

## TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS .....	i
TABLE DES MATIERES .....	ii
NOTATIONS ET ABREVIATIONS .....	v
INTRODUCTION GENERALE ET PRESENTATION DU PROBLEME .....	1
CHAPITRE 1 ARCHITECTURE DU RESEAU LTE .....	2
1.1 Introduction.....	2
1.2 Architecture générale du réseau LTE.....	2
1.2.1 <i>Le réseau cœur CN ou EPC</i> .....	3
1.2.2 <i>Le réseau d'accès</i> .....	4
1.3 Architecture protocolaire.....	5
1.3.1 <i>Plan de contrôle</i> .....	5
1.3.2 <i>Plan utilisateur</i> .....	6
1.4 Interface radio.....	6
1.4.1 <i>La couche physique</i> .....	7
1.4.2 <i>La couche de liaison du modèle OSI</i> .....	7
1.4.3 <i>La couche RRC</i> .....	11
1.5 Conclusion .....	12
CHAPITRE 2 REDUCTION DU PAPR DANS SC-FDMA .....	13
2.1 Introduction.....	13
2.2 Les mesures des signaux peakiness .....	13
2.2.1 <i>Peak-to-average-power ratio (PAPR)</i> .....	13
2.2.2 <i>Métrique cubique (CM)</i> .....	14
2.3 PAPR des modulations QAM (Quadrature Amplitude Modulation) .....	15
2.3.1 <i>Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)</i> .....	16
2.3.2 <i>16-Quadrature Amplitude Modulation (16-QAM)</i> .....	16
2.3.3 <i>64-Quadrature Amplitude Modulation (64-QAM)</i> .....	17
2.4 Signal peakiness de SC-FDMA .....	19
2.5 Modulations à faible PAPR.....	21
2.6 Spectre de mise en forme.....	22

2.6.1 Spectre de mise en forme de la fenêtre de Kaiser .....	24
2.6.2 Spectre de mise en forme en cosinus.....	24
2.6.3 Performances PAPR/CM avec spectre de mise en forme.....	26
2.7 Etude d'un cas des CCDF pour les signaux OFDM et PAPR du signal à porteuse unique.....	29
2.7.1 Présentation de l'étude .....	29
2.7.2 Résultats .....	30
2.7.3 Interprétations.....	32
2.8 Conclusion .....	33
<b>CHAPITRE 3 DIVERSITE DE TRANSMISSION.....</b>	<b>34</b>
3.1 Introduction.....	34
3.2 Différents systèmes de la diversité de transmission .....	34
3.2.1 Diversité à délai cyclique (CDD).....	34
3.2.2 Diversité de transmission par décalage de fréquence (FSTD).....	43
3.2.3 Diversité de transmission par décalage de temps (TSTD).....	45
3.2.4 Précodage de commutation de vecteur (PVS).....	46
3.2.5 Diversité de transmission par codage de bloc : STBC et SFBC.....	47
3.3 Chaîne de transmission de liaison descendante.....	64
3.4 Mot de code de la cartographie de couche.....	65
3.5 Etude du taux d'erreur binaire (BER) pour un codage Alamouti et STBC.....	66
3.5.1 BER pour un codage Alamouti .....	66
3.5.2 BER pour un codage STBC.....	67
3.6 Conclusion .....	68
<b>CHAPITRE 4 MULTIPLEXAGE SPATIAL MIMO.....</b>	<b>69</b>
4.1 Introduction.....	69
4.2 Capacité du canal MIMO.....	69
4.3 Les mots de code et la structure des couches.....	71
4.3.1 Mots de code unique par rapport à multi-mots de code .....	71
4.3.2 Mots de code à la cartographie de la couche .....	73
4.4 Chaîne de transmission en liaison descendante MIMO .....	75
4.5 Précodage MIMO .....	77
4.5.1 Précodage pour deux ports d'antennes .....	78
4.5.2 Précodage pour quatre ports d'antennes .....	80

<i>4.5.3 Opération de précodage .....</i>	80
<b>4.6 Multiplexage spatial en boucle ouverte.....</b>	<b>80</b>
<i>4.6.1 Précodeur cyclique pour quatre ports d'antennes .....</i>	<i>81</i>
<i>4.6.2 Multi-utilisateurs MIMO dans une liaison descendante.....</i>	<i>82</i>
<b>4.7 Etude de la capacité ergodique du canal .....</b>	<b>83</b>
<i>4.7.1 Présentation de l'étude .....</i>	<i>83</i>
<i>4.7.2 Résultats .....</i>	<i>84</i>
<i>4.7.3 Interprétation .....</i>	<i>85</i>
<b>4.8 Conclusion .....</b>	<b>85</b>
<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>86</b>
<b>ANNEXE 1 CARACTERISTIQUES DU SYSTEME LTE.....</b>	<b>88</b>
<b>ANNEXE 2 MODULATION OFDM.....</b>	<b>90</b>
<b>ANNEXE 3 LES TECHNIQUES D'ACCES OFDMA ET SC-FDMA .....</b>	<b>93</b>
<b>ANNEXE 4 CODES SOURCES SOUS MATLAB.....</b>	<b>98</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>104</b>
<b>FICHE DE RENSEIGNEMENTS .....</b>	<b>106</b>
<b>RESUME.....</b>	<b>107</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>107</b>

## NOTATIONS ET ABREVIATIONS

### **1. Minuscules latines**

$f$	Fréquence
$f_c$	Fréquence porteuse
$k$	Indice de sous-porteuse
$n_0, n_1$	Bruits blancs gaussiens additifs
$s(t)$	Signal instantané
$u$	Vecteur unitaire
$v_i(t)$	Tension d'entrée
$v_n$	Forme d'onde
$v_o(t)$	Tension de sortie
$v_{ref}$	Tension normalisée
$x(k)$	Symbol de modulation
$y_p(n)$	Signal transmis

### **2. Majuscules latines**

A	Amplitude
B	Bande de fréquence
C	Capacité du canal
D <sub>p</sub>	Délai cyclique
E [.]	Espérance mathématique
F <sub>e</sub>	Fréquence d'échantillonnage
H	Matrice
H <sub>2</sub>	Matrice du code Alamouti
H <sub>c</sub> (k)	Gain de signal composite
H <sub>p</sub> (k)	Gain d'antenne sur un canal p
K	Ordre de modulation
M, N	Nombre de sous-porteuse
N <sub>0</sub>	Puissance du bruit
N <sub>r</sub>	Nombre d'antenne de réception
N <sub>t</sub>	Nombre d'antenne d'émission

P	Puissance du signal
T <sub>u</sub>	Durée symbole
W	Matrice DFT
Z <sub>max</sub>	Facteur de crête
Z <sub>n</sub>	Amplitude des échantillons

### 3. Minuscules grecques

$\alpha$	Pas d'échantillonnage
$\beta$	Nombre réel arbitraire
$\lambda$	Longueur d'onde
$\mu s$	Microseconde
$\rho$	Rapport signal sur bruit
$\varphi_p$	Angle pour la p-ième antenne d'émission

### 4. Majuscules grecques

$\Sigma$	Somme
----------	-------

### 5. Notations spéciales

$\tilde{X}_l$	Fonction de mise en forme spectrale
I <sub>0</sub> (x)	Fonction de Bessel modifiée d'ordre zéro
$x^*$	Conjugué complexe de x
$\tilde{s}(t)$	Signal complexe
$e^{j\varphi_p k}$	Décalage de phase
$\hat{x}(k)$	Estimation
g/G	Paramètre de décalage
$\otimes$	Produit de Kronecker
$.*$	Multiplication élément par élément
$M_{symb}^{layer}$	Nombre de symbole de modulation

## 6. Abréviations

3GPP	3rd Generation Partnership Project
ACK	ACKnowledged
ACL	Adjacent Channel Leakage
AM	Acknowledged Mode
AMR	Adaptive Multi-Rate
AMRF	Accès multiple par répartition en fréquence
AMRT	Accès multiple à répartition dans le temps
APN	Access Point Name
ARQ	Automatic Repeat reQuest
AS	Access Stratum
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BE	Bandwidth Efficiency
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift keying
BSC	Base Station Controller
CA	Contiguous Allocation
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CDD	Cyclic delay diversity
CDF	Cumulative Distribution Function
CDMA	Code Division Multiple Access
CM	Cubic Metric
CN	Core Network
CP	Cyclic Prefix
CQI	Channel Quality Information
CRC	Cyclic Redundancy Check
CW	CodeWord
dB	décibel
DFT	Discrete Fourier Transform
DSP	Densité Spectrale de Puissance
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
eNodeB	evolved NodeB

EPC	Evolved Packet Core
ESP	Encapsulating Security Payload
E-UTRAN	Evolved-Universal Terrestrial Radio access network
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
FSTD	Frequency Switched Transmit Diversity
GPRS	Global Packet Radio Services
GSM	Global System for Mobile Communications
GTP	GPRS Tunneling Protocol
GW	GateWay
HARQ	Hybrid ARQ
HPA	High Power Amplifier
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HSPA	High Speed Packet Access
HSS	Home Subscriber Server
i.i.d	independent and identically distributed
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IES	Interférence Entre Symboles
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IMS	IP Multimedia Subsystem
IP	Internet Protocol
IPv4	Internet Protocol version 4
Km/h	Kilomètre par heure
LOS	Line Of Sight
LTE	Long Term Evolution
MAC	Medium Access Control
Mbps	Mégabit par seconde
MCW	Multi-CodeWord
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
ML	Maximum Likelihood

MME	Mobility Management Entity
MMSE	Minimum Mean Squared Error
MRC	Maximum Ratio Combining
mW	milliWatt
NACK	Not ACKnowledged
NAS	Non Access Stratum
NCA	Non-Contiguous Allocations
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiple
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OSI	Open Systems Interconnection
PAPR	Peak to Average Power ratio
PARC	Per Antenna Rate Control
PCEF	Policy Control Enforcement
PCRF	Policy Control and charging Rules Function
PDCP	Packet Data Convergence Protocol
PDN	Packet Data Network
PDU	Protocol Data Unit
P-GW	PDN GateWay
PHY	Physic layer
PM	Precoding Matrix
PMEPR	Peak-to-Mean Envelope Power Ratio
PMI	Precoding Matrix Indicators
PMS	Precoding Matrix Switching
PSD	Phase Shift Diversity
PSK	Phase Shift Keying
PSTN	Public Switched Telephone Network
PVS	Precoding Vector Switching
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality Of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RA	Radio Access
RF	Radiodiffusion de Fréquence

RLC	Radio Link Control
RNC	Radio Network Controller
RoHC	Robust Header Compression
RRC	Radio Ressource Control
RTP	Real-time Transport Protocol
SAP	Service Access Point
SC-FDMA	Single Carrier- Frequency Division Multiple Access
SCW	Single CodeWord
SDU	Service Data Unit
SFBC	Space Frequency Block Code
S-GW	Serving GateWay
SIC	Successive Interference Cancellation
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
STBC	Space-Time Block Codes
TCP	Transmission Control Protocol
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time division multiple access
TFDI	Transformée de Fourier Discrète Inverse
TFRI	Transformée de Fourier Rapide Inverse
TM	Transparent Mode
TSTD	Time shift transmit diversity
UDP	User Datagram Protocol
UE	User Equipment
UM	Unacknowledged Mode
UMTS	Universal Mobile Transceiver System
VA	Virtual Antenna
VoIP	Voice over IP
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WiFi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

## **INTRODUCTION GENERALE ET PRESENTATION DU PROBLEME**

L'industrie du cellulaire de communication sans fil a connu une croissance énorme dans la dernière décennie avec plus de quatre milliards d'abonnés sans fil à travers le monde. Le GSM (Global System for Mobile communication) et son évolution à travers le GPRS (General Packet Radio Service), EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution), WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) et HSPA (High Speed Packet Access), sont les technologies utilisées par une grande majorité d'opérateurs dans le monde. Le débit actuellement commercialisé avoisine les 7Mbps voire 14Mbps. La technologie 3G (3rd Generation) est actuellement bien avancée si l'on se réfère au processus de standardisation où des perfectionnements poussent les réseaux actuellement déployés à offrir le maximum de leur performance et sa promesse de transmissions de données à haut débit comme les taux de données pris en charge dans la pratique ont été beaucoup plus faibles.

Si le but était uniquement de développer un réseau plus performant, l'enjeu serait plus facile. La complexité vient du fait qu'un tel réseau devrait avoir une bonne zone de couverture dépendant du type de diversité et de multiplexage. Plusieurs conditions s'imposent alors pour la prochaine étape de standardisation : la performance, la qualité de service et une faible latence. Cette prochaine étape n'est autre que la LTE (Long Term Evolution), sur laquelle se baseront les réseaux du futur. Le but de cette technologie LTE est de fournir un haut débit de données à faible latence et de la technologie d'accès radio par paquet optimisé pour soutenir les déploiements de bande passante flexibles. En parallèle, la nouvelle architecture de réseau est conçue dans le but de soutenir le trafic à commutation de paquets à mobilité sans couture, une qualité de service et une latence minimale.

Ce qui nous amène à ce présent mémoire intitulé : « MULTIPLEXAGE SPATIAL DES ANTENNES MIMO DANS LE RESEAU LTE ».

Pour notre étude, nous nous sommes basés sur quatre chapitres, à savoir en premier lieu la présentation de l'architecture du réseau LTE en détaillant l'architecture générale et protocolaire suivi de l'interface radio. En second lieu, on va se baser sur la réduction du PAPR (Peak-to-average-power ratio) dans SC-FDMA (Single-Carrier Frequency Division Multiple Acces). Ensuite, on va se consacrer à la diversité de transmission. Et enfin, notre étude va se reposer sur le multiplexage spatial MIMO (Multiple-Input Multiple Output).

# CHAPITRE 1

## ARCHITECTURE DU RESEAU LTE

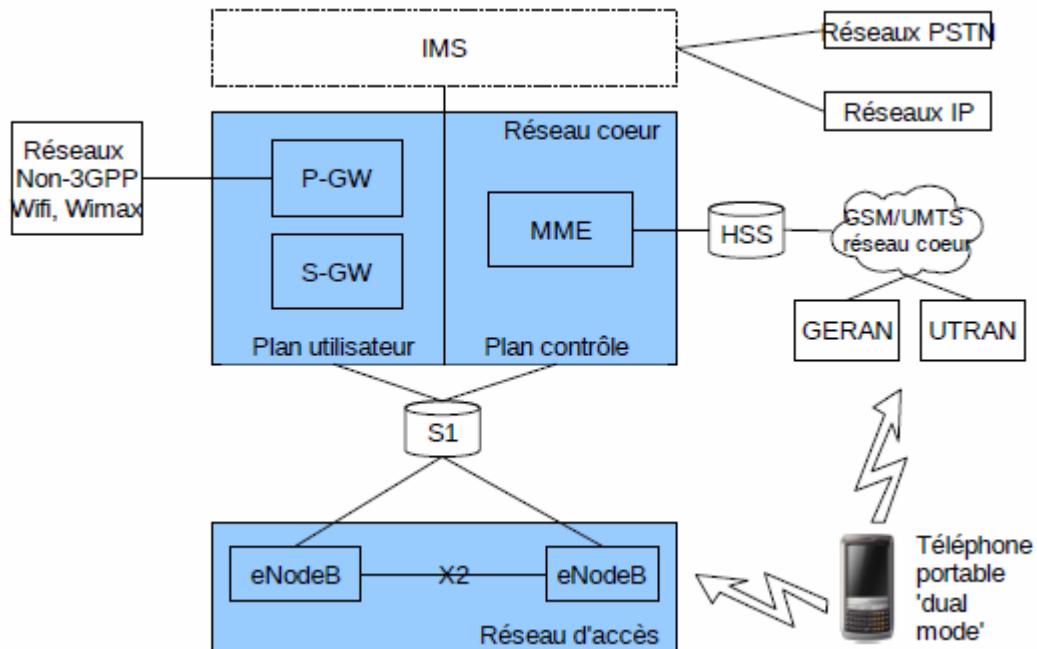
### 1.1 Introduction

L'architecture de réseau LTE est conçue dans le but de soutenir le trafic à commutation de paquets à mobilité sans couture, une qualité de service (QoS) et une latence minimale. Une approche à commutation de paquets permet de supporter tous les services, y compris de la voix par le biais des connexions par paquets.

### 1.2 Architecture générale du réseau LTE

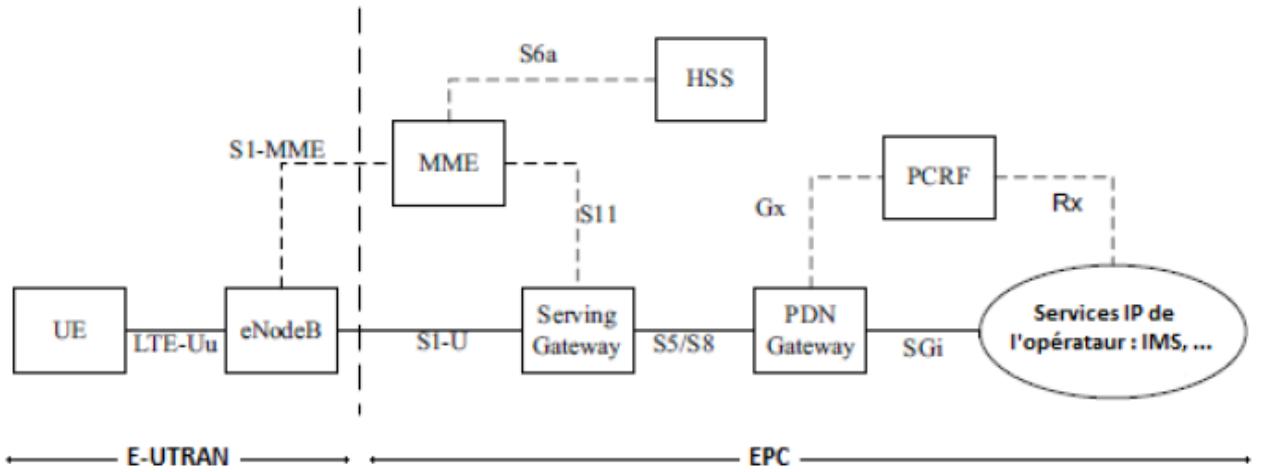
La figure 1.01 présente l'architecture générale d'un réseau LTE qui se compose d'un réseau cœur et d'un réseau d'accès et d'autres blocs qui permettent aux réseaux LTE de se connecter avec les réseaux 3GPP existants, les réseaux IP, réseaux téléphoniques commutés (PSTN) et les réseaux non 3GPP tels que WiFi, WiMAX. Le téléphone portable « dual mode » fournit l'accès au réseau LTE et aussi aux réseaux 3GPP existants.

En comparaison avec l'architecture de UMTS et GSM, le réseau LTE a moins de nœuds afin de réduire le délai et d'augmenter la performance du système.



**Figure 1.01 : Architecture du réseau LTE**

Pour plus de détail, on a l'architecture détaillée du réseau LTE illustrée dans la figure 1.02 suivante :



**Figure 1.02 : Architecture détaillée du réseau LTE**

### 1.2.1 Le réseau cœur CN ou EPC

L'architecture de réseau cœur est basée sur le protocole TCP/IP. Cela permet de simplifier l'interfonctionnement avec les réseaux fixes et non-3GPP. En comparaison avec le cœur GPRS du réseau UMTS, le réseau cœur a moins de nœuds, mais chaque nœud occupe plus de fonctions. Les nœuds principaux sont :

#### 1.2.1.1 Le Policy Control and Charging Rules Function (PCRF)

Il est responsable de l'autorisation de la QoS selon laquelle seront traités les flux de données dans le Policy Control Enforcement (PCEF partie intégrante du P-GW) et assure qu'elle s'accorde bien au profil de l'utilisateur.

#### 1.2.1.2 Le HSS ou Home Subscriber Server

Il contient les données de souscription de l'utilisateur tels les profils QoS auxquels il est souscrit ou encore toute restriction d'accès en terme de roaming. Il détient également les informations concernant les PDN via lesquels l'utilisateur peut se connecter. Celles-ci pourraient être un Access Point Name ou APN, ou encore une adresse PDN (indiquant le(s) adresse(s) IP souscrites). En dernier lieu, il conserve l'identité du MME par lequel l'utilisateur est géré.

#### 1.2.1.3 Le PDN Gateway (P-GW)

Il est responsable de l'attribution d'une adresse IP à l'UE ainsi que la validation des QoS demandées selon les restrictions venant du PCRF. Il garantit également la mobilité de l'UE vers les autres plateformes extérieures à la 3GPP, à savoir le CDMA2000 et le WiMAX.

#### 1.2.1.4 Le Serving Gateway (S-GW)

Tous les paquets IP sont transférés au travers le S-GW qui garantit la mobilité de l'UE lorsque celui-ci se déplace d'un eNodeB à un autre. Il est également responsable de la collecte des informations nécessaires à la facturation (exemple : le volume de données reçus et envoyés par l'utilisateur) et de la suspension d'une manière légale de la connexion (exemple : expiration du crédit dans le compte du client). En dernier lieu et non le moindre, il prend en charge la mobilité de l'UE dans le cas d'une mobilité à l'intérieur des technologies antérieures appartenant à la 3GPP soient le GPRS et l'UMTS.

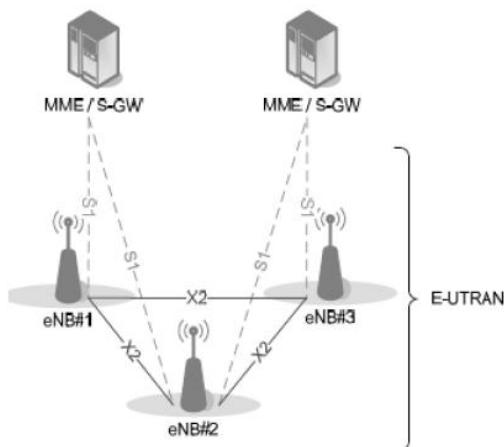
#### 1.2.1.5 Le Mobility Management Entity (MME)

Le MME est le nœud du réseau contrôlant la signalisation entre l'UE et le CN. Le protocole entre l'UE et le CN est connu sous le nom « Non-Access Stratum » ou NAS. Deux principales fonctions peuvent être soulevées pour le cas du MME : d'une part les fonctions liées à la gestion des bearers (établissement, maintenance et libération) et d'autre part celles liées à la gestion de la connexion (établissement de la connexion et sécurité entre l'UE et le réseau).

### 1.2.2 Le réseau d'accès

Dans cette partie de réseau d'accès de la LTE, elle consiste uniquement en un seul nœud : l'eNodeB. Ainsi pour les trafics usuels (par opposition au broadcast), il n'existe pas de contrôleur dans l'E-UTRAN (pas d'équivalent du BSC/RNC jouant le rôle de contrôleur respectivement dans le cas du GSM et UMTS).

Les eNodeB sont interconnectés entre eux via l'interface X2, et à l'EPC via l'interface S1, plus particulièrement au MME via le S1-MME et au S-GW via le S1-U.



**Figure 1.03 :** Vue d'ensemble de l'architecture de l'E-UTRAN

Les protocoles existants entre l'UE et l'eNodeB est connu sous le nom « Access Stratum ».

L'E-UTRAN est responsable de toutes les fonctions relatives à la partie radio, listées brièvement ci-dessous :

- Gestion des ressources radio : Elle couvre toutes les fonctions liées aux ressources radio à savoir la gestion tout court, la gestion de l'admission, de la mobilité, de l'allocation dynamique tant sur la liaison montante que descendante.
- Compression de l'en-tête : celle-ci aide à la bonne gestion de l'interface radio en compressant les en-têtes des paquets IP qui pourraient conduire à des surcharges surtout pour les paquets de petite taille tel le VoIP.
- Sécurité : toutes les données envoyées via l'interface radio sont cryptées.
- Connexion à l'EPC : en d'autres termes, la signalisation vers le MME et l'acheminement des données utilisateur vers le S-GW.

Une importante fonctionnalité de l'interface S1 entre le RA et le CN est connue sous le nom S1-flex. C'est un concept par lequel plusieurs nœuds du CN (MME/S-GW) peuvent servir simultanément une zone géographique bien définie, par l'intermédiaire d'un ensemble d'eNodeB. Un eNodeB pourrait dans ce cas être servi par plusieurs MME/S-GW comme c'est le cas de l'eNodeB#2 sur la figure 1.03. Cette technique permet à un UE connecté à l'eNodeB d'être partagé entre plusieurs nœuds du CN, permettant ainsi un partage de charge mais aussi le contournement d'éventuelles défaillances d'un nœud du CN.

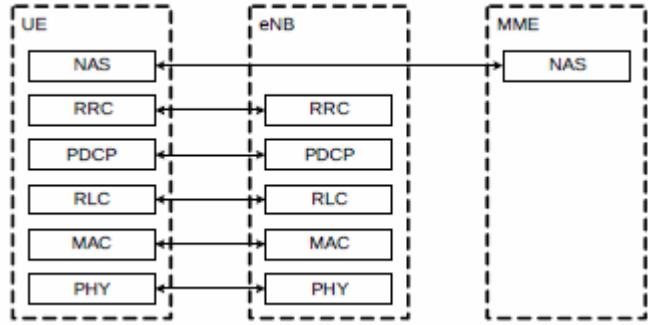
### **1.3 Architecture protocolaire**

Le modèle de LTE se compose d'un ensemble de couches verticales et horizontales. Les couches horizontales sont basées sur le modèle OSI. Les couches verticales divisent l'interface entre le plan de contrôle et le plan utilisateur. La division verticale correspond à la façon de séparer les flux de données. Les données du plan de contrôle sont transmises avec des contraints de sécurité, de fiabilité plus importantes. Celles du plan utilisateur sont transmises par des protocoles plus simples.

#### **1.3.1 Plan de contrôle**

Le plan de contrôle transmet des messages de signalisation telles que la signalisation de gestion de ressource radio, de gestion de mobilité, des services NAS (Non Access Stratum), des autres procédures entre mobile et réseau cœur.

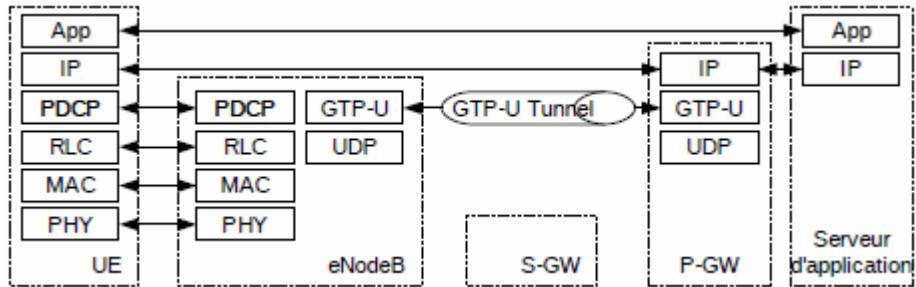
La pile protocolaire à l'interface radio est presque la même que celle du plan utilisateur. Mais les paquets du plan contrôle sont transmis avec la priorité supérieure et une protection radio supérieure grâce à la couche MAC qui transmet des canaux logiques vers les canaux de transport correspondants.



**Figure 1.04 : Plan de contrôle en couche**

### 1.3.2 Plan utilisateur

Le plan utilisateur regroupe l'ensemble des données d'usager et des signalisations au niveau application. La figure 1.05 présente l'architecture protocolaire du plan utilisateur. La couche d'application n'est présente qu'à l'UE et qu'au serveur d'application basé sur le protocole IP. Les données du plan utilisateur sont transparentes pour le cœur de réseaux.



**Figure 1.05 : Plan utilisateur**

Les données sont transmises par un tunnel GTP-U. GTP-U est une partie du protocole GTP, l'autre partie est GTP-C liée au plan contrôle. Autre la fonction d'établir une connexion de bout en bout entre le mobile et le serveur d'application, le protocole GTP s'occupe d'acheminer les paquets vers l'eNodeB correspondant pendant un déplacement de l'utilisateur.

Le protocole GTP est transmis via UDP/IP. La pile du protocole GTP/UDP/IP ajoute donc 36 octets d'entête (20 octets d'IPv4, 8 octets d'UDP, et 8 octets de GTP).

## 1.4 Interface radio

Cette interface fournit des connexions entre UE et eNodeB. La pile protocolaire est donc spécifique par rapport aux autres interfaces car liée aux liens sans fil.

Elle se compose de trois couches : la première couche (physique), la deuxième couche qui ressemble de la couche de liaison du modèle OSI, et la troisième couche (RRC).

#### **1.4.1 La couche physique**

Son rôle est d'assurer la transmission des données sous une forme capable de se propager dans l'air et de résister aux différentes perturbations inhérentes au canal radio mobile. D'un point de vue fonctionnel, la couche physique offre un service de transport sur l'interface air à la couche MAC.

La couche physique réalise les fonctions suivantes pour la transmission de données :

- Le codage de canal, qui protège les bits d'information contre les erreurs de transmission, en introduisant de la redondance dans la séquence de bits transmis;
- la modulation, qui associe les bits à transmettre à des symboles de modulation capables d'imprimer une onde électromagnétique;
- les traitements spatiaux (dits MIMO), qui précèdent les symboles de modulation afin de les transmettre de plusieurs antennes (par exemple pour donner une direction au signal émis);
- la modulation multi-porteuse, qui associe le signal à transmettre sur chaque antenne à des porteuses multiples, selon le principe de l'OFDM pour la voie descendante et du SC-FDMA en voie montante.

Les opérations inverses sont effectuées par la couche physique en réception, ainsi que des traitements de lutte contre l'interférence (par exemple l'égalisation).

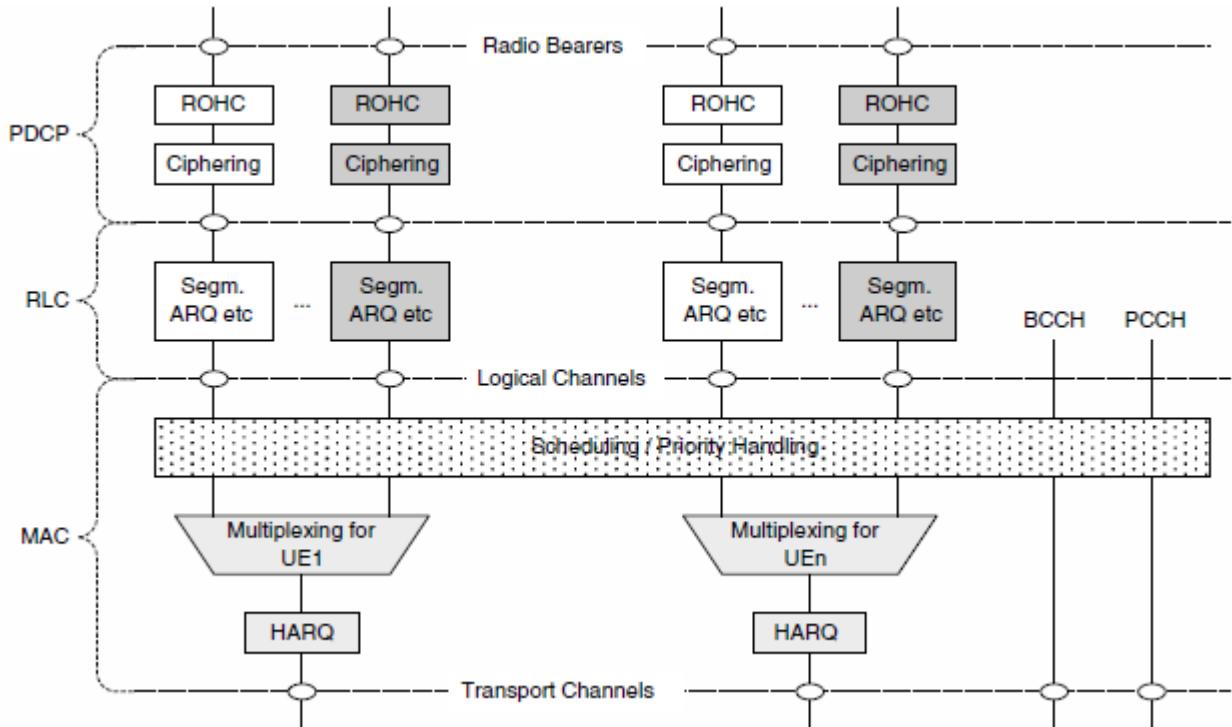
#### **1.4.2 La couche de liaison du modèle OSI**

La fonction principale de la deuxième couche est de donner un transport fiable entre deux équipements du réseau. Elle est composée de trois sous-couches : à côté de MAC et RLC, deux sous-couches de la couche de liaison traditionnelles, 3GPP ajoute une sous-couche PDCP.

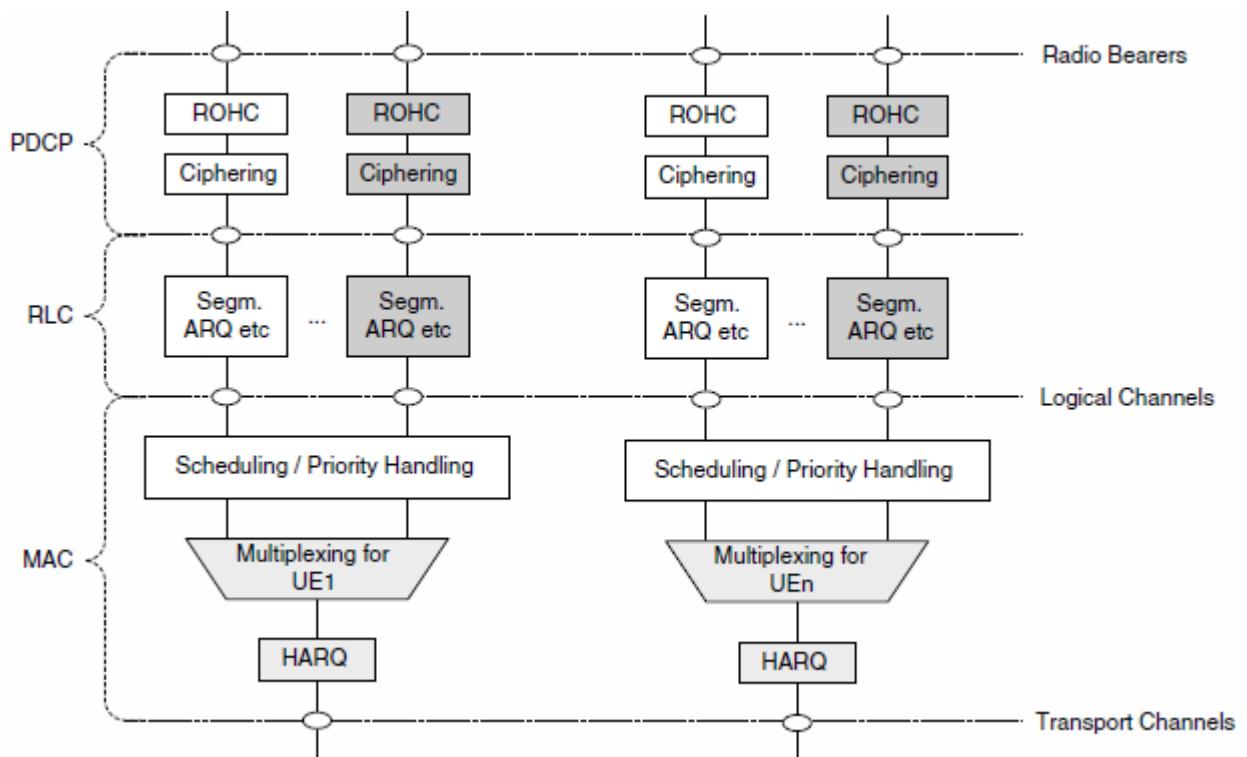
Ces sous-couches interviennent pour le transfert des données, du plan usager comme du plan de contrôle. Seule la sous-couche PDCP est conçue pour traiter différemment les données de ces deux plans. Pour RLC et MAC, c'est la configuration qui détermine les éventuelles différences de traitement à appliquer aux flux.

Le service de point d'accès (SAP) entre la couche physique (PHY) et la sous-couche MAC fournit les canaux de transport tandis que le SAP entre les sous-couches MAC et RLC fournit les canaux logiques. Les figures illustrant la deuxième couche de l'interface radio au sens descendant et au sens montant sont données dans les figures 1.06 et 1.07 respectivement.

La différence entre les structures de liaison descendante et de liaison montante est que, dans la liaison descendante, la sous-couche MAC gère également la priorité entre les UEs, en plus de la manipulation de priorité parmi les canaux logiques d'un même UE.



**Figure 1.06 : La deuxième couche de l'interface radio au sens descendant**



**Figure 1.07 : La deuxième couche de l'interface radio au sens montant**

#### 1.4.2.1 La sous-couche MAC

Elle regroupe des fonctions qui résolvent des problèmes spécifiques liés à la couche physique pour assurer le couplage entre la couche de liaison et la couche physique, telles que : multiplexage des canaux logiques vers canaux de transport correspondants (selon la pré-configuration), ordonnancement selon la priorité (« priority handling »), et correction d'erreurs sur le mécanisme de HARQ qui est héritée de 3G HSDPA.

#### 1.4.2.2 La sous-couche RLC

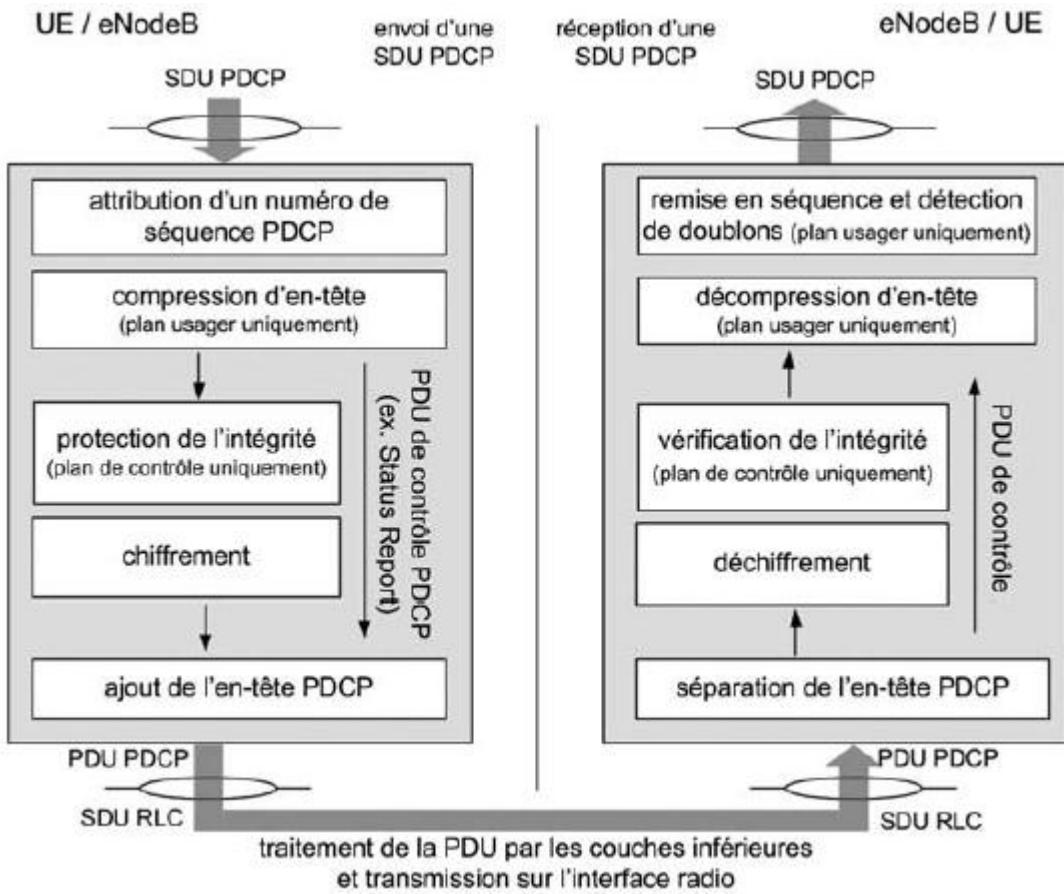
Cette sous-couche regroupe des fonctions indépendantes de la couche physique, telles que : remise en ordre des paquets, détection de perte, et demande de retransmission (Auto Repeat Request). Il y a trois modes de fonctionnement: TM (Transparent Mode), UM (Unacknowledged Mode), et AM (Acknowledged Mode). RLC n'ajoute rien au paquet original dans le mode TM. La couche peut détecter des pertes et remettre en ordre des paquets dans le mode UM. Enfin, dans le mode d'AM, l'entité RLC peut demander à l'autre bout de retransmettre le paquet.

#### 1.4.2.3 La sous-couche PDCP

La sous-couche PDCP se compose des entités PDCP. Chaque entité est rattachée à une entité de la couche supérieure (Data Radio Bearer), et une ou deux entités de la couche RLC.

La figure 1.08 représente les fonctions d'une entité PDCP :

- Utiliser RoHC pour compresser/décompresser des entêtes de paquets.
- Mettre en ordre des paquets de la couche RLC.
- Garantir de l'intégrité des messages de signalisation du plan de contrôle.
- Chiffrement et déchiffrement des messages de signalisation du plan utilisateur.
- Ajouter/enlever un entête PDCP
- Ne pas traiter les messages de signalisation de contrôle broadcast et de paging.



**Figure 1.08 : Fonction de la sous-couche PDCP**

La taille des en-têtes des SDU PDCP du plan usager est réduite à l'aide du mécanisme de compression RoHC (Robust Header Compression). Cette fonction vise à améliorer l'efficacité spectrale de services conversationnels comme la voix sur IP (VoIP), qui forme des paquets de petite taille. Plusieurs profils de compression sont cependant définis afin d'adapter son utilisation à différents usages (TCP/IP, UDP/IP, RTP/UDP/IP, ESP/IP...). On notera que cette fonctionnalité est optionnelle pour l'UE, sauf pour un UE capable de réaliser de la VoIP via l'IMS (certains profils sont alors obligatoires).

L'eNodeB choisit le profil de compression selon les capacités de l'UE (profils acceptés) et le type de service utilisé. La compression d'en-tête ne peut être appliquée qu'aux SDU PDCP du plan usager.

Elles concernent le plan de contrôle (chiffrement et intégrité) et le plan usager (chiffrement).

Enfin, les fonctions de détection des doublons et de remise en séquence sont également mises en œuvre pour le plan de contrôle et le plan usager. Elles sont particulièrement utiles lors d'un handover entre deux cellules LTE, au cours duquel des PDU PDCP peuvent être reçues deux fois (envoi sur la cellule source et la cellule cible) et/ou en désordre (PDU N reçue avant la PDU N-1).

La sous-couche PDCP est donc sollicitée pour le transport de la signalisation et des données utilisateurs. On notera que les PDU PDCP de contrôle, qui sont créées par la couche PDCP et non par les couches supérieures, suivent un traitement spécifique (pas de chiffrement ni de protection de l'intégrité) et ne sont pas associées à des SDU PDCP. La PDU Status Report en est un exemple.

#### **1.4.3 La couche RRC**

La couche RRC, pour Radio Ressource Control, sert au contrôle de l'interface radio. On peut en effet constater sur le schéma modélisant la structure de l'interface radio, que la couche RRC est connectée aux quatre autres couches, via des points d'accès de contrôle : RRC est responsable de la configuration et du contrôle des couches de niveau 1 (PHY) et 2 (MAC, RLC et PDCP). C'est la spécificité de cette couche, véritable chef d'orchestre de l'interface radio.

Ce rôle est possible grâce à l'échange d'informations entre les entités RRC distantes, localisées au sein de l'UE et de l'eNodeB, suivant les procédures du protocole RRC. Les messages RRC sont traités par les couches PDCP, RLC, MAC et PHY avant d'être transmis sur l'interface radio, puis reconstitués, vérifiés et interprétés par l'entité distante RRC. La signalisation RRC demande ainsi un certain temps de traitement par l'UE et est consommatrice de ressources radio. Pour la couche physique, on parle alors de configuration semi-statique lorsqu'elle est effectuée par RRC.

Un UE présent sur une cellule LTE est en mode veille (ou RRC\_IDLE) lorsqu'il n'a pas de connexion RRC active avec l'eNodeB. Dans ce cas, il décode régulièrement les Informations Système diffusées par l'eNodeB sur la cellule, ainsi que les messages de notifications (paging).

Dans cet état, l'UE contrôle de façon autonome sa mobilité. Lorsqu'il a établi une connexion RRC, il est en mode connecté, également appelé RRC\_CONNECTED sur l'interface radio. RRC doit alors gérer la connexion active, la mobilité de l'UE, le transfert de la signalisation NAS, la sécurité AS (gestion des clés) ainsi que les supports radio activés pour porter les données de service et ou la signalisation (RRC et NAS).

RRC assure ainsi les fonctions suivantes :

- la diffusion et le décodage d'Informations Système de niveaux AS et NAS sur la cellule, pour tous les UE en mode veille présents sur celle-ci, donnant notamment les paramètres d'accès à la cellule, de mesure et de resélection en mode veille;
- l'envoi et la réception de paging, pour l'établissement d'appel destiné à un UE en mode veille, pour informer les UE de la cellule que les Informations Système sont modifiées ou encore pour les alerter en cas de force majeure (par exemple, en cas de tremblement de terre ou de tsunami);

- la gestion de la connexion RRC (établissement, reconfiguration et relâche);
- le contrôle des radios bearers associés à des services ou à la signalisation;
- le contrôle des mesures de l'UE et leur remontée à l'eNodeB en mode connecté;
- la mobilité en mode connecté;
- le contrôle de la mobilité en mode veille (sélection et resélection de cellule);
- et la transmission de la signalisation des couches supérieures NAS.

Soit la fonction principale de RRC est la gestion de la signalisation établie entre UE et eNodeB.

### **1.5 Conclusion**

Le système LTE est basé sur une architecture réseau très simplifiée avec seulement deux types de nœuds : eNodeB et MME/GW. Fondamentalement, il s'agit d'une architecture aplatie qui permet la conception de réseau simplifié tout en soutenant la mobilité transparente et des mécanismes de QoS avancées. Il s'agit d'un changement majeur par rapport aux réseaux sans fil traditionnels avec beaucoup plus de nœuds de réseau utilisant une architecture de réseau hiérarchique. La simplification de réseau a été en partie possible parce que le système LTE ne supporte pas les macro-diversités ou soft handover et donc ne nécessite pas de RNC dans le réseau d'accès pour la macro-diversité de combinaison. Beaucoup d'autres fonctions RNC sont incorporés dans l'eNodeB. Les connexions logiques QoS sont prévues entre l'UE et la passerelle permettant la différenciation des flux IP et de répondre aux exigences des applications à faible latence.

## CHAPITRE 2

### REDUCTION DU PAPR DANS SC-FDMA

#### 2.1 Introduction

Une solution simple pour augmenter les débits de données de liaison montante serait d'augmenter la taille de l'amplificateur de puissance. Cependant, cela dépendrait de l'augmentation du coût de l'amplificateur de puissance et la consommation de puissance de batterie de l'équipement d'utilisateur (UE). Une source d'inefficacité dans la puissance d'émission est le délai d'attente nécessaire en raison d'un signal peakiness (pic d'un signal) élevé ou PAPR du signal d'émission. En réduisant le signal peakiness de la liaison montante, une puissance plus élevée peut être transmise sur la liaison montante pour la même taille de l'amplificateur de puissance.

Dans ce chapitre, nous allons discuter des mesures de signaux peakiness, un signal peakiness pour différentes modulations, des modulations de PAPR faibles et les techniques de mise en forme du spectre pour réduire un signal peakiness SC-FDMA (voir Annexe 3 pour les techniques Single-Carrier Frequency Division Multiple Access).

#### 2.2 Les mesures des signaux peakiness

Le signal peakiness est une considération importante pour des performances de l'amplificateur RF en particulier pour les transmissions en liaison montante. La réduction du signal peakness de liaison montante peut fournir une plus grande puissance d'émission permettant des débits de données plus élevés dans la liaison montante. Nous discutons de deux mesures de signaux peakiness: PAPR et la puissance de la métrique cubique.

##### 2.2.1 Peak-to-average-power ratio (PAPR)

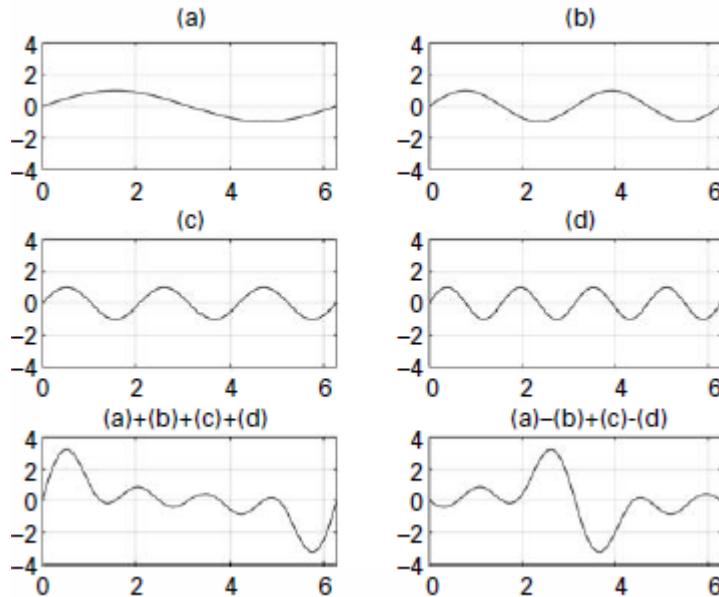
Le rapport PAPR est généralement défini comme le rapport de la puissance du signal instantané à la puissance moyenne du signal comme ci-dessous:

$$PAPR = \frac{|s(t)|^2}{E[|s(t)|]^2} \quad (2.01)$$

En général, un faible PAPR est souhaité pour améliorer l'efficacité de l'amplificateur de puissance c'est-à-dire une plus petite réduction de puissance est nécessaire. Un grand PAPR résulte du grand nombre de canaux parallèles de transmission de code. En général, le PAPR de WCDMA pour un grand nombre de codes de transmission parallèle peut être approché par la fonction CCDF (complementary cumulative distribution function) d'une variable aléatoire gaussienne complexe.

De même, dans le cas de l'OFDM, un grand nombre de tonalité est utilisé pour la transmission de différents UE ou transmission à un seul équipement UE sur la liaison descendante.

Afin d'illustrer pourquoi une superposition de sous-canaux parallèles (codes ou tonalités) résulte dans les grandes variations du signal, la figure 3.01 montre la superposition de 4 codes d'OFDM à des fréquences  $f$ ,  $2f$ ,  $3f$  et  $4f$ . L'intrigue en bas à gauche montre la simple addition des quatre tonalités (tous les tonalités modulés par '+1') tandis que la parcelle en bas à droite montre le cas où les tons à des fréquences  $f$  et  $3f$  sont modulés par '+1' tandis que les tons de fréquences  $2f$  et  $4f$  sont modulés par '-1'. On peut noter que la superposition de plusieurs sinusoïdes peut entraîner d'importantes variations du signal composite.



**Figure 2.01 : Superposition de sinusoïdes**

### 2.2.2 Métrique cubique (CM)

Dans le cadre de l'évaluation de la performance des technologies LTE et HSPA (high speed packet access), on s'est rendu compte que PAPR peut ne pas être une mesure précise de la réduction de l'amplificateur de puissance ou réduction de puissance dans un UE. Une autre mesure nommée métrique cubique (CM) a été développée comme un prédicteur plus efficace de la réduction effective de la capacité de puissance, ou réduction de puissance, d'un amplificateur de puissance typique dans un UE. CM a été trouvé pour avoir une corrélation élevée avec la réduction de puissance mesurée et donnée à une répartition plus serrée des erreurs. Cela s'est avérée être vrai pour plusieurs amplificateurs de puissance à l'aide de différentes technologies et différents signaux avec une gamme de PAPR.

Le CM est défini comme:

$$CM = \frac{20 \log_{10} \left[ \frac{(v_n^3)_{rms}}{(v_{ref}^3)_{rms}} \right]}{F} \quad (2.02)$$

où  $v_n$  est la forme d'onde de tension normalisée du signal d'entrée et  $v_{ref}$  est la tension normalisée du signal vocale à 12.2 Kbps AMR (Adaptive Multi-Rate) dans WCDMA. Nous notons que, par définition, le CM du signal de référence est de 0dB. Le facteur empirique F est obtenu par ajustement de la courbe linéaire de CM à la courbe réelle de la réduction de l'amplificateur de puissance. Une valeur de  $F=1.85$  a été largement utilisée lors de l'évaluation de la performance LTE. Le terme  $20 \times \log_{10} (v_{ref}^3)_{rms}$ , ce qui représente la puissance cubique du signal vocal WCDMA, est supposée être 1.5237.

Le CM peut alors être estimé comme suit:

$$CM = \frac{[20 \log_{10}(v_n^3)_{rms} - 1.5237]}{1.85} \quad (2.03)$$

La motivation pour l'utilisation de CM était de modéliser l'impact de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance sur le canal de fuite adjacent (ACL). La principale cause d'ACL est la troisième ordonnance de non-linéarité du gain de la caractéristique de l'amplificateur. Le gain caractéristique de tension de l'amplificateur dans ce cas peut être écrit comme:

$$v_o(t) = G_1 \times v_i(t) + [v_i(t)]^3 \quad (2.04)$$

où  $v_i(t)$  est la tension d'entrée de l'amplificateur de puissance et le  $v_o(t)$  est la tension de sortie. En outre  $G_1$  et  $G_3$  sont les gains linéaires et non linéaires de l'amplificateur. Ces valeurs dépendent généralement seulement sur la conception de l'amplificateur, et sont indépendants du signal d'entrée  $v_i(t)$ .

Le terme cubique dans l'équation (2.04) génère plusieurs types de dégradation du signal de sortie. Pour un amplificateur donné, l'énergie totale dans le terme cubique est déterminée par le signal d'entrée  $v_i(t)$ . En outre, l'énergie totale est répartie entre les différentes composantes de distorsion dans certains signaux prédéfinis de façon dépendant.

### 2.3 PAPR des modulations QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

Dans les systèmes 3G actuels qui utilisent l'accès de liaison montante non orthogonal basé sur WCDMA, le SINR maximal est limité en raison de l'interférence intra-cellulaire. En outre, puisque l'accès de liaison montante est non orthogonal, le partage de la bande passante de liaison montante n'est pas une préoccupation que les transmissions provenant de multiples équipements UE transmettent simultanément pouvant se superposer en fréquence. Toutefois, dans le système

LTE utilisant un accès en liaison montante sur la base orthogonale SC-FDMA, il n'y a pas d'interférence intra-cellulaire.

La bande passante totale doit aussi être partagée entre plusieurs UE avec un accès au canal de données de liaison montante simultanément. Par conséquent, le LTE utilise des modulations d'ordres supérieurs tels que 16-QAM et 64-QAM pour atteindre des débits plus élevés. Malheureusement, les modulations d'ordre supérieur entraînent une augmentation de PAPR et de grandes réductions d'amplificateurs de puissance sur la liaison montante réduisent la puissance d'émission totale disponible. Une autre alternative pour atteindre des débits plus élevés dans la liaison montante est d'utiliser les techniques de multiplexage spatial MIMO (Multiple Input Multiple Output). Cependant, les systèmes de multiplexage spatial MIMO nécessitent plusieurs chaînes RF et plusieurs amplificateurs de puissance et donc une incidence sur la complexité d'UE et la consommation d'énergie de la batterie. Dans cette section, nous discutons de PAPR pour les modulations QPSK, 16-QAM et 64-QAM.

### **2.3.1 Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)**

La constellation QPSK est illustrée à la figure 3.02. En supposant une puissance moyenne de l'unité, les composantes réelles et imaginaires prennent des valeurs d'amplitude de A et -A où A est donnée ci-dessous:

$$A = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.05)$$

**Figure 2.02 : Constellation QPSK.**

Dans la modulation QPSK, tous les points de la constellation possèdent la même puissance et le PAPR peut être calculé comme suit:

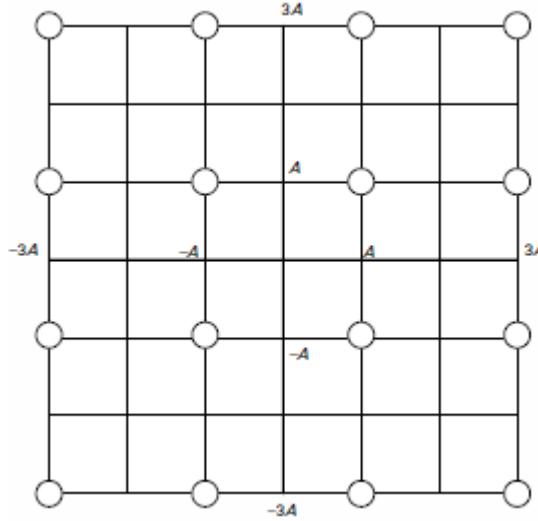
$$PAPR_{QPSK} = \frac{(A^2 + A^2)}{1} = 1.0 = 0.0 \text{ dB} \quad (2.06)$$

Cela signifie que PAPR pour QPSK est de 0.0 dB c'est-à-dire un signal à enveloppe constante.

### **2.3.2 16-Quadrature Amplitude Modulation (16-QAM)**

La constellation 16-QAM est représentée sur la figure 2.03. De nouveau, en supposant une puissance moyenne de l'unité, les composantes réelles et imaginaires prennent des valeurs d'amplitude A, 3A, -A et -3A où A est donnée ci-dessous:

$$A = \frac{1}{\sqrt{10}} \quad (2.07)$$



**Figure 2.03 : 16-QAM.**

Le PAPR maximum pour 16-QAM peut être calculé comme ci-dessous:

$$PAPR_{16-QAM} = \frac{(9A^2 + 9A^2)}{1} = 1.8 = 2.55 \text{ dB} \quad (2.08)$$

C'est les résultats de 16-QAM dans un PAPR maximum de 2.55 dB avec 25% de probabilité soit quatre symboles (points d'angle de la constellation) à PAPR de 2.55 dB sur un total de 16 symboles. De même, nous pouvons obtenir le PAPR pour les quatre points de la constellation interne comme ci-dessous:

$$PAPR_{16-QAM} = \frac{(A^2 + A^2)}{1} = 0.2 = -7 \text{ dB} \quad (2.09)$$

Le PAPR pour les huit points de la constellation restante est:

$$PAPR_{16-QAM} = \frac{(A^2 + 9A^2)}{1} = 1.0 = 0.0 \text{ dB} \quad (2.10)$$

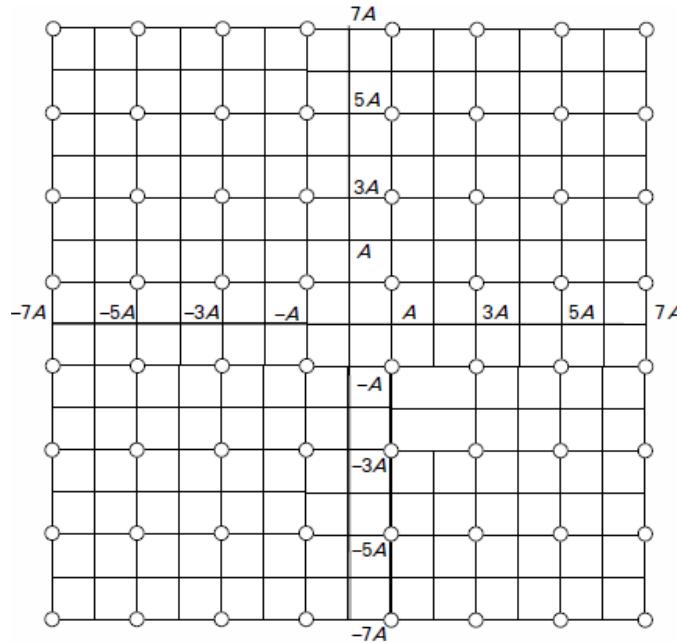
### 2.3.3 64-Quadrature Amplitude Modulation (64-QAM)

La constellation 64-QAM est illustrée à la figure 3.04. Une fois de plus, en supposant une puissance moyenne de l'unité, les composantes réelles et imaginaires prennent des valeurs d'amplitude A, 3A, 5A, 7A, -A, -3A, -5A et -7A où A est donnée ci-dessous:

$$A = \frac{1}{\sqrt{42}} \quad (2.11)$$

Le PAPR maximum pour 64-QAM peut être calculé comme ci-dessous:

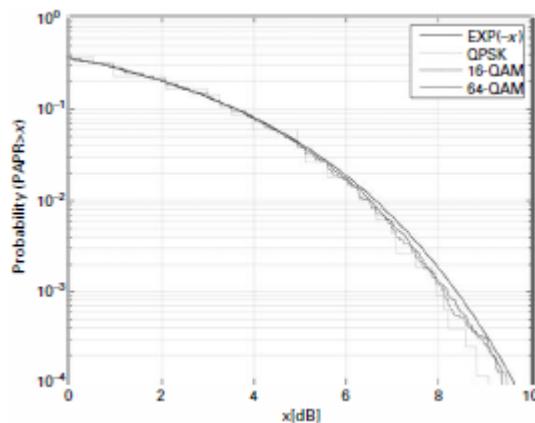
$$PAPR_{64-QAM} = \frac{(49A^2 + 49A^2)}{1} = \frac{98}{42} = 3.68 \text{ dB} \quad (2.12)$$



**Figure 2.04 :** 64-QAM.

Cela montre que les résultats de 64-QAM dans un PAPR de 3.68 dB à 6.25% (1/16) de probabilité soit quatre symboles (symboles d'angle de la constellation) à PAPR de 3.68 dB sur un total de 64 symboles.

Nous avons constaté que pour un seul sous-canal (code CDMA ou OFDM sous-porteuse) de transmission, on a les résultats pour les modulations QPSK, 16-QAM et 64-QAM dans un PAPR maximum de 0.0, 2.55 et 3.68dB respectivement. Nous avons maintenant un coup d'œil à la ventilation assistée pour ces modulations pour un grand nombre de sous-canaux parallèles de transmission.



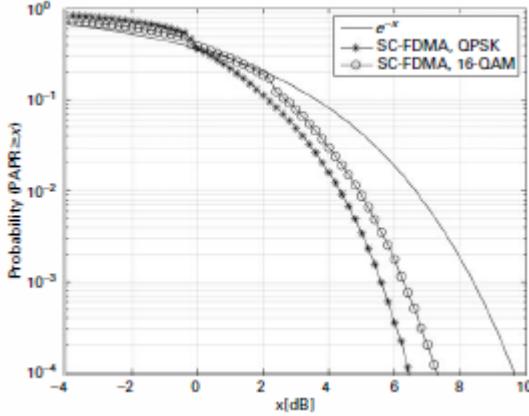
**Figure 2.05 :** PAPR pour les modulations QPSK, 16-QAM et 64-QAM avec 16 canaux parallèles.

La Figure 2.05 compare le CCDF gaussien complexe avec le PAPR pour QPSK, 16-QAM et 64-QAM avec 16 sous-canaux parallèles de transmission. Comme attendu pour un grand nombre de sous-canaux, le PAPR peut être approché avec le CCDF gaussien complexe.

Il est également intéressant de noter que l'ordre de modulation ne fait pas beaucoup de différence lorsque le nombre de sous-canaux parallèles est grand. Cela indique qu'une fois que nous concevons un système pour accueillir le pire des cas PAPR (celle du signal gaussien complexe), le nombre de sous-canaux utilisés et l'ordre de modulation ne fait aucune différence.

## 2.4 Signal peakiness de SC-FDMA

Comme nous l'avons noté plus haut, SC-FDMA est utilisé dans la liaison montante LTE en raison de la caractéristique de son faible rapport signal peakiness. Dans la figure 2.06, nous traçons le CCDF de PAPR pour SC-FDMA et le comparons avec le CCDF d'un signal gaussien complexe. Nous avons supposé deux modulations QPSK et 16-QAM, la FFT avec taille  $M = 64$  et l'IFFT avec taille  $N = 512$ . Nous notons que le point de CCDF, le PAPR de SC-FDMA 0.1% en utilisant QPSK est d'environ 2.5dB inférieur au PAPR d'un signal gaussien complexe. Depuis le PAPR d'un signal OFDM transmis sur un nombre suffisamment grand de tonalités ou sous-porteuses est similaire au PAPR d'un signal gaussien complexe, nous pouvons dire que SC-FDMA fournit un PAPR 2.5dB inférieur au PAPR d'un signal OFDM. A titre de référence, pour une modulation QPSK, la métrique cubique pour SC-FDMA et OFDM est de 1.0dB et 3.4dB respectivement. Ceci montre une différence similaire à la différence de PAPR au point de 0.1%. L'avantage du signal peakiness de SC-FDMA réduit pour les modulations d'ordres supérieurs tels que 16-QAM et 64-QAM. Nous notons que pour la modulation 16-QAM au point sur CCDF de 0.1%, le PAPR de SC-FDMA est d'environ 2.0dB inférieur au PAPR d'un signal gaussien complexe. En outre, la métrique cubique de SC-FDMA avec 16-QAM est de 1.8dB, ce qui n'est que de 1.6dB à la valeur métrique cubique pour OFDM. Comme indiqué précédemment, un signal gaussien complexe donne le pire des cas PAPR et donc son PAPR ou CM n'est pas affecté par la modulation. La métrique cubique pour SC-FDMA en utilisant la modulation 64-QAM est d'environ 2.0dB, ce qui n'est que de 1.4dB de mieux que la métrique cubique pour OFDM.



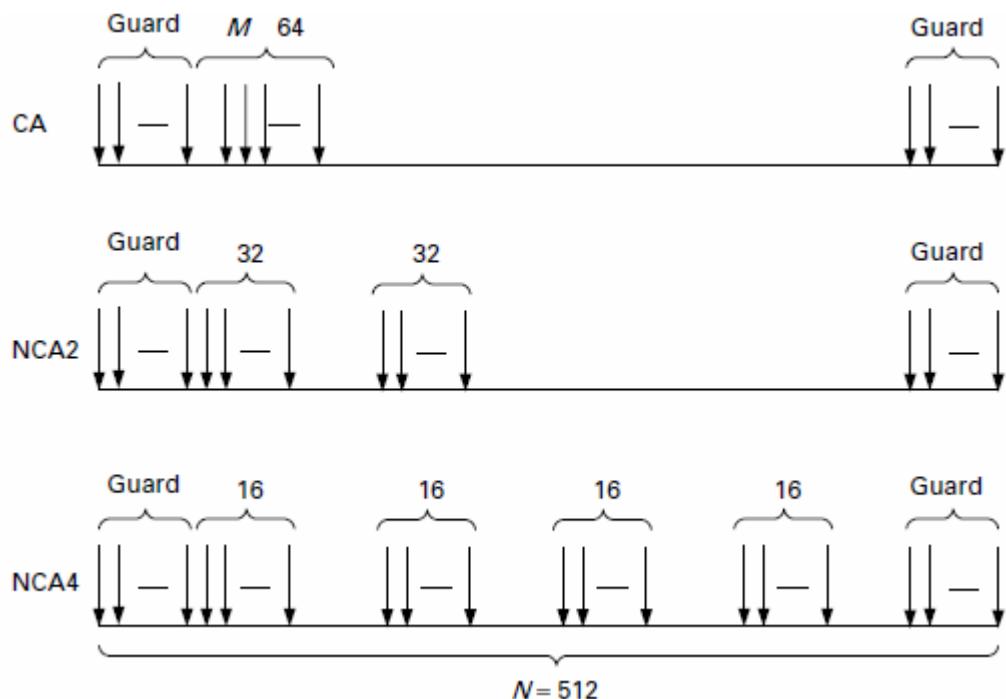
**Figure 2.06 : PAPR pour SC-FDMA pour  $M = 64, N = 512$ .**

Il peut, cependant, être soutenu que PAPR/CM inférieur est plus souhaitable pour les UE de puissance limitée en utilisant une modulation QPSK. En général, QPSK est utilisée à SINR relativement plus faible où les capacités des échelles à peu près linéaire avec SINR. Cela signifie que la puissance supplémentaire qui devient disponible en raison de PAPR/CM inférieur se traduit directement par une hausse des débits de données. Toutefois, les modulations d'ordre supérieur tels que 16-QAM et 64-QAM sont utilisés à SINR relativement plus élevé où la capacité de canal à échelle logarithmique avec SINR. Par conséquent, la puissance supplémentaire qui devient disponible en raison de PAPR/CM inférieur traduit que des améliorations marginales des taux de données.

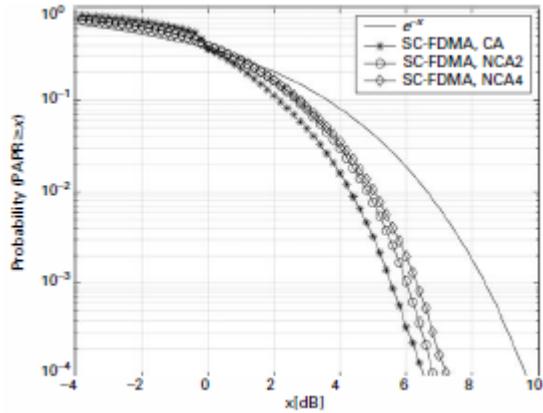
Afin de maintenir une propriété de porteuse unique de SC-FDMA localisée, les symboles de données FFT précodés doivent être mappés à des sous-porteuses contiguës à l'entrée de l'IFFT comme le montre le cas de l'allocation contiguë (CA) de la figure 2.07. Les résultats PAPR de la figure 2.06 sont tracés pour ce cas d'allocation contiguë. Lorsque les symboles de données FFT précodés sont mappés à des groupes non-contiguës de sous-porteuses, le PAPR et CM augmentent. La Figure 2.07 montre deux allocations non contiguës (NCA), un programme dénommé NCA2 où les symboles précodés FFT sont mappés à deux groupes de sous-porteuses contiguës et un autre régime dénommé NCA4 où les symboles FFT précodés sont mappés à quatre groupes de sous-porteuses contiguës. L'augmentation du signal peakiness avec le nombre croissant de groupes de la transmission est mappée comme le montre la figure 2.08. L'augmentation de la métrique cubique pour NCA2 et NCA4 par rapport au système CA est de 0.65dB et 0.83dB respectivement. Cela signifie que pour maintenir la faible prestation de signal peakiness du système SC-FDMA, certaines contraintes dans l'allocation des ressources sont introduites.

## 2.5 Modulations à faible PAPR

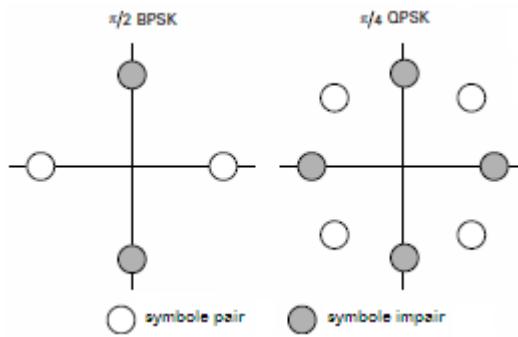
Le PAPR de SC-FDMA peut éventuellement être encore réduite en utilisant un déphasage  $\pi/M$  de modulation MPSK, qui emploie la rotation de phase par symbole. Les constellations pour un déphasage  $\pi/2$  BPSK et  $\pi/4$  QPSK sont données à la figure 2.09. En cas de déphasage  $\pi/2$  BPSK, les symboles de numéros pairs sont transmis sous forme d'une modulation BPSK. Cependant, les symboles de rang impair sont mis en rotation par un déphasage de  $\pi/2$ . De même, pour un déphasage  $\pi/4$  QPSK, les symboles de numéros pairs sont transmis sous forme d'une modulation QPSK normal. Cependant, les symboles de rang impair sont mis en rotation par un déphasage de  $\pi/4$ . Notez que les déphasages sur les symboles impairs n'ont pas d'impact sur la performance de la liaison par rapport à la norme BPSK et QPSK.



**Figure 2.07 :** SC-FDMA avec allocation contiguë (CA) et de l'allocation non contiguë (NCA) des groupes de sous-porteuses.



**Figure 2.08 :** PAPR pour SC-FDMA pour la modulation QPSK avec des allocations contiguës et non contiguës.



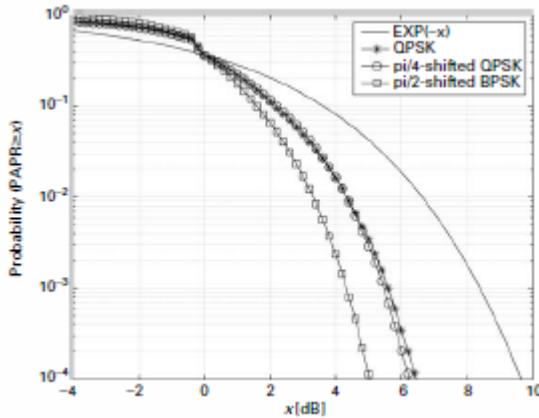
**Figure 2.09 :** Constellations des signaux de déphasage  $\pi/2$  BPSK et  $\pi/4$  QPSK.

Le CCDF de PAPR pour les constellations des signaux de déphasage  $\pi/2$  BPSK et  $\pi/4$  QPSK est illustré à la figure 2.10. Nous notons les résultats du déphasage  $\pi/4$  QPSK en amélioration marginale dans PAPR. A un point de 0.1% sur CCDF, le PAPR pour un déphasage  $\pi/4$  QPSK est d'environ 0.2dB inférieur à la constellation QPSK standard. Cependant, le déphasage  $\pi/2$  BPSK fournit un PAPR d'environ 1.2dB inférieur à une constellation QPSK standard. La métrique cubique pour un déphasage  $\pi/4$  QPSK ne montre pas d'amélioration par rapport à la constellation QPSK standard. En cas d'un déphasage  $\pi/2$  BPSK, des améliorations de 0.8dB sont ainsi observées dans la métrique cubique. La métrique cubique pour un déphasage  $\pi/2$  BPSK n'est que de 0.2 dB par rapport à 1.0 dB pour une modulation QPSK standard.

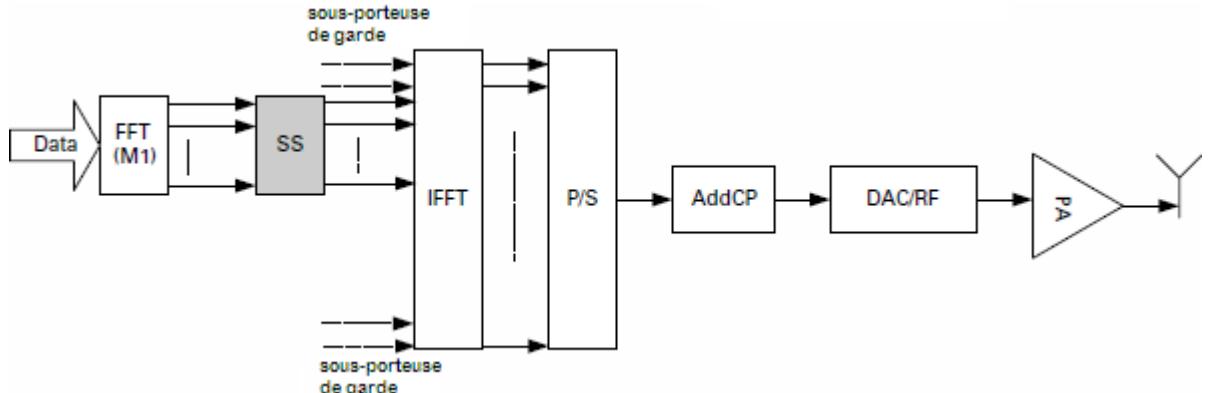
## 2.6 Spectre de mise en forme

Dans la section précédente, nous avons constaté que les modulations de MPSK de déphasage  $\pi/M$  notamment un déphasage  $\pi/2$  BPSK peut réduire davantage le signal peakiness d'une transmission mono-porteuse. Dans cette section, nous discutons des techniques d'impulsion de mise en forme ou le spectre de mise en forme qui peuvent même réduire davantage le signal peakiness d'une

transmission mono-porteuse. Pour un traitement temporel de SC-FDMA, l'impulsion de mise en forme peut être utilisée sur le signal dans le domaine temporel pour réduire le signal peakiness. Dans le cas de la transformation dans le domaine fréquentiel de SC-FDMA comme c'est le cas dans un écart DFT d'OFDM, le spectre de mise en forme peut être effectué dans le domaine fréquentiel comme le montre la figure 2.11. La fonction du spectre de mise en forme peut être obtenue simplement en prenant la transformée de Fourier de la fonction d'impulsion de mise en forme.



**Figure 2.10 :** PAPR pour les constellations de signaux de déphasage  $\pi/2$  BPSK et  $\pi/4$  QPSK.



**Figure 2.11 :** Emetteur SC-FDMA utilisant un spectre de mise en forme.

Le spectre de mise en forme est réalisé sur les échantillons DFT-précodés  $X_l$  [ $l = 0, 1, \dots, (M - 1)$ ] avant la cartographie d'IDFT. Les échantillons DFT-précodés sont multipliées avec la fonction de mise en forme spectrale comme ci-dessous:

$$\tilde{X}_l = X_l \times S(l) \quad l = 0, 1, \dots, (M - 1) \quad (2.13)$$

où  $S(l)$  sont les échantillons de la fonction de mise en forme du spectre et  $M$  est le nombre de sous-porteuses utilisé pour la transmission. Deux classes de fonctions de spectre de mise en forme à savoir la fenêtre de Kaiser et le spectre de mise en forme en cosinus ont été proposées pour la

réduction du signal peakiness dans le système LTE. Nous allons discuter en détail ces deux fonctions dans les sections suivantes.

### 2.6.1 Spectre de mise en forme de la fenêtre de Kaiser

La fonction de spectre de mise en forme de la fenêtre de Kaiser est définie comme:

$$s_{Kaiser}(l) = \frac{I_0\left(\beta \sqrt{1 - \left(\frac{2l}{M-1} - 1\right)^2}\right)}{I_0(\beta)} \quad (2.14)$$

où  $\beta$  est un nombre réel arbitraire qui détermine la forme de la fenêtre, et le nombre entier  $M$  donne la longueur de la fenêtre.  $I_0(\cdot)$  est la fonction de Bessel modifiée d'ordre zéro du premier type qui est définie par:

$$I_0(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e^{x \cos t} dt \quad (2.15)$$

Par construction, la fonction de fenêtre de Kaiser dans l'équation (2.14) des pics à l'unité au centre de la fenêtre, et décroît exponentiellement vers les bords de la fenêtre comme le montre la figure 2.12.

### 2.6.2 Spectre de mise en forme en cosinus

Les filtres en cosinus surélevé sont fréquemment utilisés dans les systèmes sans fil pour produire un signal à bande limitée. Une caractéristique principale de ces filtres est qu'ils produisent des impulsions de Nyquist après filtrage adapté et donc ne provoquent aucune interférence intersymbole. Dans le domaine fréquentiel, la fonction de spectre de mise en forme en cosinus surélevé est définie comme:

$$S_{RC}(l) = \begin{cases} 1, & |l| \leq \frac{(1-\beta)M}{2} \\ \frac{1}{2} \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi}{M\beta} \left[ |l| - \frac{(1-\beta)M}{2} \right] \right) \right], & \frac{(1-\beta)M}{2} \leq |l| \leq \frac{(1+\beta)M}{2} \\ 0, & \text{autres} \end{cases} \quad (2.16)$$

où  $0 \leq \beta \leq 1$  est le facteur de roll-off. Le facteur roll-off est une mesure de l'excès de largeur de bande. Comme  $\beta$  tend vers zéro, la zone roll-off devient infiniment étroite menant à une fonction de spectre de mise en forme rectangulaire. Lorsque  $\beta=1$ , la partie non nulle du spectre est un cosinus surélevé pur, ce qui conduit à la simplification:

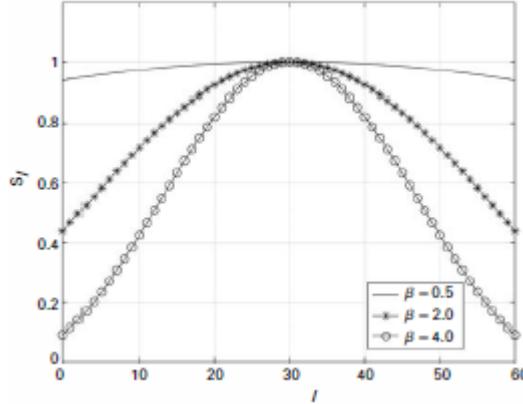
$$S_{RC}(l)|_{\beta=1} = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi l}{M} \right) \right], & |l| \leq M \\ 0, & \text{autres} \end{cases} \quad (2.17)$$

Quand un filtre adapté est utilisé au niveau du récepteur,

$$S_R(l) = S_T^*(l) \quad (2.18)$$

où  $S_R(l)$  et  $S_T(l)$  représentent la fonction de spectre de mise en forme de l'émetteur et le récepteur, respectivement, et  $x^*$  dénote le conjugué complexe de  $x$ . Afin de fournir une réponse globale du système comme en cosinus surélevé, un filtre d'une racine de cosinus surélevé (RRC) est généralement utilisé à chaque extrémité du système de communication. Par conséquent  $S_R(l)$  et  $S_T(l)$  sont donnés à titre:

$$|S_R(l)| = |S_T(l)| = \sqrt{|S_{RC}(l)|} \quad (2.19)$$



**Figure 2.12 :** Fonction de Spectre de mise en forme de la fenêtre Kaiser pour  $M = 60$  et  $\beta = 0.5, 2.0, 4.0$ .

Un inconvénient du filtre RRC est qu'il conduit à l'expansion de la largeur de bande par un facteur de  $(1 + \beta)$ .

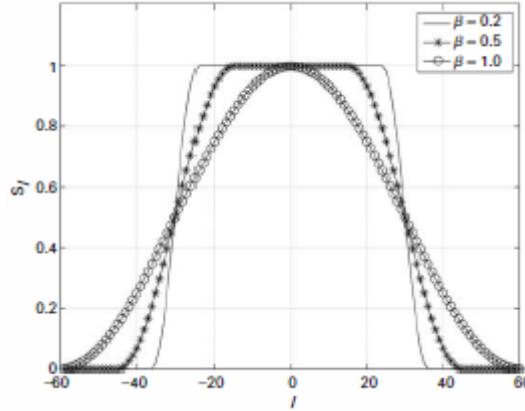
La bande passante du filtre en cosinus surélevé est définie comme la largeur de la partie non nulle de son spectre. Nous notons la figure 2.13 que la bande passante occupée par le filtre en cosinus surélevé pour  $\beta = 0.2, 0.5, 1.0$ , est respectivement 20%, 50% et 100% de plus que la fonction de spectre de mise en forme rectangulaire. Dans la figure 2.13, nous avons supposé une taille du précodage de DFT avec  $M = 60$  et ce serait le nombre de sous-porteuses requises pour la transmission si une fonction de spectre de mise en forme spectre rectangulaire a été utilisée. Toutefois, le nombre de sous-porteuses nécessaires à la transmission de  $M = 60$  et  $\beta = 0.2, 0.5, 1.0$  est de 72, 92 et 120 respectivement.

L'expansion de la bande passante et du spectre de mise en forme en utilisant la fonction cosinus surélevé spectre est illustrée à la figure 2.14. Les symboles de données  $M$  FFT-précodés sont développées en copiant  $\beta M / 2$  échantillons depuis le début et en les ajoutant à la fin et en copiant  $\beta M / 2$  échantillons à partir de la fin et en les ajoutant au début. Il en résulte un total de  $(1 + \beta) M$  échantillons requis pour le spectre de mise en forme RRC. Un total de symboles de données  $(1 +$

$\beta$ ) M FFT-précodés est renuméroté de  $\frac{-(1-\beta)M}{2} + 1$  à  $\frac{(1+\beta)M}{2}$  et un spectre de mise en forme RRC est effectué comme ci-dessous:

$$\tilde{X}_l = X_l \times \sqrt{S_{RC}(l)}, \quad \frac{(1-\beta)M}{2} \leq |l| \leq \frac{(1+\beta)M}{2} \quad (2.20)$$

### 2.6.3 Performances PAPR/CM avec spectre de mise en forme



**Figure 2.13 :** Fonction de spectre de mise en forme des racines soulevées pour  $M = 60$  et  $\beta = 0.2, 0.5, 1.0$ .

Les performances PAPR/CM pour QPSK et  $\pi/2$ -BPSK utilisant la fenêtre Kaiser et le spectre de mise en forme RRC sont présentés dans les tableaux 2.01 et 2.02 respectivement. Pour la modulation QPSK, la meilleure performance PAPR/CM réalisable pour la fenêtre de Kaiser et le spectre de mise en forme RRC est de 4.4dB (CM = 0.85dB) et 2.9dB (CM = 0.11dB) respectivement. Cette performance est obtenue pour un paramètre de fenêtre de Kaiser de  $\beta = 2.5$  et RRC avec roll-off de  $\beta = 0.5$ . Il convient de noter que l'efficacité spectrale de la modulation QPSK en utilisant RRC avec roll-off de  $\beta = 0.5$  est seulement de 1.33 bits/sous-porteuse. En revanche, l'efficacité spectrale de fenêtre de Kaiser en utilisant QPSK avec un paramètre  $\beta = 2.5$  est de 2.0 bits/sous-porteuse. En effet, à la différence du spectre de mise en forme RRC, le spectre de mise en forme de fenêtre de Kaiser ne donne pas lieu à l'expansion de la largeur de bande. La bande passante efficace (BE) en bits/sous-porteuse du spectre de mise en forme RCC avec roll-off de facteur  $\beta$  s'écrit:

$$BE = \frac{\log_2(K)}{(1 + \beta)} \text{ bits/sous-porteuses} \quad (2.21)$$

où K est l'ordre de modulation, ce qui est, par exemple, 2, 4 et 16 pour BPSK, QPSK et modulations 16-QAM, respectivement. Pour une modulation  $\pi/2$ -BPSK, la meilleure performance PAPR/CM réalisable est de 2.0dB (CM = -0.4dB) avec RRC roll-off de  $\beta = 0.5$  et 2.1dB (CM = -

0.6dB) avec un paramètre de la fenêtre de Kaiser  $\beta = 2.5$  respectivement. Encore une fois, nous constatons que, dans ce cas, le spectre de mise en forme de la fenêtre Kaiser offre une bande passante efficace de 1.0 bits/sous-porteuse en spectre de mise en forme RRC avec roll-off de  $\beta = 0.5$  fournit une bande passante efficace de seulement 0.66 bits/sous-porteuse.

Efficacité bande passante [bits/sous-porteuses]	Modulation	Paramètre $\beta$	0.1% PAPR [dB]	Métrique cubique [dB]
2	QPSK	2.0	4.8	0.82
2	QPSK	2.5	4.4	0.85
1	$\pi/2$ -BPSK	2.0	2.8	0.45
1	$\pi/2$ -BPSK	2.5	2.1	-0.6

**Tableau 2.01 :** Performances PAPR/CM pour QPSK et  $\pi/2$ -BPSK en utilisant le spectre de mise en forme de la fenêtre Kaiser

Efficacité bande passante [bits/sous-porteuses]	Modulation	RRC roll-off $\beta$	0.1% PAPR [dB]	Métrique cubique [dB]
2	QPSK	0.0	5.7	1.0
1.67	QPSK	0.2	4.4	0.45
1.333	QPSK	0.5	2.9	0.11
1	$\pi/2$ -BPSK	0.0	4.5	0.2
0.83	$\pi/2$ -BPSK	0.2	2.2	-0.32
0.67	$\pi/2$ -BPSK	0.5	2.0	-0.4

**Tableau 2.02 :** Performances PAPR/CM pour QPSK et  $\pi/2$ -BPSK en utilisant un spectre de mise en forme RCC.

Un autre point à noter est que, pour une modulation QPSK utilisant le spectre de mise en forme RRC avec roll-off de  $\beta = 0.5$ , PAPR/CM et la bande passante efficace sont à la fois mieux que la modulation  $\pi/2$ -BPSK. QPSK fournit un PAPR de 2.9dB (CM = 0.11dB) avec une bande passante efficace de 1.33 bits/sous-porteuse. Sur les autres résultats de la modulation  $\pi/2$ -BPSK simple, on a un PAPR de 4.5dB (CM = 0.2dB) et la bande passante efficace de 1.0 bits/sous-porteuse. Par conséquent, il est juste de dire que, lorsque le spectre de mise en forme est appliqué, QPSK peut surpasser la modulation de  $\pi/2$ -BPSK simple. Toutefois, si un faible PAPR/CM est l'exigence et l'efficacité de la bande passante n'est pas un problème alors le spectre de mise en forme peut être utilisé dans la modulation  $\pi/2$ -BPSK.

Précédemment, nous avons constaté que le spectre de mise en forme RRC ne provoque aucune interférence inter-symbole. D'autre part, le spectre de mise en forme de la fenêtre Kaiser qui n'est pas un filtre de Nyquist provoquerait l'interférence entre symboles. Il est donc nécessaire d'évaluer

l'impact du spectre de mise en forme sur les performances de la liaison. Le SNR requis pour QPSK au taux d'erreur sur les paquets de 10% dans un canal AWGN pour un spectre de mise en forme RRC et la fenêtre de Kaiser sont donnés dans le tableau 2.03. Nous avons supposé un taux de turbo-code de 1/3, une vitesse d'UE de 3 Km/h, et la taille du précodage FFT est  $M = 60$ . Un point de taux d'erreur sur les paquets de 10% est utilisé parce que ce n'est généralement le taux d'erreur de paquet sur la transmission initiale en présence d'ARQ hybride. Comme prévu, la performance du spectre de mise en forme RRC pour différents facteurs roll-off est le même, c'est à dire le SNR requis est -3.8 dB dans tous les cas. Cependant, les performances de spectre de mise en forme de la fenêtre Kaiser sont dégradées par 0.3dB et 0.7dB pour  $\beta = 2$  et  $\beta = 2.5$  respectivement. Un plus grand paramètre de mise en forme  $\beta = 2.5$  conduit à une plus grande dégradation des performances que le filtre devient plus étroit comme le montre la figure 2.12.

Fonction de spectre de mise en forme	Paramètre $\beta$	Métrique cubique (dB)	SNR à 10% (dB)	CM+SNR combiné (dB)
RRC	0.0	1.0	-3.8	-2.8
	0.2	0.45	-3.8	-3.35
	0.5	0.11	-3.8	-3.69
Kaiser	2.0	0.82	-3.5	-2.68
	2.5	0.85	-3.1	-2.25

**Tableau 2.03 : CM et SNR pour QPSK.**

Fonction de spectre de mise en forme	Paramètre $\beta$	Métrique cubique (dB)	SNR à 10% (dB)	CM+SNR combiné (dB)
RRC	0.0	0.2	-6.7	-6.5
	0.2	-0.32	-6.7	-7.02
	0.5	-0.4	-6.7	-7.1
Kaiser	2.0	0.45	-6.65	-6.2
	2.5	-0.6	-6.6	-7.2

**Tableau 2.04 : SNR et CM pour  $\pi/2$ -BPSK.**

En termes de couverture, la performance globale est déterminée à la fois par la métrique cubique et le SNR requis. Une métrique cubique inférieure signifie un back-off inférieur à l'amplificateur de puissance UE, et donc une plus grande puissance d'émission efficace en améliorant la portée de transmission. Un SNR inférieur requis signifie qu'une puissance d'émission plus faible ait besoin pour garantir un certain rendement du taux d'erreur sur les paquets. Nous notons que QPSK sans le spectre de mise en forme, qui est RRC de roll-off de zéro, surpassé le spectre de mise en forme de la fenêtre Kaiser de plus de 0.1dB. Il peut donc être conclu que le spectre de mise en forme de la fenêtre Kaiser pour QPSK ne doit jamais être utilisé. D'autre part, le spectre de mise en forme

selon RRC peut fournir environ une amélioration de 1dB dans la gamme pour QPSK en abaissant la métrique cubique tout en ne provoquant pas d'interférence entre symboles.

La performance SNR et CM pour  $\pi/2$ -BPSK dans les mêmes conditions que considéré pour QPSK sont donnés dans le tableau 2.04. La métrique cubique cumulée du spectre de mise en forme de Kaiser avec un paramètre  $\beta = 2.5$  est de 0.1 dB de mieux que le spectre de mise en forme de RRC avec roll-off de  $\beta = 0.5$ . Il peut donc être conclu que le spectre de mise en forme de la fenêtre Kaiser peut être utile pour  $\pi/2$ -BPSK.

## 2.7 Etude d'un cas des CCDF pour les signaux OFDM et PAPR du signal à porteuse unique

### 2.7.1 Présentation de l'étude

Pour aboutir à l'étude, nous avons utilisé le cas des signaux à bande de base et à passe-bande en sachant que :

PMEPR est le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne de l'enveloppe d'un signal complexe en bande de base  $\tilde{s}(t)$ , soit

$$PMEPR\{\tilde{s}(t)\} = \frac{\max|\tilde{s}(t)|^2}{E\{|\tilde{s}(t)|^2\}} \quad (2.22)$$

Les caractéristiques de puissance ci-dessus peuvent également être décrites en termes de leurs grandeurs en définissant le facteur de crête (CF) :

$$\text{Condition Passe bande : } CF = \sqrt{PAPR} \quad (2.23)$$

$$\text{Condition bande de base : } CF = \sqrt{PMEPR} \quad (2.24)$$

Un signal QPSK modulé en bande de base et le signal passe-bande correspondant avec une (seule) fréquence porteuse  $f_c=1[\text{Hz}]$  et un facteur de suréchantillonnage 8 est illustré aux figures 2.14 et 2.15.

Dans le système PSK/OFDM avec  $N$  sous-porteuses, la puissance maximale se produit lorsque toutes les composantes de sous-porteuse  $N$  se trouvent être ajoutée avec des phases identiques. En supposant que  $E\{|s(t)|^2\} = 1$ , il en résulte un  $\text{PAPR} = N$ , à savoir la puissance maximale équivalente à  $N$  fois la puissance moyenne. Nous notons que plus  $\text{PAPR}$  est attendu pour M-QAM avec  $M > 4$  à MPSK. Pendant ce temps, la probabilité de l'apparition du signal de puissance maximum diminue lorsque  $N$  augmente. Par exemple, supposons qu'il existe des signaux OFDM  $M^2$  avec la puissance maximale entre les signaux  $M^N$  OFDM dans un système MPSK/OFDM. Par conséquent, la probabilité d'occurrence du plus grand  $\text{PAPR}$  est  $M^2/M^N = M^{2-N}$ , ce qui s'avère être  $4.7 \times 10^{-38}$  dans le cas de QPSK/OFDM avec  $N = 64$  sous-porteuses. En d'autres termes, le plus grand  $\text{PAPR}$  se produit rarement. Nous sommes souvent intéressés à trouver la probabilité

que la puissance du signal est hors de la plage linéaire de la HPA (high power amplifier). A cette fin, on considère d'abord la répartition des signaux de sortie pour IFFT dans le système OFDM. Alors que les signaux d'entrée de N points IFFT ont les grandeurs indépendantes et finies qui sont uniformément réparties pour QPSK et QAM, nous pouvons supposer que les parties réelles et imaginaires du signal complexe OFDM dans le domaine temporel  $s(t)$  (après IFFT à l'émetteur) ont asymptotiquement des distributions gaussiennes pour un assez grand nombre de sous-porteuses par le théorème central limite. Ensuite, l'amplitude du signal OFDM  $s(t)$  suit une distribution de Rayleigh. Soient  $\{Z_n\}$ , les amplitudes des échantillons complexes  $\{|s(nT_s/T)|\}_{n=0}^{N-1}$ . En supposant que la puissance moyenne de  $s(t)$  est égale à un, soit  $E\{|s(t)|^2\} = 1$ , alors  $\{Z_n\}$  sont des variables aléatoires normalisées d'i.i.d de Rayleigh avec sa propre puissance moyenne, qui a la fonction de densité de probabilité suivant:

$$f_{Z_n}(z) = \frac{z}{\sigma^2} e^{-\frac{z^2}{\sigma^2}} = 2ze^{-z^2}, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (2.25)$$

où  $E\{Z_n^2\} = 2\sigma^2 = 1$ . A noter que le maximum de  $Z_n$  est équivalent au facteur de crête (CF) définis dans l'équation (2.23). Soient  $Z_{max}$  représentent le facteur de crête. Maintenant, la fonction de distribution cumulative (CDF) de  $Z_{max}$  est donnée par :

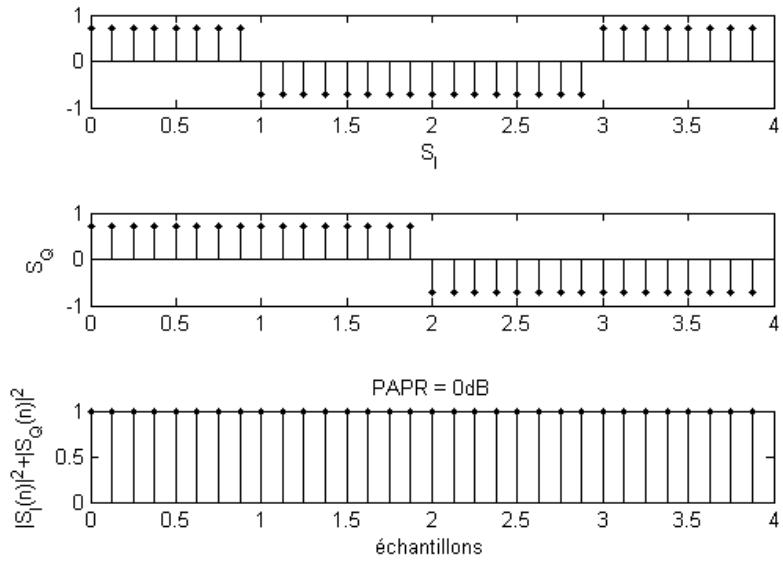
$$F_{Z_{max}}(z) = P(Z_{max} < z) = (1 - e^{-z^2})^N \quad (2.26)$$

où  $P(Z_n < z) = \int_0^z f_{Z_n}(x)dx$ ,  $n=0, 1, 2, \dots, N-1$ . Afin de trouver la probabilité pour que le facteur de crête (CF) dépasse  $z$ , nous considérons la distribution CCDF suivante (CCDF):

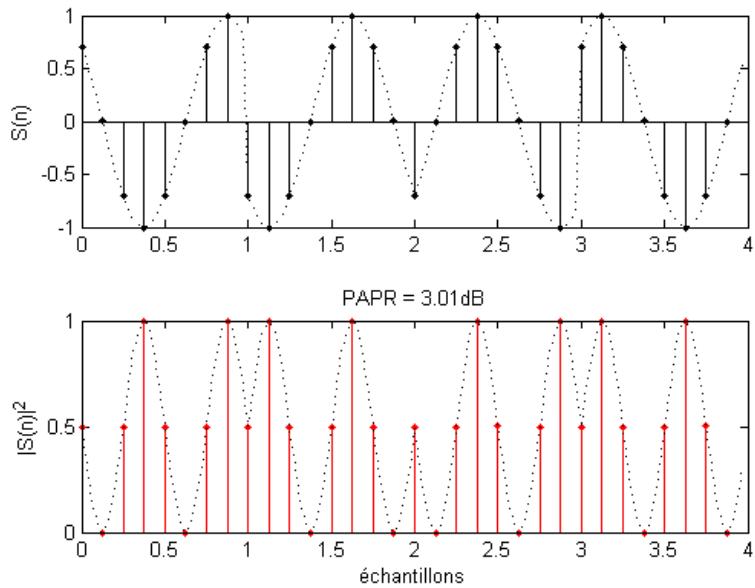
$$\widetilde{F_{Z_{max}}}(z) = P(Z_{max} > z) = 1 - (1 - e^{-z^2})^N \quad (2.27)$$

### 2.7.2 Résultats

Le signal en bande de base à la figure 2.14 a la même puissance moyenne et maximale, son PARR est 0dB. Pendant ce temps, le signal passe-bande à la figure 2.15 montre un PAPR de 3.01dB. Ces 2 figures montrent un signal QPSK modulé en bande de base et le signal à passe-bande correspondant avec une fréquence porteuse  $f_c=1[\text{Hz}]$  et un facteur de suréchantillonnage 8.



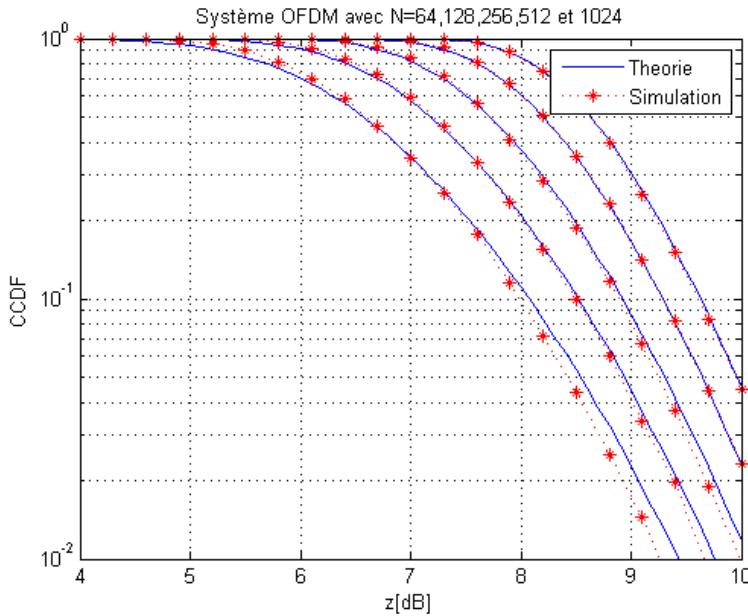
**Figure 2.14 :** Signal en bande de base



**Figure 2.15 :** Signal à passe-bande

En utilisant les résultats de la simulation, il a été démontré que  $\alpha = 2.8$  est appropriée pour  $N$  suffisamment grande. La figure 2.16 montre les CCDF théoriques et simulées de signaux OFDM avec  $N = 64, 128, 256, 512, 1024$ .

Après avoir appliqué l'équation (2.26), on a la figure 2.16 suivante :



**Figure 2.16 :** CCDF théoriques et simulées des signaux OFDM avec  $N = 64, 128, 256, 512, 1024$

### 2.7.3 Interprétations

Notez que le PAPR du signal à porteuse unique peut varier avec la fréquence porteuse  $f_c$ . Par conséquent, la fréquence porteuse du signal passe-bande doit être pris en compte de façon à mesurer avec précision le PAPR du système mono-porteuse. En général, le rapport PAPR du système à porteuse unique peut être prévu directement à partir du système de modulation et de plus, il n'est pas très important, à la différence du système OFDM.

En sachant que les équations (2.26) et (2.27) sont dérivées sous l'hypothèse que les  $N$  échantillons sont indépendantes et suffisamment grandes, ils ne s'appliquent pas pour les bandes limitées ou les signaux suréchantillonnés. C'est dû au fait que le signal échantillonné ne contient pas nécessairement le point maximum du signal original à temps continu. Cependant, il est difficile de tirer exactement la CDF pour les signaux suréchantillonnés et donc, la CDF simplifiée suivante sera utilisée:

$$F_Z(z) \approx (1 - e^{-z^2})^{\alpha N} \quad (2.28)$$

où  $\alpha$  doit être déterminé par ajustement du CDF théorique.

A noter que les résultats de la simulation s'écartent de celles de la théorie dont  $N$  devient faible, ce qui implique que l'équation (2.28) est exacte que lorsque  $N$  est suffisamment grand.

## **2.8 Conclusion**

Nous avons constaté que la réduction du signal peakiness de quelques dB pourrait entraîner d'énormes améliorations dans la zone de couverture et la portée. En particulier, une réduction de 2.5dB du signal peakiness de SC-FDMA par rapport à OFDM qui double approximativement la zone de couverture. Cependant, cette comparaison ne vaut que pour la couverture des situations limitées, par exemple, les zones rurales. L'avantage du signal peakiness de SC-FDMA montre qu'il utilise des modulations d'ordres supérieurs tels que 16-QAM et 64-QAM.

## CHAPITRE 3

### DIVERSITE DE TRANSMISSION

#### **3.1 Introduction**

La diversité de transmission constitue une autre source de diversité pour favoriser la moyenne de la variation du canal, soit pour fonctionner à des vitesses plus élevées d'UE ou pour des services sensibles au retard d'UE à la fois à des vitesses basses et hautes. Dans la phase de normalisation, différents types de systèmes de diversité de transmission ont été examinés et évalués pour le cas des deux antennes d'émission et quatre antennes d'émission. Dans la première partie de ce chapitre, nous étudions les détails de ces différents systèmes. Dans la deuxième partie, nous allons développer le système de diversité de transmission utilisé dans LTE.

#### **3.2 Différents systèmes de la diversité de transmission**

##### **3.2.1 Diversité à délai cyclique (CDD)**

Dans le système de diversité à délai cyclique (CDD), lorsqu'il est appliqué à un système OFDM, les versions retardées du même symbole OFDM sont transmises à partir de plusieurs antennes comme le montre la figure 3.01, où on a supposé un cas de quatre antennes d'émission. Soit  $x_0, x_1, \dots, x_{(N-1)}$  est la séquence de symboles de modulation à l'entrée d'IFFT, alors la séquence d'échantillons à la sortie de l'IFFT  $z_0, z_1, \dots, z_{(N-1)}$  s'écrit:

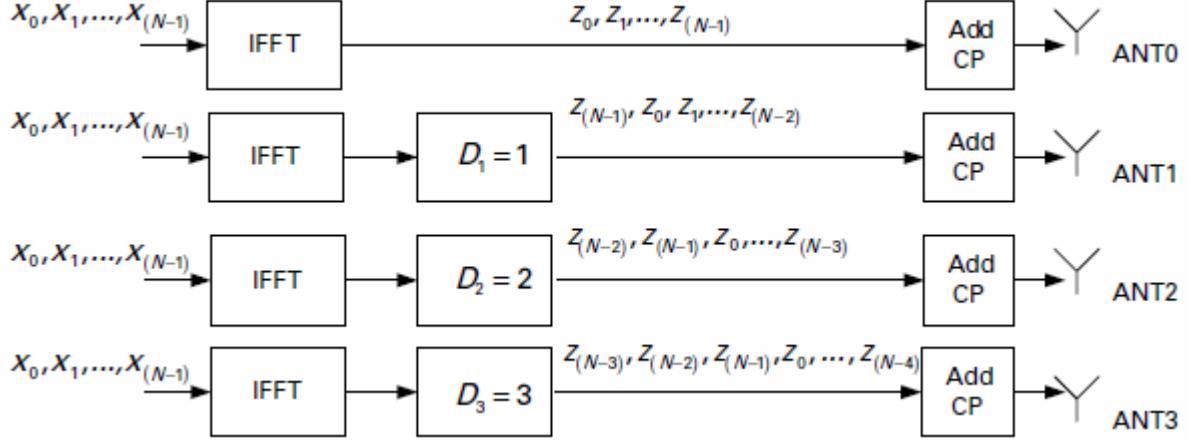
$$z_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{(N-1)} x_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad n = 0, 1, \dots, (N-1) \quad (3.01)$$

La séquence d'échantillons à la sortie de l'IFFT  $z_0, z_1, \dots, z_{(N-1)}$  est décalée cycliquement avant la transmission à partir de différentes antennes. Dans l'exemple de la figure 4.01, on suppose un délai cyclique de 0, 1, 2 et 3 sur des échantillons provenant de transmission d'antenne 0, 1, 2 et 3 respectivement. Il convient de noter que le délai cyclique est appliqué avant l'ajout du préfixe cyclique (CP) et, par conséquent, il n'y a aucune incidence sur la robustesse de trajet multiple du signal transmis.

Le système CDD peut être mis en œuvre dans le domaine des fréquences avec un décalage de phase de  $e^{j\varphi_p k}$  appliquée à la sous-porteuse  $k$  d'OFDM transmis à partir de la  $p$ -ième antenne d'émission. L'angle  $\varphi_p$  pour la  $p$ -ième antenne d'émission est donné par:

$$\varphi_p = \frac{2\pi}{N} D_p \quad (3.02)$$

où  $D_p$  est le délai cyclique dans des échantillons appliqués à partir de la p-ième antenne d'émission.



**Figure 3.01 :** Système de diversité à délai cyclique (CDD).

Lorsque le système est implémenté dans le domaine fréquentiel, le CDD peut être considéré comme précodage des symboles de modulation émis par une matrice diagonale comme indiqué ci-dessous pour le cas de quatre antennes d'émission.

$$\begin{bmatrix} y_k^0 \\ y_k^1 \\ y_k^2 \\ y_k^3 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\phi_1 k} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\phi_2 k} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\phi_3 k} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_k \\ x_k \\ x_k \\ x_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_k \\ x_k e^{j\phi_1 k} \\ x_k e^{j\phi_2 k} \\ x_k e^{j\phi_3 k} \end{bmatrix} \quad (3.03)$$

avec  $k = 0, 1, \dots, (N - 1)$

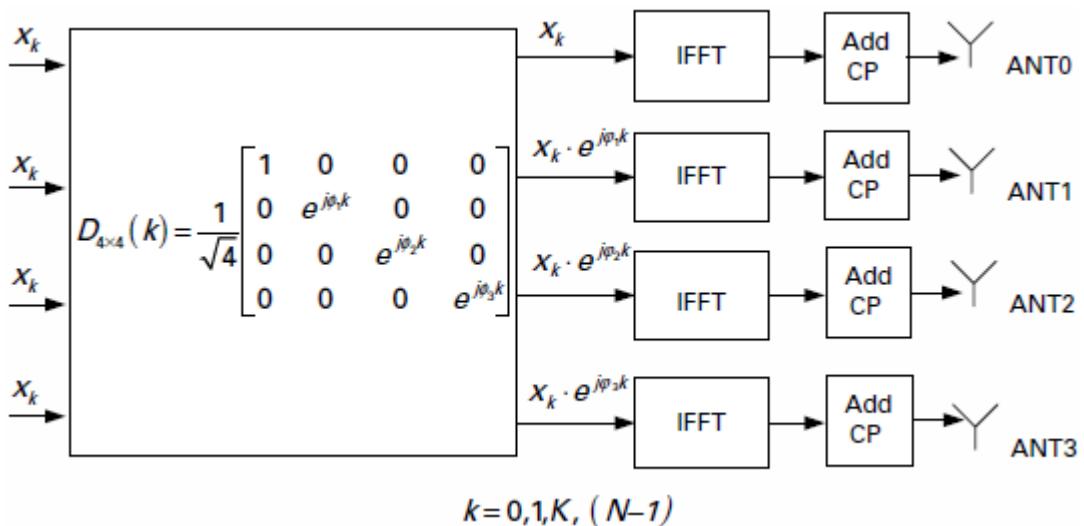
où  $x_k$  représente le symbole de modulation à transmettre à la k-ième sous-porteuse et  $y_k^p$  représente la phase décalée de symboles de modulation transmis par l'antenne p sur la k-ième sous-porteuse. La transmission CDD dans le domaine fréquentiel en utilisant un précodage est représentée sur la figure 3.02.

Soit  $H_p(k)$  représente le gain d'antenne sur canal p et la sous-porteuse k-ième, alors le gain de canal composite  $H_c(k)$  subie par un symbole de modulation transmis sur la k-ième sous-porteuse est donné par :

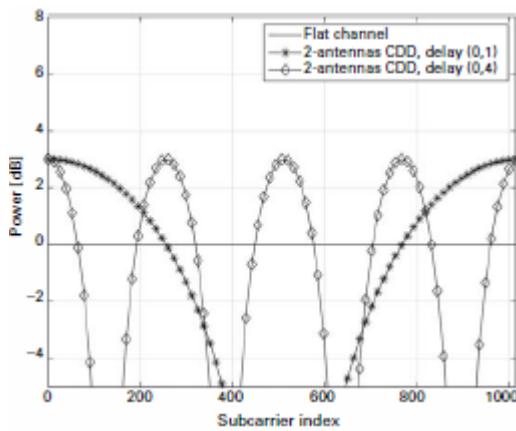
$$H_c(k) = H_0(k) + H_1(k) \cdot e^{j\phi_1 k} + \dots + H_p(k) \cdot e^{j\phi_p k} \quad (3.04)$$

La puissance du gain de canal  $|H_p(k)|^2$  est tracée dans les figures 3.03 et 3.04 pour les cas de deux et quatre antennes respectivement. Dans la figure 3.03, nous avons supposé des valeurs de retard de 0 et 4 échantillons de la seconde antenne. Nous notons que plus il y a de retard, plus la sélectivité de fréquence est introduite sur la bande passante transmise. Comme on peut le noter, on n'a qu'une seule valeur de résultat en un seul cycle sur la bande passante totale de l'échantillon de

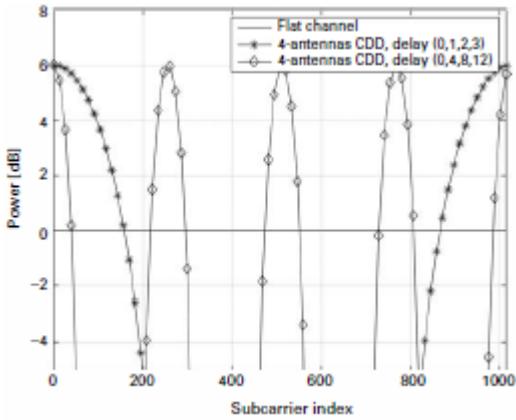
retard. Nous notons que les résultats de deux antennes CDD montrent des pointes à 3dB par rapport à un cas d'évanouissement plat lorsque les signaux transmis par les deux antennes se combinent de manière cohérente. Les résultats de quatre antennes CDD dans la figure 6.4 montrent des pointes à 6dB lorsque les signaux en provenance des quatre antennes sont combinés de manière cohérente. Cependant, les pics dans le cas de quatre antennes sont plus étroits par rapport au cas de deux antennes CDD. C'est parce que quand on regarde l'ensemble de la bande passante, CDD ne change pas la puissance moyenne du signal reçu, il fournit seulement différents gains de canal pour les symboles transmis sur différents sous-porteuses. Notons que nous avons supposé que la puissance reçue à partir de chacune des antennes d'émission est égale.



**Figure 3.02 :** Implémentation dans le domaine fréquentiel du système de la diversité à délai cyclique (CDD).



**Figure 3.03 :** Densité spectrale de puissance (DSP) CDD pour le cas de 2 antennes.



**Figure 3.04 :** Densité spectrale de puissance CDD pour le cas de 4 antennes.

Voyons maintenant comment CDD fournit un gain de diversité en considérant le cas de deux antennes d'émission où les niveaux de puissance reçus des deux antennes sont différents en raison de l'évanouissement.

On trace les gains de puissance de canal composite CDD pour le cas où la puissance de signal à partir de la seconde antenne d'émission est de 6dB en dessous de la puissance de signal à partir des premières antennes d'émission. Nous supposons également que pour en boucle ouverte, la diversité de transmission de l'émetteur n'a pas connaissance des gains de canal connu par le récepteur.

En l'absence de CDD, l'émetteur dispose de deux choix. La première solution consiste à transmettre le signal à partir d'une seule antenne. Dans ce cas, si le signal est transmis à partir de la première antenne, le paquet de données reçu subirait un meilleur SNR que si elle a été transmise à partir de la seconde antenne. Cependant, si le paquet de données est transmis de la deuxième antenne, la transmission ne peut pas être récupérée, car le gain de puissance reçu sur la seconde antenne est de -6dB en dessous de la première antenne. Le second choix peut consister à transmettre le signal à partir de deux des antennes, sans utiliser CDD, qui transmet le signal sans introduire des décalages de phase à partir de la seconde antenne. Dans ce cas, le meilleur scénario pourrait être que les deux signaux s'additionnent en phase avec 0 degré de différence de phase entre les gains de canaux à partir des deux antennes. Cela se traduira par un gain de puissance reçue de 0.5 dB par rapport à la première antenne.

$$|H_c(k)|^2 = |H_0(k) + H_1(k)|^2 = \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \left( 1 + \frac{1}{\sqrt{4}} \right) \right)^2 = 1.125 = 0.5 \text{ dB} \quad (3.05)$$

Cependant, si les signaux s'additionnent en opposition de phase avec une différence de phase de  $\pi$  radians entre les gains de canaux à partir des deux antennes, la puissance reçue est de -9dB.

$$|H_c(k)|^2 = |H_0(k) + H_1(k)|^2 = \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{4}} \right) \right)^2 = 0.125 = -9.0 \text{ dB} \quad (3.06)$$

Nous notons que ce système augmente les variations de gain de puissance reçue par rapport au cas où une seule antenne est utilisée pour la transmission dont le gain de puissance dans un mauvais cas est seulement -6dB.

Notez que nous avons supposé un canal à évanouissement plat de fréquence  $H_P(k) = H_p$ . Nous remarquons également que lorsque plusieurs gains de canal à évanouissements plat de fréquence  $H_P$  sont ajoutés, le canal  $H_c$  résultant est aussi plat. Par conséquent, la transmission d'un signal provenant d'une antenne d'émission unique ou de deux antennes d'émission ne fournit aucune diversité de transmission. En fait, nous avons constaté que le rendement peut être pire lorsque le signal est transmis à partir de plusieurs antennes par rapport au cas où le signal est transmis à partir d'une antenne d'émission unique.

Pour un CDD où le déphasage dépendant de la fréquence est appliqué au signal transmis par la deuxième antenne d'émission. Le gain de canal composite résultant  $H_c(k)$  subie par un symbole de modulation transmis sur la k-ième sous-porteuse est donné par :

$$H_c(k) = H_0(k) + H_1(k) \cdot e^{j\phi_1 k} \quad (3.07)$$

Nous notons que pour quelques sous-porteuses, les signaux ajoutés en phase fournissent un gain de puissance de 0.5 dB tandis que pour quelques sous-porteuses, les signaux ajoutés hors de phase résultent en un gain de puissance de -9.0dB. Par exemple, pour la sous-porteuse d'indice 256 dans le cas de (0, 1) de retard, la phase appliquée à la deuxième antenne d'émission est  $\pi / 2$  radians:

$$\varphi_1(256) = \frac{2\pi \times 256}{1024} = \frac{\pi}{2} \quad (3.08)$$

Le gain de puissance reçue sur une sous-porteuse d'indice 256 est alors donné par:

$$|H_c(k)|^2 = |H_0(k) + jH_1(k)|^2 = \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \left( 1 + j \frac{1}{\sqrt{4}} \right) \right)^2 = 0.625 = -2.04 \text{ dB} \quad (3.09)$$

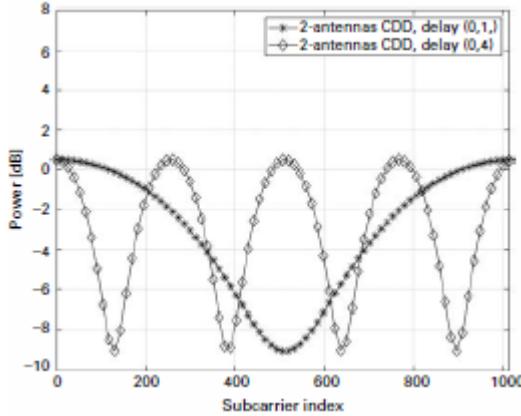
Le gain de puissance de canal composite  $|H_c(k)|^2$  est tracé sur la figure 3.05 pour le cas de (0, 1) et (0, 4) de retard. La moyenne des gains de puissance pour toutes les sous-porteuses peut être écrite comme:

$$E\{|H_c(k)|^2\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N |H_c(k)|^2 = \left( \frac{1 + 0.25}{2} \right) = 0.625 = -2.04 \text{ dB} \quad (3.10)$$

Avec l'hypothèse d'un canal à évanouissement plat, apparaît comme le canal AWGN pour une transmission donnée à une fréquence qui est les gains de puissance pour toutes les sous-porteuses

et par conséquent, les symboles de modulation transmis sur ces sous-porteuses sont les mêmes. L'introduction de CDD crée l'évanouissement dans le domaine fréquentiel, ce qui entraîne une perte de la capacité indiquée par l'inégalité de Jensen, qui stipule que si  $f$  est une fonction strictement concave alors  $E[f(x)] \leq f(E[x])$ :

$$E[\log_2(1 + |H_c(k)|^2)] \leq \log_2(1 + E[|H_c(k)|^2]) \quad (3.11)$$



**Figure 3.05 :** Densité spectrale de puissance CDD pour le cas de 2 antennes avec une puissance de  $6B$  pour la deuxième antenne en dessous de celle de la première antenne.

Dans l'exemple qui nous occupe, les deux quantités dans l'inégalité ci-dessus sont:

$$E[\log_2(1 + |H_c(k)|^2)] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N \log_2(1 + |H_c(k)|^2) = 0.67 \text{ b/s/Hz} \quad (3.12)$$

$$\log_2(1 + E[|H_c(k)|^2]) = \log_2(1 + 0.625) = 0.7 \text{ b/s/Hz} \quad (3.13)$$

Dans ce cas, la perte due au CDD de capacité de seulement 0.03b/s/Hz semble plutôt faible. C'est parce que nous envisageons un cas de faible SNR où les niveaux de puissance moyenne de la première et la seconde antenne sont 0.0dB et -6dB respectivement avec le niveau de puissance moyenne sur les deux antennes de -2.0 dB. A faible SNR, la capacité des échelles à peu près linéairement avec SNR donnée par:

$$C = E[\log_2(1 + |H_c(k)|^2 \text{ SNR})] \approx E[(|H_c(k)|^2 \text{ SNR})] \log_2 = \text{SNR} \times \log_2 e \quad (3.14)$$

Cela signifie que, à faible SNR, la capacité n'est pas une fonction concave de SNR et ce n'est donc pas le désavantage de la capacité en raison de CDD:

$$C = E[\log_2(1 + |H_c(k)|^2 \text{ SNR})] \quad (3.15)$$

À très haute SNR,  $|H_p(k)|^2 \text{ SNR} \gg 1$  et l'équation ci-dessus peut être simplifiée comme suit:

$$C = C \approx E[\log_2(\text{SNR} \times |H_c(k)|^2)] = \log_2 \text{SNR} + E[\log_2(|H_c(k)|^2)] \quad (3.16)$$

où  $E[\log_2(|H_c(k)|^2)]$  représente le désavantage en raison de CDD à haute SNR.

Un autre problème avec la diversité de transmission à base de CDD est le symbole de perforation dans le cas des antennes corrélées. Nous démontrons cet effet en considérant un cas de deux antennes d'émission parfaitement corrélées. Par ailleurs, nous supposons que le retard appliqué à des signaux transmis à partir de la seconde antenne d'émission est  $N/2$  échantillons. Il en résulte  $\varphi_1$  phase de  $\pi$  radians comme ci-dessous:

$$\varphi_1 = \frac{2\pi}{N} D_1 = \frac{2\pi}{N} \left( \frac{N}{2} \right) = \pi \quad (3.17)$$

Maintenant, pour le cas des antennes parfaitement corrélées, nous supposons  $H_0(k) = H_1(k)$ . Le gain de puissance de canal composite peut alors s'écrire sous la forme:

$$|H_c(k)|^2 = \left| \frac{1}{\sqrt{2}} (H_0(k) + H_1(k) \cdot e^{j\varphi_1 k}) \right|^2 = \left| \frac{H_0(k)}{\sqrt{2}} [1 + (-1)^k] \right|^2 \quad (3.18)$$

Nous notons que le signal est complètement effacé pour les sous-porteuses impaires ( $k = 1, 2, 3, \dots$ ). Cela se traduira par la perforation des symboles du mot de code transmis qui entraîne la perte de codage. Nous notons également qu'il n'y a pas de perte d'énergie parce que, pour les sous-porteuses même, les signaux reçus combinent de manière cohérente offrant un gain de puissance de 3dB.

Afin de surmonter l'effet de perforation, CDD peut être précodé à l'aide, par exemple, une matrice unitaire telle qu'une matrice DFT. Le précodeur CDD-précodé combine des déphasages de retard à base de CDD avec le précodage à base de Fourier comme ci-dessous pour le cas de deux antennes d'émission:

$$C_{2 \times 2} = D_{2 \times 2} \times W_{2 \times 2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\varphi_1 k} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\varphi_1 k} & -e^{j\varphi_1 k} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Soit  $x_l(k)$  représente le symbole de modulation à transmettre sur la sous-porteuse  $k$ , les signaux émis par les deux antennes physiques,  $y_1(k)$  et  $y_2(k)$  sont donnés ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} y_o(k) \\ y_1(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\varphi_1 k} \\ 1 & -e^{j\varphi_1 k} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} x(k)(1 + e^{j\varphi_1 k}) \\ x(k)(1 - e^{j\varphi_1 k}) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Le gain composite de puissance de canal pour CDD-précodé sur la  $k$ -ième sous-porteuse peut être écrit comme:

$$|H_c(k)|^2 = \left| \frac{H_0(k) + H_1(k)}{2} + \frac{H_0(k) - H_1(k)}{2} e^{j\varphi_1 k} \right|^2 \quad (3.21)$$

Pour le cas de  $H_0(k) = H_1(k)$ , le gain de canal composite est simplement:

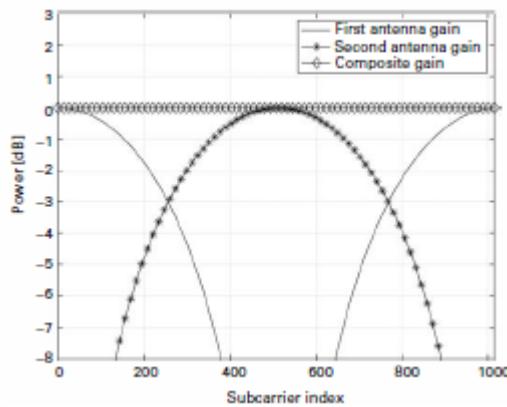
$$|H_c(k)|^2 = |H_0(k)|^2 \quad (3.22)$$

Les gains de puissance à partir de la première antenne d'émission  $|H_0(k)(1 + e^{j\phi_1 k})|^2$  et de la seconde antenne d'émission  $|H_1(k)(1 - e^{j\phi_1 k})|^2$  et le gain de canal composite  $|H_c(k)|^2$  sont tracés sur la figure 3.06 pour le cas de  $H_0(k) = H_1(k)$ . Nous avons supposé un canal de fréquence plat, ce qui signifie que  $H_0(k)$  et  $H_1(k)$  ne sont pas les fonctions de l'indice de sous-porteuse. Il en résulte un gain de canal composite constant, comme indiqué par l'équation (3.22). Il convient de noter que le récepteur ne voit que le gain de canal composite parce que les signaux émis par les deux antennes d'émission sont combinés dans l'air. Ces trois gains de canaux pour le cas où la seconde puissance moyenne de l'antenne d'émission est de 6dB en dessous de la première antenne sont présentés sur la figure 3.07. En comparant les parcelles dans les figures 3.06 et 3.07 avec les parcelles dans les figures 3.03 et 3.05, nous notons que le CDD-précodé entraîne moins de variations dans les gains de canal que le système CDD simple.

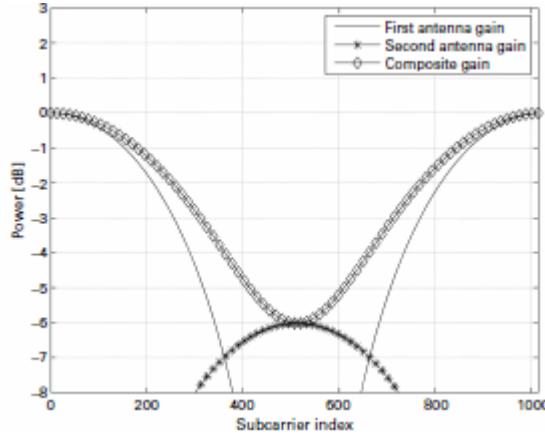
Dans la figure 3.06, pour le cas des antennes corrélées présentant d'évanouissement plat de fréquence, le canal composite CDD-précodé est également un canal d'évanouissement plat de fréquence. Dans le cas de l'antenne parfaitement corrélée, il n'y a pas de gain de diversité. Nous avons constaté de la figure 3.03 que le système CDD simple pourrait créer une sélectivité de fréquence artificielle même dans ce cas résultant dans la perte de capacité du canal. Cependant, dans le même cas, CDD-précodé n'encourt aucun désavantage de la capacité du canal.

Considérons maintenant à nouveau l'exemple que nous avons utilisé pour montrer l'effet de perforation avec une phase  $\phi_1$  de  $\pi$  radians. Dans ce cas, l'équation ci-dessus peut être écrite comme:

$$\begin{bmatrix} y_o(k) \\ y_1(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(k)(1 + e^{j\phi_1 k}) \\ x(k)(1 - e^{j\phi_1 k}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(k)(1 + (-1)^k) \\ x(k)(1 - (-1)^k) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$



**Figure 3.06 :** Densité spectrale de puissance de CDD-précodé pour 2 antennes.



**Figure 3.07 :** Densité spectrale de puissance de CDD-précodé pour le cas de 2 antennes avec une puissance de 6B pour la deuxième antenne en dessous de celle de la première antenne.

Voyons maintenant ce qui se passe dans le cas de sous-porteuses paires et impaires:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_o(k) \\ y_1(k) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} x(k) \\ 0 \end{bmatrix} \quad k = 0, 2, 4, \dots \\ \begin{bmatrix} y_o(k) \\ y_1(k) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 \\ x(k) \end{bmatrix} \quad k = 1, 3, 5, \dots \end{aligned} \tag{3.24}$$

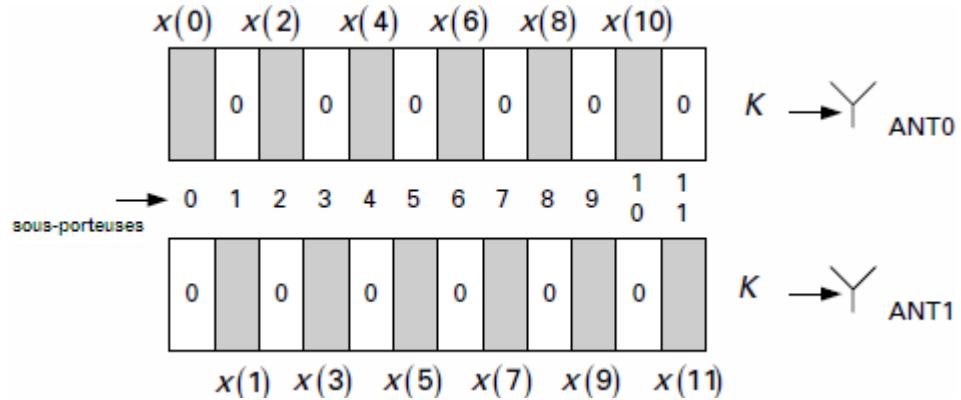
On constate que pour le cas de sous-porteuses paire, les symboles de modulation sont transmis à partir de la première antenne uniquement alors que pour le cas de sous-porteuses impaires, les symboles de modulation sont transmis de la deuxième antenne seulement comme le montre la figure 3.08. Nous notons également qu'il n'y a pas de perforation de symboles de modulation qui se passe lorsque les deux antennes d'émission sont corrélées, c'est  $H_0(k) = H_1(k)$ . Dans ce cas, le symbole transmis sur la  $k$ -ième sous-porteuse,  $x(k)$ , connaît un gain de canal de  $H_0(k)$ . Ce système décrit par l'équation (3.24) devient effectivement le système de diversité de transmission par décalage de fréquence (FSTD) discuté dans la section suivante.

Considérons maintenant le système CDD-précodé pour le cas de quatre antennes d'émission. Nous allons utiliser une matrice DFT  $4 \times 4$  pour précodage de CDD:

$$W_{4 \times 4} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{j\pi/2} & e^{j\pi} & e^{j3\pi/2} \\ 1 & e^{j\pi} & e^{j2\pi} & e^{j3\pi} \\ 1 & e^{j3\pi/2} & e^{j3\pi} & e^{j9\pi/2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -j & -1 & j \end{bmatrix} \tag{3.25}$$

La composite du précodeur CDD peut alors s'écrire:

$$\begin{aligned}
C_{4 \times 4} &= W_{4 \times 4} \times D_{4 \times 4} = W_{4 \times 4} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\phi_1 k} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\phi_2 k} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\phi_3 k} \end{bmatrix} \\
&= \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\phi_1 k} & e^{j\phi_2 k} & e^{j\phi_3 k} \\ 1 & je^{j\phi_1 k} & -e^{j\phi_2 k} & -je^{j\phi_3 k} \\ 1 & -e^{j\phi_1 k} & e^{j\phi_2 k} & -e^{j\phi_3 k} \\ 1 & -je^{j\phi_1 k} & -e^{j\phi_2 k} & je^{j\phi_3 k} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.26}$$



**Figure 3.08 :** Cartographie de CDD-précodé pour le cas de  $\varphi_1 = \pi$ .

$$\begin{bmatrix} y_0(k) \\ y_1(k) \\ y_2(k) \\ y_3(k) \end{bmatrix} = C_{4 \times 4} \times \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k) \\ x(k) \\ x(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1 + e^{j\phi_1 k} + e^{j\phi_2 k} + e^{j\phi_3 k}) x(k) \\ (1 + je^{j\phi_1 k} - e^{j\phi_2 k} - je^{j\phi_3 k}) x(k) \\ (1 - e^{j\phi_1 k} + e^{j\phi_2 k} - e^{j\phi_3 k}) x(k) \\ (1 - je^{j\phi_1 k} - e^{j\phi_2 k} + je^{j\phi_3 k}) x(k) \end{bmatrix} \tag{3.27}$$

Supposons le cas suivant où:

$$\phi_1 = \pi, \phi_2 = 2\phi_1, \phi_3 = 3\phi_1 \tag{3.28}$$

Ensuite, pour diverses valeurs de l'indice de sous-porteuse  $k$ , l'équation (3.27) peut être exprimée comme:

$$\begin{bmatrix} y_0(k) \\ y_1(k) \\ y_2(k) \\ y_3(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k) \\ x(k) \\ x(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ x(k) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ x(k) \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ x(k) \end{bmatrix} \tag{3.29}$$

$$\text{avec } k = 0, 4, \dots \quad k = 1, 5, \dots \quad k = 2, 6, \dots \quad k = 3, 7, \dots$$

Nous notons que dans une sous-porteuse donnée, un symbole de modulation unique est transmis à partir d'une antenne d'émission unique. Par conséquent, nous constatons que dans ce cas particulier, le système CDD-précodé réduit à un système FSTD.

### 3.2.2 Diversité de transmission par décalage de fréquence (FSTD)

Dans le système de diversité de transmission par décalage de fréquence, un symbole de modulation donné est transmis sur une antenne unique à une sous-porteuse donnée. Soit  $y_p(k)$

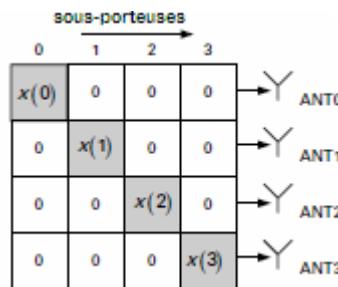
représente le signal transmis à partir de la p-ième antenne sur la k-ième sous-porteuse, alors la matrice de transmission pour FSTD peut être écrite comme:

$$\begin{bmatrix} y_0(4i) & y_0(4i+1) & y_0(4i+2) & y_0(4i+3) \\ y_1(4i) & y_1(4i+1) & y_1(4i+2) & y_1(4i+3) \\ y_2(4i) & y_2(4i+1) & y_2(4i+2) & y_2(4i+3) \\ y_3(4i) & y_3(4i+1) & y_3(4i+2) & y_3(4i+3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(4i) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & x(4i+1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x(4i+2) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & x(4i+3) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

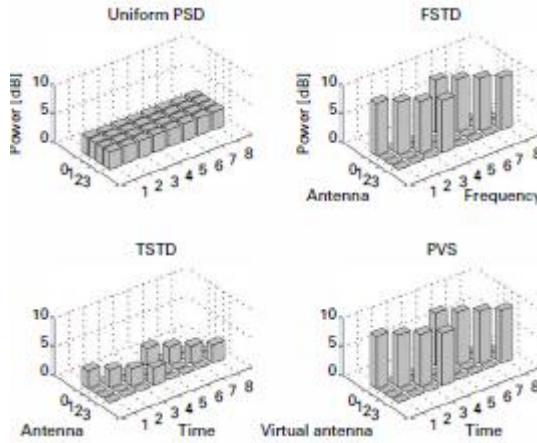
où  $i = 0, 1, 2, \dots$

Prenons le cas de  $i = 0$ :

$$\begin{bmatrix} y_0(0) & y_0(1) & y_0(2) & y_0(3) \\ y_1(0) & y_1(1) & y_1(2) & y_1(3) \\ y_2(0) & y_2(1) & y_2(2) & y_2(3) \\ y_3(0) & y_3(1) & y_3(2) & y_3(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & x(1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x(2) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & x(3) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$



**Figure 3.09 :** FSTD pour quatre antennes d'émission.



**Figure 3.10 :** Densité spectrale de puissance pour les systèmes FSTD, TSTD et PVS.

Nous notons que d'une seule antenne émet dans une sous-porteuse donnée comme le montre également la figure 3.10.

On remarque également que, puisque chaque antenne transmet sur 1/4 de sous-porteuses, la puissance transmise sur chaque sous-porteuse est de 6dB de plus que le cas si l'antenne émettait

sur toutes les sous-porteuses. Ceci est illustré à la figure 3.10 pour le cas de quatre antennes et huit sous-porteuses.

Nous avons supposé une densité spectrale de puissance 3dB uniforme par antenne lors de la transmission sur l'ensemble de la bande passante. La densité spectrale de puissance par antenne sur les sous-porteuses transmises en cas de FSTD est de 6dB plus élevée que dans le cas de PSD uniforme.

### 3.2.3 Diversité de transmission par décalage de temps (TSTD)

Le système de diversité de transmission par décalage de temps (TSTD) est semblable au système FSTD avec la différence que le décalage se passe en temps. Soit  $y_p(n)$  représente le signal transmis à partir de la p-ième antenne sur la n-ième fente ou symbole OFDM, alors la matrice de transmission pour TSTD peut être écrite comme:

$$\begin{bmatrix} y_0(4i) & y_0(4i+1) & y_0(4i+2) & y_0(4i+3) \\ y_1(4i) & y_1(4i+1) & y_1(4i+2) & y_1(4i+3) \\ y_2(4i) & y_2(4i+1) & y_2(4i+2) & y_2(4i+3) \\ y_3(4i) & y_3(4i+1) & y_3(4i+2) & y_3(4i+3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(4i) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & x(4i+1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x(4i+2) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & x(4i+3) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

où  $i = 0, 1, 2, \dots$

Prenons le cas de  $i = 0$  :

$$\begin{bmatrix} y_0(0) & y_0(1) & y_0(2) & y_0(3) \\ y_1(0) & y_1(1) & y_1(2) & y_1(3) \\ y_2(0) & y_2(1) & y_2(2) & y_2(3) \\ y_3(0) & y_3(1) & y_3(2) & y_3(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & x(1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x(2) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & x(3) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Nous notons que le signal est transmis à partir d'une antenne d'émission unique à un instant donné. Cependant, nous notons aussi que maintenant la transmission se produit sur toutes les sous-porteuses dans un intervalle de temps donné. Par conséquent, la densité spectrale de puissance sur les sous-porteuses transmises est le même que le cas PSD de référence uniforme. Cependant, avec TSTD, une seule antenne peut émettre à un moment donné.

Par conséquent, les résultats concernant le système TSTD avec 6dB de perte de puissance par rapport au cas de référence étant illustrés sur la figure 3.10. Notez que la puissance peut être décalée en fréquence en augmentant PSD sur certaines parties de la bande tout en réduisant la PSD sur certaines autres parties de la bande. Cependant, en supposant une limitation de puissance

d'émission maximale par l'antenne, la puissance ne peut pas être décalée dans le temps d'un emplacement à l'autre.

### 3.2.4 Précodage de commutation de vecteur (PVS)

Afin de surmonter le problème de perte de puissance de TSTD, la commutation dans le temps peut être effectuée à travers l'antenne virtuelle créée par précodage plutôt que par les antennes physiques. Le système résultant est appelé précodage de commutation de vecteur (PVS). Considérons un ensemble de quatre antennes virtuelles créées en utilisant une matrice DFT  $4 \times 4$  de précodage. Chaque colonne de la matrice forme une antenne virtuelle. Les éléments des colonnes se rapportent à la mise à l'échelle appliquée au signal émis par les quatre antennes physiques. Par exemple, si le symbole  $x(1)$  est transmis à partir de l'antenne virtuelle 1 (VA1), alors les symboles émis par les quatre antennes physiques sont  $x(1), jx(1), -x(1), jx(1)$ , respectivement:

$$\begin{array}{cccc} VA0 & VA1 & VA2 & VA3 \\ \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 1 \\ j \\ -1 \\ j \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 1 \\ -j \\ -1 \\ j \end{bmatrix} \end{array} \quad (3.34)$$

Soit  $y_p(n)$  représente le signal transmis à partir de la  $p$ -ième antenne sur la  $n$ -ième fente ou symbole OFDM, alors la matrice de transmission pour PVS peut être écrite comme:

$$\begin{bmatrix} y_0(4i) & y_0(4i+1) & y_0(4i+2) & y_0(4i+3) \\ y_1(4i) & y_1(4i+1) & y_1(4i+2) & y_1(4i+3) \\ y_2(4i) & y_2(4i+1) & y_2(4i+2) & y_2(4i+3) \\ y_3(4i) & y_3(4i+1) & y_3(4i+2) & y_3(4i+3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(4i) & x(4i+1) & x(4i+2) & x(4i+3) \\ x(4i) & jx(4i+1) & -x(4i+2) & jx(4i+3) \\ x(4i) & -x(4i+1) & x(4i+2) & -x(4i+3) \\ x(4i) & jx(4i+1) & -x(4i+2) & jx(4i+3) \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

où  $i = 0, 1, 2, \dots$

Nous notons qu'il n'y a pas d'éléments nuls dans la matrice de transmission de PVS. Cela signifie que le signal est transmis à partir de l'ensemble des antennes dans toutes les tranches de temps.

Prenons le cas de  $i = 0$ :

$$\begin{bmatrix} y_0(0) & y_0(1) & y_0(2) & y_0(3) \\ y_1(0) & y_1(1) & y_1(2) & y_1(3) \\ y_2(0) & y_2(1) & y_2(2) & y_2(3) \\ y_3(0) & y_3(1) & y_3(2) & y_3(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0) & x(1) & x(2) & x(3) \\ x(0) & jx(1) & -x(2) & jx(3) \\ x(0) & -x(1) & x(2) & -x(3) \\ x(0) & jx(1) & -x(2) & jx(3) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Nous notons qu'un symbole donné est transmis à partir d'une seule antenne virtuelle dans un intervalle de temps donné. Toutefois, comme dans le cas de FSTD, la puissance de chaque antenne

virtuelle peut alors être supérieure à 6dB. La Figure 3.10 montre la puissance transmise sur chaque antenne virtuelle dans le cas de PVS. En termes de puissance transmise par les antennes physiques, la densité spectrale de puissance PVS est uniforme dans l'espace et le temps.

Soit  $h_p(k)$  représente le gain de canal sur l'antenne physique p et k-ième sous-porteuse, puis le composite de canal de gain  $h_{cv}(k)$  sur la v-ième antenne virtuelle expérimentée par un symbole de modulation transmis sur la k-ième sous-porteuse est donné par :

$$\begin{aligned} VAO \ h_{c0}(k) &= h_0(k) + h_1(k) + h_2(k) + h_3(k) \\ VA1 \ h_{c1}(k) &= h_0(k) + jh_1(k) - h_2(k) + jh_3(k) \\ VA2 \ h_{c2}(k) &= h_0(k) - h_1(k) + h_2(k) - h_3(k) \\ VA3 \ h_{c3}(k) &= h_0(k) + jh_1(k) - h_2(k) + jh_3(k) \end{aligned} \quad (3.37)$$

Nous notons que les composites de gains de canaux sont différentes pour les différentes antennes virtuelles et la mise en marche de ces antennes virtuelles pour les différents symboles de modulation peuvent offrir une diversité de transmission. Cependant, un inconvénient du système PVS est que certains des symboles de modulation peuvent être complètement perforés si les phases de différentes antennes physiques s'additionnent.

Par exemple, le gain de canal composite sur VA2  $h_{c2}(k)$  peut être complètement nul si les transmissions en provenance des quatre antennes sont corrélées et en phase.

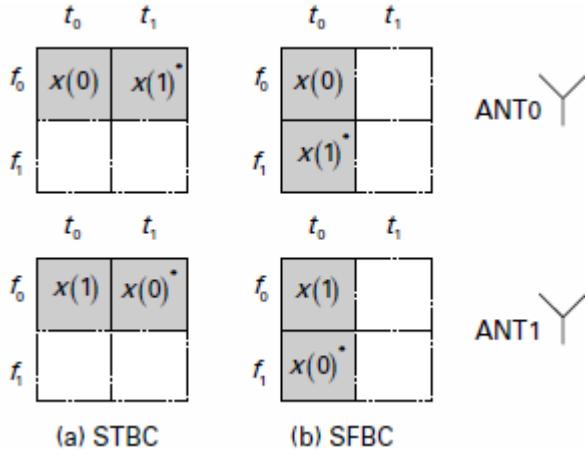
### **3.2.5 Diversité de transmission par codage de bloc : STBC et SFBC**

#### **3.2.5.1 Code d'Alamouti**

Un exemple de diversité de transmission par codage spatio-temporel par bloc (STBC) de deux antennes d'émission est le code d'Alamouti [10]. Dans cette approche, au cours de n'importe quelle période de symbole, deux symboles de données sont transmis simultanément à partir des deux antennes d'émission. Supposons que pendant la première période de symbole  $t_0$ , les symboles transmis à partir de l'antenne 0 et 1 sont désignés par  $x(0)$  et  $x(1)$ , respectivement, comme montré sur la figure 3.11. Au cours de la prochaine période de symbole  $t_1$ , les symboles transmis par les antennes 1 et 0 sont  $-x(1)^*$  et  $x(0)^*$ , où  $x^*$  représente le conjugué complexe de x. Le système d'Alamouti peut également être mis en œuvre sous une forme codée d'espace-fréquence. Dans ce cas, les deux symboles sont envoyés sur deux fréquences différentes, par exemple, sur différentes sous-porteuses dans un système OFDM, comme illustré sur la figure 3.11.

Soit  $y_p(k)$  représente le signal transmis à partir de la p-ième antenne sur la k-ième sous-porteuse, alors:

$$\begin{bmatrix} y_0(0) & y_0(1) \\ y_1(0) & y_1(1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0) & -x(1)^* \\ x(1) & x(0)^* \end{bmatrix} \quad (3.38)$$



**Figure 3.11 :** Système de diversité de transmission STBC et SFBC pour les 2 antennes d'émission.

Dans le cas des STBC, les indices de sous-porteuse sont remplacés par les indices horaires. Dans un système OFDM, l'indice de temps est le même que l'indice de symbole OFDM. Une exigence fondamentale pour STBC est que le canal doit être constant sur la paire de transmission des symboles de modulation. Cela signifie un canal constant sur deux symboles OFDM adjacents ou sous-porteuses pour les systèmes STBC et SFBC (codage spatio-fréquentiel par bloc) respectivement. Selon le scénario de canal, un système peut être établi plus performant que l'autre système.

Voyons maintenant comment les symboles d'origine  $x(0)$  et  $x(1)$  peuvent être récupérés grâce à des traitements au niveau du récepteur. Notons  $r_0$  et  $r_1$ , les signaux reçus en sous-porteuse  $f_0$  et  $f_1$  respectivement pour le cas de SFBC. Ces deux signaux reçus peuvent être écrits comme:

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0 x(0) + h_1 x(1) + n_0 \\ r_1 &= -h_0 x(1)^* + h_1 x(0)^* + n_1 \end{aligned} \quad (3.39)$$

où  $n_0$  et  $n_1$  représentent les bruits blancs gaussiens additifs (AWGN) dans les sous-porteuses  $f_0$  et  $f_1$  respectivement. Aussi  $h_0$  et  $h_1$  sont les gains de canal sur les antennes 0 et 1 respectivement. Nous supposons que les gains de canal ne changent pas entre les deux sous-porteuses. Les estimations des deux symboles transmis  $\hat{x}(0)$  et  $\hat{x}(1)$ , sont obtenues en appliquant les opérations suivantes:

$$\begin{aligned} \hat{x}(0) &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1^* \\ &= h_0^* (x(0) + h_1 x(1) + n_0) + h_1^* (-h_0 x(1)^* + h_1 x(0)^* + n_1)^* \\ &= (|h_0|^2 + |h_1|^2)x(0) + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 \\ \hat{x}(1) &= h_1^* r_0 - h_0^* r_1^* \\ &= h_1^* (x(0) + h_1 x(1) + n_0) - h_0^* (-h_0 x(1)^* + h_1 x(0)^* + n_1)^* \\ &= (|h_0|^2 + |h_1|^2)x(1) + h_1^* n_0 - h_0^* n_1 \end{aligned} \quad (3.40)$$

L'ensemble des équations (3.39) peut être écrite comme:

$$\begin{bmatrix} r_0 \\ -r_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ -h_1^* & h_0^* \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1 \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

où la matrice de canal équivalente pour le code d'Alamouti  $H_2$  est:

$$H_2 = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ -h_1^* & h_0^* \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

Les opérations indiquées dans l'équation (3.40) sont basées sur un simple récepteur de filtre adapté. En supposant un récepteur à filtre adapté, la matrice de gains de canal qui en résulte peut être écrite comme:

$$H_2^H H_2 = \begin{bmatrix} h_0^* & -h_1 \\ h_1^* & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ -h_1^* & h_0^* \end{bmatrix} = (h_0^2 + h_1^2) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Nous notons que le code d'Alamouti est un code orthogonal. On remarque également que les estimations instantanées des gains de canal  $h_0$  et  $h_1$  sur l'antenne 0 et l'antenne 1 respectivement sont nécessaires pour le traitement des symboles reçus au niveau du récepteur.

Cela nécessite des symboles pilotes ou de références séparées transmises à partir des deux antennes pour une estimation de canal au niveau du récepteur. Nous notons également que le gain de diversité obtenu par le codage Alamouti est le même que celui réalisé en combinaison par rapport maximal (MRC).

Une représentation alternative d'un code d'Alamouti est obtenue en prenant la transposée de la matrice  $2 \times 2$  dans l'équation (3.38) comme ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} y_o(0) & y_o(1) \\ y_1(0) & y_1(1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0) & x(1) \\ -x(1)^* & x(0)^* \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Nous allons assumer cette autre définition du code d'Alamouti à partir de maintenant. Prenons maintenant le cas de plus de deux antennes d'émission. Lorsqu'il y a plus de deux antennes d'émission, les codages de bloc à plein diversité orthogonale ne sont pas disponibles.

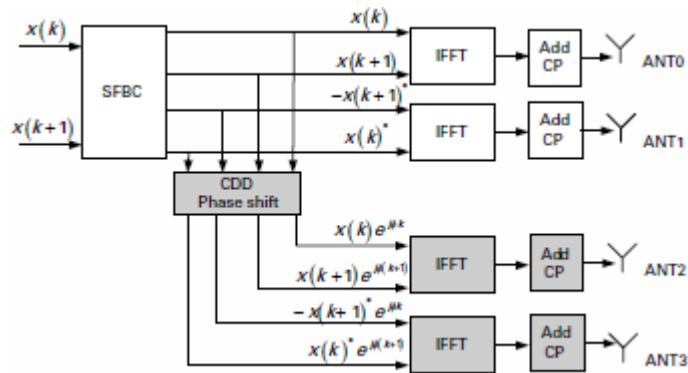
Nous notons que trois symboles sont transmis pour plus de quatre sous-porteuses sur quatre antennes d'émission. Cela signifie que l'efficacité de la bande passante de ce code est de seulement 75% du code à taux plein. Cette faible efficacité de la bande passante entraînera un taux de codage augmenté pour la même utilisation de sous-porteuses et donc entraîne une certaine perte de codage canal. Le compromis apparu ici est la transmission entre gain de diversité par rapport au gain de codage de canal. Dans les cas où les taux de codage très faibles à répétition sont utilisés comme dans le cas pour les utilisateurs à côté de la cellule dans un système cellulaire, un codage de bloc de faible taux n'entraîne pas une réduction du gain de canal. Dans ces cas particuliers, un codage de bloc de fréquence inférieure peut toujours être utile.

D'autre part, pour les usagers plus près du centre de la cellule en utilisant des taux de codage plus élevés et la modulation d'ordre supérieur, la perte de largeur de bande en raison d'un codage de bloc de fréquence est plus faible en général en évitant de compenser le gain de diversité à l'émission. Cela est particulièrement vrai lorsque les autres formes de sources de diversités telles que la diversité de réception et la diversité fréquentielle sont disponibles.

Nous considérons maintenant quelques systèmes qui fournissent une transmission orthogonale en combinant deux antennes d'émission par codage de bloc d'Alamouti avec les systèmes CDD, FSTD, TSTD ou PVS.

### 3.2.5.2 Système SFBC-CDD

Considérons d'abord le système combiné SFBC-CDD. Dans ce cas, quatre antennes sont appariées en deux groupes de deux antennes chacune. Le système SFBC est appliqué à travers deux antennes au sein de chaque paire. Le CDD est appliquée entre les deux groupes d'antennes comme représenté sur la figure 3.12. Dans l'exemple de la figure 3.12, on a représenté la transmission de deux symboles de modulation sur deux sous-porteuses. La transmission de la première série d'antennes (antennes 0 et 1) se passe comme un système SFBC normale pour les 2 antennes d'émission. Un déphasage spécifique-fréquence est appliquée pour la transmission SFBC du second ensemble d'antennes (antennes 2 et 3). Ce système est aussi parfois appelé le système SFBC-PSD combiné. Etant donné que le CDD est appliquée dans le domaine fréquentiel, le déphasage entre une paire de sous-porteuses utilisées par le codage de bloc SFBC peut être constant. La phase peut varier d'une paire de sous-porteuses à l'autre paire de sous-porteuses.



**Figure 3.12 :** Système combiné SFBC-CDD pour les 4 antennes d'émission.

Soit  $y_p(k)$  représente le signal émis par la  $p$ -ième antenne sur la  $k$ -ième sous-porteuse, la matrice de transmission pour le système combiné SFBC-CDD peut être écrite comme:

$$\begin{bmatrix} y_0(k) & y_0(k+1) \\ y_1(k) & y_1(k+1) \\ y_2(k) & y_2(k+1) \\ y_3(k) & y_3(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0) & x(1) \\ -x(1)^* & x(0)^* \\ x(0)e^{j\phi k} & x(1)e^{j\phi(k+1)} \\ -x(1)^*e^{j\phi k} & x(0)^*e^{j\phi(k+1)} \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Comme le souligne le décalage de phase appliqué à partir de la seconde paire d'antennes qui peut être constant sur la paire de sous-porteuses dans la matrice résultante de la transmission suivante:

$$\begin{bmatrix} y_0(k) & y_0(k+1) \\ y_1(k) & y_1(k+1) \\ y_2(k) & y_2(k+1) \\ y_3(k) & y_3(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0) & x(1) \\ -x(1)^* & x(0)^* \\ x(0)e^{j\phi k} & x(1)e^{j\phi k} \\ -x(1)^*e^{j\phi k} & x(0)^*e^{j\phi k} \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

A noter que dans ce cas, la phase est dépendante de la première sous-porteuse de la paire de sous-porteuses utilisées par SFBC. Le décalage de phase appliqué à la seconde sous-porteuse dans la paire est le même que la première sous-porteuse.

Le système combiné SFBC-CDD peut faire face au même problème de perforation de symbole comme le système CDD. Nous démontrons cet effet en considérant un cas de quatre antennes d'émission parfaitement corrélées, c'est:

$$h_0^2 = h_1^2 = h_2^2 = h_3^2 \quad (3.47)$$

Par ailleurs, nous supposons que le retard appliqué à des signaux transmis à partir de la deuxième paire d'antennes (antenne 2 et antenne 3) est égale à  $N/2$  échantillons. Il en résulte une phase  $\varphi_1$  de  $\pi$  radians comme ci-dessous:

$$\varphi_1 = \frac{2\pi}{N}D = \frac{2\pi}{N}\left(\frac{N}{2}\right) = \pi \quad (3.48)$$

Nous supposons également le système de l'équation (3.46) où le déphasage sur la paire de sous-porteuses utilisées par le codage de bloc SFBC est fixé. Le gain de puissance de canal composite peut alors s'écrire sous la forme:

$$h^2(k) = \left( \frac{h_0^2(k) + h_0^2(k) \cdot e^{j\phi_1 k}}{2} \right) = \frac{h_0^2(k)}{2} (1 + (-1)^k)^2 \quad (3.49)$$

Nous notons que le signal est complètement effacé lorsque  $k$  est un nombre impair. Cela se traduira par la perforation des symboles du mot de code transmis qui entraînent la perte de codage. Nous notons également qu'il n'y a pas de perte d'énergie parce que quand  $k$  est un nombre pair, les signaux reçus combinent de manière cohérente fournissant 3dB de gain de puissance.

### 3.2.5.3 Système SFBC-PVS

Considérons maintenant le système combiné SFBC-PVS. En fait, dans le cas de SFBC combiné avec le précodage de commutation, une matrice de précodage est utilisée au lieu d'un vecteur de précodage.

Par conséquent, en termes plus précis, le système doit être considéré comme un système SFBC-PMS (précodage commutation matricielle). Pour illustrer le principe de la SFBC-PMS, supposons un ensemble de quatre antennes virtuelles créées en utilisant une matrice de précodage DFT  $4 \times 4$  comme indiqué dans l'équation (3.34), qui est reproduite ci-dessous :

$$\begin{array}{cccc} VA0 & VA1 & VA2 & VA3 \\ \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 1 \\ j \\ -1 \\ j \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 1 \\ -j \\ -1 \\ j \end{bmatrix} \end{array} \quad (3.50)$$

Utilisons un groupe de quatre antennes virtuelles en deux groupes représentant la matrice de précodage 1 (PM1) et PM2:

$$\begin{array}{cc} PM1 & PM2 \\ \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & j \\ 1 & -1 \\ 1 & j \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & -j \\ 1 & -1 \\ -1 & j \end{bmatrix} \end{array} \quad (3.51)$$

Soient  $\{x(i)\}_{i=0}^{i=3}$  les quatre symboles de modulation qui doivent être transmis en utilisant le système SFBC-PMS. Le code SFBC est appliqué à la première paire de symboles  $x(0), x(1)$  en utilisant PMS1 et à la seconde paire de symboles  $x(2), x(3)$  utilisant PMS2. Soit  $y_p(k)$  représente le signal émis par la p-ième antenne sur la k-ième sous-porteuse, alors le vecteur de transmission pour k=0 pour le système SFBC-PMS peut être écrit comme:

$$\begin{bmatrix} y_0(0) \\ y_1(0) \\ y_2(0) \\ y_3(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & j \\ 1 & -1 \\ 1 & j \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x(0) \\ -x(1)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0)-x(1)^* \\ x(0)-jx(1)^* \\ x(0)+x(1)^* \\ x(0)-jx(1)^* \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

Lorsque SFBC est appliqué sur une paire de sous-porteuses, le vecteur d'émission pour k = 1 est donné par:

$$\begin{bmatrix} y_0(1) \\ y_1(1) \\ y_2(1) \\ y_3(1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & j \\ 1 & -1 \\ 1 & j \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x(1) \\ x(0)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(1)+x(0)^* \\ x(1)+jx(0)^* \\ x(1)-x(0)^* \\ x(1)+jx(0)^* \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

Pour la deuxième paire de symboles de modulation, la matrice de précodage est commutée, c'est-à-dire PMS2 est utilisé pour la deuxième série de symboles  $x(2), x(3)$ . Notez que la commutation de matrice de précodage peut se produire dans le temps à travers des symboles OFDM ou en fréquence à travers des sous-porteuses. En supposant la commutation de la fréquence, le vecteur d'émission pour  $k = 2$ , est donné par:

$$\begin{bmatrix} y_0(2) \\ y_1(2) \\ y_2(2) \\ y_3(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & -j \\ 1 & -1 \\ -1 & j \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x(2) \\ -x(3)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(2)-x(3)^* \\ -x(2)+jx(3)^* \\ x(2)+x(3)^* \\ -x(2)-jx(3)^* \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

La même matrice de précodage PMS2 est appliquée à des sous-porteuses avec  $k=3$ , comme écrit ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} y_0(3) \\ y_1(3) \\ y_2(3) \\ y_3(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & -j \\ 1 & -1 \\ -1 & j \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x(3) \\ x(2)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(3)+x(2)^* \\ -x(3)-jx(2)^* \\ x(3)-x(2)^* \\ -x(3)+jx(2)^* \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Maintenant combinant les résultats des équations (3.52) à (3.55), la matrice de transmission pour le système SFBC-PMS peut être écrite comme:

$$\begin{bmatrix} y_0(0) & y_0(1) & y_0(2) & y_0(3) \\ y_1(0) & y_1(1) & y_1(2) & y_1(3) \\ y_2(0) & y_2(1) & y_2(2) & y_2(3) \\ y_3(0) & y_3(1) & y_3(2) & y_3(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0)-x(1)^* & x(1)+x(0)^* & x(2)-x(3)^* & x(3)+x(2)^* \\ x(0)-jx(1)^* & x(1)+jx(0)^* & -x(2)+jx(3)^* & -x(3)-jx(2)^* \\ x(0)+x(1)^* & x(1)-x(0)^* & x(2)+x(3)^* & x(3)-x(2)^* \\ x(0)-jx(1)^* & x(1)+jx(0)^* & -x(2)-jx(3)^* & -x(3)+jx(2)^* \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

Les gains de canal sur les quatre antennes virtuelles exprimées par l'équation (3.50) sont donnés ci-dessous:

$$\begin{aligned} VA0 \ h_{c0} &= h_0 + h_1 + h_2 + h_3 \\ VA1 \ h_{c1} &= h_0 + jh_1 - h_2 + jh_3 \\ VA2 \ h_{c2} &= h_0 - h_1 + h_2 - h_3 \\ VA3 \ h_{c3} &= h_0 + jh_1 - h_2 + jh_3 \end{aligned} \quad (3.57)$$

Notez que nous avons abandonné l'indice de sous-porteuse pour plus de simplicité. Nous supposons que le canal reste constant sur deux sous-porteuses consécutives. Nous notons que la moitié des symboles de modulations est transmise sur les antennes virtuelles 0 et 1 d'un gain de canal ( $h_{c0}^2 + h_{c1}^2$ ), tandis que la moitié restante des symboles est transmise sur les antennes virtuelles 2 et 3 d'un gain de canal ( $h_{c2}^2 + h_{c3}^2$ ). Le système SFBC-PMS est également confronté à

la question de perforation de symbole lorsque les antennes sont corrélées. Nous démontrons cet effet en considérant le cas de quatre antennes parfaitement corrélées en phase de transmission, en sachant que  $h_0^2 = h_1^2 = h_2^2 = h_3^2$  de l'équation (3.47).

Nous notons de l'équation (3.57) que la moitié des symboles de modulation transmis sur les antennes virtuelles 2 et 3 d'un gain de canal de  $(h_{c2}^2 + h_{c3}^2)$  sera perforée soit les gains de canal sur les deux antennes virtuelles 2 et 3 sont mis à zéro, c'est-à-dire  $h_{c2}^2 = h_{c3}^2 = 0$ .

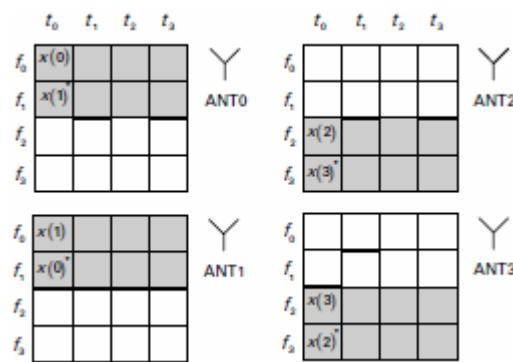
### 3.2.5.4 Système SFBC-FSTD

Voyons maintenant quelques programmes pour les 4 antennes d'émissions qui ne créent pas le problème de perforation. Le premier système est le système combiné SFBC-FSTD. Similaire au système combiné SFBC-CDD, les quatre antennes d'émission sont regroupés en deux paires. Le codage de bloc SFBC est appliqué au sein de chaque paire tandis que le FSTD est utilisé dans la paire d'antennes comme le montre la figure 3.13. Soit  $y_p(k)$  représente le signal émis par la p-ième antenne sur la k-ième sous-porteuse, la matrice de transmission pour le système combiné SFBC-FSTD peut être écrite comme:

$$\begin{bmatrix} y_0(0) & y_0(1) & y_0(2) & y_0(3) \\ y_1(0) & y_1(1) & y_1(2) & y_1(3) \\ y_2(0) & y_2(1) & y_2(2) & y_2(3) \\ y_3(0) & y_3(1) & y_3(2) & y_3(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0) & x(1) & 0 & 0 \\ -x(1)^* & x(0)^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x(2) & x(3) \\ 0 & 0 & -x(3)^* & x(2)^* \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

Nous notons que le système SFBC-FSTD est un codage à taux plein à la transmission de quatre symboles de modulation sur quatre sous-porteuses. La matrice de canal équivalente pour le système SFBC-FSTD  $H_{4-SFBC-FSTD}$  peut être écrite comme:

$$H_{4-SFBC-FSTD} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} h_0 & -h_1^* & 0 & 0 \\ h_1 & h_0^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_2 & -h_3^* \\ 0 & 0 & h_3 & h_2^* \end{bmatrix} \quad (3.59)$$



**Figure 3.13 :** Diversité de transmission du système SFBC-FSTD pour les 4 antennes d'émission.

En supposant un récepteur à filtre adapté, la matrice de gains de canal qui en résulte peut être écrite comme:

$$H_{4-\text{SFBC-FSTD}}^H H_{4-\text{SFBC-FSTD}} = h^2 \begin{bmatrix} \frac{(h_0^2 + h_1^2)}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(h_0^2 + h_1^2)}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{(h_2^2 + h_3^2)}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{(h_2^2 + h_3^2)}{2} \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

Nous notons que la moitié des symboles de modulation éprouve un gain de canal  $\frac{(h_0^2 + h_1^2)}{2}$ , tandis que la moitié restante des symboles de modulation éprouve un gain de canal  $\frac{(h_2^2 + h_3^2)}{2}$ . Le système combiné STBC-TSTD de la figure 3.14 est très similaire au système SFBC-FSTD avec l'indice de sous-porteuse dans l'équation (3.59) est remplacé par le symbole OFDM de l'indice.

Une autre possibilité pour les 4 antennes d'émission est de combiner le système SFBC avec le système TSTD comme illustré à la figure 3.15. Nous notons que dans le cas du système SFBC-FSTD à 4 antennes d'émission, quatre symboles de modulation sont transmis sur quatre sous-porteuses dans un symbole OFDM unique. Dans le cas du système STBC-TSTD à 4 antennes d'émission, les quatre symboles de modulation sont transmis sur quatre symboles OFDM dans une seule sous-porteuse. Pour le système SFBC-FSTD, quatre symboles de modulation sont transmis sur deux sous-porteuses et deux symboles OFDM. Par conséquent, tous les trois systèmes sont des systèmes à plein débit. En supposant que le canal est statique sur quatre sous-porteuses consécutives ou quatre symboles OFDM consécutifs, ces trois systèmes fournissent également des performances similaires avec la moitié des symboles de modulation en situation de gain de canal de  $\frac{(h_0^2 + h_1^2)}{2}$ , tandis que la moitié des symboles de modulation restants éprouve un gain de canal  $\frac{(h_2^2 + h_3^2)}{2}$ .

Reprenons le cas de quatre antennes d'émission parfaitement corrélées, en utilisant l'équation (3.47).

	$t_0$	$t_1$	$t_2$	$t_3$
$f_0$	$x(0)$	$x(1)$		
$f_1$				
$f_2$				
$f_3$				

	$t_0$	$t_1$	$t_2$	$t_3$
$f_0$			$x(2)$	$x(3)$
$f_1$				
$f_2$				
$f_3$				

	$t_0$	$t_1$	$t_2$	$t_3$
$f_0$	$x(1)$	$x(0)$		
$f_1$				
$f_2$				
$f_3$				

	$t_0$	$t_1$	$t_2$	$t_3$
$f_0$			$x(3)$	$x(2)$
$f_1$				
$f_2$				
$f_3$				

**Figure 3.14 :** Diversité de transmission du système STBC-TSTD pour les 4 antennes d'émissions.

	$t_0$	$t_1$	$t_2$	$t_3$
$f_0$	$x(0)$			
$f_1$	$x(1)$			
$f_2$				
$f_3$				

	$t_0$	$t_1$	$t_2$	$t_3$
$f_0$		$x(2)$		
$f_1$		$x(3)$		
$f_2$				
$f_3$				

	$t_0$	$t_1$	$t_2$	$t_3$
$f_0$	$x(1)$			
$f_1$	$x(0)$			
$f_2$				
$f_3$				

	$t_0$	$t_1$	$t_2$	$t_3$
$f_0$		$x(3)$		
$f_1$		$x(2)$		
$f_2$				
$f_3$				

**Figure 3.15 :** Diversité de transmission du système SFBC-TSTD pour les 4 antennes d'émissions.

De l'équation (3.60), nous constatons qu'il n'y a pas de perforation de symbole qui se passe avec tous les symboles de modulation ayant le même gain de canal  $h_0^2$ .

Les systèmes combinés SFBC-FSTD, STBC-TSTD et SFBC-TSTD évitent le problème de perforation subis par les systèmes combinés SFBC-CDD et SFBC-PMS. Cependant, les deux systèmes STBC-TSTD et SFBC-TSTD résultent de la puissance d'inefficacité parce que deux antennes émettent dans un symbole OFDM, étant noté sur les figures 3.14 et 3.15. Les systèmes combinés SFBC-FSTD, cependant, utilisent toute la puissance parce que le PSD sur les sous-porteuses transmises peut être de 3dB de plus. C'est parce que le système SFBC-FSTD ne transmet que sur la moitié des sous-porteuses à partir d'une antenne d'émission donnée. La densité spectrale de puissance de ces dispositifs est représentée sur la figure 3.16. Notez que pour les systèmes SFBC-CDD et SFBC-PMS, la densité spectrale de puissance est uniforme en fréquence et en temps parce que toutes les antennes émettent sur toutes les sous-porteuses de tous les symboles OFDM.

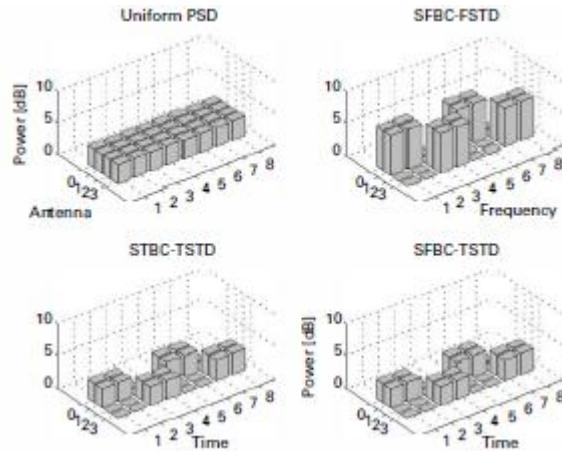
Un problème potentiel avec le système SFBC-FSTD est que la densité spectrale de puissance de la fréquence transmise de chaque antenne n'est pas constante car chaque antenne transmet plus de la moitié des sous-porteuses. Cela peut générer des interférences relativement sporadiques aux cellules voisines. Afin d'éviter le problème de perforation associés aux systèmes SFBC-CDD et

SFBC-PMS tout en étant capable de transmettre de l'ensemble des antennes dans toutes les sous-porteuses et tous les symboles OFDM, nous pouvons diffuser le système SFBC-FSTD avec une séquence orthogonale comme une matrice DFT ou une matrice de Hadamard.

Nous définissons A et B comme dans l'équation (6.41).

Nous supposerons une DFT à base d'étalement du codage de bloc SFBC pour créer une matrice de transmission pour quatre antennes d'émission. Une matrice DFT est une matrice carrée  $N \times N$  avec des entrées donnée par:

$$W = e^{j2\pi mn/N} \quad m, n = 0, 1, \dots, (N - 1) \quad (3.61)$$



**Figure 3.16 :** Densité spectrale de puissance pour les systèmes SFBC-FSTD, STBC-TSTD et SFBC-TSTD.

Une matrice DFT  $2 \times 2$  ( $N = 2$ ) peut être exprimée comme:

$$W = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & e^{j\pi} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

On peut définir de multiples matrices d'étalement en introduisant un paramètre de décalage ( $g/G$ ) dans la matrice DFT donné par:

$$W_g = e^{j\frac{2\pi m}{N}(n+\frac{g}{G})} \quad m, n = 0, 1, \dots, (N - 1) \quad (3.63)$$

Nous pouvons, par exemple, définir un ensemble de quatre matrices DFT  $2 \times 2$  en prenant  $G=4$ .

Ces quatre matrices  $2 \times 2$  avec  $g = 0, 1, 2, 3$  sont données ci-dessous :

$$\begin{aligned}
W_0 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\pi} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \\
W_1 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\pi/4} & -e^{j\pi/4} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1+j & 1-j \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \\
W_2 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\pi/2} & -e^{j\pi/2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix} \\
W_3 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j3\pi/4} & -e^{j3\pi/4} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1+j & 1-j \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.64}$$

Nous pouvons utiliser l'une des matrices DFT  $2 \times 2$  au-dessus de l'étalement du codage de bloc SFBC. Prenons une propagation utilisant  $W_2$ , par exemple. Soit  $y_p(k)$  représente le signal transmis à partir de la p-ième antenne sur la k-ième sous-porteuse, la matrice d'émission pour la propagation du système SFBC-FSTD peut être écrite comme:

$$\begin{aligned}
&\begin{bmatrix} y_0(0) & y_0(1) & y_0(2) & y_0(3) \\ y_1(0) & y_1(1) & y_1(2) & y_1(3) \\ y_2(0) & y_2(1) & y_2(2) & y_2(3) \\ y_3(0) & y_3(1) & y_3(2) & y_3(3) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} A & A \\ B & B \end{bmatrix} \cdot \cdot \cdot \left( W_2 \otimes \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \right) \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} x(0) & x(1) & x(0) & x(1) \\ -x(1)^* & x(0)^* & -x(1)^* & x(0)^* \\ x(2) & x(3) & x(2) & x(3) \\ -x(3)^* & x(2)^* & -x(3)^* & x(2)^* \end{bmatrix} \cdot \cdot \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ j & j & -j & -j \\ j & j & -j & -j \end{bmatrix} \\
&= \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} x(0) & x(1) & x(0) & x(1) \\ -x(1)^* & x(0)^* & -x(1)^* & x(0)^* \\ jx(2) & jx(3) & -jx(2) & -jx(3) \\ -jx(3)^* & jx(2)^* & x(3)^* & -jx(2)^* \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.65}$$

où  $X \otimes Y$  représente le produit de Kronecker de matrices X et Y. Aussi  $X \cdot \cdot \cdot Y$  représente une multiplication élément par élément des matrices X et Y.

La matrice de canal équivalente pour la propagation du système SFBC-FSTD  $H_{4-\text{Spread-CFB-FSTD}}$  peut être écrite comme:

$$H_{4-\text{Spread-SFBC-FSTD}} = \begin{bmatrix} h_0 & -h_1^* & h_0 & -h_1^* \\ h_1 & h_0^* & h_1 & h_0^* \\ jh_2 & -jh_3^* & -jh_2 & jh_3^* \\ jh_3 & jh_2^* & -jh_3 & -jh_2^* \end{bmatrix} \tag{3.66}$$

En supposant un récepteur à filtre adapté, la matrice de gains de canal qui en résulte peut être écrite comme:

$$H_{4-\text{Spread-SFBC-FSTD}}^H = h^2 \begin{bmatrix} (h_0^2 + h_1^2) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (h_0^2 + h_1^2) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (h_2^2 + h_3^2) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (h_2^2 + h_3^2) \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

Nous notons que cette propagation du système SFBC-FSTD de la moitié des symboles de modulation est transmise sur les antennes 0 et 1, puis éprouve un gain de canal ( $h_0^2 + h_1^2$ ), tandis que la moitié restante des symboles est transmise sur les antennes 2 et 3, puis éprouve un gain de canal ( $h_2^2 + h_3^2$ ).

Nous remarquons que la performance de la diversité fournie par la propagation du système SFBC-FSTD est le même que le système SFBC-FSTD simple. En outre, contrairement aux systèmes SFBC-CDD et SFBC-PMS, le système de propagation ne se traduit pas par une perforation des symboles de modulation transmis lorsque les antennes sont corrélées. Un autre avantage du système de diffusion est que la densité de spectrale de puissance du signal transmise (PSD) est constante sur la fréquence et le temps.

Cependant, la propagation de SFBC-FSTD peut souffrir de la perte d'orthogonalité lorsque le canal n'est pas constant au cours des quatre sous-porteuses. Afin de démontrer cet effet, supposons que le canal change entre la première paire de sous-porteuses et la deuxième paire de sous-porteuses.

Par ailleurs, nous supposons que le canal est constant sur la première paire de sous-porteuses et aussi constant sur la seconde paire de sous-porteuses. Soient  $\{h_{pi}\}_{i=1}^2$  désignent le canal sur la p-ième antenne sur la i-ième paire de sous-porteuses. La matrice de canal équivalente pour la propagation du système SFBC-FSTD  $H_{4-\text{Spread-SFBC-FSTD}}$  peut alors s'écrire:

$$H_{4-\text{Spread-SFBC-FSTD}} = \begin{bmatrix} h_{01} & -h_{11}^* & h_{02} & -h_{12}^* \\ h_{11} & h_{01}^* & h_{12} & h_{02}^* \\ jh_{21} & -jh_{31}^* & -jh_{22} & jh_{32}^* \\ jh_{31} & jh_{21}^* & -jh_{32} & -jh_{22}^* \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

En supposant un récepteur à filtre adapté, la matrice de gains de canal qui en résulte peut être écrite comme:

$$= \begin{bmatrix} \frac{(h_{01}^2 + h_{11}^2 + h_{02}^2 + h_{12}^2)}{2} & 0 & X & X \\ 0 & \frac{(h_{01}^2 + h_{11}^2 + h_{02}^2 + h_{12}^2)}{2} & X & X \\ X & X & \frac{(h_{21}^2 + h_{31}^2 + h_{22}^2 + h_{32}^2)}{2} & 0 \\ X & X & 0 & \frac{(h_{21}^2 + h_{31}^2 + h_{22}^2 + h_{32}^2)}{2} \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

où X désigne les termes non nuls en raison de la perte d'orthogonalité. Nous notons que la moitié des symboles de modulation éprouve un gain de canal  $\frac{(h_{01}^2 + h_{11}^2 + h_{02}^2 + h_{12}^2)}{2}$  tandis que la moitié restante des symboles éprouve un gain de canal  $\frac{(h_{21}^2 + h_{31}^2 + h_{22}^2 + h_{32}^2)}{2}$ . Le système semble éprouver une plus grande diversité que le système SFBC-FSTD au détriment de la perte d'orthogonalité. Voyons maintenant ce qui se passe lorsque le canal n'est pas constant sur deux paires de sous-porteuses pour le système SFBC-FSTD. La matrice de canal équivalente dans ce cas s'écrit:

$$H_{4-\text{SFBC-FSTD}} = \begin{bmatrix} h_{01} & -h_{11}^* & 0 & 0 \\ h_{11} & h_{01}^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_{22} & -h_{32}^* \\ 0 & 0 & h_{32} & h_{22}^* \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

Encore une fois, en supposant un récepteur à filtre adapté, la matrice de gains de canal qui en résulte peut être écrite comme:

$$H_{4-\text{SFBC-FSTD}}^H = \begin{bmatrix} (h_{01}^2 + h_{11}^2) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (h_{01}^2 + h_{11}^2) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (h_{22}^2 + h_{32}^2) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (h_{22}^2 + h_{32}^2) \end{bmatrix} \quad (3.71)$$

Nous notons que la moitié des symboles de modulation éprouve un gain de canal  $(h_{01}^2 + h_{11}^2)$ , tandis que l'autre moitié de symboles de modulation éprouve un gain de canal  $(h_{22}^2 + h_{32}^2)$ . Nous notons que la performance de la diversité n'est pas affectée et le système SFBC-FSTD reste orthogonal lorsque le canal n'est pas constant sur deux paires de sous-porteuses. Cependant, pour que le système SFBC soit orthogonal, le canal doit être constant sur les deux sous-porteuses à l'intérieur d'une paire. Lorsque le canal n'est pas constant sur les deux sous-porteuses dans une paire, les systèmes SFBC perdent également l'orthogonalité.

Soit  $\{h_{pi}\}_{i=1}^2$  désigne le canal sur la p-ième antenne sur l'i-ième sous-porteuses. La matrice de canal équivalente pour le code  $H_2$  de SFBC peut alors s'écrire:

$$H_2 = \begin{bmatrix} h_{01} & h_{12} \\ -h_{11}^* & h_{02}^* \end{bmatrix} \quad (3.72)$$

En supposant un récepteur à filtre adapté, la matrice de gains de canal qui en résulte peut être écrite comme:

$$\begin{aligned} H_2^2 H_2 &= \begin{bmatrix} h_{01}^* & -h_{11} \\ h_{12}^* & h_{02} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{01} & h_{12} \\ -h_{11}^* & h_{02}^* \end{bmatrix} \\ &= (h_0^2 + h_1^2) \begin{bmatrix} (h_{01}^2 + h_{11}^2) & (h_{01}^* h_{12} - h_{11} h_{02}^*) \\ (h_{12}^* h_{01} - h_{02} h_{11}^*) & (h_{02}^2 + h_{12}^2) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.73)$$

Nous notons que les éléments non diagonaux apparaissent dans la matrice résultante de gain de canal due à la perte d'orthogonalité. Pour le système SFBC-FSTD, soit  $\{h_{pi}\}_{i=1}^4$  désigne le canal de la  $p$ -ième antenne sur l' $i$ -ième sous-porteuses. La matrice de gains de canal qui en résulte peut alors s'écrire sous la forme:

$$H_{4-\text{SFBC-FSTD}}^H = \begin{bmatrix} (h_{01}^2 + h_{11}^2) & X & 0 & 0 \\ X & (h_{02}^2 + h_{12}^2) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (h_{23}^2 + h_{33}^2) & X \\ 0 & 0 & X & (h_{24}^2 + h_{34}^2) \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

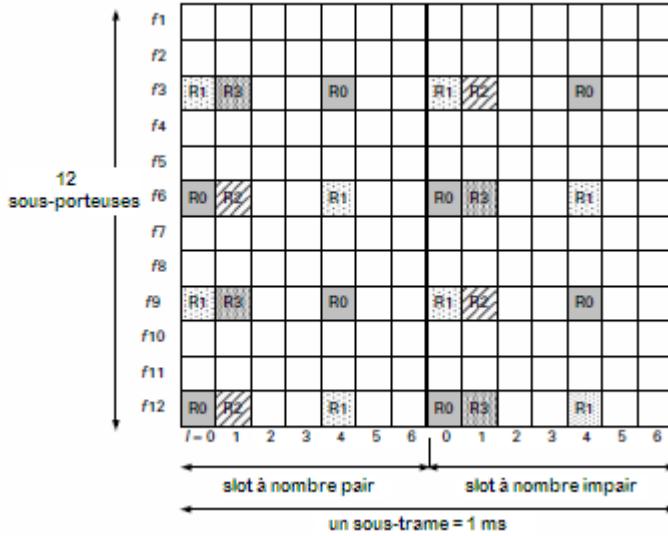
où  $X$  désigne les termes non nuls en raison de la perte d'orthogonalité. Nous notons que dans chaque paire de codes de SFBC, l'orthogonalité est perdue. Cependant, les deux paires sont toujours orthogonales, car ils utilisent des sous-porteuses orthogonales. Voyons maintenant ce qui se passe à la propagation régime SFBC-FSTD lorsque le canal est différent sur les quatre sous-porteuses. Dans ce cas, nous écrivons la matrice résultante de gain de canal:

$$= \begin{bmatrix} \frac{(h_{01}^2 + h_{11}^2 + h_{03}^2 + h_{14}^2)}{2} & X & X & X \\ X & \frac{(h_{11}^2 + h_{02}^2 + h_{13}^2 + h_{04}^2)}{2} & X & X \\ X & X & \frac{(h_{21}^2 + h_{32}^2 + h_{23}^2 + h_{34}^2)}{2} & X \\ X & X & 0 & \frac{(h_{31}^2 + h_{23}^2 + h_{33}^2 + h_{24}^2)}{2} \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

Nous constatons que non seulement chaque paire de codes SFBC perdent l'orthogonalité mais l'orthogonalité entre les deux paires est également aussi perdu. Cela dépendrait du code SFBC qui perd l'orthogonalité lorsque les changements de canaux à travers deux sous-porteuses adjacentes et deux paires de code SFBC perdent orthogonalité.

Le problème de la perte d'orthogonalité de la propagation du système SFBC-FSTD devrait s'aggraver pour les symboles de modulation transmis dans le symbole OFDM contenant les pilotes ou référence symboles. C'est parce que quand quatre antennes d'émission sont utilisées comme c'est le cas pour le système SFBC-FSTD, 6 des 14 symboles OFDM (sur 12 symboles OFDM pour

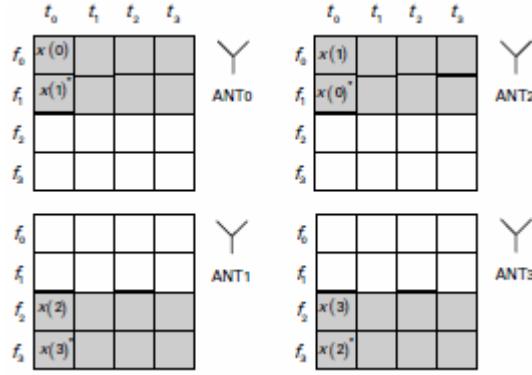
le préfixe cyclique prolongé) contiennent des symboles de référence, comme montré dans la figure 3.17. Les symboles de référence utilisent chacun un troisième sous-porteuse et par conséquent, deux paires de codes SFBC sont en outre séparées par une sous-porteuse. Pour la propagation du système SFBC-FSTD, cela signifie que le canal doit maintenant être constant sur cinq sous-porteuses qui est de 75 kHz de bande passante pour l'espacement de sous-porteuse de 15 kHz utilisée dans le système LTE.



**Figure 3.17 : La cartographie des signaux de référence de liaison descendante.**

Cependant, un autre problème que nous constatons dans la figure 3.17 où  $R_p$  représente le symbole de référence pour l'antenne  $p$  dont la densité du domaine temporel pour  $R_2$  et  $R_3$  est la moitié de la densité de  $R_0$  et  $R_1$ . Il en résulte des estimations de canal en biais avec des estimations de canal sur une antenne 0 et mieux que les antennes 2 et 3. Ce qui motive la nécessité d'équilibrage d'estimations de canal. Un nouveau système de mappage pour SFBC-FSTD où la première paire de symboles de modulation  $x(0), x(1)$  est mise en correspondance avec les antennes 0 et 2 ; et une deuxième paire de symboles  $x(2), x(3)$  en correspondance avec les antennes 1 et 3 comme le montre la figure 3.18 peut être utilisé. Comme ce système compense l'effet des estimations de canal, nous nous référons à ce système qu'au système SFBC-FSTD équilibré. Soit  $y_p(k)$  représente le signal émis par la  $p$ -ième antenne sur la  $k$ -ième sous-porteuse, la matrice de transmission pour le système SFBC-FSTD équilibré peut être écrite comme:

$$\begin{bmatrix} y_0(0) & y_0(1) & y_0(2) & y_0(3) \\ y_1(0) & y_1(1) & y_1(2) & y_1(3) \\ y_2(0) & y_2(1) & y_2(2) & y_2(3) \\ y_3(0) & y_3(1) & y_3(2) & y_3(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0) & x(1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x(2) & x(3) \\ -x(1)^* & x(0)^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -x(3)^* & x(2)^* \end{bmatrix} \quad (3.76)$$



**Figure 3.18 : Diversité de transmission du système SFBC-FSTD équilibré pour les 4 antennes d'émissions**

La matrice de canal équivalente pour le système SFBC-FSTD équilibré  $H_{4\text{-Balanced-SFBC-FSTD}}$  peut être écrite comme :

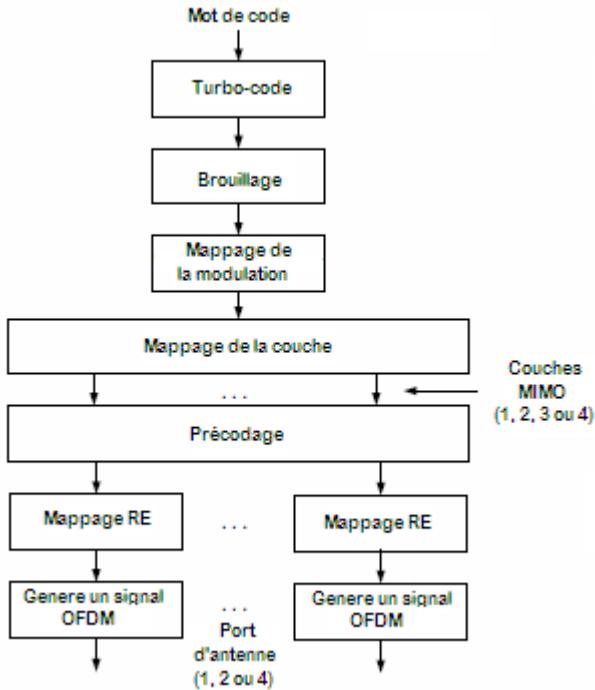
$$H_{4\text{-Balanced-SFBC-FSTD}} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} h_{01} & -h_2^* & 0 & 0 \\ h_2 & h_0^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_1 & -h_3^* \\ 0 & 0 & h_3 & h_1^* \end{bmatrix} \quad (3.77)$$

En supposant un récepteur à filtre adapté, la matrice de gains de canal résultante peut s'écrire :

$$H_{4\text{-Balanced-SFBC-FSTD}}^H = \begin{bmatrix} \frac{(h_0^2 + h_2^2)}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(h_0^2 + h_2^2)}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{(h_1^2 + h_3^2)}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{(h_1^2 + h_3^2)}{2} \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

Nous notons que la moitié des symboles de modulation éprouve un gain de canal  $\frac{(h_0^2 + h_2^2)}{2}$ , tandis que l'autre moitié des symboles de modulation éprouve un gain de canal  $\frac{(h_1^2 + h_3^2)}{2}$ . Le gain de diversité de ce système est le même que le système SFBC-FSTD. L'avantage supplémentaire est que ce système équilibre l'effet d'estimations des canaux imparfaits que chaque paire de symboles éprouve une estimation efficace des canaux et une autre estimation de canal relativement faible. Après des études minutieuses et détaillées des différents systèmes de diversité de transmission proposée au cours de la phase de normalisation, les systèmes SFBC et SFBC-FSTD équilibrés ont été adoptés dans le système LTE pour deux et quatre antennes d'émission respectivement.

### 3.3 Chaîne de transmission de liaison descendante



**Figure 3.19 : Chaîne de transmission de liaison descendante.**

Concentrons-nous maintenant sur les détails des 2 antennes d'émission pour SFBC et 4 antennes d'émission pour le système SFBC-FSTD équilibré. Pour être conforme à la structure de multiplexage spatial MIMO, le système de diversité de transmission dans le système LTE est défini en termes de cartographie de couche et de précodage de diversité de transmission. Afin de mieux comprendre comment cette structure s'inscrit dans le grand système, nous commençons par examiner la chaîne de transmission en liaison descendante de la figure 3.19. Un turbo-code est d'abord effectué sur le mot de code de l'information. La séquence codée de bits est ensuite brouillée et cartographié aux symboles de modulation complexes. Dans le cas de la diversité de transmission, les symboles de modulation complexes sont mappés à deux ou quatre couches pour les cas de deux ou quatre émissions de diversité de transmission respectivement. Nous notons que le terme couche, qui se réfère généralement à un flux d'un multiplexage spatial MIMO, peut être source de confusion lorsqu'il est utilisé dans le contexte de la diversité de transmission. Dans la diversité de transmission, un seul mot de code est transmis, qui est effectivement une seule transmission de rang. Après la cartographie de la couche ; le précodage de la diversité de transmission, qui est effectivement un codage de bloc SFBC pour les 2 antennes d'émission et un code SFBC-FSTD équilibré pour les 4 antennes d'émission, est appliqué. Les signaux après le précodage de diversité de transmission sont mappés à des ressources temps-fréquence sur deux ou

quatre antennes pour les cas SFBC et SFBC-FSTD équilibré puis la génération de signaux OFDM par l'utilisation d'IFFT a lieu.

### 3.4 Mot de code de la cartographie de couche

Dans le cas d'émission en diversité de transmission, un seul mot de code est transmis depuis deux ou quatre ports d'antennes. Le nombre de couches dans le cas de la diversité de transmission est égal au nombre de ports d'antennes. Le nombre de symboles de modulation par couche  $M_{symb}^{layer}$  de deux et quatre couches est donné par:

$$\begin{aligned} M_{symb}^{layer} &= \frac{M_{symb}^{(0)}}{2}, \quad v = 2 \\ M_{symb}^{layer} &= \frac{M_{symb}^{(0)}}{4}, \quad v = 4 \end{aligned} \quad (3.79)$$

où  $M_{symb}^{(0)}$  représente le nombre total de symboles de modulation à l'intérieur du mot de code.

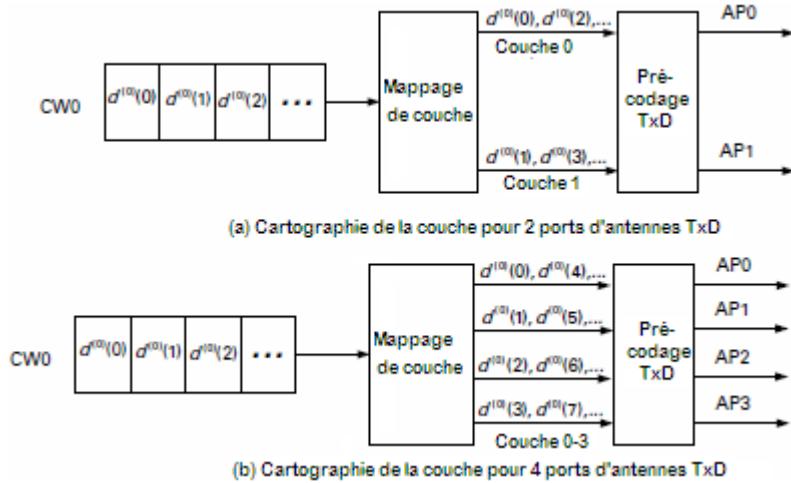
Dans le cas de deux ports d'antennes, les symboles de modulation à partir d'un seul mot de code sont mappés à 2 couches ( $v = 2$ ) comme ci-dessous:

$$\begin{aligned} x^{(0)}(i) &= d^{(0)}(2i) & i = 0, 1, \dots, (M_{symb}^{layer} - 1) \\ x^{(1)}(i) &= d^{(0)}(2i + 1) \end{aligned} \quad (3.80)$$

Dans le cas de quatre ports d'antennes, les symboles de modulation à partir d'un seul mot de code sont mappés à quatre couches ( $v = 4$ ), comme ci-dessous:

$$\begin{aligned} x^{(0)}(i) &= d^{(0)}(4i) \\ x^{(1)}(i) &= d^{(0)}(4i + 1) & i = 0, 1, \dots, (M_{symb}^{layer} - 1) \\ x^{(2)}(i) &= d^{(0)}(4i + 2) \\ x^{(3)}(i) &= d^{(0)}(4i + 3) \end{aligned} \quad (3.81)$$

Le mot de code de la cartographie de couche pour deux et quatre ports d'antennes de diversité de transmissions (TxD) sur la liaison descendante est représenté dans la figure 3.20. Dans le cas de deux ports d'antennes (deux couches), les numéros paires ( $d^{(0)}(0), d^{(0)}(2), \dots$ ) et impaires ( $d^{(0)}(1), d^{(0)}(3), \dots$ ) de mots de code des symboles de modulation sont mappés sur des couches 0 et 1 respectivement.



**Figure 3.20 :** Mot de code de la cartographie de couche pour deux et quatre ports d'antennes de diversité de transmission (TxD) sur la liaison descendante.

### 3.5 Etude du taux d'erreur binaire (BER) pour un codage Alamouti et STBC

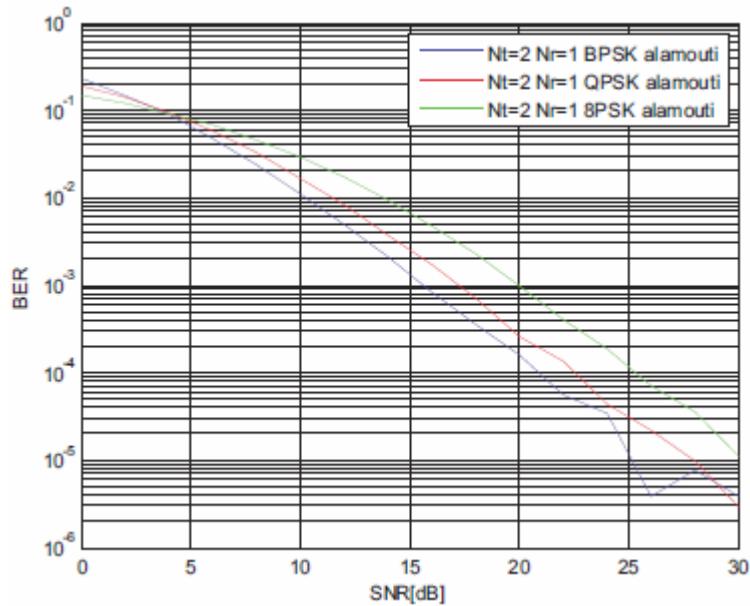
#### 3.5.1 BER pour un codage Alamouti

##### 3.5.1.1 Présentation

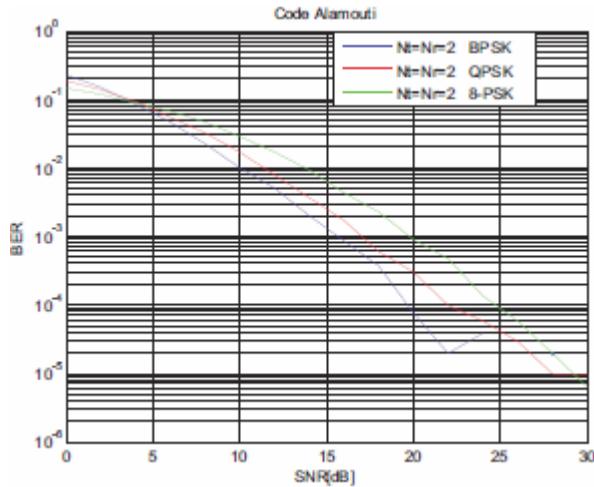
Dans les études suivantes, nous avons choisis un codage Alamouti, pour un système MISO ( $N_t = 2$  et  $N_r = 1$ ) et un système MIMO ( $N_t = N_r = 2$ ) et pour un type de modulation BPSK, QPSK et 8PSK.

##### 3.5.1.2 Résultats

On a les figures 3.21 et 3.22 pour le codage d'un système MISO et MIMO respectivement.



**Figure 3.21 :** BER du code Alamouti pour MISO ( $N_t = 2$  et  $N_r = 1$ )



**Figure 3.22 :** BER du code Alamouti pour MIMO ( $N_t = 2$  et  $N_r = 2$ )

### 3.5.1.3 Interprétation

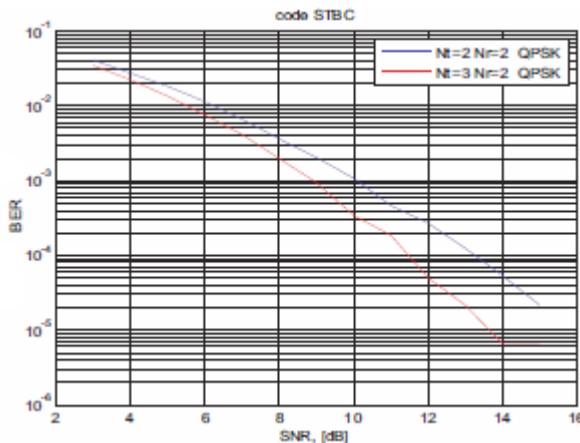
Nous avons comparé la performance du système MISO et MIMO avec la modulation PSK et le code Alamouti. Nous avons varié le nombre de constellation. Pour les deux cas de figures, on remarque une diminution de la valeur de BER au fur et à mesure que SNR augmente (de l'ordre de  $10^{-6}$  pour SNR=30dB). On constate que dans le cas du système MIMO, on a un BER très réduit (de l'ordre de  $10^{-6}$ ) par rapport au système MISO (de l'ordre de  $10^{-5}$ ) pour des SNR élevés.

## 3.5.2 BER pour un codage STBC

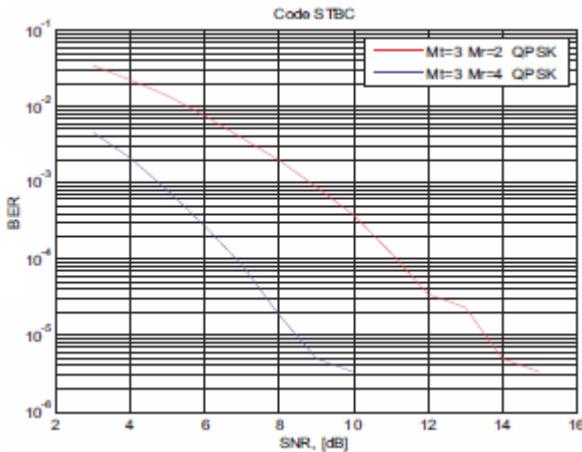
### 3.5.2.1 Présentation

Dans cette section, nous allons étudiés l'influence du nombre d'antennes à l'émission et à la réception dans un système MIMO-OFDM pour un codage STBC. Nous allons voir le cas où  $N_t = N_r$ , le cas  $N_t > N_r$  et le cas  $N_t < N_r$ .

### 3.5.2.2 Résultats



**Figure 3.23 :** BER du code STBC avec les nombres d'antennes différents en émission



**Figure 3.24 :** BER du code STBC avec les nombres d'antennes différents en réception

### 3.5.2.3 Interprétation

Nous avons simulé le code STBC avec une diversité spatiale variable que ce soit en émission ou réception. Pour les deux cas de figures, nous observons une grande influence du nombre d'antennes sur la valeur du taux d'erreur binaire.

Dans la figure 3.23, pour un  $\text{SNR}=14\text{dB}$  et un nombre d'antennes fixe en réception, le BER est d'environ  $10^{-5.2}$  pour  $N_t = 3$  et  $10^{-4.2}$  pour  $N_t = 2$ .

Par contre, pour la figure 3.24, pour un  $\text{SNR}=10\text{dB}$  et un nombre d'antennes fixe en émission, le BER est d'environ  $10^{-5.5}$  pour  $N_r = 4$  et  $10^{-3.5}$  pour  $N_r = 2$ .

L'augmentation du nombre d'antennes soit à l'émission ou à la réception améliore nettement la qualité de transmission.

## 3.6 Conclusion

Diverses formes de systèmes de diversité de transmission ont été étudiées et évaluées en détail lors de la phase de normalisation de la technologie LTE. Au début, le système de diversité à délai cyclique entraîne une dégradation des performances en raison de la perforation du symbole de modulation due à la combinaison destructive des signaux à partir de plusieurs antennes d'émission. Les autres systèmes étaient fondés sur des codages de blocs.

Après de plusieurs études sur les avantages et les inconvénients de CDD et les systèmes à base de codage de bloc, la décision s'est prononcée en faveur d'une diversité de transmission à base de codage de bloc. On a vu aussi différents systèmes soient simple tels que FSTD et TSTD soient combinés tels que SFBC-CDD et SFBC-PMS.

## CHAPITRE 4

### MULTIPLEXAGE SPATIAL MIMO

#### 4.1 Introduction

Les multiples antennes d'émission à l'eNodeB en combinaison avec de multiples antennes de réception à l'UE peuvent être utilisées pour atteindre des débits de données de pointe en permettant à de multiples transmissions de flux de données entre l'eNodeB et l'UE en utilisant le multiplexage spatial MIMO. Par conséquent, en plus des bandes passantes plus larges et des modulations d'ordre supérieur, le multiplexage spatial MIMO est utilisé dans le système LTE pour atteindre les objectifs de débits de données élevés. Le multiplexage spatial MIMO fournit également une amélioration de la capacité de la cellule et le débit que les UE de bonnes conditions de canal peuvent bénéficier de plusieurs propagations de transmissions.

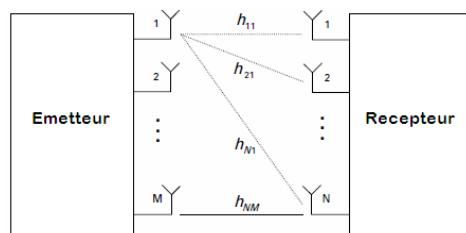
D'où l'intérêt de ce dernier chapitre dont on va se baser sur la capacité du canal MIMO, les mots de codes, la chaîne de transmission en liaison descendante, le précodage MIMO et le multiplexage spatial en boucle ouverte.

#### 4.2 Capacité du canal MIMO

Un canal MIMO est constitué de gains de canal et des informations de phase pour les liaisons à partir de chacune des antennes de transmission vers chacune des antennes de réception comme le montre la figure 4.01. Par conséquent, le canal pour le système MIMO  $M \times N$  est constitué d'une matrice  $N \times M$   $H_{N \times M}$  donné par :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (4.01)$$

où  $h_{ij}$  représente le gain du canal de l'antenne d'émission  $j$  à l'antenne de réception  $i$ . Afin de permettre les estimations des éléments de la matrice de canal MIMO, les signaux de référence distincts ou les pilotes sont transmis à partir de chacune des antennes de transmission.



**Figure 4.01 : Un système MIMO ( $M \times N$ ).**

La capacité d'un canal MIMO  $M \times N$  peut être écrite sous la forme [1]:

$$C_{MIMO} = E \left[ \log_2 \det \left( I_N + \frac{\rho}{M} H H^* \right) \right] \quad [b/s/Hz] \quad (4.02)$$

où  $\rho = \frac{P}{N_0}$  est le rapport signal sur bruit reçu à chaque antenne de réception.

Si  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{\min}$  sont les valeurs singulières commandées (aléatoires) de la matrice canal  $H$ , nous pouvons exprimer (4.02) par :

$$\begin{aligned} C_{MIMO} &= E \left[ \sum_{i=1}^{n_{\min}} \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{M} \lambda_i^2 \right) \right] \\ &= \sum_{i=1}^{n_{\min}} E \left[ \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{M} \lambda_i^2 \right) \right] \quad [b/s/Hz] \end{aligned} \quad (4.03)$$

où  $n_{\min} = \min(M, N)$ . Prenons d'abord le cas de faible SNR où nous pouvons utiliser une approximation de  $\log_2(1+x) \approx x \cdot \log_2 e$

$$\begin{aligned} C_{MIMO} &\approx \sum_{i=1}^{n_{\min}} \frac{\rho}{M} E[(\lambda_i^2)] \log_2 e \\ &= \frac{\rho}{M} E[T_r[HH^*]] \log_2 e \\ &= \frac{\rho}{M} E \left[ \sum_{ij} |h_{ij}|^2 \right] \log_2 e \\ &= M \times \rho \times \log_2 e \quad [b/s/Hz] \end{aligned} \quad (4.04)$$

On peut noter que, à faible SNR, un système  $M \times M$  donne un gain de puissance de  $10 \times \log_{10}(M)$  dB par rapport à un cas d'antenne à récepteur unique. C'est parce que l'antenne de réception  $M$  peut combiner leurs signaux reçus pour obtenir un gain de puissance. Pour le cas de haute SNR où nous pouvons utiliser l'approximation de  $\log_2(1+x) \approx \log_2(x)$ , la formule de la capacité du canal MIMO peut être exprimée comme suit:

$$\begin{aligned} C_{MIMO} &= \sum_{i=1}^M E \left[ \log_2 \left( \frac{\rho}{M} \lambda_i^2 \right) \right] \\ &= \sum_{i=1}^M E \left[ \log_2 \left( \frac{\rho}{M} \lambda_i^2 \right) + \log_2(\lambda_i^2) \right] \\ &= n_{\min} \times \log_2 e \left( \frac{\rho}{M} \right) + \sum_{i=1}^{n_{\min}} E[\log_2(\lambda_i^2)] \quad [b/s/Hz] \end{aligned} \quad (4.05)$$

et  $E[\log_2(\lambda_i^2)] > \infty$  pour tout  $i$ . Nous notons que le degré complet  $n_{\min}$  de liberté peut être obtenu à haute SNR. Il peut également être noté que la capacité maximale est atteinte lorsque toutes les valeurs singulières sont égales. Par conséquent, nous nous attendons à un gain de grande capacité lorsque la matrice canal  $H$  est suffisamment aléatoire et statistiquement bien conditionnée. On remarque que le nombre de degrés de liberté est limité par le minimum du nombre d'antennes d'émission et le nombre d'antennes de réception. Par conséquent, un grand nombre d'antennes d'émission et d'antennes de réception sont nécessaires afin d'obtenir les avantages de MIMO.

Nous avons observé sur l'équation (4.04) que la capacité d'un système MIMO varie linéairement avec le nombre d'antennes de réception à faible SNR. Nous avons également constaté de l'équation (4.05) qu'à haute SNR, la capacité varie linéairement avec  $n_{\min}$ . Par conséquent, nous pouvons dire que, à tous SNR, la capacité d'un système MIMO  $M \times N$  varie linéairement avec  $n_{\min}$ . Nous notons, toutefois, que la matrice de canal doit être de rang complet afin de fournir des degrés de liberté  $n_{\min}$ .

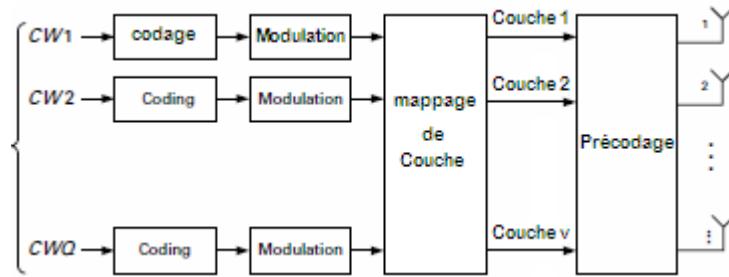
### **4.3 Les mots de code et la structure des couches**

La chaîne de transmission MIMO, présentant les mots de code et la structure des couches, est représentée à la figure 4.02. Le nombre maximum de couches ou de flux pris en charge  $v$  est égal aux degrés de liberté  $n_{\min}$  fournis par le canal MIMO. Le nombre de couches MIMO est aussi appelé le rang MIMO. Pour les ports d'antenne de transmission  $P$ , un rang plus petit que  $P \geq n_{\min}$  est supporté par la sélection d'un sous-ensemble des colonnes de la matrice de précodage  $P \times P$ . Un mot de code MIMO est un bloc d'informations codées séparément et modulé qui est transmis sur une ou plusieurs couches MIMO.

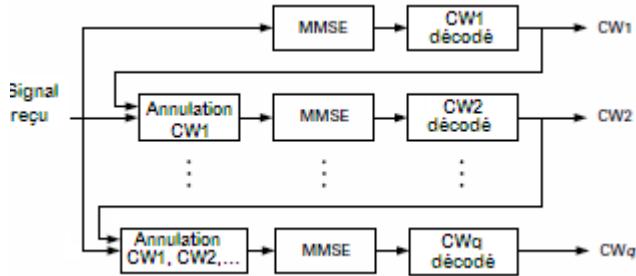
#### ***4.3.1 Mots de code unique par rapport à multi-mots de code***

Le mot de code unique (SCW) et le multi-mot de code (MCW) dans un système MIMO ont été considérés pour le système LTE. Dans le cas d'un seul mot de code de transmission MIMO, un CRC est ajouté à un seul bloc d'informations, et ensuite le codage et la modulation sont effectués. Les symboles codés et modulés sont ensuite démultiplexés pour la transmission sur plusieurs antennes. Dans le cas d'une transmission multiple de mot de code MIMO, le bloc d'informations est démultiplexé en plus petits blocs d'informations. Les CRC individuels sont attachés à ces blocs d'informations plus petits, puis le codage et la modulation sont effectués distinctement sur ces petits blocs. Il convient de noter que, dans le cas de transmissions MIMO multi-mots de code, la modulation et le codage peuvent être utilisés sur chacun des flux individuels résultant dans un

système MIMO PARC (contrôle de débit par antenne). En outre, la transmission multi-mot de code permet un post-décodage plus efficace pour l'annulation d'interférence en utilisant un récepteur MMSE-SIC comme le montre la figure 4.03. En effet, un contrôle CRC peut être réalisé sur chacun des mots de code avant qu'un mot de code soit annulé à partir du signal reçu global. De cette manière, seuls les mots de code correctement reçus sont annulés en évitant toute propagation d'interférence dans le processus d'annulation.



**Figure 4.02 :** Chaîne d'émission MIMO montrant des mots de code et des couches.



**Figure 4.03 :** Récepteur MMSE-SIC.

Un système SCW utilisant un récepteur ML (maximum de vraisemblance) peut également fournir une performance équivalente à celle d'un système MCW avec une annulation d'interférence successive (SIC) du récepteur.

Les performances et la complexité des arbitrages des systèmes SCW et MCW ont été discutées en détail lors de la phase de normalisation. En général, un récepteur MMSE-SIC nécessite une mise en mémoire tampon plus grande parce que le processus d'annulation ne peut pas démarrer à moins que le premier mot de code est démodulé et décodé correctement. En revanche, le récepteur démodule toutes les couches ML MIMO en même temps, au détriment de la transformation ou de la complexité supplémentaire de la logique. Le tampon nécessaire pour un récepteur MMSE-SIC peut être réduit en utilisant un turbo-code par blocs successifs par annulation d'interférence.

En termes des aspects généraux de signalisation, un système SCW a un avantage comme un seul hybride ARQ ACK / NACK et un seul ACQ sont nécessaire pour être réinjecté de l'UE. De même, un seul jeu de la modulation et de codage puis de l'hybride ARQ doit être signalé sur la liaison

descendante. Dans le cas du système MCW, l'opération hybride ARQ est effectuée sur chaque mot de code nécessitant une plus grande charge de signalisation à la fois sur la liaison montante et la liaison descendante. Lorsque différents systèmes de modulation et de codage sont utilisés dans un système MIMO PARC, le CQI doit être fourni séparément pour chaque mot de code. De même, la taille du bloc de transport et de MCS doit être signalée séparément sur la liaison descendante.

Un système SCW a aussi un avantage de diversité sur un système MCW comme un seul mot de code est transmis sur toutes les couches MIMO. Dans le cas du système MCW, certains des mots de code peuvent avoir du succès tandis que d'autres peuvent être dans l'erreur en raison des fluctuations de qualité de canal à travers les couches MIMO.

Après avoir soigneusement évalué la complexité du récepteur et les aspects généraux de signalisation des systèmes SCW et MCW, la conclusion était d'employer une sorte de système unique d'hybride de mots de code et multi-mots de code où le nombre maximum de mots de code est limité à deux.

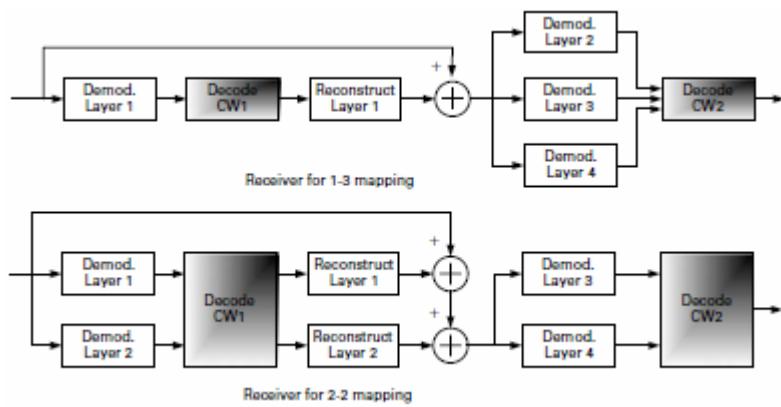
#### ***4.3.2 Mots de code à la cartographie de la couche***

Dans le cas d'un système SCW, les symboles de modulation à partir d'un seul mot de code sont mappés à toutes les couches MIMO et donc la question de mot de code pour la cartographie de la couche ne se pose pas. Dans le cas d'un système MCW pur où le nombre de mots de code est égal au nombre de couches MIMO, un mappage un-à-un entre les mots de code et des couches peut être utilisé d'une manière simple. Toutefois, lorsque le nombre de mots de code est plus petit que les couches MIMO comme c'est le cas dans le système LTE pour quatre ports d'antennes, les mots de code à la couche mappage doivent être considérés avec soin.

Un maximum de deux mots de code est supporté dans le système LTE de rang 2 et pour de plus grandes transmissions. Dans le cas de rang 2, le mot de code pour la cartographie de la couche est très simple comme le nombre de mots de code est égal au nombre de couches MIMO. Par conséquent, CW1 est mappé à la couche 1, tandis que CW2 est mappé à la couche 2. Dans le cas de rang 3, le nombre de couches est un de plus que le nombre de mots de code. Par conséquent, un mot de code a besoin d'être transmis sur une couche tandis que l'autre mot de code a besoin d'être transmis sur deux couches. Les deux possibilités dans ce cas sont des cartographies 1-2 et 2-1. Dans la cartographie 1-2, CW1 est transmis sur la couche 1, tandis que CW2 est transmis sur des couches 2 et 3. Dans la cartographie 2-1, CW1 est transmis sur les couches 1 et 2, tandis que CW2 est transmis sur la couche 3.

La question de mot de code pour la cartographie de la couche est plus complexe dans le cas de quatre couches de MIMO ( $v = 4$ ). Les deux systèmes qui ont été largement débattus et évalués sont la cartographie 1-3 et 2-2. Dans la cartographie 1-3, CW1 est transmis sur la couche 1, tandis que CW2 est transmis sur les couches 2, 3 et 4. Dans la cartographie 2-2 symétrique, CW1 est transmis sur les couches 1 et 2, tandis que CW2 est transmis sur les couches 3 et 4. Les structures du récepteur SIC pour le système de mots de code à la cartographie de la couche sont présentées dans la figure 4.04. Notons que le récepteur 1-3 aura besoin d'une taille de mémoire tampon plus petit parce qu'il peut ignorer le signal reçu plus tôt par rapport au récepteur 2-2.

En effet, il faut deux fois plus de temps pour décoder les deux couches par rapport au décodage d'une seule couche, conduisant à une plus petite mémoire tampon requise. En plus, nous notons que le récepteur 2-2 nécessite une opération supplémentaire de la couche 2 ainsi que deux soustractions SIC au lieu d'un dans le cas de la cartographie 1-3. Dans la cartographie 1-3, UE annule toujours la première couche comme dans les cas de rang 3 (cartographie 1-2) et de rang 2 (cartographie 1-1) et ainsi entraînent une opération de simple UE quel que soit le rang de MIMO ou configuration.



**Figure 4.04 :** Système de mots de code à la cartographie de la couche pour quatre couches MIMO ( $v = 4$ ).

Un autre avantage de la cartographie 1-3 est que la qualité de canal correcte est toujours disponible pour la couche 1. C'est parce que l'information de la qualité de canal (CQI) est prévue par mot de code. Par conséquent, dans le cas d'un rang prioritaire, l'eNodeB peut toujours transmettre un mot de code unique sur une seule couche pour lesquels la qualité du canal précise est disponible. En cas de la cartographie 2-2, l'ACQ est disponible pour chaque paire de couches (en moyenne sur les deux couches) et donc si l'eNodeB décide d'effectuer une transmission à une seule couche, la performance peut être affectée en raison du CQI inexacte. Un avantage de plus de la cartographie 2-2 sur la cartographie 1-3 est que chaque mot de code

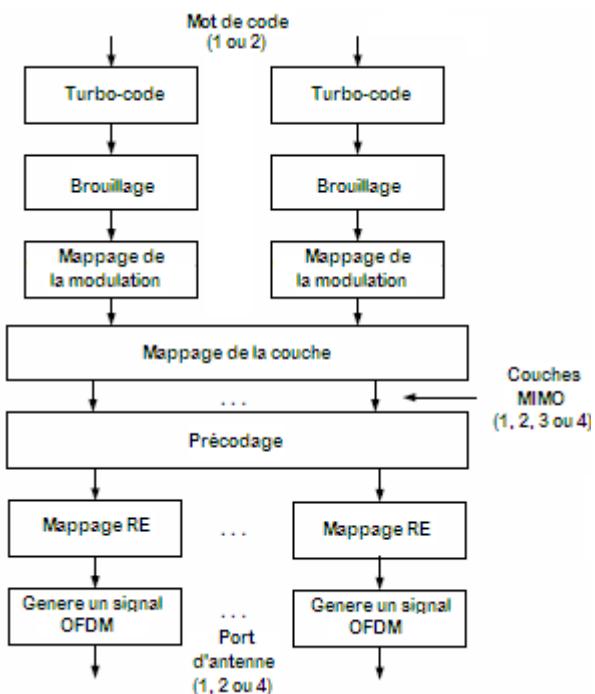
éprouve deux couches de diversité rendant la transmission de mots de code plus robuste à la couche pour des fluctuations de la qualité du canal.

Les deux systèmes de cartographie 1-3 et 2-2 offrent des performances équivalentes. Dans le système de cartographie 1-3, une seule couche est annulée par le récepteur SIC et les trois autres couches bénéficient de l'interférence annulée. Par conséquent, la quantité d'interférence annulée est plus petite, mais plusieurs couches bénéficient de l'annulation. Dans le système de cartographie 2-2, la valeur de l'interférence de deux couches est annulée mais seulement deux couches bénéficient de l'intervention d'annulation. Par conséquent, la quantité d'interférence d'annulation est grande dans ce cas, mais le nombre de couches qui bénéficient de l'intervention d'annulation est inférieur au cas de la cartographie 1-3.

En se basant sur la comparaison de la complexité et de la performance, la décision finale est d'employer le système de cartographie 2-2 pour le mappage de deux mots de code dans le cas de la transmission de quatre couches.

#### 4.4 Chaîne de transmission en liaison descendante MIMO

Le système LTE supporte la transmission d'un maximum de deux mots de code dans la liaison descendante. Chaque mot de code est codé séparément en utilisant un codage turbo et les bits codés à partir de chaque mot de code sont brouillés séparément comme le montre la figure 4.05.



**Figure 4.05 :** Chaîne de transmission de liaison descendante.

Les symboles de modulation à valeurs complexes pour chacun des mots de code pour être transmis sont mis en correspondance avec une ou plusieurs couches. Les symboles de modulation à valeur complexe  $d^{(q)}(0), \dots, d^{(q)}(M_{symb}^{(q)} - 1)$  pour le mot de code q sont mappés sur les couches  $x(i) = [x^{(0)}(i) \dots x^{(v-1)}(i)]^T$ ,  $i = 0, 1, \dots, M_{symb}^{layer} - 1$ , où v représente le nombre de couches et  $M_{symb}^{layer}$  est le nombre de symboles de modulation par couche. Le mot de code à la cartographie de la couche pour les transmissions de rang 1 et de rang 2 est illustré à la figure 4.06. Une transmission de rang 1 peut se produire dans le cas d'un, deux ou quatre ports d'antennes tandis que pour la transmission de rang 2, le nombre de ports d'antennes doit être au moins deux. Dans le cas d'une transmission de rang 1, les symboles de modulation à valeur complexe  $d^{(q)}(0), \dots, d^{(q)}(M_{symb}^{(q)} - 1)$  à partir d'un mot de code unique ( $q = 0$ ) sont mappés à une seule couche ( $v = 0$ ) comme ci-dessous :

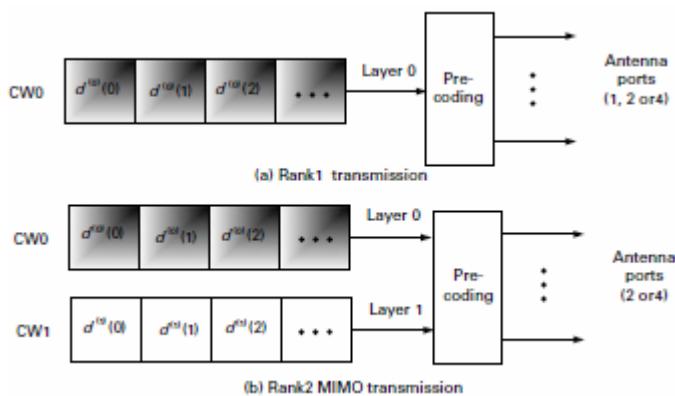
$$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i) \quad M_{symb}^{layer} = M_{symb}^{(0)} \quad (4.06)$$

On peut noter que pour la transmission de rang 1, l'opération de cartographie de la couche est transparente avec des symboles de modulation de mots de code simplement mappés à une seule couche.

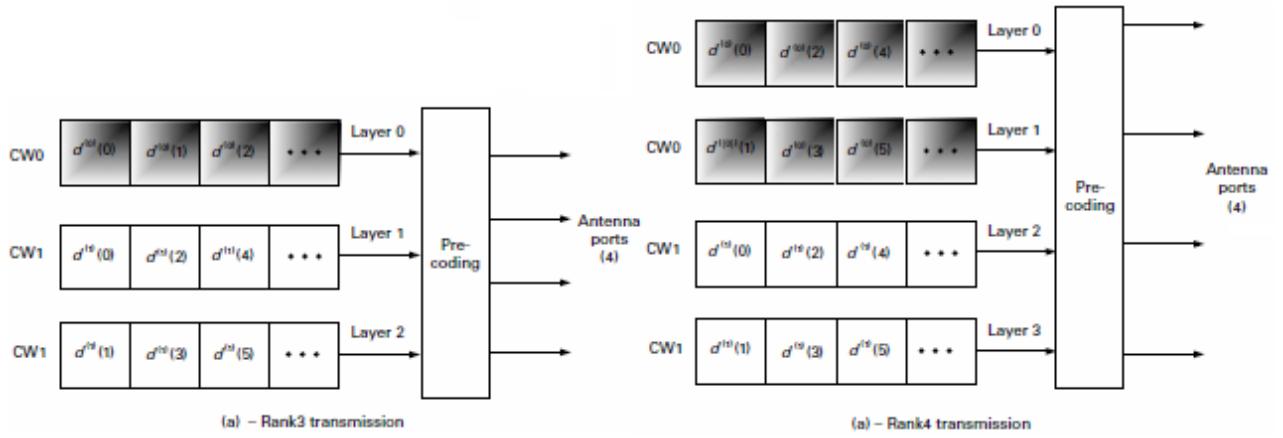
Dans le cas d'une transmission de rang 2, ce qui peut arriver pour deux et quatre ports d'antennes, les symboles de modulation des deux mots de code avec ( $q = 0, 1$ ) sont mappés à 2 couches ( $v = 0, 1$ ) comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} x^{(0)}(i) &= d^{(0)}(i) & M_{symb}^{layer} = M_{symb}^{(0)} = M_{symb}^{(1)} \\ x^{(1)}(i) &= d^{(1)}(i) \end{aligned} \quad (4.07)$$

Nous notons que pour la transmission de rang 2, le mot de code pour la cartographie de la couche est un système MCW avec deux mots de code mappés à deux couches séparément.



**Figure 4.06 : Mot de code à la cartographie de la couche pour des transmissions de rang 1 et de rang 2 sur la liaison descendante.**



**Figure 4.07 : Mot de code à la cartographie de la couche pour des transmissions de rang 3 et de rang 4 sur la liaison descendante.**

Les transmissions de rang 3 et rang 4 peuvent se produire pour 4 ports d'antennes. Dans le cas d'une transmission de rang 3, les symboles de modulation des deux mots de code avec ( $q=0, 1$ ) sont mappés à trois couches ( $v = 0, 1, 2$ ) comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} x^{(0)}(i) &= d^{(0)}(i) \\ x^{(1)}(i) &= d^{(1)}(2i) \quad M_{symb}^{layer} = M_{symb}^{(0)} = M_{symb}^{(1)}/2 \\ x^{(2)}(i) &= d^{(1)}(2i + 1) \end{aligned} \quad (4.08)$$

Dans le cas d'une transmission de rang 4, les symboles de modulation des deux mots de code avec ( $q = 0, 1$ ) sont mappés à 4 couches ( $v = 0, 1, 2, 3$ ) comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} x^{(0)}(i) &= d^{(0)}(2i) \\ x^{(1)}(i) &= d^{(0)}(2i + 1) \quad M_{symb}^{layer} = M_{symb}^{(0)}/2 = M_{symb}^{(1)}/2 \\ x^{(2)}(i) &= d^{(1)}(2i) \\ x^{(3)}(i) &= d^{(1)}(2i + 1) \end{aligned} \quad (4.09)$$

On remarque que pour les transmissions de rang 3 et rang 4, le mot de code à la cartographie de la couche provient dans un hybride de systèmes SCW et MCW. Dans le cas de rang 3, le premier mot de code est associé à la première couche tandis que le deuxième mot de code est associé avec les deuxième et troisième couches. Dans le cas de rang 4, le premier mot de code est associé avec la première et la seconde couche tandis que le deuxième mot de code est associé à la troisième et la quatrième couche comme représenté sur la figure 4.07.

## 4.5 Précodage MIMO

Il est bien connu que les performances d'un système MIMO peuvent être améliorées avec une connaissance du canal à l'émetteur. La connaissance du canal à l'émetteur ne contribue pas à améliorer les degrés de liberté mais la puissance ou le gain de plusieurs faisceaux (beamforming)

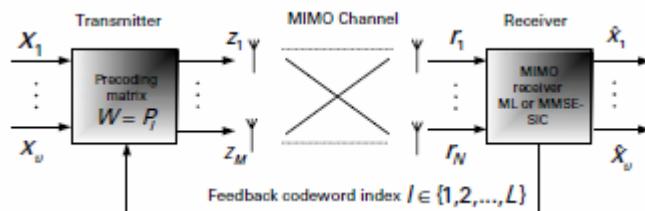
est possible. Dans un système TDD, la connaissance de canal peut être obtenue à l'eNodeB par la transmission à liaison montante, grâce à la réciprocité du canal. Cependant, les signaux de sonde ont besoin d'être transmis sur la liaison montante, ce qui représente une charge supplémentaire. Dans un système FDD, les informations d'état de canal doivent être renvoyées d'UE vers l'eNodeB. Le retour complet de l'état du canal peut conduire à des excès de charges généraux. Par exemple, dans une chaîne de MIMO  $4 \times 4$ , un total de 16 gains de canaux complexes à partir de chacune des antennes d'émission vers chacune des antennes de réception ont besoin d'être signalé. Dans un système de précodage en boucle fermée MIMO, pour chaque configuration d'antenne d'émission, nous pouvons construire un ensemble de matrices de précodage et laisser cet ensemble connu à la fois de l'eNodeB et l'UE.

Cet ensemble de matrices est appelé table de code MIMO et désigné par  $P = \{P_1, P_2, \dots, P_L\}$ . Ici,  $L = 2^r$  désigne la taille de la table de code et  $r$  est le nombre de bits nécessaires pour indexer la table de codage. Une fois que la table de code est spécifiée pour un système MIMO, le récepteur constate une réalisation de canal, sélectionne la meilleure matrice de précodage à utiliser pour le moment, et réinjecte l'indice de matrice de précodage (PMI) à l'émetteur tel que représenté à la figure 4.08.

#### 4.5.1 Précodage pour deux ports d'antennes

Le précodage de deux ports d'antenne est constitué d'une combinaison de matrice  $2 \times 2$  ayant une identité et une transformée de Fourier discrète (DFT) sur la base de précodage. Une matrice de Fourier est une matrice carrée  $N \times N$  avec des entrées illustrée par :

$$W = e^{j2\pi mn/N} \quad m, n = 0, 1, \dots, (N - 1) \quad (4.10)$$



**Figure 4.08 : Illustration basé sur rétroaction du précodage MIMO.**

Une matrice de Fourier  $2 \times 2$  ( $N = 2$ ) peut être exprimée comme :

$$W = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & e^{j\pi} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

On peut définir de multiples matrices de précodage en introduisant un paramètre de décalage ( $g/G$ ) dans la matrice de Fourier donnée par :

$$W_g = e^{j\frac{2\pi m}{N}(n+\frac{g}{G})} \quad m, n = 0, 1, \dots, (N-1) \quad (4.12)$$

Nous pouvons, par exemple, définir un ensemble de quatre matrices de Fourier  $2 \times 2$  en prenant  $G = 4$ . Ces quatre matrices  $2 \times 2$  avec  $g = 0, 1, 2, 3$  sont données ci-dessous:

$$\begin{aligned} W_0 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\pi} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \\ W_1 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\pi/4} & -e^{j\pi/4} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \\ W_2 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\pi/2} & -e^{j\pi/2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix} \\ W_3 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j3\pi/4} & -e^{j3\pi/4} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & \frac{1-j}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.13)$$

La table de code LTE pour deux ports d'antennes se compose de quatre précodeurs pour un rang 1 et trois précodeurs pour un rang 2 comme indiqués dans le Tableau 4.01. Les quatre précodeurs de rang 1 sont tout simplement les matrices de colonnes de deuxième et troisième précodeur de rang 2. Les deuxièmes et troisièmes précodeurs de rang 2 sont des matrices DFT  $W_0$  et  $W_2$  respectivement. Un critère important pour la sélection de la table de code pour les deux ports d'antennes était à limiter les précodeurs qui utilisent des alphabets QPSK  $\{\pm 1, \pm j\}$  et la table de code du tableau 4.01 répond à ce critère. La raison pour limiter l'alphabet de la table de  $\{\pm 1, \pm j\}$  était la réduction de la complexité des UE dans le calcul de la qualité d'information du canal (CQI) en évitant la nécessité pour le calcul de la multiplication matrice/vecteur.

Indice de la table	Nombre de couches	
	$v = 1$	$v = 2$
0	$\frac{W_0^{\{1\}}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{I^{\{12\}}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
1	$\frac{W_0^{\{2\}}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{W_0^{\{12\}}}{2} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$
2	$\frac{W_2^{\{1\}}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{W_2^{\{12\}}}{2} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & -j \end{bmatrix}$
3	$\frac{W_2^{\{2\}}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$	—

**Tableau 4.01 :** Table de code pour la transmission sur les ports d'antenne  $p = 0, 1$ .

### 4.5.2 Précodage pour quatre ports d'antennes

Pour le précodage de quatre ports d'antennes, les tables de codes basées sur DFT et une matrice dominante ont été largement discutées et évaluées. Une table de code DFT peut être obtenue en changeant  $N = 4$  dans l'équation (4.12). Un exemple d'un précodeur DFT pour le cas de  $g=0$  est donné ci-dessous:

$$W_0 = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{j\pi/2} & e^{j\pi} & e^{j3\pi/2} \\ 1 & e^{j\pi} & e^{j2\pi} & e^{j3\pi} \\ 1 & e^{j3\pi/2} & e^{j3\pi} & e^{j9\pi/2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -j & -1 & j \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

D'autres précodeurs DFT peuvent être obtenus en égalisant  $G$  au nombre de matrices  $4 \times 4$  souhaitées et  $g = 0, 1, 2, \dots, (G - 1)$ . Dans l'analyse de la performance des tables de codes basés sur DFT et la matrice dominante, il a été observé que les deux tables de codes peuvent fournir des performances similaires sous contraintes de complexité similaires. Par conséquent, le choix de la table de code était plus une question de goût et la décision était favorable à l'utilisation d'une table de code basé sur le principe de la matrice dominante.

Une matrice dominante  $N \times N$  est définie comme suit [2] :

$$W = I_N - 2uu^H, \quad \|u\| = 1 \quad (4.15)$$

Il s'agit d'une réflexion sur le vecteur unitaire  $u$  dans l'espace complexe à  $N$  dimensions, qui est une opération unitaire.  $u$  est aussi appelé le vecteur générateur. En supposant un vecteur générateur  $u_0^T = [1 \ -1 \ -1 \ -1]$ , la matrice dominante  $4 \times 4$  est donnée ci-dessous:

$$W_0 = I_4 - 2u_0u_0^H/\|u_0\|^2 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & j \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

### 4.5.3 Opération de précodage

Les symboles à la sortie de précodage pour les ports d'antennes  $p$ ,  $y^{(p)}(i)$  sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(i) \\ \vdots \\ y^{(P-1)}(i) \end{bmatrix} = W(i) \begin{bmatrix} x^{(0)}(i) \\ \vdots \\ x^{(v-1)}(i) \end{bmatrix} \quad P = 1, 2, 4 \quad P \geq v = 1, 2, 3, 4 \quad (4.17)$$

où  $W(i)$  est la taille de la matrice de précodage  $P \times v$ ,  $P$  est le nombre de ports et  $v$  ( $\leq P$ ) est le nombre de couches transmissibles.

## 4.6 Multiplexage spatial en boucle ouverte

Un système de diversité de transmission est utilisé pour des transmissions de rang 1 en boucle ouverte. Cependant, pour le rang supérieur à un, le système de transmission en boucle ouverte

utilise un grand retard CDD avec une matrice de précodage fixe pour les deux ports d'antennes dans le cas  $P = 2$ , tandis qu'un précodeur cyclique est utilisé pour les quatre ports d'antennes pour  $P = 4$ . Le précodeur fixe utilisé pour le cas de deux ports d'antennes est la matrice identité. Par conséquent, le précodeur pour la ressource de données de l'élément index  $i$ , noté  $W(i)$ , est simplement donné par :

$$W(i) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Nous notons que ce précodeur fixe est le premier précodeur de rang 2 du tableau 4.01. Cette matrice identité de  $2 \times 2$  n'est utilisée que pour un multiplexage spatial à boucle ouverte pour le cas de deux ports d'antennes. Les deux autres précodeurs de rang 2 pourraient également être envisagés pour une transmission de multiplexage spatial en boucle ouverte. Cependant, un problème a été résolu pour les modèles de plusieurs faisceaux introduits par les deuxièmes et troisièmes précodeurs du tableau 4.01 lorsqu'une transmission de multiplexage spatial en boucle ouverte est utilisée sans précodage de rétroaction.

#### **4.6.1 Précodeur cyclique pour quatre ports d'antennes**

Nous avons constaté qu'un grand retard CDD permet à chaque mot de code MIMO d'éprouver un SINR moyenne dans les couches. Cela rend les transmissions de mots de code robustes à des fluctuations de SINR de couches en raison du retard de rétroaction de CQI et des variations d'interférence inter-cellulaires. Le grand retard CDD permet un SINR moyenne pour une réalisation de canal donné. Cependant, pour le multiplexage spatial en boucle ouverte sans rétroaction de précodage, une diversité supplémentaire peut être introduite par le précodeur cyclique avec chaque précodeur fournissant une autre réalisation de SINR de couches. Une approche du précodeur cyclique est utilisée pour le mode de transmission de multiplexage spatial en boucle ouverte pour le cas de quatre ports d'antenne  $P = 4$ . Un précodeur différent est utilisé pour tous les éléments de ressource de données  $v$ , où  $v$  représente le nombre de couches de transmission dans le cas d'un multiplexage spatial. En particulier, le précodeur pour la ressource de données de l'élément d'indice  $i$ , noté  $W(i)$ , est choisi en fonction de  $W(i) = C_k$ , où  $k$  est l'indice de précodeur proposée par :

$$k = \text{mod} \left( \left\lceil \frac{i+1}{v} \right\rceil - 1, 4 \right) + 1 = \text{mod} \left( \left\lfloor \frac{i}{v} \right\rfloor, 4 \right) + 1 \quad k = 1, 2, 3, 4 \quad (4.19)$$

où les matrices de précodage  $C_1, C_2, C_3, C_4$  sont données dans le Tableau 4.02. Nous notons que les matrices de précodage  $C_1, C_2, C_3, C_4$  correspondent aux précodeurs d'indices 12, 13, 14 et 15 respectivement dans le tableau 4.02. Le précodeur cyclique pour quatre ports d'antennes  $P = 4$  et  $v$

$= 2, 3, 4$  est représenté schématiquement sur la figure 4.09. Le précodeur varie pour tous les couches  $v = 2, 3, 4$  de manière à être compatible avec l'opération du grand retard CDD, ce qui nécessite des éléments de ressource  $v$  pour permettre la transmission de symboles de modulation à partir de chaque mot de code dans les couches  $v = 2, 3, 4$ . L'effet global du précodeur cyclique et du grand retard CDD est que le précodeur cyclique permet différentes réalisations de SINR de couche tandis que le grand retard CDD permet de s'assurer que chaque mot de code est transmis à travers toutes les couches de  $v$ .

Matrice de précodage	Nombre de couches $v$		
	2	3	4
$C_1$	$W_{12}^{\{1\}}$	$W_{12}^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_{12}^{\{123\}}/\sqrt{3}$
$C_2$	$W_{13}^{\{1\}}$	$W_{13}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{13}^{\{123\}}/\sqrt{3}$
$C_3$	$W_{14}^{\{1\}}$	$W_{14}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{14}^{\{123\}}/\sqrt{3}$
$C_4$	$W_{15}^{\{1\}}$	$W_{15}^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_{15}^{\{123\}}/\sqrt{3}$

**Tableau 4.02 :** Matrices de précodage utilisées pour le précodeur cyclique.

#### 4.6.2 Multi-utilisateurs MIMO dans une liaison descendante

En mono-utilisateur MIMO, toutes les couches spatiales dans des blocs de ressources allouées sont adressées à l'UE même. Dans le cas de multi-utilisateurs MIMO [6], les différentes couches spatiales peuvent être adressées à différents UE. Par conséquent, un seul utilisateur MIMO peut améliorer les débits de données de pointe UE ainsi que la capacité de la cellule. D'autre part, la forme de base des multi-utilisateurs MIMO, où au plus une couche est adressée à un équipement utilisateur, n'améliore pas le débit de données de crête UE. Toutefois, dans les scénarios d'antennes corrélées, les multi-utilisateurs MIMO peuvent améliorer la capacité de la cellule si des rayonnements spatiaux orthogonaux peuvent être créés pour les UE à différents emplacements spatiaux dans la cellule. Dans ces situations corrélées, les performances mono-utilisateur MIMO se dégradent en raison de la limitation du rang de canal.

Le système prend en charge la technologie LTE multi-utilisateur MIMO pour des conditions de canal en corrélation avec une transmission à une seule couche d'un UE. La norme ne limite pas le nombre d'UE qui peut être programmé en utilisant les mêmes blocs de ressources. Les tables de code de mono-utilisateur MIMO pour deux et quatre ports d'antennes sont réutilisées pour les multi-utilisateurs MIMO. Seuls les précodeurs de rang 1 sont nécessaires pour les multi-utilisateurs MIMO, car du point de vue d'UE, il y a toujours une transmission à une seule couche.

Une puissance de liaison descendante de décalage est définie au support du multi-utilisateur MIMO sur la liaison descendante. Les informations de décalage de puissance sont requises pour l'ordonnancement de multi-utilisateur dans la liaison descendante parce que quand plus un équipement utilisateur est prévu sur les mêmes blocs de ressources, la puissance totale est répartie entre les UE. Les deux valeurs de décalage de puissance représentent un décalage de 0dB ou -3dB par rapport au décalage de la puissance de transmission mono-utilisateur signalée par les couches supérieures de puissance.

$i$	$v = 2$	$v = 3$	$v = 4$
0	$C_1$	$C_1$	$C_1$
1	$C_1$	$C_1$	$C_1$
2	$C_2$	$C_1$	$C_1$
3	$C_2$	$C_2$	$C_1$
4	$C_3$	$C_2$	$C_2$
5	$C_3$	$C_2$	$C_2$
6	$C_4$	$C_3$	$C_2$
7	$C_4$	$C_3$	$C_2$
8	$C_1$	$C_3$	$C_4$
9	$C_1$	$C_4$	$C_4$
10	$C_2$	$C_4$	$C_4$
11	$C_2$	$C_4$	$C_4$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$

**Figure 4.09 :** Cyclage d'un précodeur à quatre ports d'antenne  $P = 4$  et  $v = 2, 3, 4$ .

## 4.7 Etude de la capacité ergodique du canal

Pour l'étude, on va voir la capacité ergodique du canal en faisant varier le nombre d'antennes à l'émission et à la réception puis et la fonction CDF de cette capacité pour les configurations d'antennes MIMO 2 x 2 et 4 x 4.

### 4.7.1 Présentation de l'étude

Comme la capacité instantanée, la capacité ergodique et la capacité de coupure sont exprimées en bit par seconde et par Hertz (bit/s/Hz).

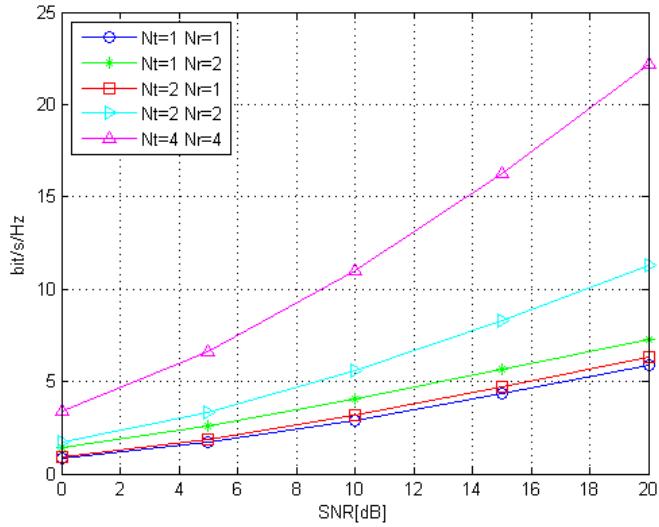
Pour cette simulation, on a varié le rapport SNR allant de 0 à 20dB. Puis pour les configurations d'antennes, on a pris 5 types : 1 x 1, 1 x 2, 2 x 1, 2 x 2 et 4 x 4. Les canaux de transmission utilisés pour évaluer ces capacités sont des canaux non sélectifs en fréquence, indépendants et identiquement distribués (i.i.d) suivant une loi de Rayleigh et varient pour chaque bloc. On peut vérifier que la capacité croît en fonction de  $\min(N_t, N_r)$  (chaque accroissement de 3 dB implique  $\min(N_t, N_r)$  bit/s/Hz en plus). Nous présentons également les capacités ergodiques obtenues lorsque les canaux de transmission sont corrélés (lien montant, à l'émission : à l'émission, distance entre antenne égal à  $0.5 \lambda$ , angle de départ de  $20^\circ$  ; à la réception distance entre antenne

$=4.0 \lambda$ , angle d'arrivée=  $50^\circ$ , angle de dispersion azimuthal=  $5^\circ$ ). On peut observer que la corrélation réduit très sensiblement la capacité des canaux MIMO.

Pour le cas de la fonction CDF, on a pris le cas de deux types de configurations d'antennes :  $2 \times 2$  et  $4 \times 4$ . Pour cela, on a défini une valeur de SNR=10dB.

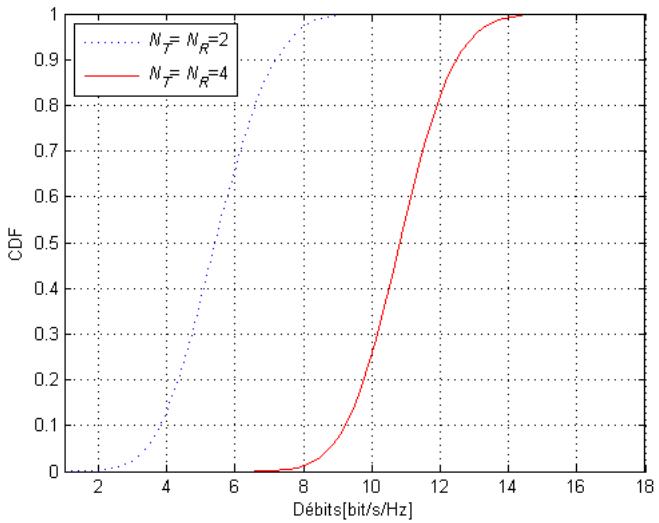
#### 4.7.2 Résultats

La figure 4.10 présente la capacité ergodique pour différentes configurations d'antennes en fonction du rapport SNR.



**Figure 4.10 :** Capacité ergodique pour différentes configurations d'antennes

La figure 4.11 montre la fonction CDF de la capacité ergodique pour les configurations d'antennes  $2 \times 2$  et  $4 \times 4$ .



**Figure 4.11 :** Fonction CDF pour la capacité ergodique  $2 \times 2$  et  $4 \times 4$

#### **4.7.3 Interprétation**

Dans l'étude de la capacité des canaux de transmission, le choix du modèle de propagation est important. Cependant, les mesures expérimentales ont montré une bonne adéquation avec les évaluations théoriques de la capacité.

Finalement, il est important de signaler que lorsque le canal MIMO est connu à l'émission, la capacité du canal MIMO est sensiblement augmentée (10 à 30 % de gain). L'exploitation de ce gain implique cependant d'utiliser un algorithme de remplissage (*water filling*).

Il est clair d'après la figure 4.11 que le débit de la capacité du canal MIMO s'améliore avec l'augmentation du nombre de transmission et de réception des antennes.

#### **4.8 Conclusion**

Le système LTE supporte jusqu'à  $4 \times 4$  MIMO sur la liaison descendante pour atteindre des débits de pointe de plus de 200 Mbps. Pour un fonctionnement en boucle fermée MIMO basé sur les informations de précodage à partir de l'équipement utilisateur, la table de code DFT et la table de code d'une matrice dominante sont spécifiées pour les deux et quatre ports d'antennes de transmission, respectivement.

Un précodeur de matrice d'identité  $2 \times 2$  est utilisé pour la transmission en boucle ouverte de MIMO pour le cas de deux ports d'antennes. Une approche de précodeur cyclique au-dessus du grand retard CDD est utilisé pour le mode de transmission de multiplexage spatial en boucle ouverte pour le cas de quatre ports d'antennes.

## CONCLUSION GENERALE

Les systèmes des antennes MIMO ont l'avantage d'augmenter le débit, mais aussi de lutter efficacement contre les évanouissements du canal ce qui les rend adaptés aux milieux urbains (nombreuses zones d'ombre dues aux bâtiments). La qualité de service de la transmission s'en trouve améliorée : les pertes totales du signal sont beaucoup moins probables à cause de la redondance spatiale des différents trajets empruntés entre les antennes d'émission et de réception. Il est donc important avant la fabrication, de concevoir un réseau simplifié comme celui du réseau LTE vu dans le premier chapitre en donnant une faible latence, de dimensionner le système (nombre d'antennes à l'émission et à la réception), d'utiliser les meilleures modulations (16-QAM et 64-QAM), de choisir les techniques d'allocation de puissance (répartition optimale de la puissance entre les antennes d'émission) adaptées à l'environnement de propagation et ainsi connaître à l'avance les performances du système.

Dans le deuxième chapitre, on a vu qu'une réduction du signal peakiness permet une amélioration de la zone de couverture et la portée dont on pourrait avoir des économies considérables en coûts de déploiement tant que SC-FDMA exigerait la moitié du nombre d'eNodeB pour couvrir une zone géographique que celle requise par OFDM. Nous avons également discuté d'autres techniques qui peuvent réduire davantage le signal peakiness de transmission mono-porteuse. Cela comprend les modulations MPSK  $\pi/M$  présentant un déplacement particulièrement déphasé de  $\pi/2$  BPSK et un spectre de mise en forme dans le domaine fréquentiel. Nous avons remarqué que le déphasage  $\pi/2$  BPSK pourrait réduire davantage le signal peakiness d'environ 1dB. Nous avons constaté que le spectre de mise en forme de la racine de cosinus (RRC) peut être bénéfique pour QPSK tant que le spectre de mise en forme de la fenêtre Kaiser ne fournit pas de gain pour QPSK. Dans le troisième chapitre, un inconvénient de CDD est devenu évident dans les canaux corrélés. Avec les antennes parfaitement corrélées, il n'y a pas de diversité disponible. Par contre pour les systèmes de diversité de transmission à base de codage de bloc, il était simple d'adopter un codage SFBC pour les 2 antennes d'émission. Pour le cas de quatre antennes d'émission, les codages de blocs non orthogonaux ont été éliminés en raison de la performance et de la complexité du récepteur c'est pourquoi on a adopté le système combiné SFBC-FSTD. Pour ce système, les systèmes avec la composante FSTD n'ont pas de problème d'inefficacité de puissance d'émission parce que la puissance peut être décalée en fréquence des sous-porteuses non utilisées sur une antenne donnée aux sous-porteuses utilisées.

Dans le dernier chapitre, la première version du système LTE ne prend pas en charge les mono-utilisateurs MIMO de multiplexage spatial dans la liaison montante. Cependant, le fonctionnement des multi-utilisateurs MIMO où deux UE est prévu sur les mêmes blocs de ressources dans le même sous-trame qui est autorisé. Dans ce cas, l'eNodeB utilise des degrés de liberté fournis par les multiples antennes de réception. L'opération des multi-utilisateurs MIMO dans la liaison montante peut améliorer la capacité de la cellule, mais ne contribue pas à améliorer la pointe des débits de données UE.

Vu ces études, on a quand même rencontré quelques problèmes à l'élaboration de l'étude de ce mémoire dont on peut citer, premièrement l'exécution des simulations faites pendant l'étude. On a constaté que le temps de réponse d'une simulation est trop lent en dépit de la complexité du programme exécuté. Deuxièmement, on a remarqué que l'utilisation des versions ultérieures du logiciel Matlab donnait trop d'erreurs lors de l'exécution de quelques programmes sauf pour la version Matlab 7.10.

En bref, ce travail nous a permis d'améliorer la performance, la qualité de service et une faible latence pour un réseau LTE en utilisant des modulations MPSK, un spectre de mise en forme, une diversité de transmission à base de codage de bloc SFBC et une configuration d'antennes  $4 \times 4$  MIMO.

En tenant compte de ces conditions ci-dessus, l'utilisation de cette technique de multiplexage spatial dans les antennes MIMO pour un réseau LTE est en phase d'intégration au niveau des réseaux d'opérateurs mobiles à Madagascar.

Une autre question que nous n'avons pas discutée ici était les caractéristiques d'interférence inter-cellulaires de différents systèmes de diversité de transmission considérés. Il a été affirmé que lors de la suppression d'interférence inter-cellulaire (en utilisant, par exemple, un récepteur MMSE), un interféreur (signal bloqueur ou signal adjacent) CDD est utilisé pour supprimer avec un moindre degré de liberté d'un interféreur de codage de bloc.

## ANNEXE 1

### CARACTERISTIQUES DU SYSTEME LTE

#### A1.1 Caractéristiques principales de LTE

Les caractéristiques principales de LTE sont :

- Amélioration de l'interface radio afin d'augmenter le débit montant/descendant, et la capacité, ainsi que la performance en bordure de cellule. LTE utilise l'OFDMA pour le sens descendant et SC-FDMA pour le sens montant, en combinaison avec de nouvelles technologies d'antenne telles que MIMO et « beamforming ». Il est prévu d'obtenir un débit descendant de 100 Mbps; et un débit montant maximal de 50 Mbps sur une bande passante de 20MHz. Mais en théorie, le débit descendant peut atteindre 326.4Mbps avec 4x4 MIMO, et le débit montant peut atteindre 86.4 Mbps sur la bande passante de 20 MHz [13]. Une cellule peut supporter au moins 200 d'utilisateurs à la bande de 5MHz, et 400 d'utilisateurs à la bande plus large que 5MHz [14].
- Réduction du délai d'accès : le délai d'aller-retour est inférieur à moins de 10ms et d'initialisation est inférieur à 100 ms afin de supporter des services interactifs et temps réel.
- Mobilité : la performance de LTE est optimisée dans le cas où la vitesse est inférieur à que 15 Km/h. LTE supporte la vitesse de 120 à 350 Km/h (voire 500 Km/h, selon la bande utilisée).
- Flexibilité du spectre radio : LTE peut-être déployé dans des bandes allant de 1,25 MHz à 20 Mhz, et la bande appariée et non appariée de la 3G. Cela permet à l'opérateur de déployer LTE sur la bande existante, de ne pas demander le permis de nouvelle bande. LTE supporte FDD et TDD.
- Architecture « tout IP », il y a une partie significative du travail de 3GPP pour convertir l'architecture réseau du cœur vers une architecture tout IP qui est envisagée pour simplifier l'interfonctionnement avec les réseaux filaires et les réseaux sans fils non-3GPP.
- Architecture simplifiée permet d'améliorer l'extensibilité du réseau.
- Compatibilité avec les réseaux 3G existants. Il faut que LTE supporte le handover avec les réseaux existants tels qu'UMTS/HSPA et GSM/GPRS/EDGE. De plus, il faut supporter le handover inter-domaines entre sessions de commutation de paquets et de circuits.

### A1.2 Tableau récapitulatif des attributs du système LTE

Attributs	Liaison	Références
<b>Bande passante</b>		1.25 – 20MHz
<b>Duplexage</b>		FDD, TDD, FDD half-duplex
<b>Mobilité</b>		350 Km/h
<b>Technique d'accès</b>	descendante	OFDMA
	montante	SC-FDMA
<b>MIMO</b>	descendante	2 x 2,4 x 2,4 x 4
	montante	1 x 2,1 x 4
<b>Débit de données à 20MHz</b>	descendante	173 et 326Mbps pour des antennes MIMO 2x2 et 4x4, respectivement
	montante	86Mbps avec une configuration d'antenne 1x2
<b>Modulation</b>		QPSK, 16-QAM et 64-QAM
<b>Codage canal</b>		Turbo code
<b>Autres techniques</b>		Ajout d'un canal sensitif, adaptation de liaison, contrôle de puissance et hybride ARQ

**Tableau A1.01 : Attributs du système LTE**

## ANNEXE 2

### MODULATION OFDM

#### A2.1 Principe de la modulation

Le principe du multiplexage est de regrouper N symboles pour former un symbole OFDM. Chaque symbole QAM du symbole OFDM est modulé par une fréquence porteuse différente. Considérons les  $N$  symboles  $s_0, s_1, \dots, s_{N-1}$  émis pendant une durée symbole  $T_u$ . Chaque symbole est modulé par un signal à la fréquence  $f_k$  mais de durée  $N$  fois plus grande que  $T_s$  ( $T_u = NT_s$ ) et s'écrit sous la forme complexe  $s_k e^{2j\pi f_k t}$ . Le signal  $s(t)$  résultant de la modulation de tous les signaux modulés est la somme des signaux individuels :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{2j\pi f_k t} \quad \text{pour } t \in [kT_u; (k+1)T_u] \quad (\text{A2.01})$$

et correspond à un symbole OFDM

Le multiplexage en fréquence de l'OFDM a la particularité d'être orthogonal en fixant l'espacement entre chaque fréquence à  $1/T_u$ . Alors le symbole OFDM peut s'écrire :

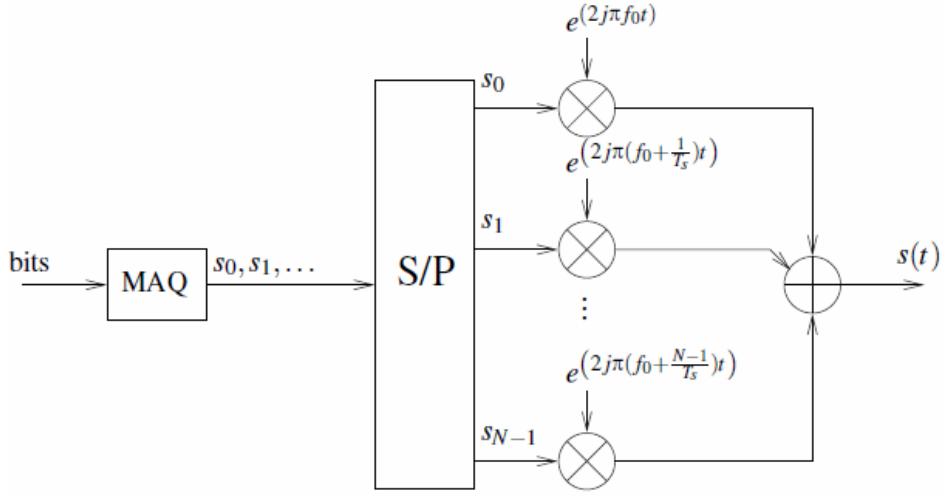
$$s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{2j\pi \frac{k}{T_u} t} \quad \text{avec } f_k = f_0 + \frac{k}{T_u} \quad (\text{A2.02})$$

où  $f_0$  est la première fréquence porteuse.

#### A2.2 Schéma bloc

La figure A2.01 montre le schéma bloc de la modulation OFDM. Les éléments binaires sont regroupés par paquet de  $n$  bits pour former des symboles QAM- $2^n$ . Ensuite les symboles  $s_k$  série sont mis en parallèle (démultiplexage) et sont modulés par la fréquence porteuse correspondante. Enfin, tous les signaux sont additionnés afin d'être émis.

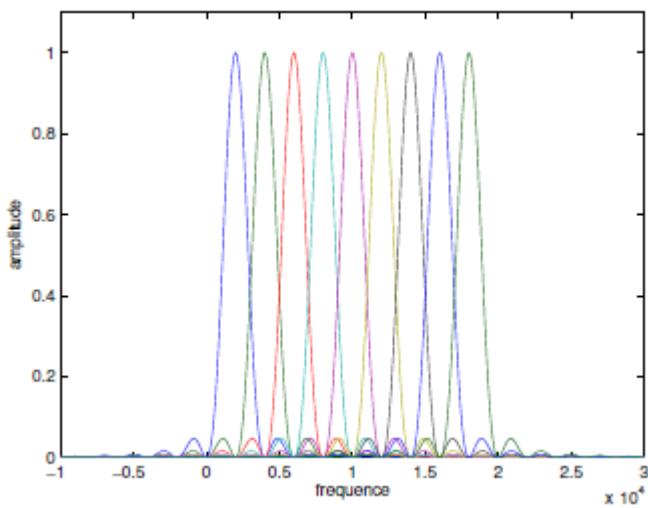
La modulation OFDM, par son écriture (A2.02), est identique à une transformée de Fourier discrète inverse (TFDI) car dans (A2.02) l'échantillonnage se fait à  $F_e = N/T_u$ . Cet algorithme largement utilisé dans bon nombre d'applications, a une version optimisée : la transformée de Fourier rapide inverse (TFRI). La TFRI nécessite pour fonctionner un nombre d'éléments à traiter en puissance de 2 (2, 4, 8, 16, etc.). Ceci ne pose pas réellement de problème pour l'OFDM car si le nombre de symboles est inférieur à une puissance de 2, il est possible de rajouter des symboles à 0 pour atteindre le nombre désiré (bourrage de 0).



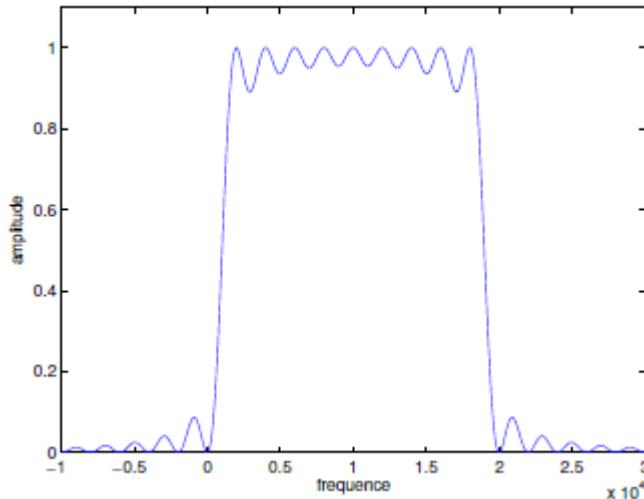
**Figure A2.01 :** Schéma bloc du modulateur OFDM

### A2.3 Densité spectrale de puissance

La densité spectrale de puissance de chaque sous-porteuse de la modulation OFDM est présentée sur la figure A2.02. Nous pouvons voir que chaque sous-porteuse se distingue par rapport aux autres. La base de fonctions  $\left\{ e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_u})t} \right\}$  est orthogonale, alors, chaque symbole est récupéré sans la contribution des autres. Sur la figure A2.03, la somme du spectre de chaque sous-porteuse est réalisée afin de bien mettre en avant la largeur de bande de l'OFDM avec un profil plat et le recouvrement entre les spectres. La bande de fréquence est occupée de façon optimale et est égale à peu près à  $B = N=T_u$  en ne prenant pas en compte les lobes secondaires de chaque côté de la bande.



**Figure A2.02 :** DSP des porteuses OFDM



**Figure A2.03 : DSP de la somme des porteuses OFDM**

Il est à noter que le débit total d'un système OFDM est de :

$$D = \frac{nN}{T_u} = nB \text{ bits/s} \quad (\text{A2.03})$$

En augmentant la durée symbole  $T_u$ , l'écart en fréquence entre deux sous porteuses consécutives devient plus petit ce qui permet d'accroître le nombre de sous porteuses pour une largeur de bande fixée. Mais le débit n'augmente pas car il ne dépend pas de la durée symbole, ni du nombre de porteuses pour une largeur B utilisée. Généralement,  $T_u$  est dimensionnée par rapport à l'intervalle de garde.

#### A2.4 Intervalle de garde

Lors du passage dans le canal, les symboles subissent des échos. Au niveau du récepteur, un même symbole est reçu en différentes répliques ayant des atténuations et des retards différents. Un symbole émis durant la période  $[iT_u, (i+1)T_u[$  peut se superposer à un écho du symbole  $[(i-1)T_u, iT_u[$ , où  $i$  est le numéro de symbole OFDM. Cette superposition entre des symboles différents s'appelle l'interférence entre symboles (IES).

Pour éviter l'IES, une méthode est d'insérer un temps  $T_g$  où aucun symbole n'est émis. La durée  $T_g$  doit être alors au moins égale au retard le plus grand du canal, correspondant au dernier écho. Ainsi le dernier symbole retardé  $[(i-1)T_u, iT_u[$  ne se superpose pas au symbole émis à  $[iT_u, (i+1)T_u[$ .

## ANNEXE 3

### LES TECHNIQUES D'ACCÈS OFDMA ET SC-FDMA

#### A3.1 OFDMA

L'OFDMA (ou Orthogonal Frequency Division Multiple Access) est une technique de multiplexage et de codage des données utilisée principalement dans les réseaux de téléphonie mobile de 4ème génération. Ce codage radio associe les multiplexages en fréquence et temporel ; c'est-à-dire les modes « Accès multiple par répartition en fréquence » (AMRF ou en anglais FDMA) et « Accès multiple à répartition dans le temps » (AMRT ou en anglais TDMA). Il est notamment utilisé dans les réseaux de téléphonie mobile 4G LTE, LTE Advanced et WiMAX mobile (IEEE 802.16e).

Comme pour d'autres techniques de codage permettant l'accès multiple (TDMA, FDMA ou CDMA), l'objectif est de partager une ressource radio commune (bande de fréquence) et d'en attribuer dynamiquement une ou des parties à plusieurs utilisateurs.

L'OFDMA a été développé comme une alternative au codage CDMA, utilisé dans les réseaux 3G UMTS et CDMA2000. L'OFDMA est principalement utilisé dans le sens de transmission downlink (antenne-relais vers terminal) des réseaux mobiles car il permet pour une même largeur spectrale, un débit binaire plus élevé grâce à sa grande efficacité spectrale (nombre de bits transmis par Hertz) et à sa capacité à conserver un débit élevé même dans des environnements défavorables avec échos et trajets multiples des ondes radio. Ce codage (tout comme le CDMA utilisé dans les réseaux mobiles 3G) permet un facteur de réutilisation des fréquences égal à « 1 », c'est-à-dire que des cellules radio adjacentes peuvent réutiliser les mêmes fréquences hertziennes.

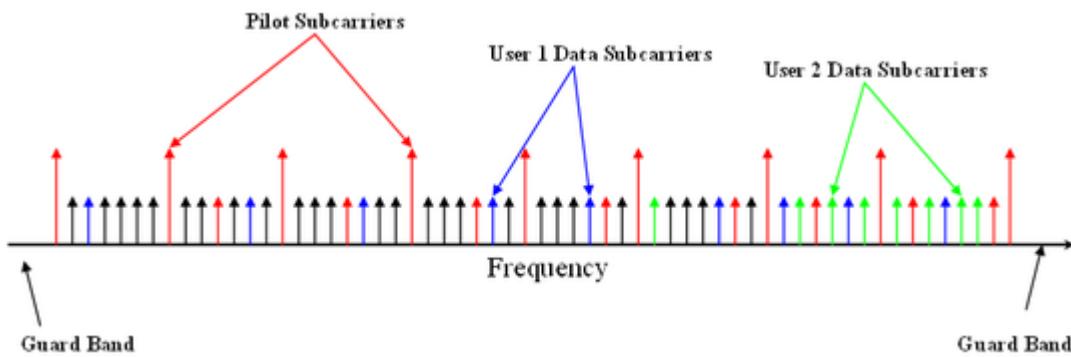
##### *A3.1.1 Principe de base*

Le codage OFDMA consiste en un codage et une modulation numérique d'un ou plusieurs signaux binaires pour les transformer en échantillons numériques destinés à être émis sur une (ou plusieurs) antennes radio ; réciproquement, en réception, le signal radio reçoit un traitement inverse.

Le principe de l'OFDMA est de répartir sur un grand nombre de sous-porteuses les données numériques que l'on veut transmettre, ce qui induit, pour un même débit global, un débit binaire beaucoup plus faible sur chacun des canaux de transmission ; la durée de chaque symbole est ainsi beaucoup plus longue (66.7 µs pour le LTE) que s'il n'y avait qu'une seule porteuse. Cela permet

de limiter les problèmes d'interférences inter-symboles et de fading (forte atténuation du signal) liés aux « chemins multiples de propagation » qui existent dans les liaisons radio de moyenne et longue portées<sup>4</sup> car quand le débit binaire sur une porteuse est élevé, l'écho d'un symbole arrivant en retard à cause d'une propagation multi-trajets perturbe le ou les symboles suivants.

La figure suivante décrit l'utilisation des sous porteuses : celles en noir, en vert et bleu (les plus nombreuses) transportent les données des utilisateurs, celles en rouge, les informations de synchronisation et de signalisation entre les 2 extrémités de la liaison radio.



**Figure A3.01 : Utilisation des sous -porteuses [26]**

Un filtrage séparé de chaque sous-porteuse n'est pas nécessaire pour le décodage dans le terminal récepteur, une « transformée de Fourier » FFT est suffisante pour séparer les sous-porteuses l'une de l'autre.

### A3.1.2 Orthogonalité

Le terme orthogonalité (le « O » de OFDMA) utilise des signaux orthogonaux les uns aux autres pour les sous-porteuses contiguës, on évite les interférences mutuelles. Ce résultat est obtenu en ayant un écart de fréquence entre les sous-porteuses qui est égal à la fréquence des symboles sur chaque sous-porteuse (l'inverse de la durée du symbole). Cela signifie que lorsque les signaux sont démodulés, ils ont un nombre entier de cycles dans la durée du symbole et leur contribution aux interférences est égale à zéro ; en d'autres termes, le produit scalaire entre chacune des sous-porteuses est nul pendant la durée de transmission d'un symbole.

L'orthogonalité des sous-porteuses permet un resserrement de leurs fréquences et donc une plus grande efficacité spectrale (voir dessin) ; cela évite aussi d'avoir une « bande de garde » entre chaque sous-porteuse.

### A3.1.3 Préfixe cyclique (CP)

Un préfixe cyclique est utilisé dans les transmissions OFDMA, afin de conserver l'orthogonalité et les propriétés sinusoïdales du signal sur les canaux à trajets multiples. Ce préfixe cyclique est ajouté au début des symboles émis, il sert aussi d'intervalle de garde, c'est-à-dire un temps entre deux symboles, pendant lequel il n'y a aucune transmission de données utiles ; cela permet d'éviter (ou de limiter) les interférences inter-symboles.

Dans la partie radio (eUTRAN) des réseaux mobiles LTE, deux durées différentes de préfixe cyclique sont définies pour s'adapter à des temps de propagation différents du canal de transmission ; ces temps dépendent de la taille de la cellule radio et de l'environnement : un préfixe cyclique normal de 4,7 µs (utilisé dans les cellules radio de moins de 2 à 3 km de rayon), et un préfixe cyclique étendu de 16,6 µs utilisé dans les grandes cellules radio ; ces préfixes représentent de 7 à 25 % de la durée d'un symbole et réduisent donc un peu le débit utile, surtout dans les grandes cellules (zones rurales).

### A3.1.4 Avantages et inconvénients

La présence de nombreuses sous-porteuses indépendantes permet d'adapter facilement la puissance d'émission de chaque canal au niveau minimum suffisant pour une bonne réception par chaque utilisateur (qui est fonction de sa distance avec l'antenne-relais).

Il est aussi possible, grâce à la possibilité d'utiliser un nombre quelconque de sous-porteuses, d'accroître la portée d'un émetteur radio, lorsqu'il est éloigné de l'antenne réceptrice, tout en limitant sa puissance d'émission (ex : 200 mW maximum pour un téléphone mobile LTE) ; ceci est réalisé en concentrant la puissance émise sur un petit nombre de sous-porteuses (plus précisément sur un faible nombre de Resource Blocks). Cette optimisation se fait au détriment du débit.

Le codage OFDMA a pour contrainte d'imposer une synchronisation très précise des fréquences hertziennes et des horloges des récepteurs et des émetteurs<sup>4</sup> afin de conserver l'orthogonalité des sous-porteuses et d'éviter les interférences.

## A3.2 SC-FDMA

Le Single-Carrier FDMA (en anglais « Single-Carrier Frequency Division Multiple Access » ou SC-FDMA) est une technologie de codage radio numérique utilisée notamment dans les réseaux de téléphonie mobile de 4e génération LTE ; elle utilise simultanément les techniques de

multiplexages de type accès multiple par répartition en fréquence et celui par accès multiple à répartition dans le temps (multiplexage fréquentiel et temporel).

Le SC-FDMA a attiré l'attention comme une alternative séduisante à l'OFDM et à l'OFDMA, particulièrement dans les communications terre-satellite et dans le sens de transmission montant (terminal vers antenne-relais) des réseaux mobile 4G LTE et LTE-Advanced.

### *A3.2.1 Principe de base*

Comme pour d'autres techniques à schéma d'accès multiples (TDMA, FDMA, CDMA, OFDMA), le but est l'attribution et le partage d'une ressource radio (bande de fréquence) entre plusieurs utilisateurs. Le SC-FDMA peut être considéré comme une variante linéaire des codages OFDM et OFDMA, dans le sens où il consiste aussi à répartir sur un grand nombre de sous-porteuses (plusieurs centaines) le signal numérique ; il impose aussi un écart de fréquence entre les sous-porteuses égal à la fréquence des symboles ce qui garantit l'orthogonalité des sous-porteuses et permet une plus grande efficacité spectrale, mais il utilise, en plus, une « DFT » (transformation de Fourier discrète) du signal pour précoder l'OFDMA conventionnel.

Contrairement à l'OFDM utilisé dans les réseaux Wi-Fi, il intègre, comme l'OFDMA, une fonction de multiplexage temporel (avec un intervalle de temps 1 ms dans les réseaux mobiles LTE) qui permet de partager la bande de fréquence radio entre un plus grand nombre d'utilisateurs et avec plus de souplesse, cela permet notamment une adaptation rapide aux variations de débits qui caractérisent les flux d'accès à Internet.

### *A3.2.2 Avantages*

Le principal avantage du SC-FDMA tient à un facteur de crête et à un PAPR (peak-to-average power ratio en anglais) plus faibles que ceux du codage OFDMA ; cela bénéficie au terminal mobile en termes d'efficacité énergétique, en diminuant la puissance crête d'émission et donc le poids et le coût du terminal (smartphone ou tablette tactile) et en contribuant à l'augmentation de l'autonomie de la batterie.

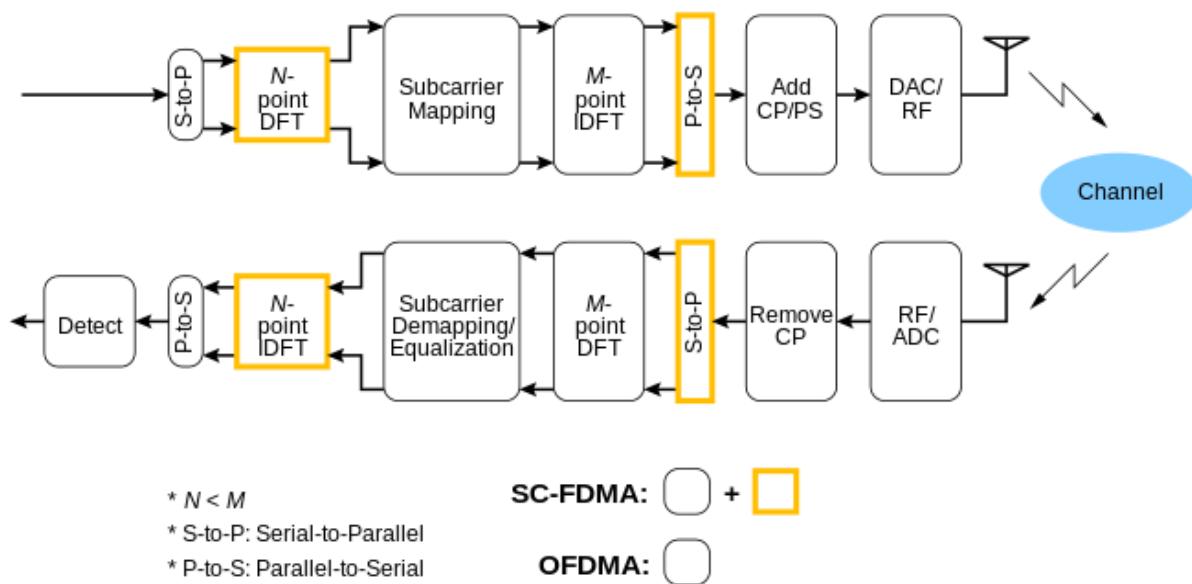
Ce "PAPR" plus faible, comparé à celui de l'OFDMA, provient de l'ajout d'une transformée de Fourier discrète ("DFT" en jaune dans le 1er dessin) qui réalise, en émission, une conversion du domaine temporel dans le domaine fréquentiel, ce précodage « lisse » la puissance du signal émis, la rapproche de la valeur efficace (tension) du signal et diminue les variations d'amplitude à haute fréquence. La transformation inverse (IDFT) est faite en réception.

### A3.2.3 Utilisation

Le SC-FDMA a été adopté pour les liaisons montantes (dans le sens : terminal vers station de base) de certaines normes 3GPP, plus particulièrement pour la partie radio (eUTRAN) des réseaux mobiles « LTE », car ce codage permet de diminuer la consommation électrique du terminal et donc contribue à l'augmentation de l'autonomie de la batterie.

## A3.3 Modulations radio OFDMA et SC-FDMA

La figure A3.02 montre les modulations radio d'OFDMA et SC-FDMA



**Figure A3.02 : Modulations radio d'OFDMA et SC-FDMA [27]**

Les blocs "en jaune" (seconde transformée de Fourier et conversion série/parallèle associée) sont spécifiques au SC-FDMA.

## ANNEXE 4

### CODES SOURCES SOUS MATLAB

#### A4.1 Les codes sources des fonctions

- *Modulation et suréchantillonnage*

```
function [s,time] = modulation(x,Ts,Nos,Fc)
Nx = length(x); offset = 0;
if nargin <5,
scale=1; T=Ts/Nos;
else
scale=sqrt(2); T=1/Fc/2/Nos;
end
t_Ts=[0:T:Ts-T]; time=[0:T:Nx*T-T];
tmp = 2*pi*Fc*t_Ts+offset; len_Ts=length(t_Ts);
cos_wct = cos(tmp)*scale; sin_wct = sin(tmp)*scale;
for n = 1:Nx
s((n-1)*len_Ts+1:n*len_Ts) = real(x(n))*cos_wct-imag(x(n))*sin_wct;
end
```

- *Calcul du PAPR*

```
function [PAPR_dB, AvgP_dB, PeakP_dB] = PAPR(x)
Nx=length(x); xI=real(x); xQ=imag(x); Power = xI.*xI + xQ.*xQ;
AvgP = sum(Power)/Nx; AvgP_dB = 10*log10(AvgP);
PeakP = max(Power); PeakP_dB = 10*log10(PeakP);
PAPR_dB = 10*log10(PeakP/AvgP);
```

- *Modulation BPSK/QAM*

```
function [modulated_symbols,Mod] = mapper(b,N)
M=2^b;
if b==1, Mod='BPSK'; A=1; mod_object=modem.pskmod('M',M);
elseif b==2, Mod='QPSK'; A=1;
mod_object=modem.pskmod('M',M, 'PhaseOffset',pi/4);
else Mod=[num2str(2^b) 'QAM']; Es=1; A=sqrt(3/2/(M-1)*Es);
mod_object=modem.qammod('M',M,'SymbolOrder','gray');
end
if nargin==2
modulated_symbols = A*modulate(mod_object,randint(1,N,M));
else
modulated_symbols = A*modulate(mod_object,[0:M-1]);
end
```

- Modulateur BPSK, QPSK, 8PSK et 16-QAM

```

function [mod_symbols,sym_table,M]=modulator(bitseq,b)
N_bits=length(bitseq);sq10=sqrt(10);
if b==1 % modulation BPSK
sym_table=exp(j*[0 -pi]); sym_table=sym_table([1 0]+1);
inp=bitseq; mod_symbols=sym_table(inp+1); M=2;
elseif b==2 % modulation QPSK
sym_table=exp(j*pi/4*[-3 3 1 -1]);sym_table=sym_table([0 1 3 2]+1);
inp=reshape(bitseq,b,N_bits/b);
mod_symbols=sym_table([2 1]*inp+1); M=4;
elseif b==3 % modulation 8-PSK
sym_table=exp(j*pi/4*[0:7]);
sym_table=sym_table([0 1 3 2 6 7 5 4]+1);
inp=reshape(bitseq,b,N_bits/b);
mod_symbols=sym_table([4 2 1]*inp+1); M=8;
elseif b==4 % modulation 16-QAM
m=0;
for k=-3:2:3
for l=-3:2:3, m=m+1; sym_table(m)=(k+j*l)/sq10; end
end
sym_table=sym_table([0 1 3 2 4 5 7 6 12 13 15 14 8 9 11 10]+1); inp=reshape(bitseq,b,N_bits/b);
mod_symbols=sym_table([8 4 2 1]*inp+1); M=16;
else error('Unimplemented modulation');end

```

#### A4.1 Les codes sources des programmes principales

- Signal QPSK modulé en bande de base et le signal passe-bande

```

clear, figure(1), clf
Ts=1; L=8; Fc=1; b=2; M=2^b; [X,Mod] = mapper(b); L_=L*4;
[xt_pass_,time_] = modulation(X,Ts,L_,Fc);
[xt_pass,time] = modulation(X,Ts,L,Fc);
for i_s=1:M, xt_base(L*(i_s-1)+1:L*i_s) = X(i_s)*ones(1,L); end
PAPR_dB_base = PAPR(xt_base);
subplot(311), stem(time,real(xt_base),'k.); hold on; xlabel('S_{I}');
subplot(312), stem(time,imag(xt_base),'k.); hold on; ylabel('S_{Q}');
subplot(313), stem(time,abs(xt_base).^2,'k.); hold on;
title(['PAPR = ' num2str(round(PAPR_dB_base*100)/100) 'dB']);
xlabel('échantillons'); ylabel('|S_{I}(n)|^2+|S_{Q}(n)|^2');
figure(2), clf
PAPR_dB_pass = PAPR(xt_pass);
subplot(211), stem(time,xt_pass,'k.); hold on;
plot(time_,xt_pass_,'k.); ylabel('S(n)');

```

```

subplot(212), stem(time,xt_pass.*xt_pass,'r.); hold on;
plot(time_,xt_pass_.*xt_pass_,'k:');
title(['PAPR = ' num2str(round(PAPR_dB_pass*100)/100) 'dB']);
xlabel('échantillons'); ylabel(|S(n)|^2);
PAPRs_of_baseband_passband_signals=[PAPR_dB_base; PAPR_dB_pass]

```

- *CCDF des signaux OFDM*

```

clear all; clc; clf
Ns=2.^[6:10]; b=2; M=2^b; Nblk=1e4; zdBs=[4:0.1:10]; N_zdBs=length(zdBs);
CCDF_formula=inline('1-((1-exp(-z.^2/(2*s2))).^N)','N','s2','z');
for n = 1:length(Ns)
N=Ns(n); x = zeros(Nblk,N); sqN=sqrt(N);
for k=1:Nblk
X=mapper(b,N); x(k,:)=ifft(X,N)*sqN; CFx(k)=PAPR(x(k,:));
end
s2 = mean(mean(abs(x)))^2/(pi/2);
CCDF_theoretical=CCDF_formula(N,s2,10.^ (zdBs/20));
for i=1:N_zdBs, CCDF_simulated(i)=sum(CFx>zdBs(i))/Nblk; end
semilogy(zdBs,CCDF_theoretical,'b-'); hold on; grid on;
semilogy(zdBs(1:3:end),CCDF_simulated(1:3:end),'r-*');
end
axis([zdBs([1 end]) 1e-2 1]); title('Système OFDM avec N=64,128,256,512 et 1024');
xlabel('z[dB]'); ylabel('CCDF'); legend('Theorie','Simulation');

```

- *Capacité ergodique*

```

clear all, close all
SNR_dB=[0:5:20]; SNR_linear=10.^ (SNR_dB/10); N_iter=1000; sq2 = sqrt(0.5);
for Icase=1:5
if Icase==1, nT=1; nR=1; % 1x1
elseif Icase==2, nT=1; nR=2; % 1x2
elseif Icase==3, nT=2; nR=1; % 2x1
elseif Icase==4, nT=2; nR=2; % 2x2
else nT=4; nR=4; % 4x4
end
n=min(nT,nR); I = eye(n);
C(Icase,:)=zeros(1,length(SNR_dB));
for iter=1:N_iter
H = sq2*(randn(nR,nT)+j*randn(nR,nT));
if nR>=nT, HH = H'*H; else HH = H*H'; end
for i=1:length(SNR_dB)
C(Icase,i) = C(Icase,i)+log2(real(det(I+SNR_linear(i)/nT*HH)));
end

```

```

end
end
C = C/N_iter;
plot(SNR_dB,C(1,:),'b-o', SNR_dB,C(2,:),'g-*', SNR_dB,C(3,:),'r-s');
hold on, plot(SNR_dB,C(4,:),'c->', SNR_dB,C(5,:),'m^-');
legend('Nt=1 Nr=1','Nt=1 Nr=2','Nt=2 Nr=1','Nt=2 Nr=2','Nt=4 Nr=4',2)
xlabel('SNR[dB]'); ylabel('bit/s/Hz'); grid on

```

- *CDF de la capacité ergodique*

```

clear all, close all
SNR_dB=10; SNR_linear=10.^ (SNR_dB/10.); N_iter=50000; sq2=sqrt(0.5); grps = ['b:','r:'];
for Icase=1:2
if Icase==1, nT=2; nR=2; % 2x2
else nT=4; nR=4; % 4x4
end
n=min(nT,nR); I = eye(n);
for iter=1:N_iter
H = sq2*(randn(nR,nT)+j*randn(nR,nT));
C(iter) = log2(real(det(I+SNR_linear/nT*H'*H)));
end
[PDF,Rate] = hist(C,50);
PDF = PDF/N_iter;
for i=1:50
CDF(Icase,i) = sum(PDF([1:i]));
end
plot(Rate,CDF(Icase,:),grps(Icase,:)); hold on
end
xlabel('Débits[bit/s/Hz]'); ylabel('CDF')
axis([1 18 0 1]); grid on; set(gca,'fontsize',10);
legend('{\it N_T}={\it N_R}=2', '{\it N_T}={\it N_R}=4',2);

```

- *Taux d'erreur binaire BER pour un codage de type Alamouti*

```

clear all, close all
N_frame=130; N_packet=4000; NT=2; NR=1; b=2;
SNRdBs=[0:2:30]; sq_NT=sqrt(NT); sq2=sqrt(2);
for i_SNR=1:length(SNRdBs)
SNRdB=SNRdBs(i_SNR); sigma=sqrt(0.5/(10^(SNRdB/10)));
for i_packet=1:N_packet
msg_symbol=randint(N_frame*b,NT);
tx_bits=msg_symbol.'; tmp=[]; tmp1=[];
for i=1:NT
[tmp1,sym_tab,P]=modulator(tx_bits(i,:),b); tmp=[tmp; tmp1];

```

```

end
X=tmp.'; X1=X; X2=[-conj(X(:,2)) conj(X(:,1))];
for n=1:NT
    Hr(n,:,:)=(randn(N_frame,NT)+j*randn(N_frame,NT))/sq2;
end
H=reshape(Hr(n,:,:),N_frame,NT); Habs(:,n)=sum(abs(H).^2,2);
R1 = sum(H.*X1,2)/sq_NT+sigma*(randn(N_frame,1)+j*randn(N_frame,1));
R2 = sum(H.*X2,2)/sq_NT+sigma*(randn(N_frame,1)+j*randn(N_frame,1));
Z1 = R1.*conj(H(:,1)) + conj(R2).*H(:,2);
Z2 = R1.*conj(H(:,2)) - conj(R2).*H(:,1);
for m=1:P
    tmp = (-1+sum(Habs,2))*abs(sym_tab(m))^2;
    d1(:,m) = abs(sum(Z1,2)-sym_tab(m)).^2 + tmp;
    d2(:,m) = abs(sum(Z2,2)-sym_tab(m)).^2 + tmp;
end
[y1,i1]=min(d1,[],2); S1d=sym_tab(i1).'; clear d1
[y2,i2]=min(d2,[],2); S2d=sym_tab(i2).'; clear d2
Xd = [S1d S2d]; tmp1=X>0 ; tmp2=Xd>0;
noeb_p(i_packet) = sum(sum(tmp1~=tmp2));
end
BER(i_SNR) = sum(noeb_p)/(N_packet*N_frame*b);
end
semilogy(SNRdBs,BER), axis([SNRdBs([1 end]) 1e-6 1e0]);
grid on; xlabel('SNR[dB]'); ylabel('BER');

```

- BER pour un codage STBC

```

clear; clf
Lfr=130; N_packet=4000; NT=3; NR=4; b=2; M=2^b;
SNRdBs=[0:2:30]; sq_NT=sqrt(NT); sq2=sqrt(2);
for i_SNR=1:length(SNRdBs)
    SNRdB=SNRdBs(i_SNR); sigma=sqrt(0.5/(10^(SNRdB/10)));
    for i_packet=1:N_packet
        msg_symbol = randint(Lfr*b,M);
        tx_bits = msg_symbol.'; temp=[]; temp1=[];
        for i=1:4
            [temp1,sym_tab,P]=modulator(tx_bits(i,:),b); temp=[temp; temp1];
        end
        X=temp.';
        X1=X(:,1:3); X5=conj(X1);
        X2=[-X(:,2) X(:,1) -X(:,4)]; X6=conj(X2);
        X3=[-X(:,3) X(:,4) X(:,1)]; X7=conj(X3);
        X4=[-X(:,4) -X(:,3) X(:,2)]; X8=conj(X4);
    end
end

```

```

for n=1:NT
Hr(n,:,:)=(randn(Lfr,NT)+j*randn(Lfr,NT))/sq2;
end
for n=1:NT
H = reshape(Hr(n,:,:),Lfr,NT); Hc=conj(H);
Habs(:,n) = sum(abs(H).^2,2);
R1n = sum(H.*X1,2)/sq_NT +sigma*(randn(Lfr,1)+j*randn(Lfr,1));
R2n = sum(H.*X2,2)/sq_NT +sigma*(randn(Lfr,1)+j*randn(Lfr,1));
R3n = sum(H.*X3,2)/sq_NT +sigma*(randn(Lfr,1)+j*randn(Lfr,1));
R4n = sum(H.*X4,2)/sq_NT +sigma*(randn(Lfr,1)+j*randn(Lfr,1));
R5n = sum(H.*X5,2)/sq_NT +sigma*(randn(Lfr,1)+j*randn(Lfr,1));
R6n = sum(H.*X6,2)/sq_NT +sigma*(randn(Lfr,1)+j*randn(Lfr,1));
R7n = sum(H.*X7,2)/sq_NT +sigma*(randn(Lfr,1)+j*randn(Lfr,1));
R8n = sum(H.*X8,2)/sq_NT +sigma*(randn(Lfr,1)+j*randn(Lfr,1));
Z1_1 = R1n.*Hc(:,1) + R2n.*Hc(:,2) + R3n.*Hc(:,3);
Z1_2 = conj(R5n).*H(:,1) + conj(R6n).*H(:,2) + conj(R7n).*H(:,3);
Z(:,n,1)= Z1_1 + Z1_2;
Z2_1 = R1n.*Hc(:,2) - R2n.*Hc(:,1) + R4n.*Hc(:,3);
Z2_2 = conj(R5n).*H(:,2) - conj(R6n).*H(:,1) + conj(R8n).*H(:,3);
Z(:,n,2)= Z2_1 + Z2_2;
Z3_1 = R1n.*Hc(:,3)- R3n.*Hc(:,1)-R4n.*Hc(:,2);
Z3_2 = conj(R5n).*H(:,3)-conj(R7n).*H(:,1)-conj(R8n).*H(:,2);
Z(:,n,3)= Z3_1 + Z3_2;
Z4_1 = -R2n.*Hc(:,3) + R3n.*Hc(:,2) - R4n.*Hc(:,1);
Z4_2 = -conj(R6n).*H(:,3) + conj(R7n).*H(:,2)- conj(R8n).*H(:,1);
Z(:,n,4)= Z4_1 + Z4_2;
end
for m=1:P
tmp = (-1+sum(Habs,2))*abs(sym_tab(m))^2;
for i=1:4
d(:,m,i) = abs(sum(Z(:,:,i),2)-sym_tab(m)).^2 + tmp;
end
end
Xd = [];
for n=1:4, [yn,in]=min(d(:,:,n),[],2); Xd=[Xd sym_tab(in).'];
end
temp1=X>0; temp2=Xd>0;
noeb_p(i_packet) = sum(sum(temp1~=temp2));
end
BER(i_SNR) = sum(noeb_p)/(N_packet*Lfr*b);
end
semilogy(SNRdBs,BER), axis([SNRdBs([1 end]) 1e-6 1e0])

```

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] F. Khan, « *LTE for 4G Mobile Broadband* », Cambridge University press, New York, 2009.
- [2] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, C. G. Kang, « *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB* », John Wiley & Sons, Ltd, Singapore, 2010.
- [3] C. Cox, « *An introduction to LTE* », John Wiley & Sons, Ltd, United Kingdom, 2012.
- [4] Y. Bougen, E. Hardouin, F.W. Wolff, « *LTE et les réseaux 4G* », Eyrolles, 2012.
- [5] H. K. Bizaki, « *MIMO systems, theory and applications* », Intech, Croatia, 2011.
- [6] L. Hanzo, Y. Akhtman, L. Wang, M. Jiang, « *MIMO-OFDM for LTE, WIFI and WIMAX* », John Wiley & Sons, Ltd, United Kingdom, 2011.
- [7] E. Dahlman, S. Parkvall, J. Sköld, « *4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband* », Academic press, United State of America, 2011.
- [8] H. Holma, A. Toskala, « *LTE for UMTS OFDMA and SC-FDMA based radio access* », John Wiley & Sons, Ltd, United Kingdom, 2009.
- [9] P. Layec, « *Techniques de multiplexage spatial avec voie de retour limitée pour les systèmes multi-antennes multi-utilisateurs* », Thèse de doctorat, Université Paris-Sud 11, mai 2009.
- [10] B. W. Kuang, « *Etude de la capacité de la liaison descendante d'un réseau cellulaire MIMO à large bande* », Master, Ecole Polytechnique de Montréal, avril 2010.
- [11] I. Dioum, « *Conception de systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et MIMO-Application aux petits objets nomades communicants* », Thèse, Université de Nice-Sophia Antipolis UNSA, Décembre 2013.
- [12] B. H. Ali, « *Exploitation de l'association des techniques MIMO-OFDM pour la transmission dans les réseaux locaux sans fil* », Magister, Université Abou Bakr Balkaid-Tlemcen, 2012.
- [13] F. Souhila, « *Etude et implémentation d'un système MIMO dans un contexte OFDM* », Magister, Université Abou Bakr Balkaid-Tlemcen, 2010.
- [14] Y. S. Yameogo, « *Etude des nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA* », Thèse, Université de Rennes, 2011.
- [15] A. Diallo, « *Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO* », Thèse, UNSA, Novembre 2007.

- [16] A. Safavi, « *Contributions pour l'exploitation de la diversité en transmission et en réception dans les systèmes à antennes multiples* », Thèse, ENST, Novembre 2003.
- [17] J. Letessier, « *Performances théoriques de systèmes MIMO pré-égalisés et applications avec un simulateur de propagation 3D* », Thèse de Doctorat, UBO, Novembre 2005.
- [18] N. Wei, « *MIMO techniques for UTRA Long Term Evolution* », Thèse, FESA University, septembre 2007.
- [19] V. D. Dau, « *Utilisation de la compression des entêtes dans les réseaux cellulaires de type 4G (LTE/SAE)* », Master, IFI, France, 2009.
- [20] M. Haque, S. E. Ullah, J. J. Sadique, « *Secure text message transmission in MCCDMA wireless communication system with implementation of STBC and MIMO beamforming schemes* », IJMNCT, vol. 3, n°1, February 2013.
- [21] A. Lozano, N. Jindal, « *Transit Diversity vs. Spatial Multiplexing in Modern MIMO System* », IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 9, no. 1, pp. 186-197, January 2010.
- [22] D. L. Ruyel, B. Özbek, « *Systèmes MIMO et codage spatio-temporel* », CNAM, France, 2005.
- [23] G. Villemaud, « *Techniques MIMO* », cours techniques d'antennes, INSA.
- [24] M. Pesavento, W. Mulder, « *LTE tutorial part 2 Advanced topics in LTE* », June 2010.
- [25] I. B. Chaabane, « *4G LTE (Long Term Evolution)* », May 2013.
- [26] « *OFDMA* », <http://fr.wikipedia.org/wiki/OFDMA>, 07 octobre 2014
- [27] « *SC-FDMA* », <http://fr.wikipedia.org/wiki/SC-FDMA>, 19 novembre 2014

## FICHE DE RENSEIGNEMENTS

*Nom* : ANDRIANAIVONDRIAKA  
*Prénoms* : Nirina Alain  
*Téléphone* : +261 34 91 253 45  
*Adresse* : Lot IB 190 à Andoharanofotsy  
ANTANANARIVO 102  
*E-mail* : zidanirinalain@yahoo.com



*Titre du mémoire* :

### MULTIPLEXAGE SPATIAL DES ANTENNES MIMO DANS LE RESEAU LTE

*Nombre de pages* : 107

*Nombre de tableaux* : 07

*Nombre de figures* : 64

*Mots clés* : MIMO, LTE, PAPR, SC-FDMA, diversité, multiplexage spatial.

*Directeur de mémoire* :

**Nom** : RANDRIAMITANTSOA

**Prénoms** : Andry Auguste

**Grade** : Maître de Conférences

**Tel** : +261 34 05 583 51

## **RESUME**

Pour un multiplexage spatial MIMO, plusieurs flux de données indépendants sont simultanément multiplexés dans un canal spectral. Le multiplexage peut améliorer le débit de façon significative, car le nombre de données spatiales résolues est plus important. Chaque flux spatial doit disposer de sa propre paire d'antennes de transmission/réception à chaque extrémité du lien radio. Il est important de noter qu'une chaîne de radiofréquences RF et qu'un convertisseur analogique-numérique distincts sont nécessaires pour chaque antenne du système MIMO. Les configurations de quatre chaînes d'antennes doivent être conçues avec attention pour maintenir des coûts peu élevés tout en répondant aux attentes en matière de performances. Pour atteindre une meilleure performance, l'utilisation d'un codage SFBC est indispensable.

## **ABSTRACT**

For MIMO spatial multiplexing, several independent data streams are simultaneously multiplexed in a spectral channel. Multiplexing can improve throughput significantly, because the number of resolved spatial data is more important. Each spatial stream requires its own pair of antennas transmitting/receiving at each end of the radio link. It is important to note that RF radio frequency chain and a separate analog-to-digital converter is required for each antenna of the MIMO system. The configurations of four strings of antennas must be designed carefully to keep costs low while meeting the expectations of performance. To achieve better performance, the use of SFBC coding is essential.