



N° d'ordre:

N° d'ordre:

Université Echahid Hamma Lakhdar –El oued

Faculté de Technologie

Département de génie électrique

Mémoire de fin d'études présenté

Pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domain: techniques

Filière: Electronique

Spécialité: Télécommunication

Présenté par: BEK abd eldjabar

Evaluation des performances d'un système SC-FDMA SIMO

Soutenu le: 27/09/2017

Devant le jury composé de:

Mr A. Hima

MAA

président

Mr S. Ghendir

MAA

Examineur

Mr A. Khelil

MAA

directeur du mémoire

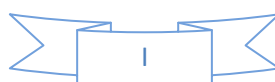
2016/2017

Remerciements

Mes remerciements sont à Allah le tout puissant qui m'a bien aide à en finir avec ce projet dans les bonnes conditions .

Je remercie Mr le professeur khalil abd-ellatif pour sa disponibilité et ses conseils en vue de préparer ce mémoire .

Je remercie aussi tous les professeurs de la branche électronique aussi que tout la promotion de TELECOM 2016/2017.



Dédicace

Je dédie ce modeste travail à ma chère grand-mère que j'ai perdue récemment qu'Allah lui accorde ses miséricordes et l'abrite dans ses vastes paradis



Résumé

Les systèmes de communication à entrées multiples sorties multiples (MIMO) ont reçu une grande attention au cours de ces dernières années comme moyen d'amélioration des performances de la communication sans fil. La technique MIMO utilise plusieurs antennes à la fois à l'émetteur et au récepteur pour atteindre une capacité significative par rapport aux systèmes classiques à antenne unique (SISO). la technique SIMO est recommandée pour la liaison montante. En outre, la technique SIMO a été combinée avec tous les systèmes de communication sans fil modernes tels que SC-FDMA. Différents types de diversité représentent différentes méthodes de combinaison utilisées dans la littérature à savoir SC, EGC et MRC .La technique compare MRC qualité meilleur par apport technique EGC et SC. L'objectif de ce travail est de comparer les performances des différents combineurs dans le cadre du système SIMO SC-FDMA



Tableau des matières

Remerciements	I
Dédicace	II
Résumé	III
Tableau des matières.....	IV
Listes des figures.....	VI
Listes des tableaux	VIII
Abréviations	IX
Introduction général	01
Chapitre I	03
Le système SC-FDMA	03
I.1 Introduction:	03
I.2 Historique	03
I.3 Architecture SC-FDMA	04
I.3.1 principe de fonctionnement du système SC-FDMA	04
I.3.1.1 Modulation	04
I.3.1.2 La transformation de Fourier discrète(DFT)	
I.3.1.3 Mappings	08
I.3.1.4 Préfixe cyclique	09
I.3.2 Allocation des ressources du système SC-FDMA	09
I.3.2.1 Allocation de ressource en mode distribué	09
Figure I.2 Le Mapping I-FDMA	10
I.3.2.2 Allocation de ressource en mode localisé	
I.4 Schéma bloc d'un système SC-FDMA	12
I.4.1 L'émetteur SC-FDMA	12
I.4.2 Le récepteur SC-FDMA	13
I.5 Etude du PAPR du signal SC-FDMA	13
I.6 SC-FDMA dans la norme 3GPP LTE	15
I.6.1 Spécification du LTE	16
I.6.2 Spécification du SC-FDMA dans le LTE	17
I.7 Conclusion	20
Chapitre II : Le système SIMO et diversité de réception	21

II.1 Introduction.....	21
II.2 les effets sur le signal dans les canaux de transmission :.....	21
II.2.1 Effet Doppler.....	21
II.2.2 Les effets multi-trajets	22
II.3 Canal de Rayleigh.....	23
II.4 Canaux SISO et MIMO (Modèles de canaux)	23
II.4.1 Les canaux SISO	24
II.4.2 Les canaux MIMO.....	25
II.4.2.1 Matrices de canal.....	25
II.4.2.2 Corrélation entre les liaisons MIMO	26
II.4.2.3 Capacité du canal	28
II.4.3 Le système SC-FDMA SISO :.....	29
II.4.3.1 Canal SISO	29
II.4.3.2 Capacité du canal SISO.....	30
II.4.3.3 Le Modèle de système :.....	30
II.4.3.4 Diversité d'antennes en réception (SISO).....	31
II.5 Techniques de recombinaison:.....	32
II.5.2 Selection Combining (SC).....	34
II.5.3 Maximal Ratio Combining (MRC).....	
II.5.4 Equal Gain Combining (EGC) :.....	36
II.6 Conclusion:	40
Chapitre III: Évaluation des performances d'un système SC-FDMA SISO	41
III.1. Introduction	42
III.2. Les métriques d'évaluation	42
III.2.1. CCDF de PAPR.....	42
III.2.2. Taux d'erreur binaire	42
III.2.3. Rapport signal-sur-bruit SNR (Signal-to-Noise Ratio)	42
III.2.4. BER vs SNR.....	42
III.3. Évaluation des performances de système SC-FDMA	42
III.3.1 Le modèle de simulation	43
III.3.2 CCDF de PAPR.....	43
III.3.3 Les performances de BER.....	46
III. 4. Évaluation du PAPR de système MRC SC-FDMA.....	48
III.5. Comparaison des performances de SC, EGC et MRC	50

III.5. 1. Les performances de SNR en fonction du nombre de branches	50
III.6 Conclusion :	56
CONCLUSION GENERALE	57
Bibliographie.	58

Listes des figures

Figure I.1 modulateur QAM	04
Figure I.2 le mapping I-FDMA	08
Figure I.3 spectre du signal ISC-FDMA	08
Figure I.4 le mapping L-FDMA	09
Figure I.5 spectre du signal LSC-FDMA au récepteur	10
Figure I.6 schéma bloc d'emetteur SC-FDMA	11
Figure I.7 schéma bloc du récepteur SC-FDMA	11
Figure I.8 trame et slot du système SC-FDMA	16
Figure I.9 absorption de l'interférence entre système IES	17
Figure I.10 mode de transmission TDD	18
FigureII.1 phénomènes de propagation du signal sur le canal de Transmission	21
Figure II.2 les canaux SISO	24
Figure II.3 définition d'un canal MIMO	25
Figure II.4 les canaux SIMO	29
Figure II.5 schéma système SC-FDMA SIMO	31
Figure II.6 diversité d'antennes en réception SIMO	32
Figure II.7 combinaison général de signaux reçu sur un système multi-antennes	35
Figure II.8 combinaison par sélection (SC)	36
Figure II.9 combinaison par rapport maximal (MRC)	37
Figure II.10 combinaison par gain égal (EGC)	40
Figure III.1 schéma équivalent le modèle de simulation	43
Figure III.2 compissons de CCDF du PAPR entre SC-FDMA et OFDMA pour QPSK	45

Figure III.3 compaision de CCDF du PAPR entre SC-FDMA et OFDMA pour 16QAM	45
Figure III.4compaision des BER de SC-FDMA et OFDMA avec une modulation QPSK	47
Figure III.5compaision des BER de SC-FDMA et OFDMA avec une modulation 16QAM	48
Figure III.6CCDF de SIMO SC-FDMA sur le canal mesuré pour QPSK	48
Figure III.7 CCDF de SIMO SC-FDMA sur le canal mesuré pour 16QAM	49
Figure III.8compraision entre SC,EGC et MRC	50
Figure III.9modèle de simulation	51
Figure III.10comparaison de BER de SC,EGC et MRC pour 2antenne de réception	52
Figure III.11comparaison de BER de SC,EGC et MRC pour 3antenne de reception	53
Figure III.12comparaison de BER de SC,EGC et MRC pour 4antenne de reception	54
Figure III.13comparaison de BER de SC,EGC et MRC pour 5antenne de reception	55

Listes des tableaux

Tab III.1 les paramètre de simulation du système SC-FDMA	44
Tab III.2 les valeurs de PAPR 10^{-4} pour les déférents système	46
Tab III.3 comparaison BER de SC,EGC et MRC pour 2antenne de réception	52
Tab III.4 comparaison BER de SC,EGC et MRC pour 3antenne de réception	53
Tab III.5 comparaison BER de SC,EGC et MRC pour 4antenne de réception	54
Tab III.6 comparaison BER de SC,EGC et MRC pour 5antenne de réception	55

Abréviations

BER Bit Error Rate

CCDF Complementary Cumulative Distribution Function

CNA Convertisseur Numérique Analogique

CP Préfixe Cyclique

DFT Discrète Fourier Transforme

DVB Digital Video Broadcasting

FDMA Frequency Division Multiple Access

HPA High Power Amplifiers

IBI Inter-Block Interference

IDFT Inverse Discrete Fourier Transform

IFDMA Interleaved-FDMA

ISI Interférence Entre Symboles

L-FDMA Localized FDMA

LNA Low Noise Amplification

LTE Long Term Evolution

MIMO Multiple Input Multiple Output

MRC Maximum Ratio Combining

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

PAPR Peak to Average Power Ratio

P-à-S Parallèle à Série

4G Quatrième génération des réseaux mobile

RI Réponse Impulsionnelle

Rx Réception

SC Sélection Combining

SC-FDMA Single Carrier FDMA

SNR Signal-to-Noise Ratio

16QAM 16 Quadrature Amplitude Modulation

SIMO Single Input Multiple Output

SISO Single Input Simple Output

Tx Transmission

3GPP 3rd Generation Partnership Project

WIFI Wireless Fidelity



Introduction général

Les systèmes de communication ont évolué en parallèle avec l'évolution de la technologie existante. Il existe des traces de la communication depuis la préhistoire sous forme de dessin dans différentes cavernes ; cette méthode consistait à laisser des traces ou des messages sur les parois des cavernes. Ensuite l'homme a utilisé différentes méthodes plus évoluées. Parmi ces méthodes, on trouve des méthodes instantanées comme l'utilisation de la fumée ou du feu, la réflexion des rayons du soleil, le sémaphore. Mais ces méthodes ont une portée très limitée. Ou bien, on trouve des méthodes qui prennent du temps pour arriver au destinataire comme l'utilisation des pigeons, la messagerie sur chevaux et d'autres méthodes. Toutes ces méthodes ont la même forme. Actuellement, malgré le fait que la technologie ait beaucoup évolué, un système de communication a toujours la même forme, avec de légères modifications.

La croissance rapide et continue des systèmes de télécommunications et applications sans fil crée des besoins de plus en plus nombreux. Parmi ces besoins on peut citer, la nécessité d'avoir du haut débit, fournir une haute qualité de service, tirer le maximum de la ressource fréquence disponible et concevoir des équipements de pointe. Depuis de longues dates, les basses fréquences ont été beaucoup exploitées pour accomplir ce besoin et offrir plusieurs types de services. À mesure que le nombre d'applications et les besoins croissent, les basses fréquences ont commencé à être saturées de sorte qu'on est passé par translation à des bandes de fréquences plus élevées.

Le SC-FDMA a été proposé dans le cadre de la norme 3GPP LTE des réseaux cellulaires pour la communication à voix montante de la 4G. Son principal avantage est son faible PAPR très bénéfique pour la réduction de la consommation énergétique des mobiles. Ce système est généralement combiné avec les systèmes multi-antennaires comme SIMO afin d'offrir des meilleures performances de communication à la réception.

Le système de transmission à entrée unique sortie multiples (SIMO) est une autre forme de la technologie des antennes intelligentes qui peut être considérée

Introduction général

comme un cas particulier des systèmes MIMO où l'émetteur ne dispose que d'une seule antenne d'émission. L'idée est d'utiliser deux ou plusieurs antennes au niveau du récepteur afin de réduire l'effet des évanouissements causés par la propagation multi-trajet et d'améliorer les performances du système et la fiabilité de la communication.

Ce mémoire est structuré en trois chapitres, comme suit :

Le premier chapitre, expose en premier temps les principes de base de la technique de multiplexage par division en fréquence sur une porteuse unique SC-FDMA. Dans un deuxième temps, il aborde les deux modes d'allocation des ressources : le mode distribué I-FDMA et localisé L-FDMA. En suite, le schéma bloc du système SC-FDMA est présenté. Ce chapitre aborde aussi le point de PAPR dans le contexte de SC-FDMA. Enfin, il présente le SC-FDMA dans la norme 3GPP LTE.

Le deuxième chapitre, expose en premier temps les effets sur le signal dans les canaux de transmission. Dans un deuxième temps canal Rayleigh et canaux SISO et MIMO. En suite le système SC-FDMA SIMO. Enfin, technique de recombinaison (EGC, MRC et SC).

Le troisième chapitre, expose en général les résultats obtenus par simulation dans Matlab, qui comprenait les éléments suivants :

Le premier temps les métrique d'évaluation. Dans un deuxième temps, l'évaluation de performance de système SC-FDMA et les modèle de simulation. enfin il présente comparaison des performance de SC, EGC et MRC.

Chapitre I

Le système SC-FDMA

I.1 Introduction:

Le SC-FDMA ou « Single Carrier Frequency Division Multiple Access » est une nouvelle technique d'accès multiple permettant le partage des ressources radio dans un système de communication radio mobile. En 2008, il a été adopté pour les communications en voix montante de la norme 3GPP LTE dit de "4eme Génération".

Dans ce premier chapitre, expose en premier temps les principes de base de la technique de multiplexage par division en fréquence sur une porteuse unique SC-FDMA. Dans un deuxième temps, il aborde les deux modes d'allocation des ressources ; le mode distribué I-FDMA et localisé L-FDMA. En suite, le schéma bloc du système SC-FDMA est présenté. Ce chapitre aborde aussi le point de PAPR dans le contexte de SC-FDMA. Enfin, il présente le SC-FDMA dans la norme 3GPP LTE.

I.2 Historique:

L'histoire des modulations multi-porteuses a commencé il y a plus de 40 ans avec un système précurseur appelé Kineplex] conçu pour des liaisons radio militaires en bande HF (1.8-30Mhz). L'utilisation de la transformée de Fourier pour la modulation et la démodulation fut proposée pour la première fois par Saltzberg en 1967 puis par Weinstein et al. en 1971. La réalisation de filtres analogiques parfaitement orthogonaux étant coûteuse, ce système n'a pas connu le succès escompté. Ce n'est que vers le début des années 80, à l'aide d'une modélisation discrète basée sur des modulateurs numériques de transformée de Fourier rapide (ou encore FFT: Fast Fourier Transform), que les modulations multi-porteuses ont connu un gain d'intérêt Ceci a permis le décollage quasi-immédiat de cette technologie en raison de sa faible complexité. L'algorithme de

Chapitre I.....Le système SC-FDMA

calcul de transformée de Fourier rapide a été inventé par Cooley et Tukey, tous deux ingénieurs dans le centre de recherche d'IBM au début des années 1960. Il a eu, du fait de son efficacité, un impact considérable sur le développement des applications en traitement numérique des signaux. Un calcul de transformée de Fourier discrète est un calcul de produit d'une matrice par un vecteur effectué de façon écurive. Ceci réduit la complexité du modulateur et donc la consommation des terminaux. Les systèmes multi-porteuses basés sur la FFT sont actuellement connus sous le nom d'Orthogonal Fréquence Division Multiplexage (OFDM) pour les réseaux sans fil ou encore DiscrèteMultiTone (DMT) pour les réseaux filaires, jusque la technique SC-FDMA, qui est utiliser le technique OFDM et modulateur DFT [01]

I.3 Architecture SC-FDMA :

Dans Cette partie du chapitre, nous passions en revue les points suivants : le principe de fonctionnement du système SC-FDMA (principe de la modulation, Mappings, la transformation de Fourier discrète(DFT)...), llocation des ressource du système SC-FDMA et schéma bloc du système SC-FDMA.

I.3.1 principe de fonctionnement du système SC-FDMA :

I.3.1.1 Modulation :

La modulation est la transformation d'un message à transmettre en un signal adapté à la transmission sur un support physique. [03]

Les objectifs de la modulation :

- Une transposition dans un domaine de fréquences adapté au support de transmission.
- Une meilleure protection du signal contre le bruit.
- Une transmission simultanée de message dans la band, une meilleure utilisation du support. [03].

La modulation QAM :

La modulation d'amplitude en quadrature de phase est une technique qui emploie une combinaison de modulation de phase et d'amplitude, elle est largement employée par les modems pour leur permettre d'offrir des débits élevés [03]. Pour faire cela, nous avons vu que le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire:

$$m(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (\text{I-1})$$

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

$$a(t) = \sum_k a_k g(t - kt) \quad (\text{I-2})$$

et

$$b(t) = \sum_k b_k g(t - kt) \quad (\text{I-3})$$

Les constellations QAM-M :

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans deux alphabets à M éléments $(a_1, a_2, \dots, a_M)$ et $(b_1, b_2, \dots, b_M)$ donnant ainsi naissance à une modulation possédant un nombre $E = M^2$ états. Chaque état est donc représenté par un couple (a_k, b_k) ou ce qui revient au même par un symbole complexe $C_K = a_k + jb_k$.

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

Chapitre I.....Le système SC-FDMA

De plus , les symboles a_k et b_k prennent très souvent leurs valeurs dans un même alphabet à M éléments .[04]

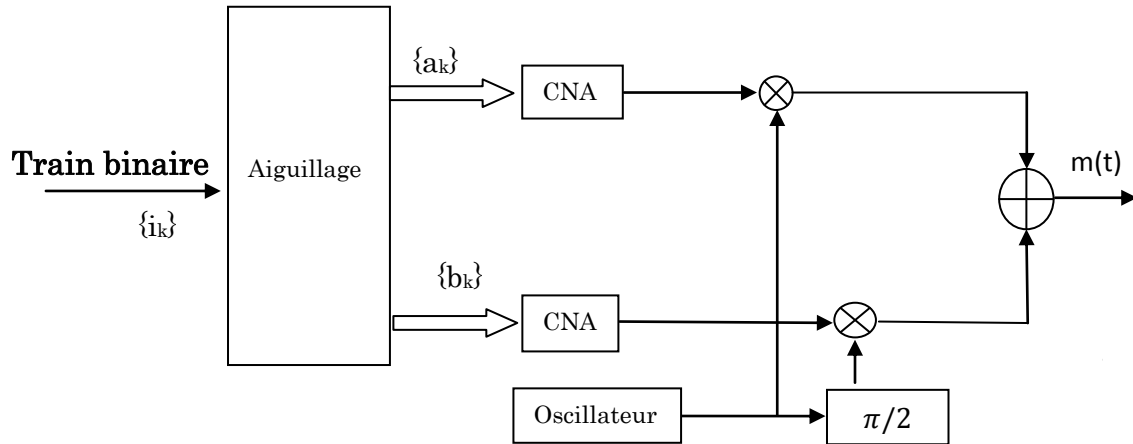


Figure I.1 Modulateur QAM.[04]

Fixation et appellation :

Un symbole est un élément d'un alphabet. Si M est la taille de l'alphabet. Le symbole est alors dit QAM- M . Lorsque $M = 2$ le symbole est dit binaire. En groupant , sous forme d'un bloc , n symboles binaires indépendants , on obtient un alphabet de $M = 2^n$ symboles QAM- M . Ainsi un symbole QAM- M véhicule l'équivalent de $n = \log_2 M$ bits. [05]

La rapidité de modulation R se définit comme étant le nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément. Un changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états. La "rapidité de modulation" $R = \frac{1}{T}$ s'exprime en "bauds".

Le débit binaire D se définit comme étant le nombre de bits transmis par seconde . Il sera égal ou supérieur a la rapidité de modulation selon qu'un changement d'état représentera un bit ou un groupement de bits. Le "débit binaire " $D = \frac{1}{T_b}$ s'exprime en "bits par seconde". Pour un alphabet QAM- M , on a la relation fondamentale $T = nT_b$ soit $D =$

Chapitre I.....Le système SC-FDMA

nR . Il y a égalité entre débit de source et rapidité de modulation uniquement dans le cas d'une source binaire (alphabet binaire).[05]

La qualité d'une liaison est liée au taux d'erreur par bit

$$BER = \frac{\text{nombre de bits faux}}{\text{nombre de bits transmis}} \quad (\text{I-4})$$

L'efficacité spectrale d'une modulation se définit par le paramètre $\eta = \frac{D}{B}$ et s'exprime en "bit/seconde/Hz". La valeur D est le "débit binaire" et B est la largeur de la bande occupée par le signal modulé. Pour un signal utilisant des symboles QAM- M , on aura [05]:

$$\eta_0 = \frac{1}{T \cdot B} \log_2 M \quad (\text{I-5})$$

Capacité d'une formation

Nous pouvons augmenter le transmetteur de débit au cours de la même bande passante dans utilise QAM- M où la vitesse augmente avec la valeur numérique M donc augmentent. Pour déterminer la capacité du canal de communication C utilise la théorie Shannon-Hartley :

$$C = 2B \log_2 M \quad (\text{I-6})$$

La relation précédente ne prend pas en compte le bruit, injecte le bruit dans la relation suivant:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (\text{I-7})$$

I.3.1.2 La transformation de Fourier discrète(DFT)

Soit deux suites de nombres complexes $x(n)$ et $X(k)$, périodiques et de période N . La transformée de Fourier discrète et la transformée inverse établissent entre ces deux suites les relations suivantes respectivement:

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (\text{I-8})$$

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (\text{I-9})$$

La position du facteur d'échelle ($1/N$) est choisie pour que les $X(k)$ soient les coefficients du développement en série de Fourier de la suite $x(n)$.

I.3.1.3 Mappings

Le mapping est l'association réalisée entre les points d'une constellation et les différents symboles binaires possibles pour une taille de constellation donnée. La taille d'une constellation en désigne le nombre de points, elle détermine alors le débit de transmission. A une constellation de $M = 2^n$ points, est associé un ensemble de 2^n symboles binaires de longueur n . Nous utilisons tout au long de ce manuscrit la notation n pour désigner le nombre de bits par symbole binaire du mapping.[06].

I.3.1.4 Préfixe cyclique

C'est suspendu au symbole composite de SC-FDMA pour offrir l'immunité contre les effets de trajets multiples de la même manière que celle décrites pour l'OFDMA. Comme dans le cas de l'OFDM la mise en forme d'impulsion est employée pour empêcher la repousse spectrale.

I.3.2 Allocation des ressources du système SC-FDMA

Dans la modulation SC-FDMA. Le multiplexage des utilisateurs du système est effectué dans le domaine fréquentiel. Pour supporter un grand nombre d'utilisateurs simultanés. Le système utilise la technique de l'étalement spectral permettant d'augmenter la ressource spectrale à partager. Ainsi chaque utilisateur se voit allouée une portion de la largeur de bande totale du système de manière à éviter toute interférence avec un autre utilisateur.[07]

Deux modes d'allocation de ressources existent pour cette modulation il s'agit du mode distribué et du mode localisé :

I.3.2.1 Allocation de ressource en mode distribué

Dans le mode distribué les Q symboles fréquentiels U^k_Q correspondant à la sortie du modulateur DFT de l'émetteur viennent moduler un multiplex de Q sous-porteuses régulièrement répartie sur toute la largeur de la band passante du système [08].

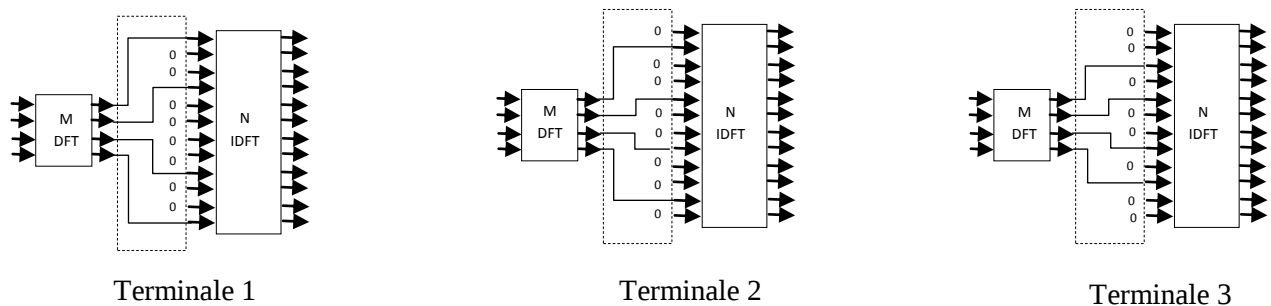


Figure I.2 Le Mapping I-FDMA.[08]

Chapitre I.....Le système SC-FDMA

Le spectre du signal ISC-FDMA est donné par la figure II.2.

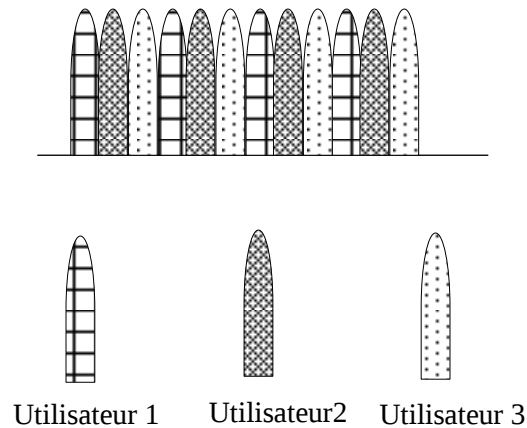


Figure I. 3 Spectre du signal ISC-FDMA au récepteur.[08]

Les $N-Q$ sous porteuses nos modulées sont affectées à des signaux nuls. La modulation SC-FDMA qui utilise ce mode d'allocation est appelée I-FDMA ou (Interleaved-FDMA). L'I-FDMA comporte plusieurs avantages. Il permet d'une part de garantir l'orthogonalité entre les différents utilisateurs du système. Tuais possède également une grande diversité fréquentielle fait le la répartition les porteuses modulée sur toute la band passante. Cette technique est aussi très intéressante du point de vu implémentation. Ce signal peut être généré dans le domaine temporel sans utilisation des modulateurs DFT et IDFT grâce à une simple compression et répétition du signal source à transmettre avec un déphasage propre à chaque utilisateur. Par contre le système I-FDMA est très sensible aux offsets (Les fréquences qui sont souvent introduites par une mauvaise synchronisation ou une forte mobilité causant ainsi une perte de l'orthogonalité entre les utilisateurs).[08]

I.3.2.2 Allocation de ressource en mode localisé

L'autre mode d'allocation le ressources utilisé dans la modulation SC-FDMA est beaucoup plus robuste et a été adopté pour la voix montante de la norme LTE. Il s'agit du mode localisé qui donne son nom au système L-FDMA ou (Localized FDMA) cette fois-ci les Q symboles fréquentiel $U_Q^K = \{u_0^k, \dots, u_{Q-1}^k\}$

Chapitre I.....Le système SC-FDMA

correspondant à la sortie du modulateur DFT, viennent moduler un multiplexe de Q sous-porteuses contigües ; les $N - Q$ autres sous-porteuses non modulées étant affectées à des signaux nuls. Les sous-porteuses n'étant plus réparties sur toute la bande du système. On perd en diversité fréquentielle. Par contre le système est plus robuste à l'offset de fréquence en garantissant dans ce cas l'orthogonalité des signaux des différents utilisateurs. [08]

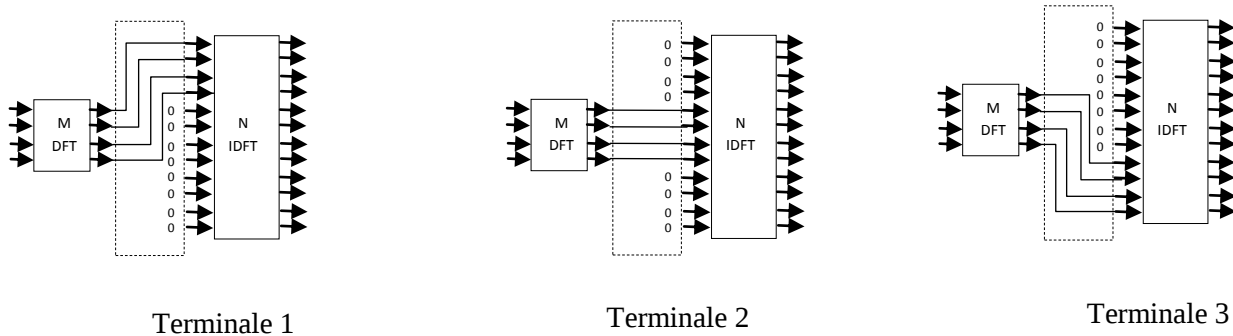


Figure I. 4 Le Mapping L-FDMA.[08]

Pour l'une ou l'autre des deux techniques d'allocation. Le choix du multiplex de fréquences allouées à chaque utilisateur peut se faire de deux manières : Soit de façon statique c'est à dire sur toute la durée de la communication. soit par un algorithme d'ordonnancement de canaux CDS ou (Channel Dépendent Scheduling) [09][10] qui octroie à chaque utilisateur, le multiplex de sous-porteuses en fonction de la qualité de son canal de transmission. Un utilisateur peut donc se voir octroyer différents multiplex.

Des sous-porteuses durant la même communication ou même être supprimées du système lorsque son canal de transmission est très médiocre. De plus. Le CDS permet d'accroître considérablement la diversité multi-utilisateurs ainsi que le débit total du système dans le cas du mapping L-FDMA comparé à celui de l'IFDMA. Cela se justifie par le fait que le mapping L-FDMA pour laquelle les sous-porteuses sont réparties sur toute la totalité de la bande disponible aura un débit meilleur que dans la sous-bande déterminée par le CDS.

Au niveau récepteur, lorsque le système fonctionne dans sa capacité maximale en terme de nombre d'utilisateurs, le spectre du signal est donné par la figure 5. On

Chapitre I.....Le système SC-FDMA

peut constater l'orthogonalité entre les différentes sous-porteuses allouées à chaque utilisateur. Et également l'orthogonalité entre les utilisateurs dans le domaine fréquentiel. En présence d'offset de fréquences. Il est clair que le mode localisé est plus robuste que le mode distribué.[08]

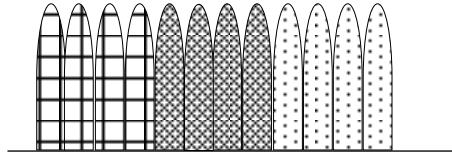


Figure I. 5 Spectre du signal LSC-FDMA au récepteur.[08]

I.4 Schéma bloc d'un système SC-FDMA

I.4.1 L'émetteur SC-FDMA

La modulation SC-FDMA est une technique de transmission mono porteuse très proche de la modulation OFDMA. Cette technique consiste à répartir sur un grand nombre de porteuses, non pas directement les symboles source comme en OFDM, mais leur représentation fréquentielle après les avoir réparties sur la bande du système selon un certain mode que nous présenterons dans les parties suivantes. La figure I.6 représente la chaîne d'émission d'un tel système. [08]

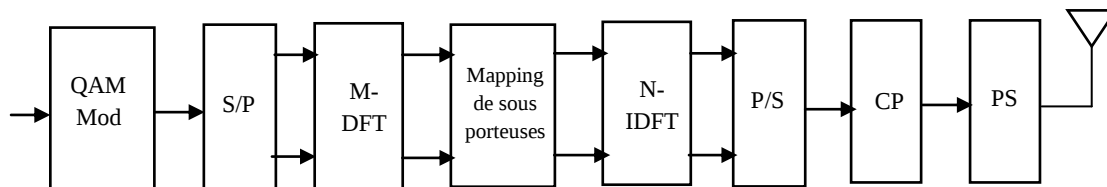


Figure I. 6 Schéma bloc d'émetteur SC-FDMA. [11]

I.4.2 Le récepteur SC-FDMA

Le principe de la démodulation du système SC-FDMA consiste à démoduler le signal sur chacune des sous porteuse f_n du système. Après suppression de l'intervalle de garde, un démodulateur DFT permet d'obtenir les symboles modulant chaque porteuse f_n . Un égaliseur est ensuite mis en œuvre, comme dans la technique SC-FDE, dont le but de réduire la contribution du canal sur chaque sous porteuse du signal, et de récupérer ainsi les symboles fréquentiels. Un démodulateur IDFT permet ensuite de récupérer les symboles sources du système. La figure I.7 illustre ce principe de démodulation.[08]

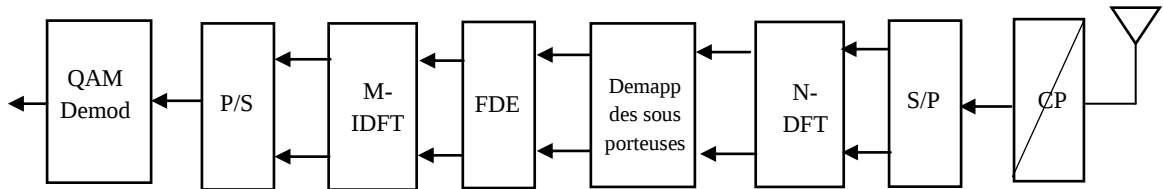


Figure I. 7 Schéma bloc du récepteur SC-FDMA.[11]

I.5 Etude du PAPR du signal SC-FDMA

Le SC-FDMA est une technique d'accès multiple qui s'est imposée dans la nouvelle norme 3GPP LTE à cause principalement de son faible PAPR comparé aux techniques existantes. La notion de PAPR [12][13][14] est très importante dans les systèmes de communications. Il est directement lié à la consommation énergétique des amplificateurs de puissance dans les émetteurs radio mobile et est également un indicateur du risque de distorsion du signal par l'amplification. Dans cette partie du chapitre nous introduisons PAPR du signal SC-FDMA sera examiné et comparé par la suite à celui de l'OFDMA.

Dans cette partie nous étudions le PAPR du signal SC-FDMA (voir [15]). Le signal échantillonné $\{S_m^k\}, 0 \leq m \leq N - 1$ de la sortie du modulateur SC-FDMA de l'utilisateur k sur une période symbole T est donné par :

$$S_m^k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{u}_n^k e^{j2\pi \frac{m}{N} n}, m \in [0, \dots, N-1] \quad (I-10)$$

Cette équation est valable quel que soit le mapping utilisé I-FDMA ou L-FDMA. En prenant en compte le filtre de mise en forme en cosinus surélevé $p(t)$ donné par l'équation (I.11),

$$p(t) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \cdot \frac{\cos(\pi \alpha t/T)}{1 - 4\alpha^2 t^2/T^2} \quad (I-11)$$

On obtient le signal émis (I.12), qui peut s'écrire comme suit :

$$s^k(t) = \sum_{n \in \Omega_Q^k} u_n^k p(t - nT_s) e^{2j\pi f_n t} \quad (I-12)$$

Où f_c représente la fréquence RF du système.

La relation (I.13) permet de définir le PAPR du signal SC-FDMA de l'utilisateur k comme suit :

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} (|s^k(t)|^2)}{\frac{1}{T} \int_0^T |s^k(t)|^2 dt} \quad (I-13)$$

Le filtrage remonte le PAPR du signal [16] mais lorsqu' aucun filtre de mise en forme n'est utilisé le PAPR du signal SC-FDMA de l'utilisateur k se calcule simplement à partir de ses symboles S_m^k émis :

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq m \leq N-1} (|s_m^k|^2)}{\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} |s_m^k|^2} \quad (\text{I-14})$$

La suite de symboles $\{s_m^k\}, 0 \leq m \leq N-1$ suit une loi aléatoire car générée à partir des symboles sources tirés dans un alphabet de Q éléments selon une loi uniforme. Dès lors le PAPR du signal devient une variable aléatoire. Il est donc nécessaire d'utiliser la distribution du signal pour le calcul de la valeur maximale des échantillons $|s_m^k|^2$ ainsi que de leur valeur moyenne. L'amplitude d'un signal mono-porteur n'a pas une distribution gaussienne, il est donc difficile d'établir une expression exacte du PAPR du signal SC-FDMA qui est un signal mono porteuse comme nous l'avons déjà indiqué. [08]

Pour contourner le problème, on utilise en général des méthodes numériques pour estimer le PAPR. La technique la plus répandue est celle de la CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function) [17] du PAPR qui correspond à la probabilité pour que le PAPR soit supérieur à une certaine valeur $PAPR_0$.

$$CCDF = Pr(PAPR > PAPR_0) \quad (\text{I-15})$$

I.6 SC-FDMA dans la norme 3GPP LTE

La standardisation par le 3GPP de la 1^{re} version de la norme LTE est achevée au début 2008 et la disponibilité des premiers équipements pour tester la norme LTE a eu lieu en 2009. En 2009 et 2010, plusieurs opérateurs nord-américains qui utilisaient la norme CDMA2000 ont décidé de passer à la norme LTE dès que les équipements seraient disponibles, abandonnant ainsi leur technologie historique : le CDMA, ce qui a offert la perspective de créer sur la base du LTE une norme mondiale de communications mobiles.

Chapitre I.....Le système SC-FDMA

Le but du LTE est de permettre l'utilisation du haut-débit mobile, en utilisant l'expérience acquise dans les réseaux 3G afin de permettre une évolution rapide et avec une compatibilité ascendante des terminaux vers les vrais réseaux de quatrième génération 4G « LTE Advanced », dont l'objectif est d'atteindre des débits encore plus élevés (> 1 Gb).

I.6.1 Spécification du LTE

Le 3GPP LTE est la nouvelle norme qui offre une évolution à la fois de 1UTRA ainsi que du réseau cœur de l'UMTS. La Release 8 contient les bases de cette norme. Elle a permis d'augmenter le débit des données et la qualité de service avec des équipements moins complexes et optimisés, et aussi de réduire les temps de latences du système. Cette nouvelle norme est dans la continuité des systèmes existant afin d'éviter tout démantèlement de réseaux et donc de limiter le coût de son déploiement.

Pour augmenter l'efficacité spectrale du système, de nouvelles techniques d'accès radio ont été adoptées dans cette norme. Pour les communications de la voix descendante. C'est la technique d'accès OFDMA « Orthogonal Frequency Division Multiple Acces » basée sur l'OFDM qui est choisie. Ce multiplexage est basée sur une modulation de type OFDM qui a déjà fait ses preuves dans plusieurs systèmes comme le WIFI(IEEE 802.11). la DVB-T « Digital VideoBroadcasting - Terrestrial ». Simple à mettre en œuvre, elle est très robuste à la sélectivité des canaux multi-trajets et permet d'envoyer des débits élevés dans le réseau sans risquer une forte dégradation de la qualité de transmission. Avec cette technique l'accès le débit crête atteint 100 Mbps en Downlink.

Pour les communications de la voie montante, c'est la technique SC-FDMA étudiée dans ce mémoire qui a été préférée à celle de l'OFDMA. Son principal avantage sur son concurrent est son faible PAPR. C'est la principale raison qui a value son adoption pour le LTE Uplink. Il est aussi simple à mettre en œuvre, avec une bonne efficacité spectrale, et est tout. Aussi robuste aux canaux sélectifs multi-trajet. La technique d'accès L-FDMA a été préférée à celle de l'I-FDMA car permettant d'obtenir des débits plus importants lorsque la technique de CDS

Chapitre I.....Le système SC-FDMA

(Channel Dependent Scheduling) est utilisée. Avec cette technique d'accès le débit crête atteint 50Mbps en Uplink pour le LTE. [08]

I.6.2 Spécification du SC-FDMA dans le LTE

Les transmissions en voie montante dans les systèmes LTE sont organisées en modes trames et slots. Une trame est constituée de 20 slots : chacune ayant 6 ou 7 symboles SC-FDMA selon le type d'intervalle de garde utilisé. La durée d'une trame est fixée à 10 ms. soit 0.5 ms pour le slot. Du point de vue spectrale, le système LTE dispose de six canaux de largeur de bande allant de 5 à 20 Mhz. Chaque canal est subdivisé en plusieurs sous canaux de largeur $\Delta f = 15\text{Khz}$ chacun. Ainsi, la durée d'un symbole SC-FDMA est donnée par :

$$T = \frac{1}{\Delta f} = \frac{1}{15.10^3} = 44\mu s \quad (\text{I-16})$$

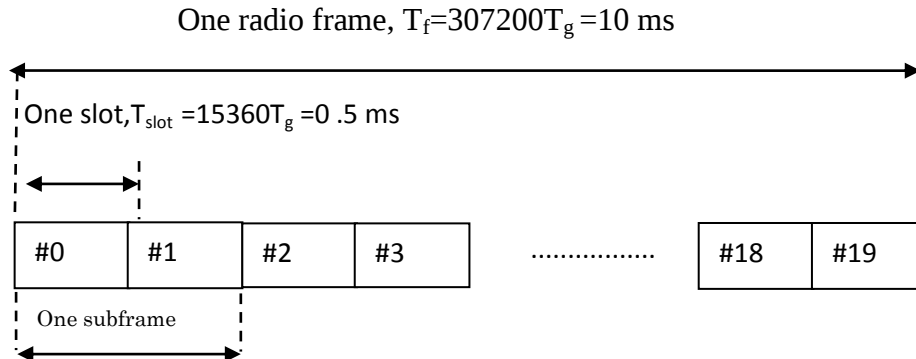


Figure I.8. Trame et Slot du système SC-FDM.

Pour absorber l'interférence entre symbole, la technique utilisée consiste à insérer un Intervalle de Garde (IG) ou «CyclicPrefix (CP)» sur chaque paquet transmis dans le canal. Il s'agit uniquement de copier la fin de chaque Paquet que l'on rajoute au début de celui-ci (voir figure I.8). Ainsi lorsque le retard maximal du canal est inférieur à la longueur de l'intervalle de garde, tout se passe bien c'est à dire que toutes les interférences seront absorbées. Par contre lorsque le retard maximal du canal est grand devant la longueur de l'intervalle de garde, toute l'IES ne sera pas absorbée et l'estimation risque d'être médiocre.

Chapitre I.....Le système SC-FDMA

Noter que l'intervalle de garde joue un second rôle qui est de périodiser le signal émis. Cela a pour avantage de rendre circulaire la convolution du canal afin d'obtenir une égalité entre la DFT du signal reçu après suppression de l'intervalle de garde et le produit de la transformée de Fourier du signal émis et de la fonction de transfert du canal de transmission.[08]

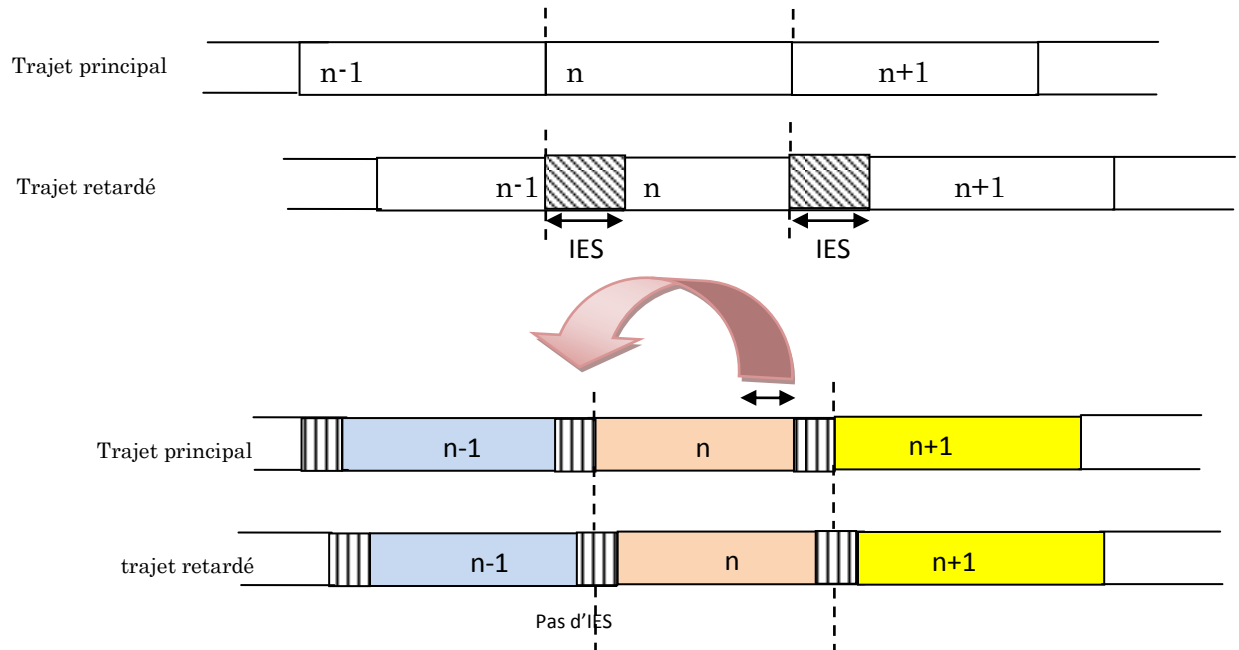


Figure I.9. Absorption de l'interférence entre symbole IES.

L'insertion de l'intervalle de garde (CP), utilisé dans ce système rallonge la durée symbole. On définit ainsi une nouvelle grandeur qui intègre cette modification.

$$T_{sy}^{air} = (1 + CP).T_{sy} \quad (I-17)$$

Deux types d'intervalles de garde existent pour ce système : L'intervalle de garde normal ou (Normal-CP) dont la durée $T_{Norm-CP}$ correspond à $\frac{T_{symb}}{14}$, et

l'intervalle de garde étendu dont la durée T_{Ext-CP} correspond à $\frac{T_{symb}}{14}$

La norme utilise l'intervalle de garde étendu lorsque l'utilisateur se

Chapitre I.....Le système SC-FDMA

trouve sur une cellule de grande taille dans laquelle il est susceptible d'obtenir des interférences très sévères dues aux multi-trajets du canal. Le système est alors sous dimensionné et le nombre de symboles SC-FDMA dans un slot est réduit à 6. Par contre l'intervalle de garde normal de symboles SC-FDMA par slot est de 7.

La fréquence qui est plus utilisée est adaptée pour les cellules de taille moyenne. le nombre de horloge F_{clock} du système, a été dimensionnée par rapport à la capacité maximale du système correspondant au canal de largeur de bande de 20 Mhz. C'est la fréquence d'échantillonnage du système à 20 MHz permettant d'obtenir 2048 échantillons SC-FDMA :

$$F_{clock} = 15KHz * 2048 = 30.72MHz$$

Les fréquences d'échantillonnages des systèmes utilisant les autres largeurs de bande correspondent à des diviseurs de F_{clock} pour des raisons de simplicité. [08]

Une trame radio = 10ms

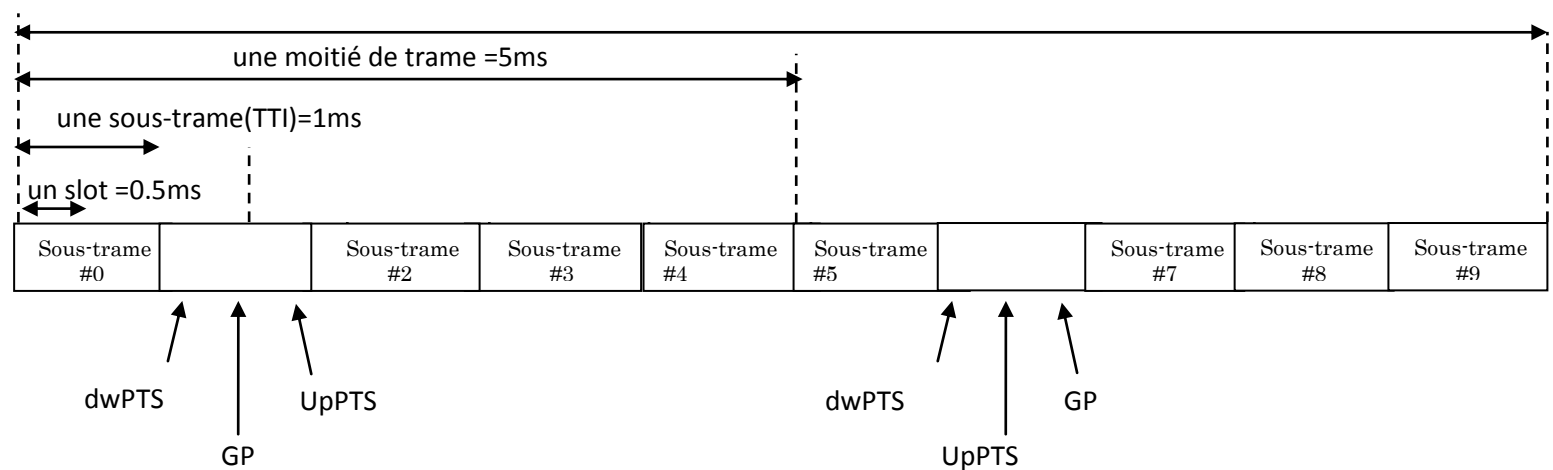


Figure I.10. Le mode de transmission TDD

I.7 Conclusion

Le chapitre suivant présente le système SC-FDMA en général. Les deux techniques de multiplexage fréquentiel du système SC-FDMA : Le mode Distribué I-FDMA, et le mode localisé L-FDMA. L'I-FDMA pour lequel les sous-porteuses modulées sont uniformément réparties sur toute la largeur de bande du système, a l'avantage d'avoir une grande diversité fréquentielle, alors que le mode localisé L-FDMA, utilisé dans le LTE, pour lequel les sous-porteuses sont contigües, présente l'avantage d'avoir une meilleure diversité multi-utilisateurs par le moyen du CDS (Channel Dependent Scheduling). Le signal SC-FDMA est amplifié avant transmission dans le canal est le amplificateur utilisé est un amplificateur non linéaire. Le chapitre suivant, on présente le système SIMO et diversité de réception.

Chapitre II : Le système SIMO et diversité de réception

II.1 Introduction :

ce chapitre ,expose en premier temps les effets sur le signal dans les canaux de transmission . Dans un deuxième temps canal Rayleigh et canaux SISO et MIMO . En suite le système SC-FDMA SIMO.
Enfin, technique de recombinaison (EGC,MRC et SC).

II.2 les effets sur le signal dans les canaux de transmission :

Il est important dans l'étude du canal de transmission des données, qui fait partie du domaine des communications sans fil, d'aborder les deux phénomènes de: l'effet doppler et les effets multi-trajetsvuleurrôledans l' évaluation de performance d'un système SC-FDMA SIMO.

II.2.1 Effet Doppler :

L'effet Doppler a été découvert en 1842 par un physicien autrichien qui lui a donné son nom. Cet effet résulte du décalage en fréquence d'un train d'ondes perçu par un récepteur, lorsque la source et/ou le récepteur sont en mouvement relatif. Ainsi, un signal sinusoïdal monochromatique de fréquence f est transformé en un signal monochromatique de fréquence $f + \Delta f$ (Δf étant l'élargissement ou le décalage Doppler). Ce décalage Doppler se décline temporellement et spatialement :

- Décalage Doppler (k) dit spatial ;
- Décalage Doppler (v) dit temporel.

Ces décalages Doppler (k ou v), pour chacun des trajets suivis par l'onde, proviennent de la même expression X

$$X = \overline{X_m} (\cos \alpha \cos \beta \vec{x} + \sin \alpha \cos \beta \vec{y} + \sin \beta \vec{z}) \quad (\text{II.1})$$

avec :

- * α : angle azimutal en rad
- * β : angle d'élévation en rad
- * $(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$ un repère cartésien

II.2.2 Les effets multi-trajets

A la réception, l'antenne reçoit plusieurs échos du signal retardés et atténués par le canal. Ces échos sont généralement générés par l'interaction entre le signal émis et différents éléments constituant le canal de transmission.

Les principaux phénomènes d'interaction sont la réflexion, la diffraction et la dispersion. Ces phénomènes peuvent être représentés dans la figure suivante.

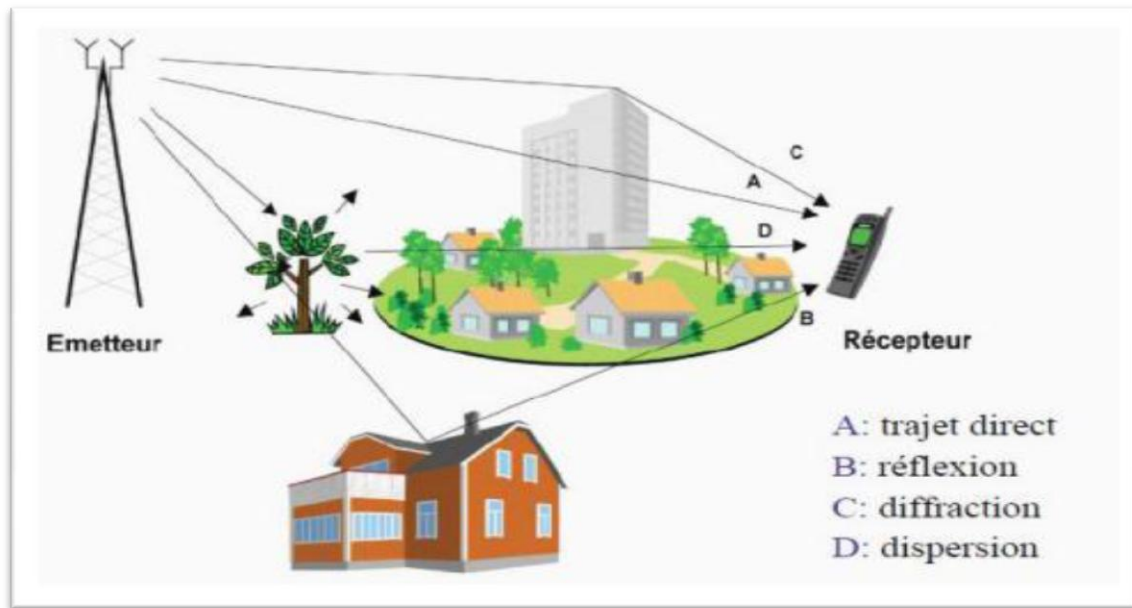


Figure II .1 : Phénomènes de propagation du signal sur le canal de transmission

La caractérisation d'un canal multi-trajets peut être réalisée à partir de la Réponse Impulsionnelle (RI) du canal. La RI d'un canal variant dans le temps peut être donnée par la formule:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^N a_i(t) \delta(t - \tau_i(t)) \quad (\text{II.2})$$

Où δ est l'impulsion de Dirac, N est le nombre de trajets suivis par l'onde, τ_i et a_i sont respectivement le retard et le gain complexe associés au trajet i , avec $\tau_1 \leq \tau_2 \leq \dots \leq \tau_N$. [18]

✓ Réflexion

Lorsqu'une onde électromagnétique frappe une surface lisse de très grandes dimensions par rapport à sa longueur d'onde telle que les murs, les bâtiments, le sol, nous avons donc un phénomène de réflexion.

✓ Diffraction

Lorsque le chemin de transmission entre l'émetteur et le récepteur est obstrué par un corps dense de dimension comparable avec la longueur d'onde ou par une surface possédant des irrégularités pointues (les sommets, les collines et les bâtiments), nous avons la présence du phénomène de diffraction qui implique une formation d'ondes secondaires derrière le corps obstruant.

✓ Diffusion

La diffusion –ou dispersion– intervient lorsqu'une onde radio rencontre de grandes surfaces ou de petits objets (les bâtiments, les fenêtres, le feuillage) ou par d'autres irrégularités dans le canal. Ce phénomène implique un étalement de l'énergie dans toutes les directions.

II.3 Canal de Rayleigh

C'est le modèle le plus couramment utilisé pour les communications radio mobiles. En revanche, si l'environnement permet un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur, cas typique des communications par satellite, le signal résultant est la somme du signal issu du trajet direct et des signaux issus des trajets réfléchis.

Ce modèle suit une loi de Rayleigh avec une variance $\sigma_{\alpha 1}^2$ et sa densité de probabilité est de la forme :

$$f(\alpha) = \frac{1}{\sigma_{\alpha 1}^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\sigma_{\alpha 1}^2}\right) \quad (\text{II.3})$$

II.4 Canaux SISO et MIMO (Modèles de canaux .)

Trois modèles de canaux que nous étudierons dans la suite, existent dans

la littérature à savoir : Les canaux de type SISO ou « Single Input Single Output », les canaux de type SIMO ou « Single Input Multiple Output » et les canaux de types MIMO ou « Multiple Input Multiple Output ».

II.4.1 Les canaux SISO

Le canal SISO peut être vu comme un cas particulier du canal SIMO (voir la partie Canal SIMO) avec une seule antenne à l'émission ainsi qu'à la réception. Par ce fait même, il est plus difficile à égaliser par rapport au canal SIMO puisque le récepteur n'a pas à sa disposition le même degré de redondance du signal émis que dans le cas SIMO. Ainsi, si la perturbation du canal est très forte sur le signal émis, l'égalisation s'avérera difficile : Il n'y a plus de diversité spatiale. La figure 2. Modélise bien ce type de canal. C'est l'architecture la plus simple qui utilise une seule antenne en émission et une autre en réception. La capacité du canal SISO est

$$c = w \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 w} \right) \text{ bps} \quad (\text{II.4})$$

Où :

P : la puissance du signal utile en Watt,

No : la densité spectrale de puissance du bruit calculé en W/Hz,

W : la bande passante donnée en Hz.

En normalisant la capacité par la bande utile W, on obtient :

$$c = \log_2(1 + \rho) \quad (\text{II.5})$$

Avec ρ est le rapport signal sur bruit (P/N0).



Figure II .2 : Les canaux SISO[19]

I.4.2 Les canaux MIMO

Actuellement, les systèmes à antennes multiples, ou systèmes MIMO, sont de plus en plus étudiés. En effet, ils ont le potentiel d'augmenter la capacité du canal proportionnellement aux nombres d'antennes émettrices et réceptrices considérées [20].

Pour simplifier l'écriture des différentes fonctions caractéristiques d'un canal MIMO, nous prendrons l'exemple d'un canal composé de deux antennes à l'émission comme à la réception (figure) Nous sommes ainsi en présence de quatre liaisons radios, chacune définie par une réponse impulsionnelle notées $h_{11}(\tau), h_{12}(\tau), h_{21}(\tau), h_{22}(\tau)$.

II.4.2.1 Matrices de canal

Pour un tel canal, les quatre réponses impulsionnelles du canal MIMO (2×2) sont regroupées au sein d'une matrice de canal notée H . Celle-ci peut s'exprimer de deux façons :

la première est une écriture en bande large, notée H_{BL} , dans laquelle les réponses impulsionnelles sont exprimées, en fonction du retard de propagation.

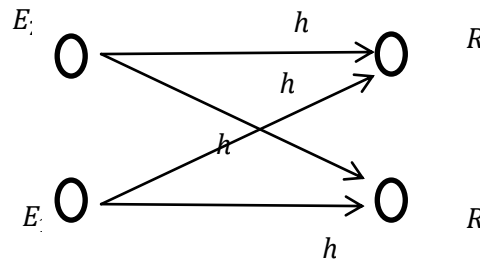


Figure.II.3: Définition d'un canal MIMO (2×2)

Chaque coefficient h_i est défini par:

$$h_{ij}(\tau) = \sum_{n=1}^N a_n e^{-j\theta_n} \delta(\tau - \tau_n) \quad (\text{II.6})$$

où N est le nombre de trajets pour la liaison considérée et $i, j \in [2,2]$ renseignent sur la liaison étudiée.

Nous définissons donc la matrice de canal H_{BL} par :

$$H_{BL} = \begin{bmatrix} h_{11}(\tau) & h_{12}(\tau) \\ h_{21}(\tau) & h_{22}(\tau) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

la seconde est de nature bande étroite, notée H_{BE} . Chacun de ses coefficients bande étroite calculé pour chaque liaison, résulte de la somme vectorielle des N trajets qui composent la réponse impulsionnelle large bande de la liaison considérée. Chaque coefficient H_{ij} est défini par :

$$H_{ij} = \sum_{n=1}^N a_n e^{-j\theta_n} \quad (\text{II.8})$$

Nous définissons donc la matrice de canal H_{BE} par:

$$H_{BE} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

A partir de ces matrices, nous pouvons maintenant calculer les paramètres caractéristiques d'un canal MIMO : la corrélation entre les différentes liaisons MIMO et la capacité du canal.

II.4.2.2 Corrélation entre les liaisons MIMO

Un des élément clés pour les performances d'un canal MIMO est le bon positionnement des antennes. En effet, et en particulier pour les systèmes de faible encombrement, nous ne pouvons pas disposer les antennes de manière aléatoire sans prendre le risque d'avoir des liaisons MIMO très

fortement corrélées. Pour cela, nous avons différents outils mathématiques qui permettent d'étudier la corrélation entre ces liaisons.

Dans un premier temps, il faut distinguer deux notions importantes : la matrice de corrélation et le critère de corrélation. La matrice de corrélation d'un canal MIMO s'écrit de la manière suivante :

$$R_H = E\{vec(H_{BE}).vec(H_{BE})^H\} \quad (II.10)$$

où :

$E\{. \}$ est l'opérateur espérance mathématique ;

$vec(.)$ est l'opérateur "mise en colonne" ;

$(.)^H$ est l'opérateur Hermitien correspondant à deux opérations : application du conjugué puis de la transposé à la matrice considérée.

Le résultat de ce calcul est donc une matrice carrée de dimension :

$$dim R_H = (dim H)^2 \quad (II.11)$$

Cela correspond, dans le cas d'un canal MIMO (2×2), à une matrice de corrélation de dimension (4 × 4).

Bien que cette dernière tienne compte du degré de ressemblance entre les différentes liaisons, elle n'est pas normalisée. C'est la raison pour laquelle on introduit la notion de critère de corrélation. De manière générale, nous pouvons considérer deux critères de corrélation. Le premier, de nature statistique [21][22], est défini par la matrice de variance-covariance [23] des coefficients de la matrice de canal H_{BE} . Il correspond à la matrice de corrélation normalisée par les

variances. Ainsi, le critère ρ s'exprime par :

$$\rho = \frac{\text{cov}(X,Y)}{\sqrt{\text{var}(X).\text{var}(Y)}} \quad (\text{II.12})$$

Avec X et Y représentant les H_{ij} .

Le second que nous proposons, et que nous appellerons dans la suite de ce document "corrélation physique", repose sur le caractère large bande du canal. Cette définition est très souvent utilisée dans le cas où les signaux transmis possèdent une enveloppe complexe[24]. Elle correspond au maximum des degrés de cohérence normalisés. Elle peut également s'appliquer ici de la manière suivante :

$$\rho_{\emptyset} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^K \frac{\max_{\tau} |R_{XY}(\tau)|}{\sqrt{R_{XX}(0).R_{YY}(0)}} \quad (\text{II.13})$$

avec X et Y appartenant à $\{h_{ij}(\tau)\}$ et K le nombre de réalisations.

Ce critère permet d'estimer le degré de ressemblance entre deux réponses

impulsionnelles. Comme il est appliqué sur toutes les combinaisons de réponses impulsionnelles, il correspond aussi à une matrice de dimension $(\dim H_{BL})^2$.

Ainsi, l'évolution de ces critères pour une variation de l'espacement entre antennes à l'émission et/ou à la réception permet de détecter les points de décorrélation maximum, et donc de répondre aux problèmes liés à l'architecture des antennes mises en œuvre.

II.4.2.3 Capacité du canal

La capacité du canal est le second paramètre important pour l'évaluation des performances des canaux MIMO[20]. En effet, pour une liaison donnée, elle permet de connaître la quantité maximum d'information en bits/s/Hz qu'il est possible de transmettre sur un canal de propagation et reçue avec une probabilité d'erreur nulle.

Cette capacité est définie par l'équation suivante, dans le cas où les puissances des antennes émettrices sont identiques :

$$c = \log_2 \left[\det \left(I_P + \frac{\rho}{p} H_{BE}^H \right) \right] \quad M \leq P \quad (\text{II.14})$$

où M est le nombre d'antennes à la réception, P le nombre d'antennes à l'émission et ρ le rapport signal sur bruit.

Nous pouvons simplifier l'expression (II.14) en l'écrivant à partir des valeurs propres λ_i de la matrice H ; elle devient alors :

$$c = \sum_{i=1}^p \log_2 \left[1 + \frac{\rho}{p} \lambda_i \right] \quad (\text{II.15})$$

où i est le nombre de valeurs propres du canal MIMO considéré. Dans le cas où le nombre d'antennes à la réception devient strictement supérieur au nombre d'antennes à l'émission les équations (II.14) et (II.15) deviennent :

$$c = \log_2 \left[\det \left(I_P + \frac{\rho}{p} H_{BE}^H H_{BE} \right) \right] \quad M > p \quad (\text{II.16})$$

$$c = \sum_{i=1}^M \log_2 \left[1 + \frac{\rho}{p} \lambda_i \right] \quad (\text{II.17})$$

Notons que le fait de déterminer les valeurs propres de la matrice H permet de calculer le conditionnement de la matrice H . Celui-ci informe sur la qualité de la liaison : si ce rapport est proche de 1, alors toutes les voies d'émission peuvent transmettre la même quantité d'information, alors que dans le cas contraire, la liaison est déséquilibrée. Il est défini par :

$$cond = \max_i(\lambda_i) / \min_i(\lambda_i) \quad (\text{II.18})$$

II.4.3 Le système SC-FDMA SIMO :

II.4.3.1 Canal SIMO

Lorsqu'une antenne unique est utilisée à l'émission et plusieurs autres à la réception, le canal sera dit SIMO « Single Input Multiple Output », Fig. 2.3. Si M correspond au nombre d'antennes à la réception, ce canal permet de recevoir M fois le message source émis, altéré de façon différentes. Ainsi il apparaît une diversité spatiale, qui peut être exploitée pour une meilleure estimation du canal. Ce type de canaux est donc plus simple à égaliser et offre de meilleures performances au détriment de la complexité du récepteur qui augmente avec le nombre d'antennes utilisé.

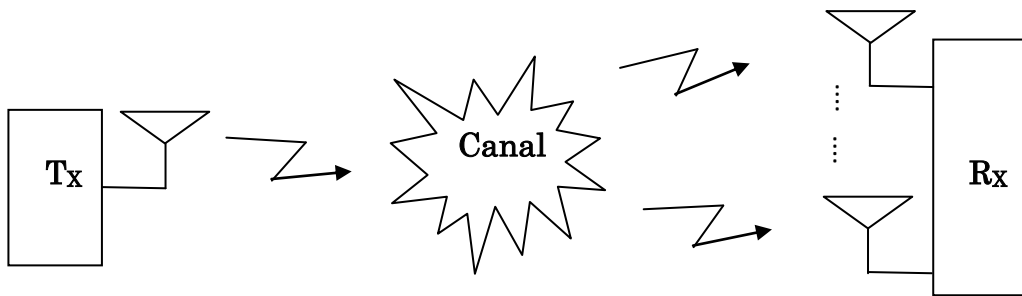


Figure II .4 : Les canaux SIMO[19]

Un système SIMO peut être modélisé par un nombre d'équations équivalent au nombre d'antennes en réception :

$$y_1 = h_{11}S + n_1 \quad (\text{II.19})$$

$$y_2 = h_{12}S + n_2 \quad (\text{II.20})$$

Où y_i est le signal reçu, h_{i1} est le gain du canal entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception, n_i représente le bruit, et ce respectivement à la i^{eme} antenne, S est le symbole complexe émis.

Alors le symbole peut être estimé par la combinaison linéaire suivante :

$$y = w_1y_1 + w_2 = (w_1h_{11} + w_2h_{21})S + w_1n_1 + w_2n_2 \quad (\text{II.21})$$

où w_1 et w_2 sont des gains complexes en réception.

II.4.3.2 Capacité du canal SIMO

Pour le cas d'un canal SIMO avec une seule antenne en transmission et N_r antennes en réception, le gain du canal est donné par $h \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$, alors $r = 1$ Et $\lambda_1 = \|H\|_F^2$. Par conséquent la présence ou l'absence du CSI au niveau de l'émetteur n'a aucun effet, et la capacité du canal est donnée par

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + \frac{E_S}{N_0} \|H\|_F^2 \right) \quad (\text{II.22})$$

Dans le cas où $h_i = 1$, $i=1,2,\dots,N_r$, et par conséquent $\|H\|_F^2 = N_r$ la capacité est donnée par

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + \frac{E_S}{N_0} N_r \right) \quad (\text{II.23})$$

II.4.3.3 Le Modèle de système :

Le modèle de système utilisé pour l'enquête est montré dans figure (II.6) Il montre le système avec une antenne d'émission et N_R Antenne de réception. Nous avons fait des recherches pour SIMO (1×2) Système MRC, SC et EGC. Les bits d'entrée à transmettre sont mappés sur la constellation de symboles complexes (e.g.QAM).

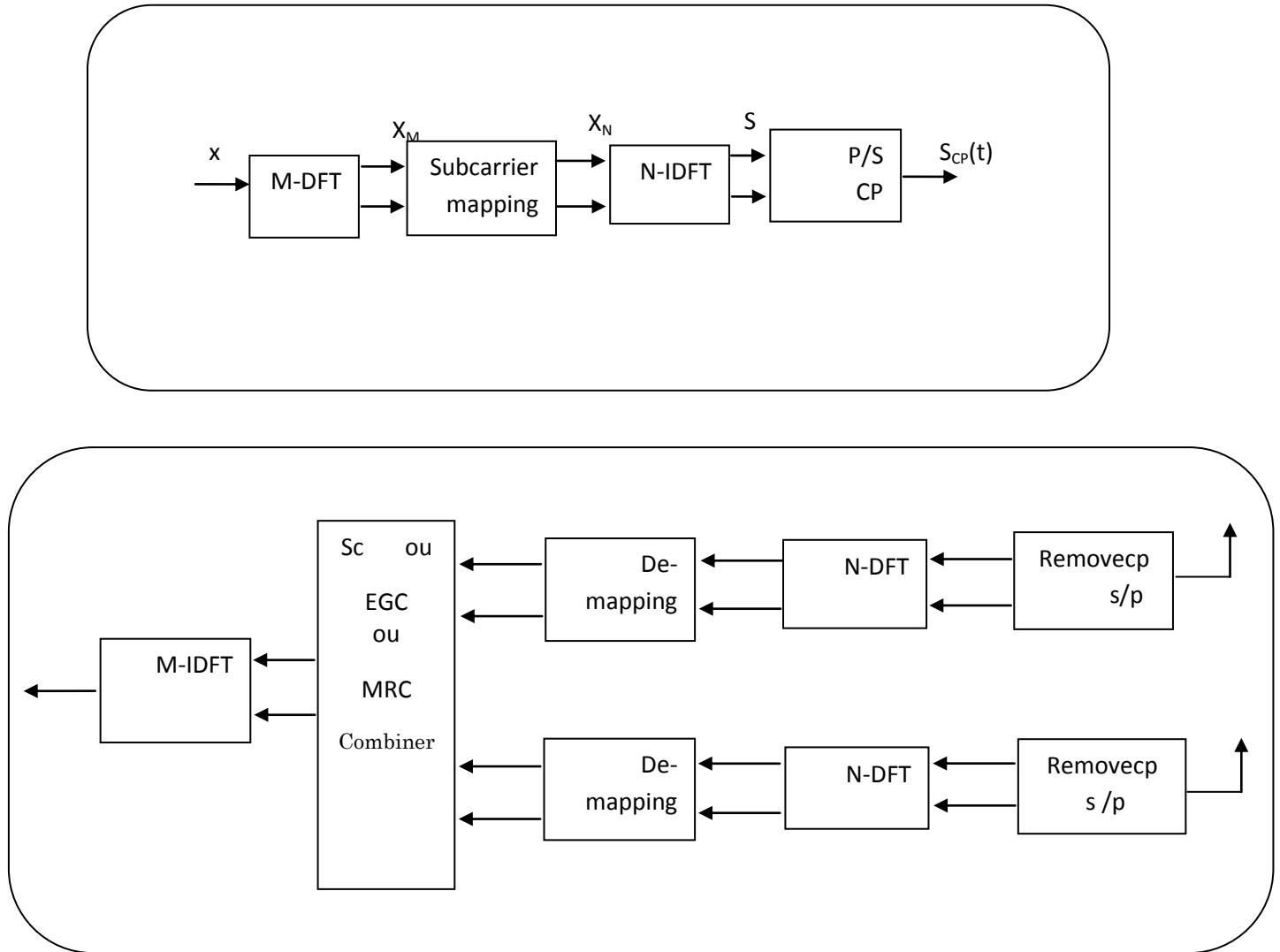


Figure II.5 : schéma système SC-FDMA SIMO (ERC, EGC, SC)

II.4.3.4 Diversité d'antennes en réception (SIMO) :

L'approche la plus classique utilise plusieurs antennes de réception (voir Figure II.7) Pour n_r antennes de réception et 1 antenne d'émission, le vecteur de signal reçu s'écrit :

$$y_i = b_i x + b_i, \quad i = 1, \dots, n_r \quad (\text{II.24})$$

$$Y^T = (y_1, y_2, \dots, y_{n_r}) \quad (\text{II.25})$$

$$h^T = (h_1, h_2, \dots, h_{n_r}) \quad (\text{II.26})$$

$$b^T = (b_1, b_2, \dots, b_{n_r}) \quad (\text{II.27})$$

$$Y = xh + b \quad (\text{II.28})$$

On retrouve la même expression que pour la diversité temporelle avec l'avantage d'un gain de Puissance. En effet pour une même puissance moyenne P , dans le cas du code à répétition chaque Symbole ne porte qu'une puissance P/L . Si le récepteur connaît le vecteur de gain du canal h , Il projette le signal reçu y sur h . Il calcule donc :

$$Y = \frac{h^*}{||h||} y = x \frac{h^* h}{||h||} + \frac{h^* b}{||h||} = x ||h|| + \frac{h^* b}{||h||} = x ||h|| + B \quad (\text{II.29})$$

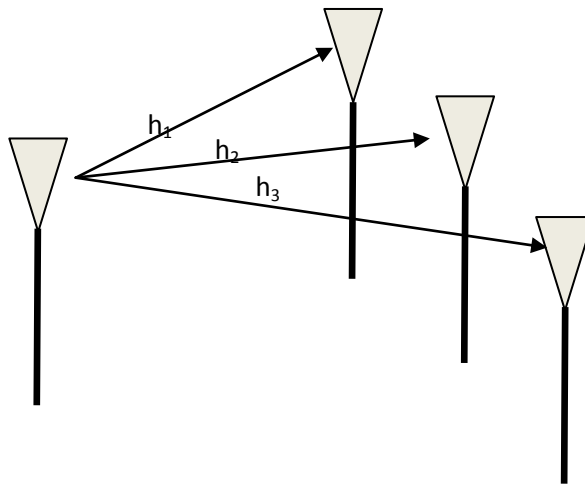


Figure. II.6 :Diversité d'antennes en réception (SIMO).

II.5 Techniques de recombinaison:

Le principe de base de la diversité est que le récepteur doit disposer de plusieurs versions du signal transmis, reçues sur des canaux indépendants. Dans ce partie présenté trois techniques d'occasion souvent en le récepteur ce techniques est SelectionCombining , Maximal Ratio Combining , Equal Gain Combining .

II.5.1 Techniques de recombinaison des signaux en réception :

Les méthodes de diversité précédemment citées permettent l'obtention de deux ou plusieurs signaux. À partir de ces signaux, pour reconstituer un signal dont les propriétés en termes de rapport adéquates. Cette recombinaison s'effectue selon deux principes :

Signal sur bruit sont plus élevées, il est nécessaire d'utiliser des techniques de recombinaison Signaux. À partir de ces signaux, pour reconstituer un signal dont les propriétés en termes de rapportSignal sur bruit sont plus élevées, il est nécessaire d'utiliser des techniques de recombinaison Adéquates. Cette recombinaison s'effectue selon deux principes :

La combinaison basée sur la commutation entre les signaux reçus par le récepteur. Cette commutationS'effectuant selon un algorithme basé sur le niveau du signal reçu sur chacune des branches. La combinaison basée sur la sommation des différents signaux, système plus complexe mais Cependant plus performant en termes de qualité du signal obtenu. [24]Le signal combine de sortie $y(t)$ est représenté par :

$$Y(t) = \sum_{n=1}^N W_n^* u_n(t) \quad (\text{II.30})$$

Avec

$$u_n(t) = v_n(t) + b_n(t) \quad (\text{II.31})$$

Où N est le nombre d'antennes (ou branches) réceptrices dans le système, W_n^* est le conjugué du coefficient de pondération, $u_n(t)$ est le signal plus le bruit à la réception, $v_n(t)$ est la réponse du canal, $s(t)$ est le signal transmis, $b_n(t)$ est le bruit à la $n^{\text{ième}}$ branche du système. En forme matricielle (en gras) nous obtenons :

$$y(t) = w_H u(t) \quad (\text{II.32})$$

$$u(t) = v(t) s(t) + b(t) \quad (\text{II.33})$$

Où

$$w = [w_1 \ w_2 \ \dots w_N]^T \quad (\text{II.34})$$

$$V(t) = [v_1(t)v_2(t) \dots v_N(t)]^t \quad (\text{II.35})$$

$$b(t) = [b_1(t)b_1(t) \dots b_N(t)]^T \quad (\text{II.36})$$

H représente la transposée conjuguée d'une matrice, et T sa transposée.

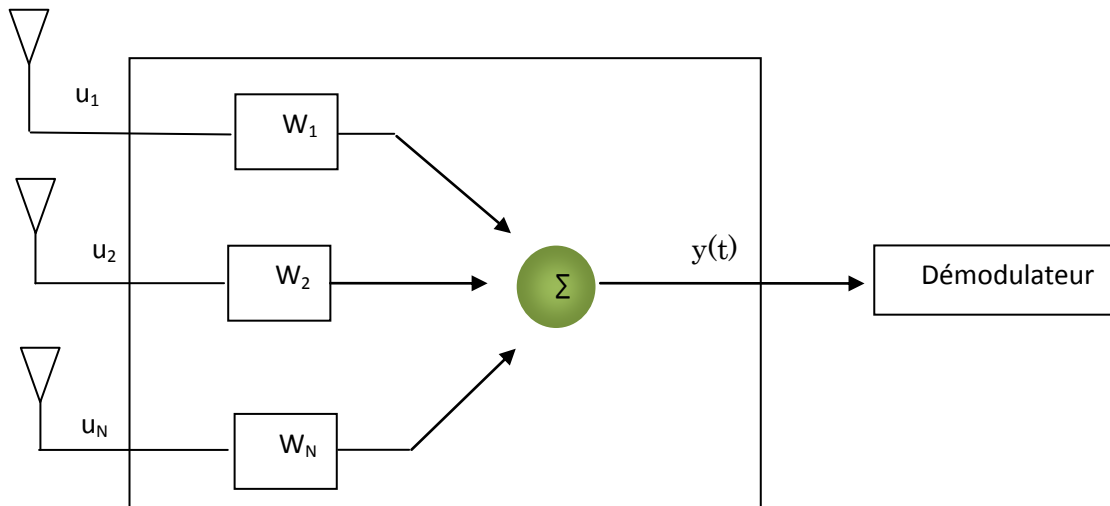


Figure. II .7 : Combinaison générale de signaux reçus sur un système multi –antennes

Il existe actuellement trois techniques de recombinaisons qui peuvent être classées de la façon Suivante :

II.5.2 SelectionCombining (SC)

C'est la plus simple des techniques de diversité. Elle consiste, à partir de n antennes en réception, à sélectionner instantanément la branche qui présente le plus fort niveau du signal sur bruit instantané et à la connecter au récepteur. Ainsi, lorsqu'un signal s'évanouit, un autre est sélectionné Avec un niveau supérieur. La qualité du signal résultant sera d'autant meilleure que le nombre d'antennes n est élevé, multipliant ainsi le nombre de branches à la réception.

Une variante de cette méthode appelée SwitchedCombining consiste à ne commuter d'une branche à l'autre que Lorsque le rapport signal surbruit instantané de la branche sélectionnée est inférieur à un seuil Prédéterminé.

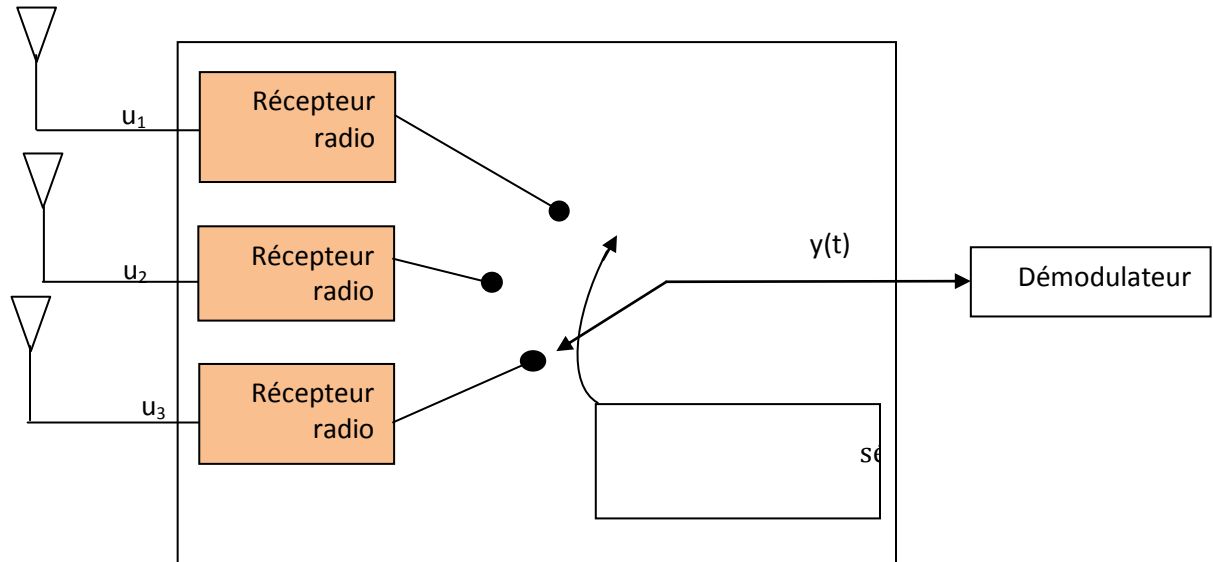


Figure II.8: Combinaison par sélection (SC) [24]

Pour la méthode de la combinaison par sélection (SC), w_k dans (Eq1) représente l'indice de la branche pour laquelle le SNR est $\gamma_k \geq \gamma_n$; (γ_k représente le SNR de la branche d'indice k sélectionnée, et γ_n le SNR de la n ème branche). Ainsi :

$$w_n = \begin{cases} 1 & \text{si } k = n \\ 0 & \text{si } k \neq n \end{cases} \quad \text{pour } n=1, \dots, N.$$

II.5.3 Maximal Ratio Combining (MRC)

Il s'agit ici de la technique la plus performante. Un traitement adaptatif est ici appliqué à l'ensemble des signaux issus des n antennes. Chacun des signaux est pondéré à l'aide d'un gain complexe, lui-même calculé à partir du rapport signal sur bruit instantané relevé sur chacune des branches en réception. Les signaux obtenus sont ensuite mis en phase avant sommation afin de maximiser le niveau du signal recombinaison. Ce type de recombinaison nécessite cependant une

Architecture matérielle complexe. En effet, une mise à jour du gain complexe est nécessaire et il faut s'assurer que les signaux sont correctement traités en phase.

Peut-être écrit comme

$$\gamma = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{W} / \mathbf{w}^H \mathbf{R}_b \mathbf{w} \quad (\text{II.37})$$

Si un bruit blanc gaussien spatial est considéré, alors :

$$\gamma = (\mathbf{R}_s / \mathbf{R}_b) = E[|s(t)|]^2 = \frac{|\sum_{n=1}^N \mathbf{w}^* \mathbf{n} \mathbf{v}_n|^2}{\sum_{n=1}^N |\mathbf{w} \mathbf{n}|^2 \sigma^2 \mathbf{b}, \mathbf{n}} \quad (\text{II.38})$$

En utilisant l'égalité de Schwarz,

$$|\sum_{n=1}^N \mathbf{w}^* \mathbf{n} \mathbf{v}_n|^2 \leq \left(\sum_{n=1}^N \frac{|\mathbf{v}_n|^2}{\sigma^2 \mathbf{b}, \mathbf{n}} \right) \cdot \left(\sum_{n=1}^N |\mathbf{b} \mathbf{n}|^2 \sigma^2 \mathbf{b}, \mathbf{n} \right) \quad (\text{II.39})$$

$$\gamma = E[|s(t)|^2] \frac{|\sum_{n=1}^N \mathbf{w}^* \mathbf{n} \mathbf{v}_n|^2}{\sum_{n=1}^N |\mathbf{w} \mathbf{n}|^2 \sigma^2 \mathbf{b}, \mathbf{n}} \leq \sum_{n=1}^N \frac{|\mathbf{v}_n|^2}{\sigma^2 \mathbf{b}, \mathbf{n}} \quad (\text{II.40})$$

Le signe égal ne peut être utilisé que si et seulement si

$$\mathbf{w}_n = K \frac{\mathbf{v}_n}{\sigma^2 \mathbf{b}, \mathbf{n}} \quad (\text{II.41})$$

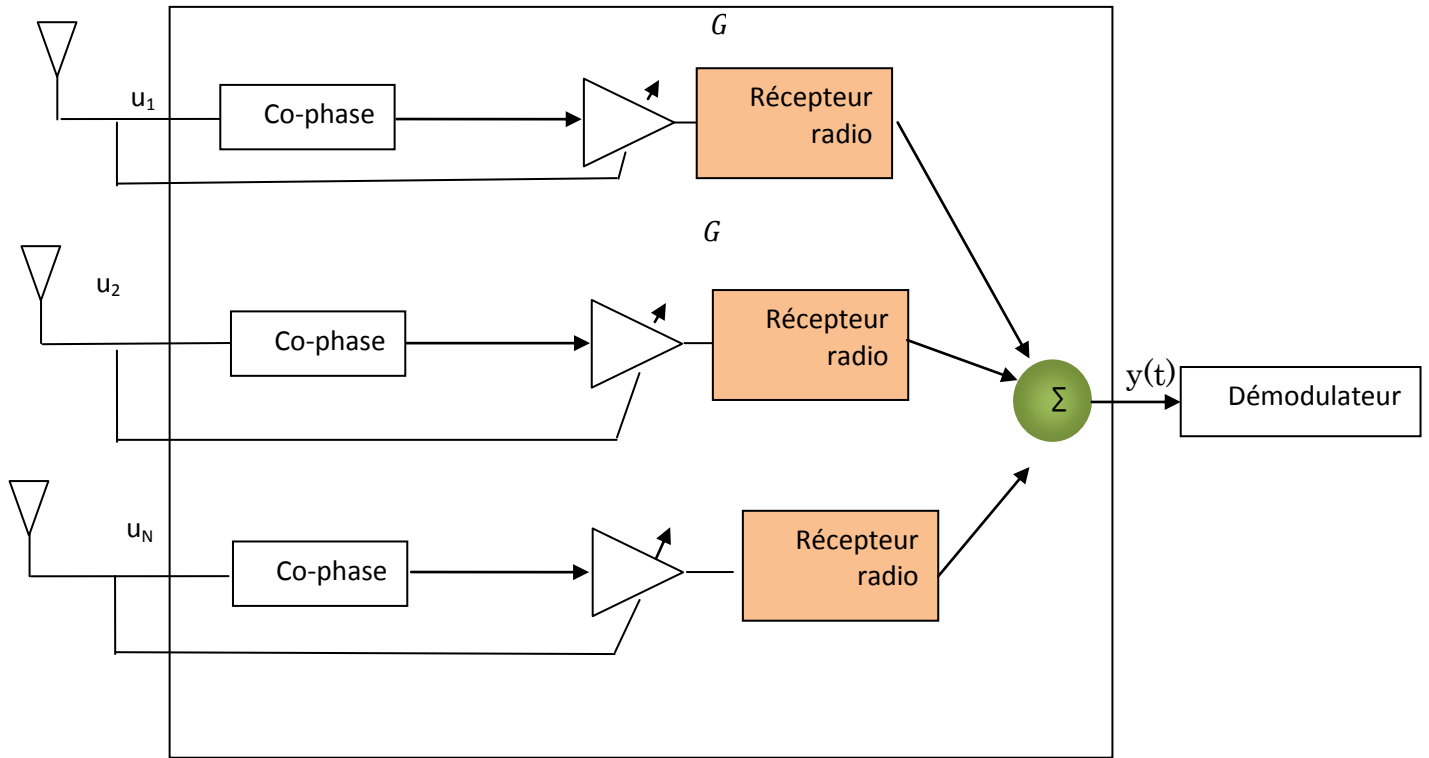


Figure II.9:Combinaison par rapport maximal (MRC)[24]

Ainsi en utilisant (&), le SNR après la technique de combinaison par rapport maximal (MRC) devient :

$$\gamma = E[|s(t)|^2] \sum_{n=1}^N \frac{|V_n|^2}{\sigma^2 b_n} \sum_{n=0}^N \gamma_n \quad (\text{II.42})$$

Avec :

$$\gamma_n = E[|s(t)|^2] \frac{V_n V_n^*}{\sigma^2 b_n} \quad (\text{II.43})$$

Où γ_n est le SNR de chaque branche avant la combinaison.

Si chaque puissance de bruit est égale à $\sigma^2 b_0$, alors

$$\gamma = E[|s(t)|^2] \sum_{n=1}^N \frac{|V_n|^2}{\sigma^2 b_n} = \frac{E[|s(t)|^2]}{\sigma^2 b_n} \sum_{n=1}^N |V_n|^2 \quad (\text{II.44})$$

II.5.4 Equal Gain Combining (EGC) :

Cette technique se situe entre les deux méthodes précédemment décrites en termes de performances et de complexité. C'est une alternative au Maximal Ratio Combining sans traitement adaptatif. Les gains sur chacune des branches sont ici constants et ne dépendent pas du niveau du signal reçu. La procédure consiste en une remise en phase et une sommation simple des signaux à la réception.

Les performances sont cependant proches de celles obtenues avec le Maximal Ratio Combining avec une complexité architecturale moindre. Dans la technique de combinaison par gain égal, les coefficients de pondération sont exprimés par :

$$w_n = \frac{v_n}{|v_n|} \quad (\text{II.45})$$

Le rapport signal sur bruit (SNR), γ , de la combinaison généralisée du système de la Figure 11 peut être écrit comme suit :

$$\gamma = (w^H R_S w) / (w^H R_b w) \quad (\text{II.46})$$

Où est γ le rapport signal sur bruit (SNR), R_s et R_b sont les matrices de covariance des vecteurs respectifs signal et bruit, définies par :

$$R_S = E[|S(t)|^2 E[W_H]] \quad (\text{II.47})$$

$$R_b = E[b b_H] \quad (\text{II.48})$$

E l'espérance mathématique.

Si un bruit blanc gaussien spatial est considéré, alors la matrice de covariance du vecteur bruit de l'équation (12) peut alors s'écrire :

$$R_b = E[\mathbf{b}\mathbf{b}^H] = \begin{bmatrix} \sigma^2 b,1 & \dots & 0 \\ \vdots & \sigma^2 b,2 & \vdots \\ 0 & \dots & \sigma^2 b,N \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

Avec $\sigma^2 b,n$ le bruit blanc gaussien de la $n^{\text{ième}}$ antenne réceptrice.

$$\gamma = \left(\frac{\mathbf{R}_s}{\mathbf{R}_b} \right) = E[|s(t)|^2] \frac{|\sum_{n=1}^N w_n^* v_n|^2}{\sum_{n=1}^N |w_n|^2 \sigma^2 b,n} = E[|s(t)|^2] \frac{\sum_{n=1}^N |v_n|^2}{\sum_{n=1}^N \sigma^2 b,n} \quad (\text{II.50})$$

Ainsi en utilisant (9), l'équation (14) devient :

$$\gamma = (\mathbf{W}^H \mathbf{R}_s \mathbf{W}) / (\mathbf{W}^H \mathbf{R}_b \mathbf{W}) = E[|s(t)|^2] \sum_{n=1}^N \frac{r^2}{\sigma^2 b,n} \quad (\text{II.51})$$

Avec :

$$r = \sum_{n=1}^N |v_n| \quad (\text{II.52})$$

Si toutes les puissances de bruit sont les mêmes et égales à $\sigma^2 b,0$ alors

$$\gamma = E[|s(t)|^2] \frac{r^2}{N \sigma^2 b,0} \quad (\text{II.53})$$

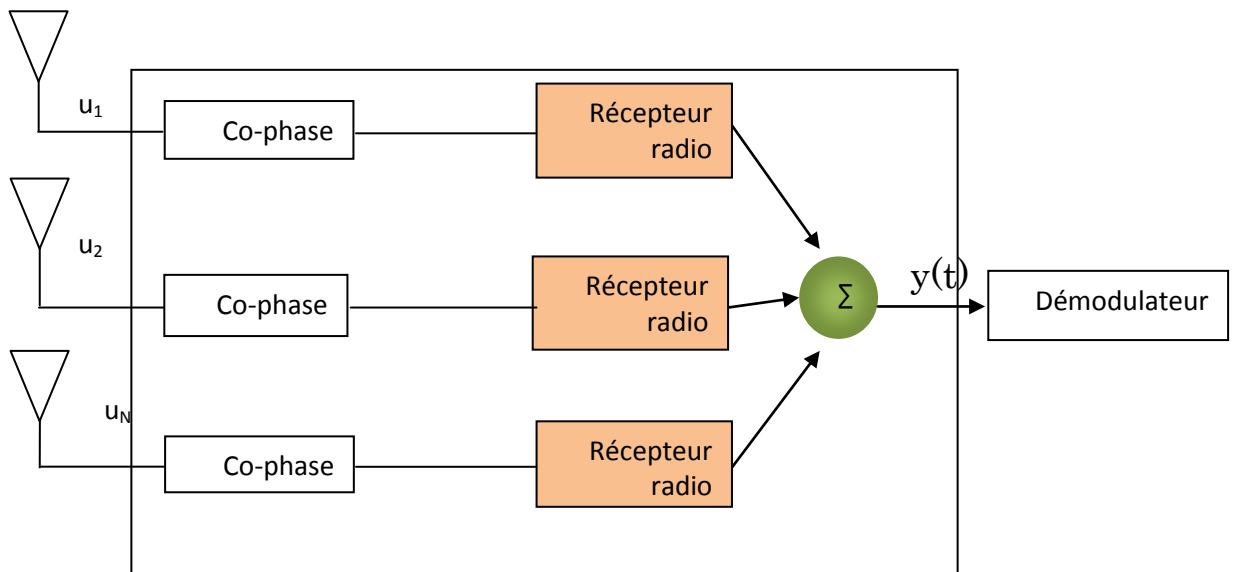


Figure .II.10: Combinaison par gain égal (EGC)[24]

II.6 Conclusion:

Nous avons présenté de nombreux points dans ce chapitre, dont les plus importants sont : les effets sur le signal dans les canaux de transmission, canaux SISO et MIMO et, et nous avons présenté aussi les techniques de recombinaisons (MRC, SC et EGC).

Le technique MRC, il est le plus utilisé, bien qu'il soit le plus complexe et le coût de la comparaison d'autres technologies.

Chapitre III : Évaluation des performances d'un système-FDMA SIMO

III.1. Introduction

Dans ce chapitre on étudie la performance le système SC-FDMA SIMO par les métriques d'évaluation (CCDF de PAPR, BER et SNR).

III.2. Les métriques d'évaluation

III.2.1. CCDF de PAPR

Le PAPR d'un signal $x(t)$ ou «peak to Average power Ratio » est par définition le rapport entre la puissance moyenne sur un temps donné.Le PAPR est très important dans les systèmes de communication, il est directement lié à la consommation énergétique des amplificateurs de puissance dans les émetteur radio mobile et est également un indicateur du risque de distorsion du signal par l'amplificateur. Le PAPR est calculé en représentant un CCDF (Complémentary Cumulative Distribution Function) de PAPR. Le CCDF de PAPR est la probabilité que le PAPR soit supérieur à une certaine valeur PAPR $PAPR_0$ ($Pr(PAPR > PAPR_0)$). C'est une mesure importante qui est largement utilisée pour la description complète des caractéristiques de puissance des signaux.

III.2.2. Taux d'erreur binaire

Le BER est le rapport des bits d'erreur et du nombre total de bits transmis pendant l'intervalle de temps.

$$BER = \frac{\text{le nombre de bit reçus erronés}}{\text{nombre de bits transmis}}$$

III.2.3. Rapport signal-sur-bruit SNR (Signal-to-Noise Ratio)

Le SNR est le rapport de l'énergie de bit (E_b) à la densité spectrale de puissance de bruit (N_0) et il est exprimé en dB.

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{bruit}}$$

III.2.4.BER vs SNR

Pour tout schéma de modulation, le BER est exprimé en termes de SNR. Le BER est mesuré en comparant le signal transmis au signal reçu et en calculant le nombre d'erreurs sur le nombre total de bits transmis.

III.3. Évaluation des performances de système SC-FDMA

Dans cette section nous évaluerons par simulation les performances du système SC-FDMA. Ainsi, nous simulerons les performances d'OFDMA pour la comparaison.

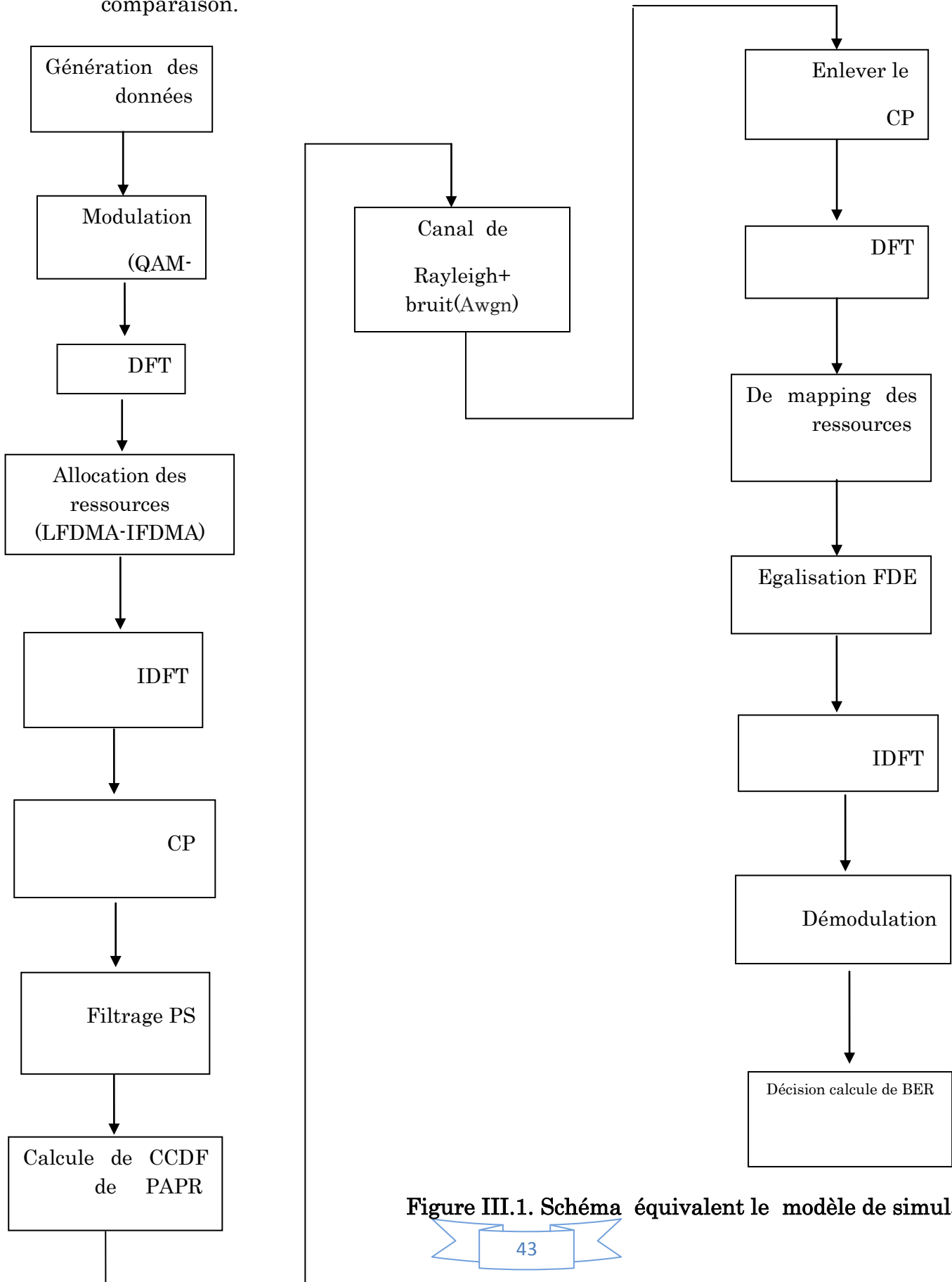


Figure III.1. Schéma équivalent le modèle de simulation

III.3.1 Le modèle de simulation

III.3.2 CCDF de PAPR

Nous évaluerons le CCDF de PAPR pour SC-FDMA et OFDMA pour. Un facteur de sur échantillonnage de 4 sera utilisé et 10^5 blocs de données seront générés pour calculer le CCDF de PAPR. Les paramètres du tableau III.1 seront exploités dans la simulation.

Paramètres	Valeur
Bande passante du system	5MHz
N	512
M	256
Longueur de CP	20
Technique de Mapping	Localisée et distribuée
Type de modulation	QPSK et 16QAM
facteur de sur échantillonnage	4

Tab III. 1 Les paramètres de simulation du système SC-FDMA.

Le CCDF de PAPR pour SC-FDMA et OFDMA est représenté dans les figures III.2 et III.3 pour la modulation QPSK et 16QAM, respectivement. Le filtre de mise en forme utilisé est un cosinus surélevé avec un factor Roll-off de 0.22. Il est clair que le système ISC-FDMA a un PAPR plus faible que celui de système OFDMA, d'environ 5,9 dB pour une modulation QPSK et d'environ 4 dB pour une 16QAM, tandis que le PAPR du système LSC-FDMA est inférieure à celui de système OFDMA d'environ 3,6 dB pour la modulation QPSK et d'environ 2,7 dB pour 16QAM, mais supérieure à celui de système ISC-FDMA d'environ 2.2 pour QPSK et d'environ 1,3 dB pour la modulation 16QAM. Ces dernières figures de CCDF montrent également que le PAPR du système SC-FDMA dépend du format de la modulation utilisée.

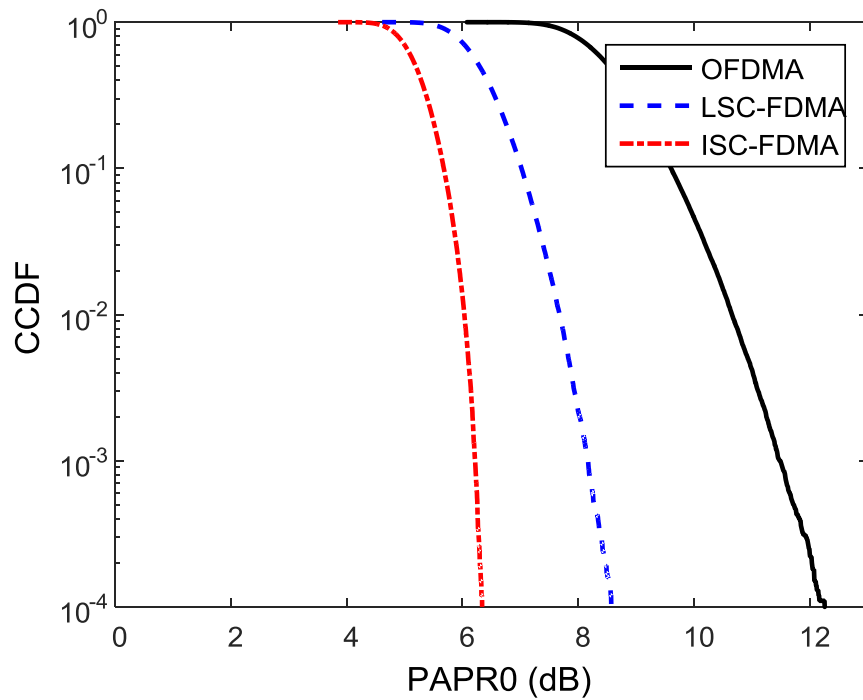


Figure III. 2 Comparaison de CCDF du PAPR entre SC-FDMA et OFDMA pour QPSK.

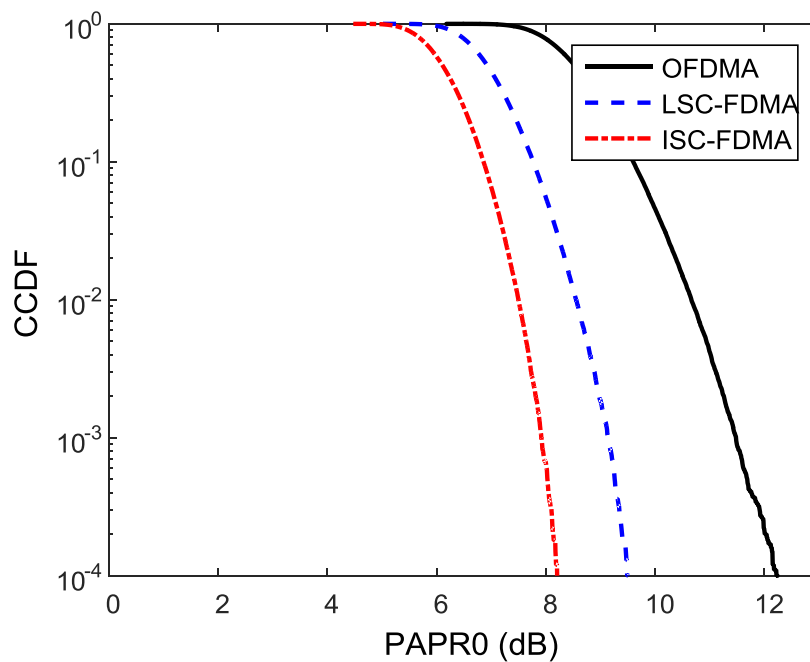


Figure III. 3 Comparaison de CCDF du PAPR entre SC-FDMA et OFDMA pour 16QAM.

Une comparaison complète du PAPR pour les différents formats de modulation à un $CCDF = 10^{-4}$ est présentée dans le tableau III.2. Il est clair que

les systèmes LSC-FDMA et ISC-FDMA ont des valeurs de PAPR inférieures à celles du système OFDMA.

	QPSK	16QAM
ISC-FDMA	6.34	8.19
LSC-FDMA	8.57	9.48
OFDMA	12.25	12.18

Tab III. 2 Les valeurs de PAPR à 10^{-4} pour les différents systèmes.

III.3.3 Les performances de BER

Les figures III.4 et III.5 représentent une comparaison entre le BER de SC-FDMA et d'OFDMA pour la modulation QPSK et 16QAM respectivement, sur un canal de Rayleigh. Le nombre de blocs de simulation utilisés est 10^5 . Il est clair des deux figures précédentes que les performances BER de SC-FDMA surmontent celles d'OFDMA. De plus, les performances du cas distribué (ISC-FDMA) sont meilleures par rapport au cas localisé (LSC-FDMA). Donc, plus le gain de réduction du PAPR achevé par le SC-FDMA, un excellent BER est aussi achevé par rapport l'OFDMA, ce qui favorise le choix de SC-FDMA par 3GPP-LTE pour la voie montante de la 4G des réseaux cellulaires.

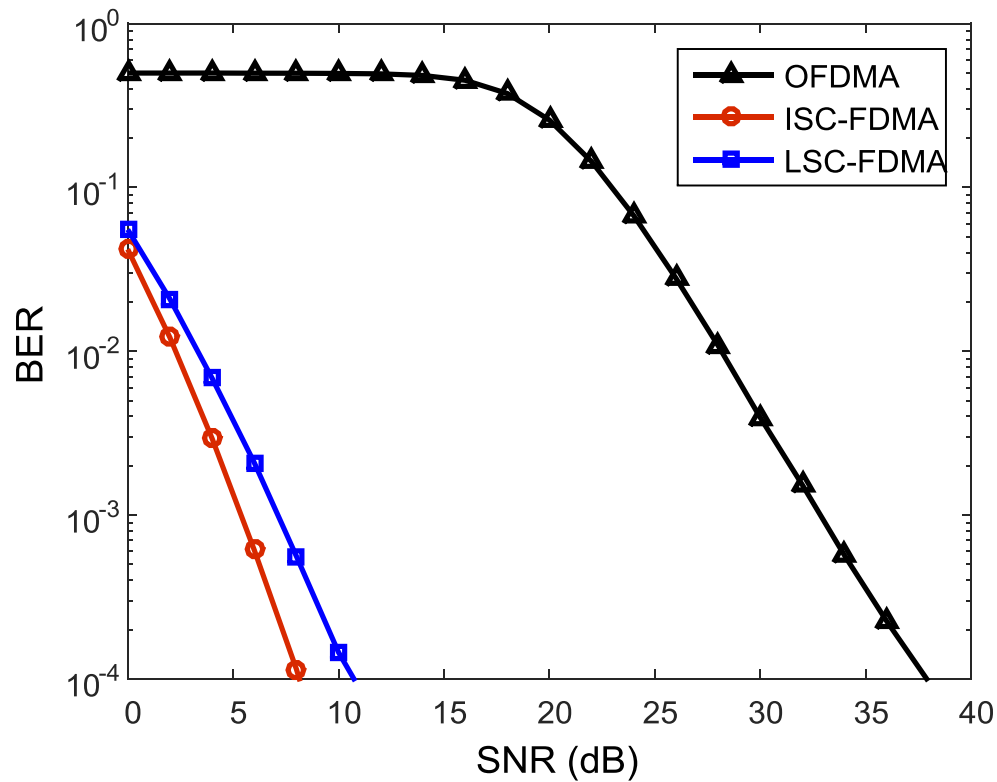


Figure III. 4 Comparaison des BER de SC-FDMA et OFDMA avec une modulation QPSK.

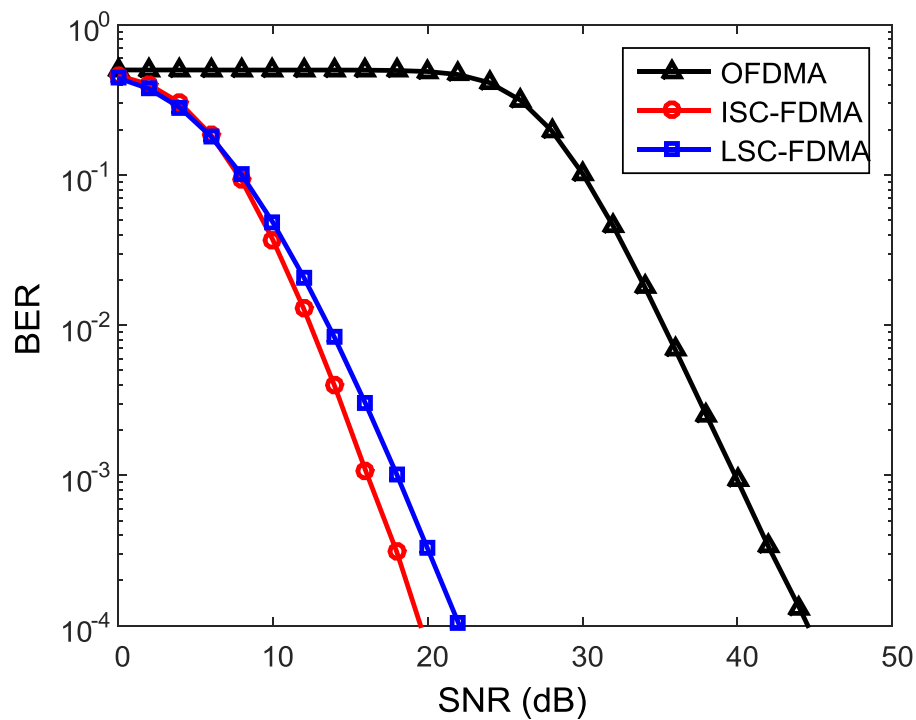


Figure III. 5 Comparaison des BER de SC-FDMA et OFDMA avec une modulation 16QAM.

III. 4. Évaluation du PAPR de système MRC SC-FDMA

Figure III.6 montre les performances PAPR du système SIMO SC-FDMA par rapport au système SIMO OFDMA utilisant la modulation QPSK avec un facteur roll-off = 0,22. Il est clair que le système SIMO ISC-FDMA a le PAPR le plus faible par rapport aux autres systèmes. En outre, le système SIMO SC-FDMA surpasse complètement le système conventionnel SIMO OFDMA en termes de performances PAPR.

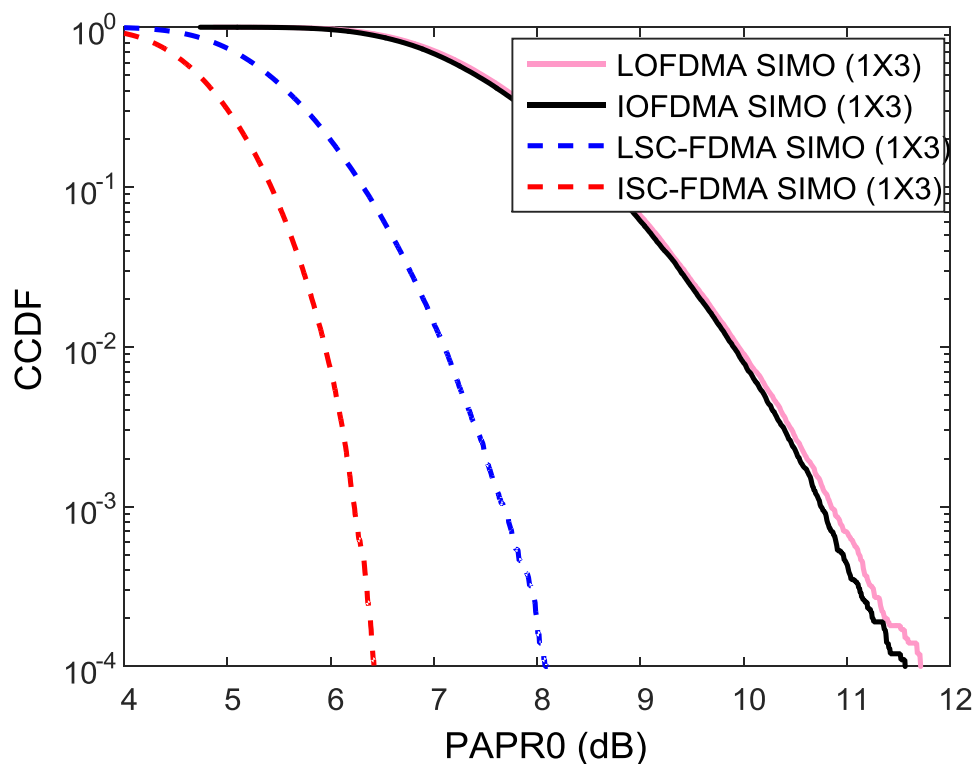


Figure III. 6 CCDF de SIMO SC-FDMA sur le canal mesuré pour QPSK.

Pour une probabilité CCDF de 10^{-4} , le système SIMO ISC-FDMA a un PAPR0 d'environ 6,42 dB, alors que pour SIMO LSC-FDMA et SIMO OFDMA est d'environ 8,07 dB et environ 11,55 dB, respectivement. Par conséquent, le gain PAPR de SIMO ISC-FDMA surpasse celui de SIMO OFDMA par 5,13 dB.

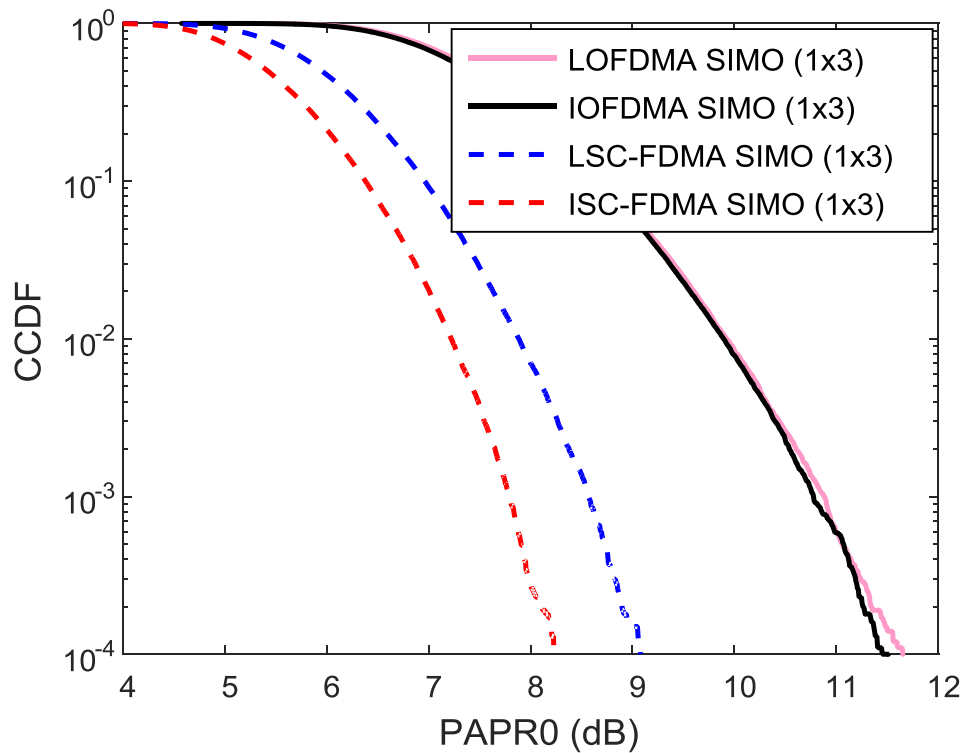


Figure III. 7 CCDF de SIMO SCFDMA sur le canal mesuré pour 16 QAM.

Figure III.7 montre les performances de PAPR du système SIMO SC-FDMA par rapport au système SIMO OFDMA utilisant la modulation 16QAM avec le facteur roll-off = 0,22. Il est clair que le système SIMO ISC-FDMA a le PAPR le plus faible par rapport aux autres systèmes. En outre, le système SIMO SC-FDMA surpasse complètement le système conventionnel SIMO OFDMA en termes de performance PAPR. Pour une probabilité CCDF de 10^{-4} , le système SIMO ISC-FDMA a un PAPR0 d'environ 8,2 dB, alors que pour SIMO LSC-FDMA et SIMO OFDMA est d'environ 9,05 dB et environ 11,5 dB, respectivement. Par conséquent, le gain PAPR de SIMO ISC-FDMA surpasse celui de SIMO OFDMA par 3,3 dB.

III.5. Comparaison des performances de SC, EGC et MRC

III.5. 1. Les performances de SNR en fonction du nombre de branches

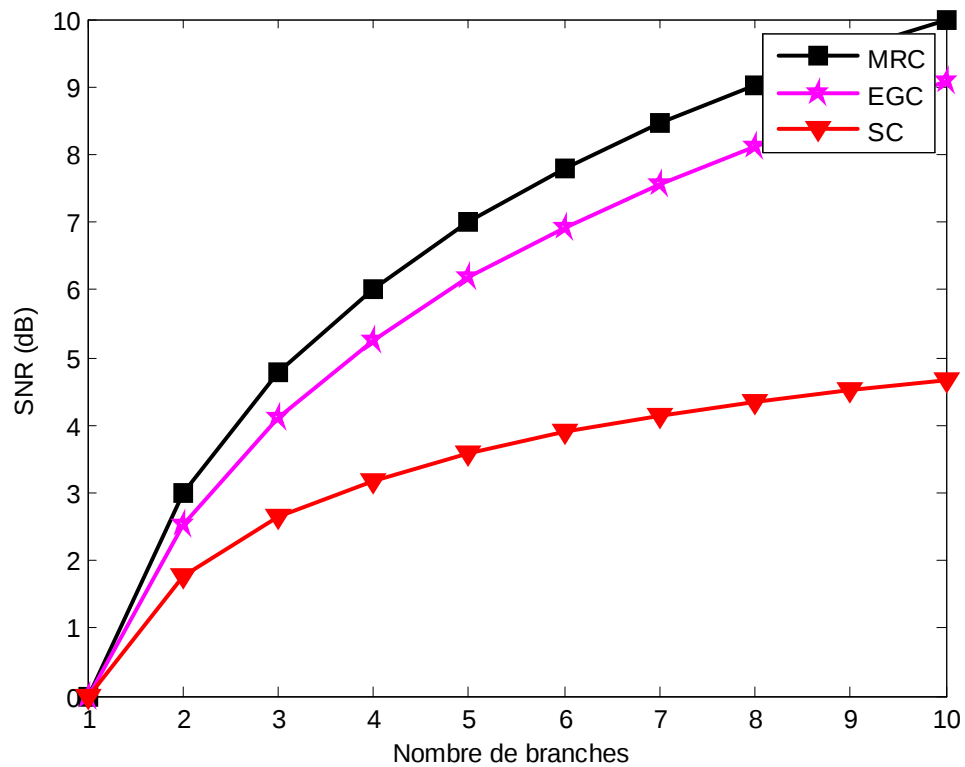


Figure III. 8 Comparaison entre SC, EGC et MRC.

Le technique MRC c'est un meilleur SNR par rapport MGC ,Ce dernier meilleur par rapport SC.

III.5. 2. Les performances de BER pour SC, EGC et MRC

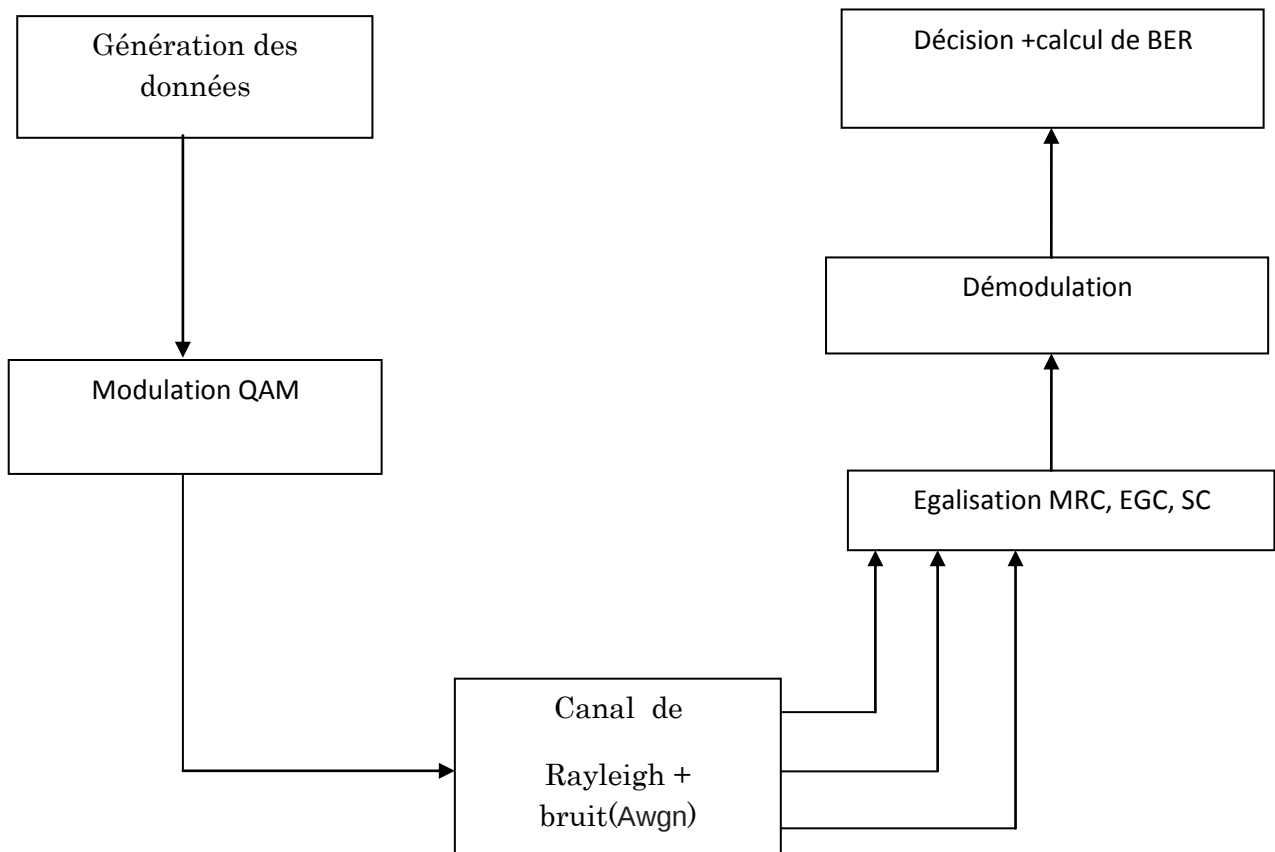


Figure III. 9 Modèle de simulation

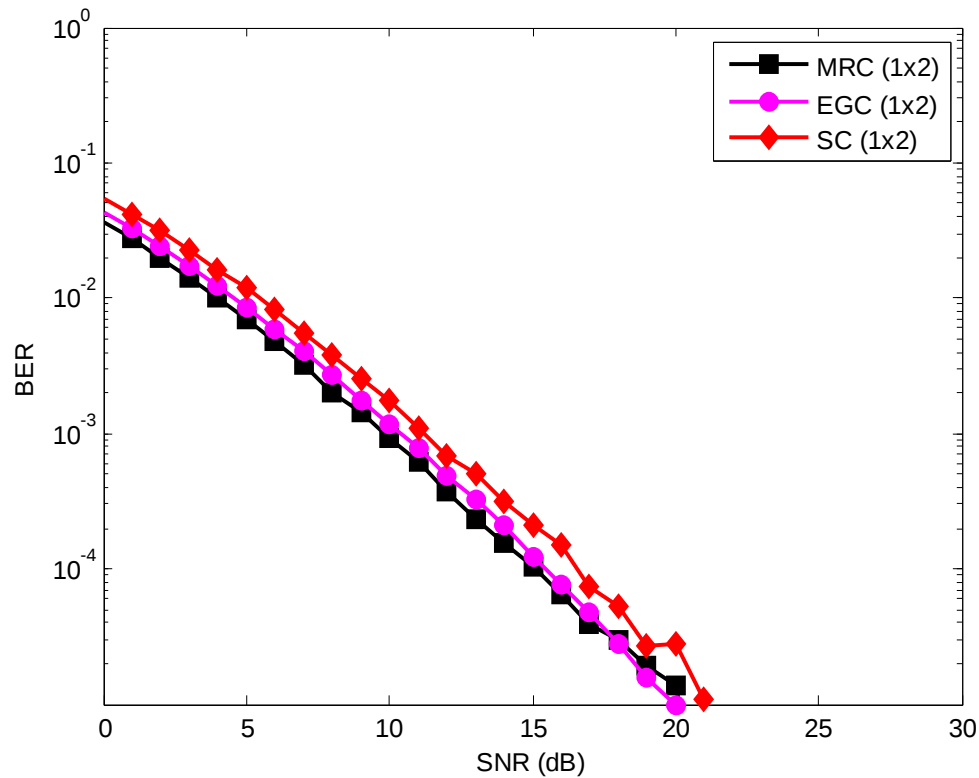


Figure III. 10 Comparaison de BER de SC, EGC et MRC pour 2 antennes de réception.

	MRC	EGC	SC
SNR	3	3	3
BER	0.01426	0.01744	0.02296
SNR	6	6	6
BER	0.004806	0.005954	0.008159

Tab III.3 Comparaison de BER de SC, EGC et MRC pour 2 antennes de réception.

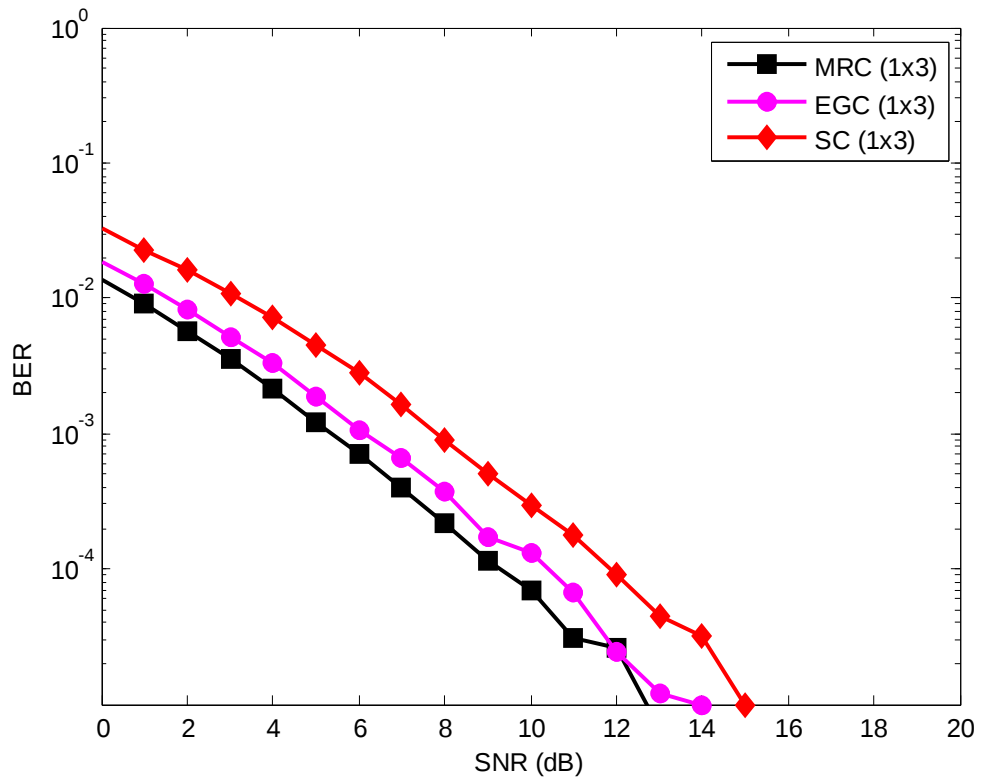


Figure III. 11 Comparaison de BER de SC, EGC et MRC pour 3 antennes de réception.

	MRC	EGC	SC
SNR	3	3	3
BER	0.003507	0.005235	0.01091
SNR	6	6	6
BER	0.00071	0.001073	0.002791

Tab III.4 Comparaison de BER de SC, EGC et MRC pour 3 antennes de réception.

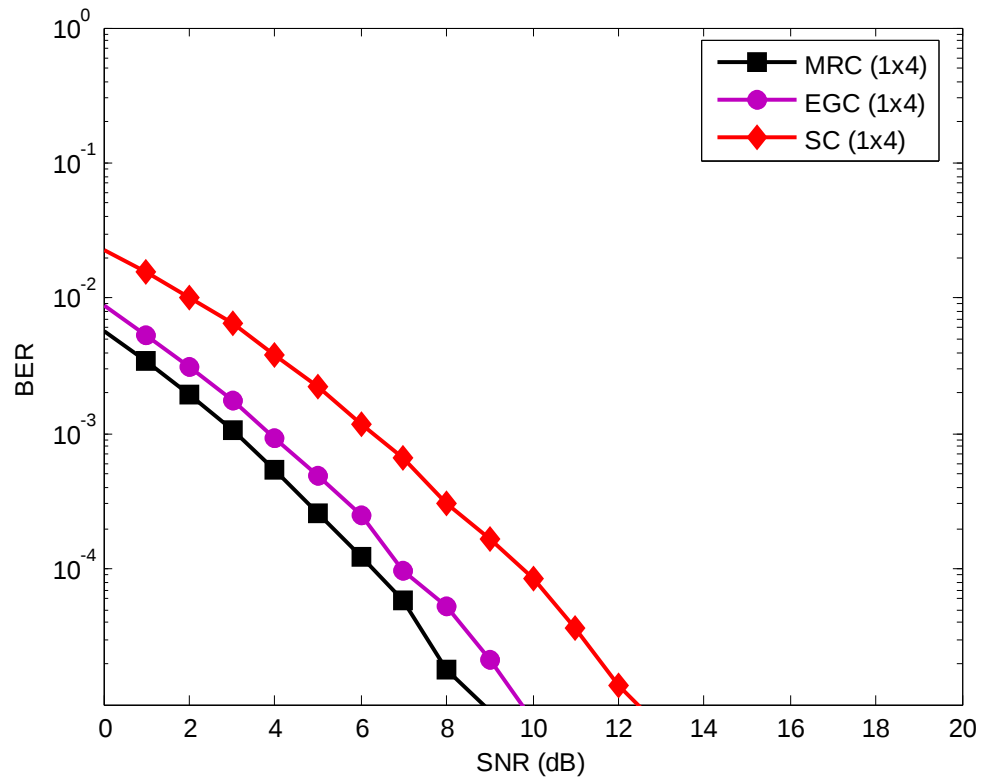


Figure III. 12 Comparaison de BER de SC, EGC et MRC pour 4 antennes de réception.

	MRC	EGC	SC
SNR	3	3	3
BER	0.001073	0.001767	0.006449
SNR	6	6	6
BER	0.000121	0.000252	0.001174

Tableau III.5 Comparaison de BER de SC, EGC et MRC pour 4 antennes de réception.

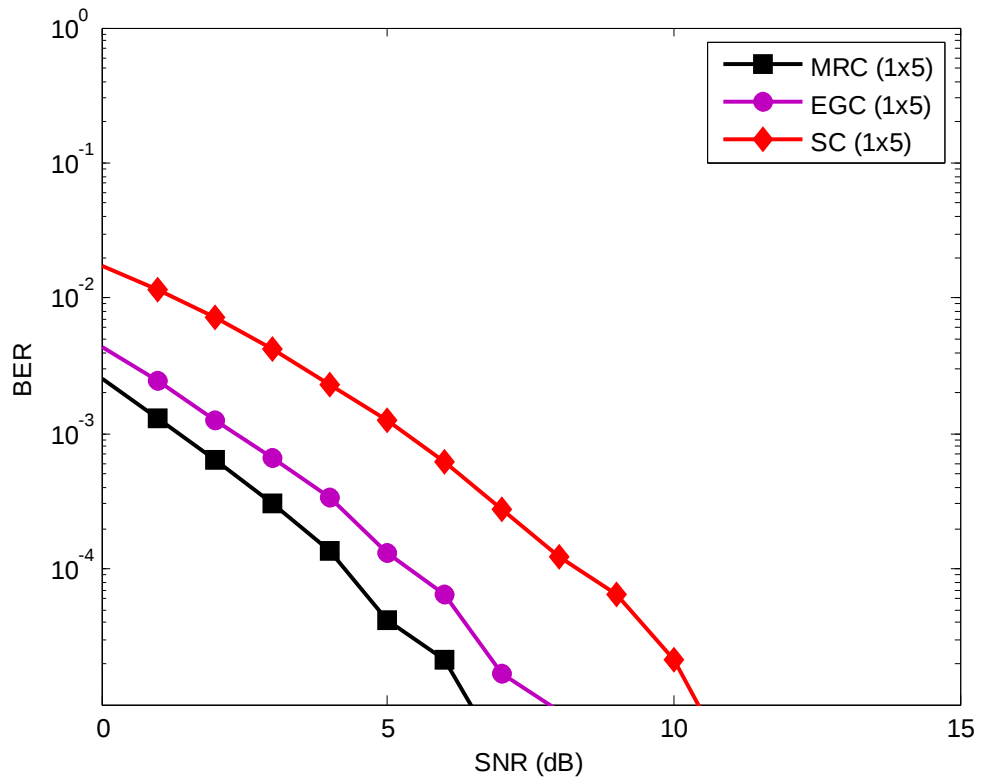


Figure III. 13 Comparaison de BER de SC, EGC et MRC pour 5 antennes de réception.

	MRC	EGC	SC
SNR	3	3	3
BER	0.000303	0.000662	0.004252
SNR	6	6	6
BER			0.000622

Tableau III. 6 Comparaison de BER de SC, EGC et MRC pour 5 antennes de réception.

Des figures et des tableaux précédents dessinent sur les points suivants :

- Pour néglige la BER augmenté la valeur SNR c-à-dire augmenter la puissance signal par rapport signal bruit.
- Plus le nombre d'antennes à augmenté dans la réception nous avons acquis le meilleur SNR.
- Il existe une corrélation directe entre le nombre d'antennes et SNR

- Il existe une corrélation indirecte entre le nombre d'antennes et SNR par apport le BER.
- La technique compare MRC qualité meilleur par apport technique EGC et SC.

III.6 Conclusion :

Nous avons présenté de nombreux points dans ce chapitre ,dont les plus importants sont :évaluation des performances de système SC-FDMA,évaluation du PAPR de système MRC SC-FDMAetComparaison des performances de SC, EGC et MRC.

Notre comparaison de la performance des méthodes d'assemblage a prouvé que MRC offre des performance optimales par apport le technique EGC et SC. Par conséquent il est le plus utilisé dans les stations fixes de BTS, bien qu'il soit le plus complexe et le coût de la comparaison d'autre technologies.

Il est clair que le système SIMO ISC-FDMA a le PAPR le plus faible par rapport aux autre système .

CONCLUSION GENERALE

Dans cette mémoire a été d'évaluation des performance d'un système SC-FDMA SIMO, ce mémoire a été d'évaluation des performance du système ,lorsque cette mémoire est considérée comme un élément de base dans le domaine de la recherche scientifique ,il contenait trois chapitres:

Dans le premier : le système SC-FDMA ,nous avons introduit dans le premier temps le principe de base de la technique de multiplexage par division en fréquence sur une porteuse unique SC-FDMA dans un deuxième temps ,il aborde les deux modes d'allocation des ressources le mode de distribué I-FDMA et localisé L-FDMA. En suit le schéma bloc du système SC-FDMA .étude du PAPR du signal SC-FDMA, enfin nous avons présenté le SC-FDMA dans la norme 3GPP LTE.

Dans le deuxième : le système SIMO et diversité de réception ,nous avons discuté : les effets sur le signal dans les canaux de transmission ,canal de Rayleigh ,canaux SISO et MIMO, le système SC-FDMA SIMO et les techniques de recombinaison (EGC ,MRC et SC).

Dans le troisième: évaluation de performance de SC-FDMA SIMO, nous avons présenté les résultats obtenus par simulation dans Matlab, qui comprenait les éléments suivants:

Les métrique d'évaluation (CCDF de PAPR),l'évaluation de performance de système SC-FDMA, les modèle de simulation, les performance de BER, l'évaluationdu PAPR de système MRC SC-FDMA et comparaison des performance de SC,EGC et MRC.

Bibliographie

[01] Mérouane Debbah, "Introduction aux principes de l'OFDM", Support de cours, Chaire Alcatel-Lucent en radio flexible, France, 2013.

[02] Florent Dupont "UE MIF05 : Réseaux Codage et éléments de théorie de l'information" Université Claude Bernard Lyon1 Département Informatique / Laboratoire LIRIS.

[03] François Preghenella "le réseau information "
<http://ekldata.com/VOZqO73TsABVJBbzZSOP5zb7tSU.pdf>

[04] Patrice KADIONIK " BASES DE TRANSMISSIONS NUMERIQUES Les modulations numériques " Electronique, INFORMATIQUE et RADIOCOMMUNICATION.
<ftp://ftp-developpez.com/kadionik/reseau/modulations-numeriques.pdf>

[05] Emmanuel MANISCALCO/ Patrice ANTONELLI "Rapport technique de réalisation de maquettes illustrant le transport WCDMA" PROJET TUTEURE 2001 – 2002 [adapté]
<https://passiontelecom.files.wordpress.com/2013/02/rapporttech.pdf>

[06] Marion Bellard "Influence du mapping sur la reconnaissance d'un système de communication". Théorie de l'information [cs.IT]. Université Pierre et Marie Curie, 2014. Française. .

[07] BRAHIMI Zouheira et ZELLOUMA Hadjra "Effet d'HPA sur le système SC-FDMA" MASTER ACADEMIQUE Université Echahid Hamma Lakhdar-El Oued

[08] Yvon Sosthène YAMEOGO THÈSE DOCTEUR "Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA " UNIVERSITÉ DE RENNES 1

[09] H. G. Myung, Kyungjin Oh, Junsung Lim, and D. J. Goodman. Channel dependent scheduling of an uplink SC-FDMA system

with imperfect channel information. In Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conf. WCNC 2008, pages 1860–1864, 2008.

[10] Junsung Lim, H. G. Myung, Kyungjin Oh, and D. J. Goodman. Channel dependent scheduling of uplink single carrier fdma systems. In Proc. VTC- 2006 Fall Vehicular Technology Conf. 2006 IEEE 64th, pages 1–5, 2006.

[11] <http://www.wireless-techbook.com/blocs-de-systeme-de-liaison-montante-lte/213-1single-transporteur-fdma.html> », Date de consultation juin 2013

[12] J. Palicot and Y. Louet. Power ratio definition and analysis in single carrier modulation. European Signal Processing Conference, EUSIPCO, 2005

[13] J. Tellado-Mourelo. Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation. PhD thesis, Stanford University, Sept 1999.

[14] D. Guel, Y. Louet, and J. Palicot. A geometric method for PAPR reduction in a signal adding context for OFDM signals. In Proc. 15th Int Digital Signal Processing Conf, pages 347–350, 2007.

[15] Hyung G. Myung and al. Peak-to-average power ratio of single carrier fdma signals with pulse shaping. IEEE PIMRC, 1, Sep. 2006.

[16] S. K. Yusof, N. Fisal, U. Kannan, and Y. H. Wong. A block coded amplitude clipping and filtering for peak-to-average power ratio in orthogonal frequency division multiplexing system. In Proc. Student Conf. Research and Development SCORED 2003, pages 105–108, 2003.

[17] Ochiai. H and Imai. H. On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM system. 49 :282–289, 2001.

[18] Olivier Berder, "Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des Systèmes de transmission multi-antennes", Thèse doctorat, Université de Bretagne Occidentale, France, 2002.

[19] Yvon Sosthème YAMOEOGO "Etude de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA" Docteur de l'université de Rennes1

[20] I. E. TELATAR : Capacity of multi-antenn a gaussian channels. European Trans. on Telecomm., 10(6):585–595, November 1999

[21]R.J. RUMMEL : UnderstandingCorrelation. 1976.

[http ://www.mega.nu :8080/ampp/rummel/uc.htm](http://www.mega.nu:8080/ampp/rummel/uc.htm).

[22]The free encyclopedia WIKIPEDIA : Correlation.

[http ://en.wikipedia.org/wiki/Correlation](http://en.wikipedia.org/wiki/Correlation)

[23]The freeen cyclopedia WIKIPEDIA : Covariance matrix.

[http ://en.wikipedia.org/wiki/Covariance_matrix](http://en.wikipedia.org/wiki/Covariance_matrix).

[24]D.F. ELLIOT : Handbook of Digital Signal processing Engineering Applications.

Abstract

Multi-input multiple output (MIMO) communication systems have received considerable attention in recent years as a means of improving the performance of wireless communication. The MIMO technique uses multiple antennas at both the transmitter and receiver to achieve significant capacity over conventional single antenna systems (SISO). A MIMO system can provide a high bit error rate (BER) by benefiting from spatial diversity and providing a higher bit rate through spatial multiplexing. MIMO techniques are very useful at the base station, where the spacing between the antennas is very easy to respect. On the mobile terminal, however, a single antenna is more practicable, so the SIMO technique is recommended for the uplink. In addition, the SIMO technology has been combined with all modern wireless communication systems such as SC-FDMA. Different types of diversity represent different combination methods used in the literature, namely SC, EGC and MRC. The aim of this work is to compare the performance of the various combiners in the SIMO SC-FDMA system.

Mots clés :

SIMO, SC-FDMA, MRC, SC, EGC

ملخص

في هذه السنوات الأخير يوجد اهتمام كبير بأنظمة الاتصالات متعددة المداخل والمخارج (MIMO) لما توفره من تحسين لأداء الاتصالات اللاسلكية حيث ان تقنية (MIMO) تستعمل عدة هوائيات في كل من المستقبل والمرسل وبهذا التعدد للهوائيات جعلها توفر قدرة كبير بالنسبة لتقنية التقليدية (SISO) ويمكن لنظام (MIMO) أن يوفر (BER) مرتفع وذلك بالاستفادة من التنوع وان يوفر نسبة مرتفعة لتدفق البيانات وذلك بتعدد الإرسال وتقنية (MIMO) مفيد جدا بالنسبة ل BTS حيث يسهل التباعد بين الهوائيات بسهولة على عكس المحطة المتنقلة حيث أن الهوائي الواحد هو الأكثر قابلية لتطبيق ولذلك يوصى باستخدام تقنية (SIMO) للمسار الصاعد .ولقد تم دمج حديث هذه التقنية (SIMO) في العديد من أنظمة الاتصالات اللاسلكية مثل SC-FDMA بالإضافة إلى هذا تم دمج أنظمة لتجميع مثل (SC),(MRC),(EGC). والهدف الأساسي من هذا العمل هو تقييم أداء نظام SC-FDMA مضاف لها نظام SIMO.

Mots clés :

SIMO,SC-FDMA,MRC,SC,EGC