

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبو بكر بلكايد
تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Télécommunications

Spécialité : Réseaux et Télécommunications

Par : HIDAOUI Sarra & BENABDALLAH Bouchra Nouha

Sujet

Estimation des canaux pour les réseaux Massive MIMO à espace-temps fréquence orthogonal OTFS

Le 30 /09/ 2020, devant le jury composé de :

S. KAMECHE
M. BOUSAHLA
S.M. MERIAH
F. DERRAZ

Univ. Tlemcen
Univ. Tlemcen
Univ. Tlemcen
Univ. Tlemcen

President
Examineur
Examineur
Encadrant

Année universitaire 2019-2020

Remerciements

En préambule à ce mémoire nous remercions ALLAH qui nous a aidé et nous a donné la patience et le courage durant ces longues années d'étude.

Ces remerciements vont tout d'abord au corps professoral et administratif de la Faculté de technologie de Tlemcen, pour la richesse et la qualité de leur enseignement et qui déploient de grands efforts pour assurer à leurs étudiants une formation actualisée.

Nous adressons le grand remerciement à notre encadreur Mr **F. DERRAZ** pour ces précieux conseils et remarques constructives, sa patience et pour tout le temps qu'il nous a consacré du début à la fin de ce travail.

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury les maitres de conférences du département de télécommunication Mr **S. KAMECHE**, Mr **M. BOUSAHLA** et Mr **S.M. MERIAH** qui ont cordialement accepté d'être rapporteurs de ce travail.

On remercie chaleureusement nos parents, qui ont été toujours à nos cotés, pour leur contribution, leur soutien et leur patience.

Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours encouragées au cours de la réalisation de ce mémoire.

Merci à tous et à toutes.

Dédicace

Tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude, l'amour, le respect, la reconnaissance.

Je dédie ce mémoire à :

À mes très chers parents pour tous leurs sacrifices, leur soutien, leur prière tous au long de mes études et qui ne cessent de me donner avec amour le nécessaire pour que je puisse arriver à, ce que je suis aujourd'hui. Que dieux vous protège et que la réussite soit toujours à ma portée pour que je puisse vous combler de bonheur.

Mes chères sœurs : Meriem, Fatiha, Assia, Zieneb.

Mes chers frères : Mohamed ,Yacine.

À mes chers amis : Mezara Imad-Eddine Khaled , Sekkal Nour-Elhouda , que je les considère comme une deuxième famille.

A toute ma famille, à tous mes amis et toute la promotion de télécom.

Enfin à mon binôme Nouha.

Dédicace

Je dédie ce travail à ma famille, et plus précisément à mon père et ma mère qui m'ont toujours soutenu et poussé à continuer mes études. Ce présent travail a pu voir le jour grâce à leur soutien.

Je tiens également à exprimer ma gratitude à mon encadreur Mr DERRAZ Fouad, professeur au département Réseaux et Télécommunications, qui s'est montré très patient à mon endroit. Sa passion et son enthousiasme à aider les étudiants dans leur parcours universitaire méritent d'être soulignés.

Je dédie aussi du fond du cœur mes amies de longue date, CHERIFI Sabah et BENMANSOUR Amel, pour entre autres avoir eu la gentillesse de me soutenir, et m'avoir prodigué de bons encouragements. Mon amie de présent et pour toujours ma binôme HIDAOUI Sarra qui était très active, passionnée, aimable, merci pour tes efforts et ton aide continue.

Je voudrais également être reconnaissante à Monsieur HAMIDAOUI Med DIRECTEUR du Centre de Maintenance et Production (Algérie Telecom). grâce à lui il a été possible tout au long de ces deux années de poursuivre mes études. Mes mots sont trop petits pour exprimer toute la gratitude que mon cœur contient pour vous qui êtes si gentil, patient, compréhensif envers moi.

Enfin, je ne peux passer outre ma reconnaissance envers, mes sœurs, mes cousines, tous mes amis, mes tantes . Leur présence, leur écoute, leur confiance en moi et leur soutien constant m'assurent des bases solides me permettant de persévérer et de me surpasser.

Merci beaucoup

Résumé :

nous présentons un nouveau schéma de modulation 2D appelé OTFS (Orthogonal Time Frequency & Space) qui multiplexe les symboles QAM d'information sur une nouvelle classe de formes d'onde porteuses qui correspondent à des impulsions localisées dans une représentation de signal appelée représentation retard-Doppler. OTFS constitue une large généralisation des modulations conventionnelles de temps et de fréquence telles que TDM et FDM et, dans une perspective plus large, il établit un lien conceptuel entre le radar et la communication. Les formes d'onde OTFS se couplent avec le canal sans fil d'une manière qui capture directement la physique sous-jacente, produisant une image radar à retard Doppler haute résolution des réflecteurs constituants. En conséquence, le canal sélectif temps-fréquence est converti en une interaction invariante, séparable et orthogonale, où tous les symboles QAM reçus subissent la même altération localisée et toutes les branches de diversité retard-Doppler sont combinées de manière cohérente. La séparation retard-Doppler haute résolution des réflecteurs permet à l'OTFS d'approcher la capacité du canal avec un compromis performance-complexité optimal grâce à une mise à l'échelle linéaire de l'efficacité spectrale avec l'ordre MIMO et la robustesse aux conditions de canal Doppler et multitrajets. OTFS est un outil permettant de réaliser pleinement la promesse des gains MUMIMO, même dans des paramètres de déploiement 5G difficiles où l'adaptation est irréaliste.

Abstract :

We introduce a new 2D modulation scheme referred to as OTFS (Orthogonal Time Frequency & Space) that multiplexes information QAM symbols over new class of carrier waveforms that correspond to localized pulses in a signal representation called the delay-Doppler representation. OTFS constitutes a far reaching generalization of conventional time and frequency modulations such as TDM and FDM and, from a broader perspective, it establishes a conceptual link between Radar and communication. The OTFS waveforms couple with the wireless channel in a way that directly captures the underlying physics, yielding a high-resolution delay-Doppler Radar image of the constituent reflectors. As a result, the time-frequency selective channel is converted into an invariant, separable and orthogonal interaction, where all received QAM symbols experience the same localized impairment and all the delay-Doppler diversity branches are coherently combined. The high resolution delay-Doppler separation of the reflectors enables OTFS to approach channel capacity with optimal performance-complexity tradeoff through linear scaling of spectral efficiency with the MIMO order and robustness to Doppler and multipath channel conditions. OTFS is an enabler for

realizing the full promise of MUMIMO gains even in challenging 5G deployment settings where adaptation is unrealistic.

ملخص:

نقدم مخطط تعديل ثنائي الأبعاد جديدًا يسمى OTFS (التردد الزمني المتعامد والفضاء) والذي يضاعف رموز المعلومات QAM على فئة جديدة من أشكال الموجة الحاملة التي تتوافق مع النبضات الموجودة في تمثيل إشارة يسمى تمثيل التأخير. دوبلر. OTFS هو تعميم واسع للوقت التقليدي وتشكيلات التردد مثل TDM و FDM ، ومن منظور أوسع ، فإنه ينشئ رابطًا مفاهيميًا بين الرادار والاتصالات. تقترن أشكال موجة OTFS بالقناة اللاسلكية بطريقة تلتقط الفيزياء الأساسية مباشرةً، مما ينتج عنه صورة رادار دوبلر لتأخير التأخير عالية الدقة للعاكسات المكونة. ونتيجة لذلك، يتم تحويل القناة الانتقائية للتردد الزمني إلى تفاعل ثابت وقابل للفصل ومتعامد، حيث تخضع جميع رموز QAM المستقبلية لنفس التغيير الموضعي ويتم دمج جميع فروع تنوع دوبلر المتأخر بشكل متماسك. يسمح الفصل عالي الدقة للعاكسات بتأخير دوبلر OTFS بالاقتراب من سعة القناة بمقايضة مثالية للأداء والتعقيد من خلال القياس الخطي للكفاءة الطيفية مع ترتيب MIMO والمتانة لقناة دوبلر وظروف تعدد المسيرات. OTFS هي أداة لتحقيق وعد مكاسب MUMIMO بالكامل ، حتى في إعدادات نشر 5G الصعبة حيث يكون التكيف غير واقعي.

LES MOTS CLES

OFDM

SYSTEMES MIMO

OTFS

Table des matières :

Remerciements	1
Dédicaces	2
Résumé en français	4
Résumé en anglais	4
Résumé en arabe.....	5
Table des matières.....	6
Table des figures.....	10
Liste des tableaux	11
Glossaire.....	12

Sommaire :

Introduction générale	14
------------------------------------	----

CHAPITRE 1 : Estimation des canaux

I. Introduction	16
I. 1 Première génération(1G)	17
I. 2 Deuxième génération (2G)	17
I.3 Troisième génération (3G)	18
I.4 Quatrième génération (4G)	19
I.5 Cinquième génération (5G).....	20
II- Généralité sur le canal	20
II.1 Phénomène de l'atténuation	20
II.2 Phénomène de l'évanouissement	21
II.3 Canal sans fil - propagation du retard.....	23
II.4 Canal sans fil - propagation Doppler.....	23
II.5 Canal sans fil à Doppler élevé	24
II.5.1 Trajets multiples, étalement du retard	24
II.5.1.1 Le phénomène de réflexion	25
II.5.1.2 le phénomène de diffusion	25
II.5.1.3 Le phénomène de diffraction	25

III. Sélectivité du canal	27
III.1 Canal sélectif en temps et en fréquence	27
III.2 La bande de cohérence	28
III.3 Le temps de cohérence	28
III.4 Types de canaux à évanouissement	30
III.4.1 Canal non sélectif en fréquence à évanouissement lent	30
III.4.2 Canal non sélectif en fréquence à évanouissement rapide ...	31
III.4.3 Canal sélectif en fréquence à évanouissement lent	31
III.4.4 Canal sélectif en fréquence à évanouissement rapide	31
IV. Les systèmes MIMO	32
IV.1 Modèle de canal MIMO	32
IV.2 OFDM	33
IV.2.1 Définition de OFDM	33
IV.2.2 Principe de OFDM	34
IV.3 Orthogonalité	35
IV.3.1 Schéma de modulation classique – OFDM.....	35
IV.3.2 Modèle de système OFDM	36
V. Systèmes MIMO-OFDM	38
V.1 Modulation et Démodulation	38
V.2 Association MIMO-OFDM	38
V.3 Techniques multi-porteuses	39
V.4 Les interférences entre symboles	40
V.5 Les interférences entre porteuse ICI	41
VI Présentation des canaux sans fil	42
VII. Conclusion	43

CHAPITRE 2 : Estimation de canal pour l'espace-temps-fréquence orthogonal (OTFS) MIMO Massive

I. Introduction	45
II. CANAL SANS FIL DANS LE DOMAINE DELAY-DOPPLER	46
III. modulation OTFS	48
III.1 définition	48
III.2 La modulation QAM	49
IV. Le principe de la modulation	52
IV.1 Modulation OTFS	54
IV.2 Démodulation OTFS	55
V Conclusion	58

CHAPITRE 3 : Simulation

I. Introduction	59
II. Avantage de performance OTFS sur OFDM	59
II.1 les cas d'utilisation de la 5G	59
II.2 Large bande améliorée	60
II.3 résultats d'égalisation	61
III Algorithme de détection de passage pour OTFS	63
III.1 Algorithme de détection MP de faible complexité pour OTFS	63
III.2 Application de l'algorithme de détection de MP pour OFDM sur les canaux de retard-doppler	63
IV résultats illustratifs	64
V Conclusion	68
Conclusion générale	69

Table des figures :

Figure 1 : Evolution des réseaux mobiles	16
Figure 2 : Multiplexage fréquentiel	17
Figure 3 : Multiplexage codé.....	18
Figure 4 : Multiplexage temporel.....	18
Figure 5: technique de multiplexage OFDMA.....	19
Figure 6 : représenté la réponse impulsionnelle du canal.....	22
Figure 7 : Réponse du canal à une impulsion.....	22
Figure 8 : transmission multi trajet	25
Figure 9 : Modélisation mathématique des multi-trajets.....	26
Figure 10 : le signal reçu au niveau de récepteur	26
Figure 11 : Etalement temporel et bande de cohérence du canal	27
Figure 12 : Exemple (1) de signaux partiellement superposés.....	29
Figure 13 : Exemple (2) de signaux superposés	29
Figure 14 : Exemple (3) réponse impulsionnelle pour un canal sélectif en fréquence...	30
Figure 15 : La sélectivité de canal de transmission	31
Figure 16 : Modèle de MIMO	32
Figure 17 : système de MIMO.....	32
Figure 18 : présentation fréquentiel et temporelle d'un signal OFDM	34
Figure 19 : spectre d'un signal OFDM	35
Figure 20 : orthogonales dans une forme d'onde OFDM	36

Figure 21 : modulation IFFT/OFDM	37
Figure 22 : démodulation FFT/OFDM	37
Figure 23 : schéma de transmission MIMO-OFDM	39
Figure 24 : des interférences entre symboles.....	41
Figure 25 : Représentation des interférences entre porteuses.....	42
Figure 26 : Réponse de transfert à variante Doppler	42
Figure 27 : Amplitude au carré de la réponse impulsionnelle d'un modèle de canal Doppler Jakes à 300 Hz avec 25 prises de profil de retard de puissance uniforme dans (a) domaine temps-fréquence, (b) domaine de retard temporel et (c) domaine de retard Doppler	47
Figure 28 : Schéma fonctionnel du modulation OTFS.....	48
Figure 29 : un exemple de la cartographie d'une constellation normalisée en 16 points (M=16) ...	50
Figure 30 : Exemple d'une modulation QAM-16.....	51
Figure 31 : Mappage des symboles d'information (domaine retard-Doppler) aux fonctions de base (domaine temps-fréquence)	52
Figure 32 : Étapes de traitement OTFS multi-porteuses.....	53
Figure 33 : Schéma fonctionnel de la modulation OTFS : émetteur et récepteur.....	55
Figure 34 : Débit de gros paquets 30 km / h	62
Figure 35 : Débit de petits paquets 30 km / h	62
Figure 36 : La performance BER de l'OTFS pour un nombre différent de termes d'interférence (E) avec 4-QAM.....	65
Figure 37 : La variation de BER	66
Figure 38 : moyenne non. d'itérations avec Δ	67
Figure 39 : Comparaison des performances BER entre les systèmes OTFS et OFDM à différentes fréquences Doppler.....	68

Liste des tableaux :

Tableau 1 : paramètre de simulation 1	60
Tableau 2 : paramètre de simulation 2	64

Glossaire

- **1G** : 1st **G**eneration mobile communication systems
- **2G** : 2nd **G**eneration mobile communication systems
- **3G** : 3rd **G**eneration mobile communication systems
- **3GPP** : 3 rd **G**eneration **P**artnership **P**roject
- **4G** : 4th **G**eneration mobile communication systems
- **5G** : 5th **G**eneration mobile communication systems
- **ADSL** : **D**igital **S**ubscriber **L**ine
- **BER** : **B**it **E**rror **R**ate
- **BTS** : **S**tation de **b**ase
- **CDMA** : **C**ode **D**ivision **M**ultiple **A**ccess
- **CP** : **C**yclic **P**refix
- **DAB** : **D**igital **A**udio **B**roadcasting
- **eMBB** : enhanced **M**obile **B**roadband
- **FEC** : forward error correction
- **FFT** : **F**ast **F**ourier transform.
- **ICI** : **I**nter **C**arrier **I**nterference
- **IDFT** : **I**nverse **D**iscret **F**ourier **T**ransform.
- **IDI** : **I**nter **D**oppler **I**nterference
- **IEEE** : **I**nstitute of **E**lectrical and **E**lectronics **E**ngineers
- **IES** : **I**nterférences **E**ntre **S**ymboles
- **IFFT** : **I**nverse **F**ast **F**ourier transform.
- **IoT** : **I**nternet of **T**hings
- **LOS** : **L**ine-**O**f-**S**ight
- **LTE** : **L**ong **T**erm **E**volution
- **LTV** : variation temporelle **L**inéaire

- **MIMO** : **M**ultiple **I**nput/**M**ultiple **O**utput
- **mMTC** : **m**assive **M**achine **t**ype **c**ommunications
- **mmWAVE** : **m**illimétrique **W**ave
- **MP** : **m**essage **p**assing
- **OFDM** : **O**rthogonal **F**requency **D**ivision **M**ultiplexing
- **OFDMA** : **O**rthogonal **F**requency **D**ivision **M**ultiple **A**ccess
- **OTFS** : **O**rthogonal **T**ime **F**requency **S**pace
- **QAM** : **Q**uadrature **A**mplitude **M**odulation
- **SFFT** : **S**ymplectic **F**inite **F**ourier **T**ransform
- **SMS** : **S**hort **M**essage **S**ervice
- **SNR** : **S**ignal-to-**N**oise **R**atio
- **TDMA** : **T**ime **D**ivision **M**ultiple **A**ccess
- **UMTS** : **U**niversal **M**obile **T**elecommunications **S**ystem
- **uRLLC** : **u**ltra **R**eliable **L**ow **L**atency **C**ommunications
- **w-CDMA** : **W**ideband **C**ode **D**ivision **M**ultiple **A**ccess

Introduction générale :

Les communications numériques envahissent la quasi-totalité des domaines d'activités et la demande pour des systèmes de transmissions assurant des très hauts débits avec une qualité de service importante ne cesse de croître. De nombreuses applications sont apparues récemment sur la plupart des supports physiques de transmissions possibles (tant câblés qu'hertziens). Ceci a motivé la recherche de nouveaux modes de transmissions capables de supporter des transmissions à large bande. En effet le signal utile est perturbé par de nombreuses dégradations lors de sa transmission (pollution par du bruit et des parasites, atténuation et distorsion lors de la propagation ...). Pour cette raison, il est nécessaire de disposer de techniques de transmission efficaces combinées à des algorithmes de réception adéquats. En outre, le canal de propagation est généralement partagé entre plusieurs sources (la bande de fréquence est par exemple partagée entre les utilisateurs dans les systèmes cellulaires) ce qui nécessite des techniques d'accès multiples pour permettre plusieurs transmissions simultanées. Plusieurs techniques existent pour transmettre des données sur un canal de transmission. Celles-ci peuvent être grossièrement divisées en 3 catégories : multiplexage en temps, par code ou en fréquence.

Actuellement, le multiplexage de division orthogonale de division de fréquence (OFDM) est le schéma de modulation déployé dans les systèmes mobiles d'évolution à long terme (LTE) de la 4G, où le canal sans fil présente généralement des décolorations multipathes variables dans le temps. L'OFDM ne peut atteindre une performance proche de la capacité que sur un canal doublement dispersif avec un faible effet Doppler, mais subit de fortes dégradations dans des conditions doppler élevées, généralement présentes dans des environnements à haute mobilité.

L'interface aérienne 5G et la forme d'onde associé doivent prendre en charge un certain nombre d'exigences et de scénarios d'utilisation différents. L'un des plus grands défis de la 5G est lié au scénario d'utilisation du haut débit mobile amélioré (EMBB) et aux scénarios de déploiement à haut débit associés identifiés dans le 3GPP, pour lesquels les solutions actuelles ne sont pas bien adaptées

Il est bien connu que dans des conditions Doppler plus élevées, les performances d'estimation des canaux et les performances de modulation OFDM associées s'effondrent. Cette dégradation de la performance est exacerbée par une MIMO d'ordre supérieur en raison de la forte corrélation entre la performance et l'estimation précise du canal. De plus, les techniques d'augmentation de la capacité telles que les MIMO massives et multipoints coopératifs nécessitent une estimation précise du canal et la prise en charge d'un grand nombre de signaux de référence dans toutes les conditions Doppler afin de se rapprocher des gains de performance promis.

Dans ce travail nous proposons un nouveau schéma de modulation et une nouvelle architecture de signal de référence, qui offrent tous deux des améliorations de performance significatives par rapport aux méthodes existantes dans des environnements Doppler élevés et pour les systèmes MIMO d'ordre élevé. Ces techniques améliorent également considérablement l'efficacité du multiplexage du signal de référence par rapport aux solutions existantes. Le nouveau schéma de modulation que nous proposons est l'OTFS (Orthogonal Time Frequency Space), qui module chaque symbole d'information (par exemple, QAM) sur l'une des fonctions de base orthogonales bidimensionnelles (2D) qui couvrent la largeur de bande et la durée de la salve ou du paquet de transmission. L'ensemble de fonctions de base de modulation est spécifiquement dérivé pour représenter directement la dynamique du canal à trajets multiples variant dans le temps. L'OTFS peut être mis en œuvre comme bloc de pré et de post-traitement pour les systèmes OFDM filtrés, ce qui permet une compatibilité architecturale avec le LTE.

Dans le chapitre 1 nous décrivons le canal sans fil à trajets multiple en terme de représentation retard doppler puis le chapitre 2 fournit les détails de la modulation OTFS. Enfin les résultats de performance démontrant les avantages de OTFS sont fournis dans le chapitre 3.

Chapitre 1 : Estimation des canaux

I. Introduction :

L'histoire des réseaux mobiles est jalonnée par trois étapes principales, aux quelles on donne couramment le nom de génération. On parle de la première, deuxième, troisième, quatrième et cinquième génération des réseaux mobiles, généralement abrégées respectivement en 1G, 2G, 3G, 4G et 5G(en cours d'étude). L'évolution de ces techniques est guidée par la volonté d'accroître la capacité ainsi que les débits offerts par le système dans une bande de fréquences restreinte. En effet, les fréquences sont des ressources très rares car convoitées par de multiples applications (télévision, radio, faisceaux hertziens, liaisons satellites, réseaux privés, communications militaires, etc.).

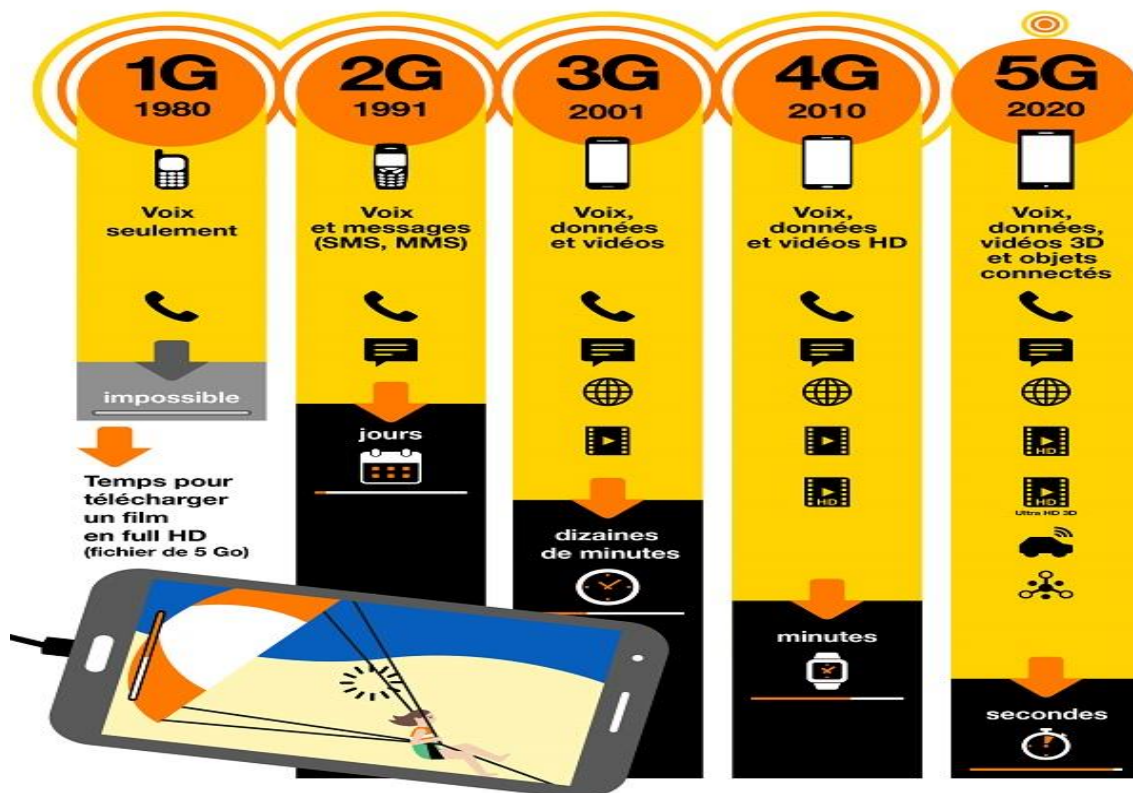


Figure 1 : Evolution des réseaux mobiles [1]

I.1 Première génération(1G) :

La 1ère génération des téléphones mobiles a débuté dans le début des années 80 en offrant un service médiocre de communication mobile, médiocre mais très couteux. La 1G avait beaucoup de défauts : Des normes incompatibles d'une région à une autre, une transmission analogique non sécurisée (on pouvait écouter les appels), pas de roaming vers l'international (roaming est la possibilité de conserver son numéro sur un réseau autre que celui de son opérateur). Qui utilise le multiplexage :

FDMA qui consiste à diviser la bande passante du support de communication en bandes de fréquences distinctes pour la canalisation. [2]

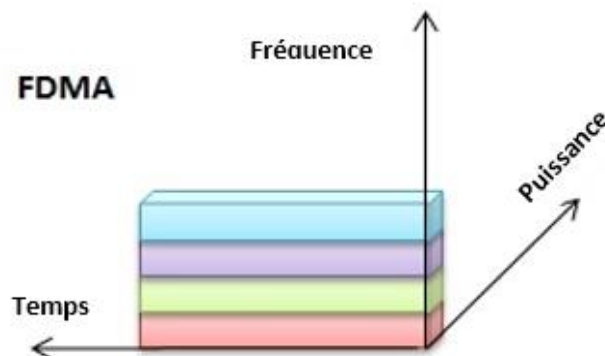


Figure 2 : Multiplexage fréquentiel

I.2Deuxième génération (2G) :

La seconde génération des réseaux mobiles a vu un changement de technologie par rapport à la précédente en passant de la transmission analogique à la transmission numérique ; avec la création du standard GSM ont introduit de nouveaux services de transfert de données comme les SMS (Short Message Service) .

Le standard GSM utilise deux techniques de communication TDMA et CDMA :

- **CDMA** : (code division multiple access) dans cette méthode d'accès, tous les utilisateurs parents en même temps, l'antenne étant capable récupérer correctement tous les signaux qui

lui arrivent grâce au code de puissance. Chaque terminale émet sur une fréquence donnée avec une puissance déterminée par le code

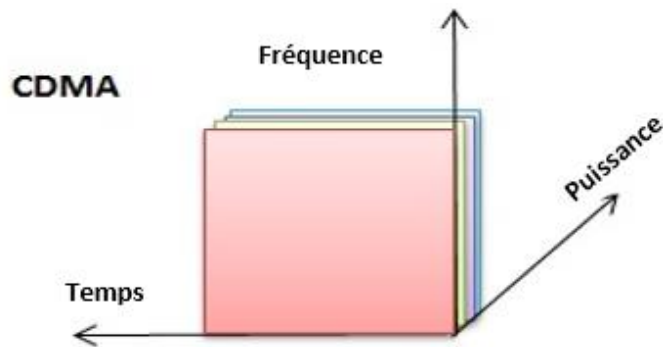


Figure 3 : Multiplexage codé

- **TDMA** (Time Division Multiple Access) Dans les systèmes TDMA (Seconde génération), on divise le domaine temporel en intervalles de temps et un seul utilisateur peut transmettre dans chaque intervalle. Les utilisateurs peuvent donc utiliser toute la bande passante, mais à tour de rôle. Le TDMA est particulièrement efficace pour les transmissions numériques. Il permet une utilisation de la totalité de la largeur de bande disponible pour chaque utilisateur et il offre une flexibilité dans la gestion du trafic. [3]

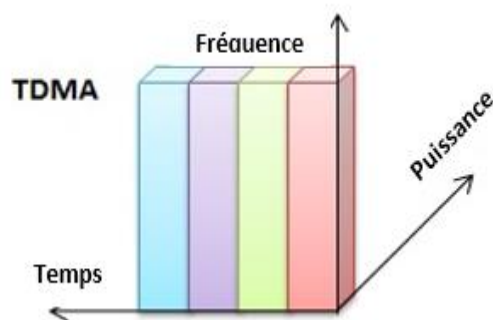


Figure 4 : Multiplexage temporel

I.3 troisième génération (3G) :

Néanmoins, la 2G ne pouvait pas encore répondre à la demande d'accès à internet depuis les téléphones portables. Ceci a motivé le développement de la 3G qui est arrivée sur le marché en 2001 avec les premiers Smartphones.

La troisième génération de système cellulaire est une génération de systèmes mobiles labellisé IMT 2000 par l'UIT. Ce système permet des services de communications plus rapides notamment pour la voix, la télécopie, l'Internet de n'importe quel endroit et à tout moment. L'UIT IMT-2000 est la norme internationale de la 3G a ouvert la voie à de nouvelles applications et services comme par exemple le divertissement multimédia, la localisation des services, La troisième génération de systèmes cellulaires (3G) utilise notamment le standar suivant :UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) qui exploite une bande de fréquence plus large et un système de transfert des données par paquets.

utilisant un codage w-CDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*).dans la partie radio de UTRN des réseaux de téléphone mobile UMTS. [4]

I.4 Quatrième génération (4G) :

En 2009, des débits de transferts de données beaucoup plus importants que ceux de la 3G ont pu être atteints avec la définition de la 4G permettant les appels vidéo et le transfert de fichiers beaucoup plus volumineux

4G constitue la quatrième génération des technologies de téléphonie mobile. Elle repose sur la nouvelle norme « LTE » ou « Long Term Evolution », et succède directement à la technologie 3G et à la 3G+ utilise une technique qui s'appelle OFDM (orthogonal frequency-division multiplexing) . Cette technique permet de lutter contre les canaux sélectifs en fréquence en permettant une égalisation de faible complexité.[5]

Cependant, le réseau 4G ne peut pas répondre à la demande croissante du nombre d'objets connectés. C'est pourquoi l'industrie du téléphone mobile a choisi de développer le réseau de cinquième génération (5G) pour fournir une solution technique au problème que rencontre la 4G aujourd'hui.

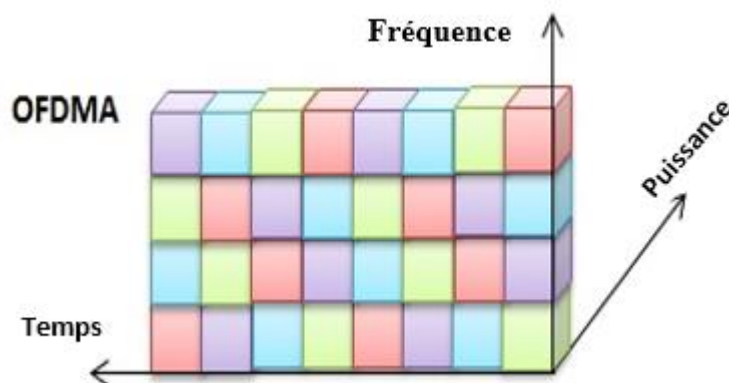


Figure 5: technique de multiplexage

I.5 Quatrième génération (5G) :

La 5G est la première génération de téléphonie mobile à être conçue pour des cas d'usage autres que la voix et la donnée. Elle est annoncée commercialement pour 2020.

5G prévoit ainsi des débits jusqu'à 10 fois supérieurs à ceux de la 4G notamment pour les applications très haut débit (eMBB) , une latence (temps de réponse) de l'ordre de la milliseconde, soit 10 fois mieux que la 4G , pour les applications critiques (uRLLC) , et un nombre accru d'objets connectés pour l'internet des objets (mMTC) .

La 5G disposera d'une gamme élargie pour son déploiement : elle pourra réutiliser le spectre déjà alloué pour la téléphonie mobile, notamment les bandes basses autour de 1 GHz, pour assurer une bonne couverture et se verra également attribuer de nouvelles bandes de fréquences notamment dans les bandes millimétriques, utilisées pour la première fois pour des services grand public, qui permettront d'augmenter la capacité

La 5G utilisera comme la 4G de l'OFDMA mais avec beaucoup plus de flexibilité et de souplesse dans le découpage en temps et en fréquence pour permettre de servir des utilisateurs aux contraintes très variées . [6]

II- Généralité sur le canal :

Le support de propagation de l'onde est désigné par le terme canal . Il constitue l'un des facteurs limitatifs des performances du système .La propagation de l'onde électromagnétique est tributaire de la configuration du milieu de propagation entre l'émetteur et le récepteur .Il s'agit entre autre de la distance ,les objets environnants ,de la fréquence ,des antennes et autre .Pour une bonne détection du signal , le récepteur requiert une puissance nominale .on peut regrouper les différentes pertes sous deux rubriques que sont l'atténuation et l'évanouissement .[7]

II.1 Phénomène de l'atténuation :

Lorsque l'émetteur est suffisamment éloigné du récepteur ou en présence d'obstacles (montagne forêts bâtiments la puissance du signal reçue est atténuée .On parle d'évanouissement à grande échelle qui traduit les fluctuations de la puissance reçue sur une grande distance ou sur intervalle de

temps suffisamment grand . la fluctuation de la puissance du signal reçue à travers une propagation dans l'espace libre d'une distance d et son expression en fonction de la puissance à l'émission $P_{ém}$ est de la forme :

$$P_r = \alpha \cdot d^{-\nu} \cdot P_{ém} \quad (II.1.1)$$

Où α est un paramètre englobant tout les autres facteurs et ν (compris entre II.1.2 et III.1.2) est l'exposant d'atténuation liée à la distance calculée de manière empirique lors de mesures pratiques sur le terrain. dans le cas d'une liaison hertzienne par exemple $\nu=2$ et l'expression de la perte de propagation dans le vide pour un trajet indexé par i est donnée par :

$$L_i^0(\text{dB}) = 32.4 + 20 \log_{10}(f) + 20 \log_{10}(d) \quad (II.1.2)$$

Avec d en km et f en Mhz

Sur la base des mesures effectuées sur plusieurs endroits il ressort que les autres facteurs d'atténuation du signal sont liés aux spécificités de l'environnement local considéré. Par conséquent (II.1.2) peut être globalisé à tous les facteurs par introduction d'une variable aléatoire gaussienne X

$$L_i(\text{dB}) = 32,4 + 20 \log_{10}(f) + 20 \log_{10}(d) + X \quad (II.1.3)$$

La connaissance des différents paramètres (II.1.2) et de la variance de X (II.1.3) permettront d'estimer la puissance reçue en un emplacement quelconque de la zone concernée .

II.2 Phénomène de l'évanouissement :

L'évanouissement désigne une forme de perte qui n'est pas attribuée à la distance mais plutôt aux phénomènes d'interférences. C'est le cas lorsque la perte, liée à la distance qui sépare l'émetteur et le récepteur, est relativement négligeable devant ces phénomènes dits à petite échelle. Le phénomène d'interférences est causé par la superposition de signaux différents. Cette superposition est généralement due, dans le cas des systèmes mono- antennes, aux phénomènes de trajets multiples propres aux liaisons radio par présence d'obstacles qui font que le signal émis à un instant donné prenant plusieurs chemins possibles arrive à différents instants. Chaque trajet a une amplitude, une

phase et un retard. Pour caractériser le canal une impulsion est émise et l'on observe le signal reçu appelé réponse impulsionnelle du canal.

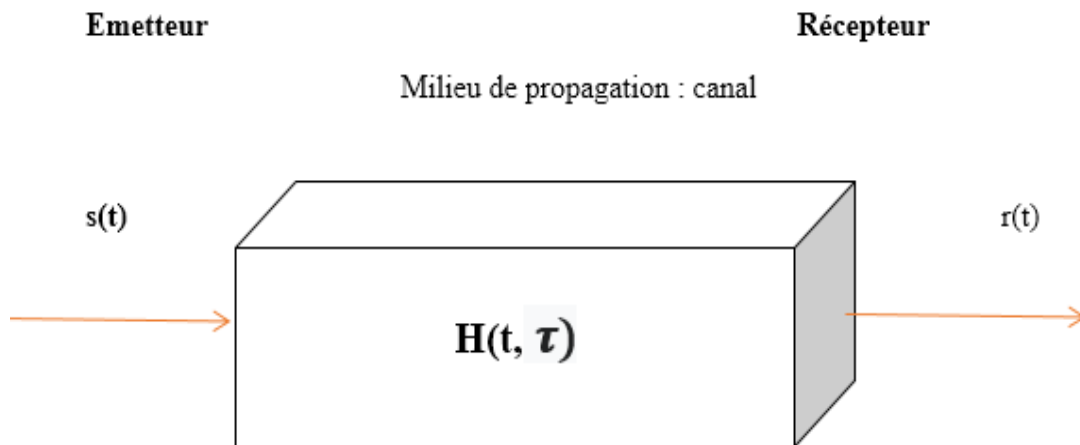


Figure 6 : représenté la réponse impulsionnelle du canal

Etant donné le caractère aléatoire de ces signaux , l'amplitude et la phase du signal résultant varient dans le temps et dans l'espace en fonction de la réponse impulsionnelle du canal et de la période d'émission des signaux ou encore le débit de transmission .

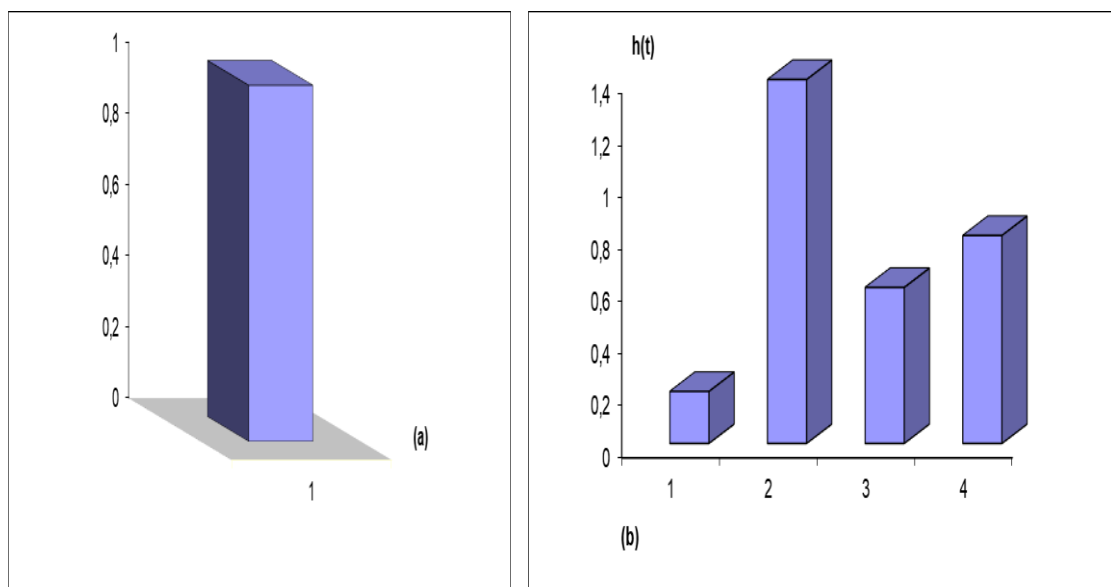


Figure 7 : Réponse du canal à une impulsion

Pour modéliser le canal, nous sommes amenés à considérer le milieu de propagation puis l'émetteur et le récepteur. Le comportement de l'environnement ou la nature du canal dépend essentiellement du débit de transmission qui définit la durée d'un symbole et de la vitesse de déplacement du récepteur ou de l'émetteur. Le débit de transmission comparé aux paramètres du canal permet d'apprécier la sélectivité du canal. La mobilité du récepteur engendre l'effet Doppler dont l'incidence est liée au rapport entre la vitesse du récepteur et la longueur d'onde du signal. [7]

II.3 Canal sans fil - propagation du retard

Le signal radiofréquence prend un chemin différent pour atteindre la destination en raison de plusieurs chemins. Ces multiples trajets provoquent la réflexion, la réfraction et la diffusion du signal radio. Ainsi, lorsque le signal est transmis d'un endroit à l'autre, plusieurs copies du signal sont reçues avec différentes amplitudes et différents retards (conduisant à une heure d'arrivée différente) au niveau du récepteur. [8]

Par exemple, si une impulsion est transmise, elle ne sera plus une impulsion lorsqu'elle sera reçue à l'autre extrémité, mais elle deviendra une impulsion avec effet d'étalement.

L'effet qui fait cet étalement du signal est connu sous le nom d'étalement de retard. Pour mesurer les performances d'un système sans fil, différents scénarios de propagation de retard faible à moyen à élevé sont considérés à des fins de test.

La propagation différée permet de déterminer le temps de cohérence d'un système sans fil. Dans ce cas.

Le retard du chemin Los :

$$\tau_1 = r_1/c \quad (\text{II.3.1})$$

Et le retard du trajet réfléchi :

$$\tau_2 = (r_2 + r_3)/c \quad (\text{II.3.2})$$

Écart de retard :

$$\tau_2 - \tau_1 \quad (\text{II.3.3})$$

II.4 Canal sans fil - propagation Doppler

Les diverses applications d'intérêt considèrent généralement la mobilité du récepteur et ainsi, la communication entre les terminaux ne s'effectue pas selon un trajet fixe. En effet, le récepteur mobile crée du mouvement entre les deux entités, ce qui provoque un décalage fréquentiel de la porteuse que l'on appelle l'effet Doppler. D'autre part, des facteurs comme le vent contribuent également à cet effet car ils provoquent des perturbations sur les signaux transmis. L'effet Doppler se mesure principalement en fonction du mouvement du récepteur par rapport à l'émetteur qui est la plupart du temps considéré comme étant fixe. Le calcul de ce décalage fréquentiel se fait selon les formules suivantes : [9]

Fréquence Doppler du chemin LoS :

$$v_1 = f_c * v/c \quad (\text{II.4.1})$$

Fréquence Doppler du trajet réfléchi

$$v_2 = f_c v \cos \theta /c \quad (\text{II.4.2})$$

Propagation Doppler:

$$v_1 - v_2 \quad (\text{II.4.3})$$

Où :

v_1 : le décalage fréquentiel

f_c : la fréquence porteuse

v ; la vitesse de déplacement du récepteur mobile

θ : l'angle de réception de signal au récepteur par rapporte à l'horizontal

c ; la vitesse de la propagation de la lumière $c = 3 * 10^8 m/s$

II.5 Canal sans fil à Doppler élevé :

II.5.1 Trajets multiples, étalement du retard :

Dans un contexte de liaison sans fil, les signaux transitent à travers des environnements non contrôlés, ce qui oblige la conception de techniques performantes pour faire face à divers phénomènes de propagation des ondes. Aux fréquences qui nous intéressent pour des communications mobiles, les

dimensions des obstacles sont du même ordre de grandeur que la longueur d'onde. Il en résulte des phénomènes complexes de réflexion qui se traduisent par des modifications du signal initial sur des caractéristiques comme l'amplitude et la phase. [10]

II.5.1.1 Le phénomène de réflexion :

Le phénomène de réflexion sur des surfaces irrégulières introduit l'émission de plusieurs répliques du signal initial avec des caractéristiques différentes et provoque ainsi des effets non désirables sur le signal envoyé. Ceci introduit également de manière générale un délai des répliques par rapport au temps d'arrivée du trajet principal.

II.5.1.2 le phénomène de diffusion :

le phénomène de diffusion est le cas limite d'une réflexion pour laquelle aucune direction privilégiée ne peut être identifiée.

II.5.1.3 Le phénomène de diffraction :

la diffraction intervient lorsque les dimensions de l'obstacle ne sont plus infiniment grandes devant la longueur de d'onde.

Ce phénomène est un évènement majeur dans la propagation des signaux pour des communications sans fil en zone urbanisée, où la vue directe (Line-Of-Sight : LOS) entre émetteur et récepteur est une situation exceptionnelle .Ce sont ces phénomènes de propagation des ondes qui introduisent les multitrajets du signal, qui sont illustrés sur la figure 8 [10]

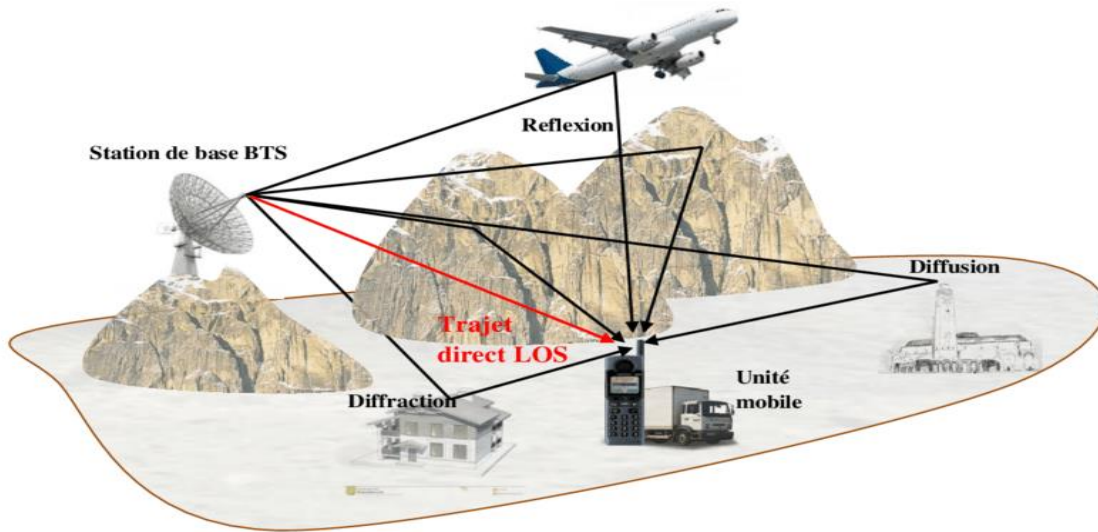


Figure 8 : transmission multi trajet [10]

Au niveau du récepteur, le signal reçu est constitué de plusieurs répliques du signal envoyé à des délais différents avec des caractéristiques en amplitude et en phase propres à chacun des trajets.

Mathématiquement, nous pouvons modéliser ces phénomènes par la sommation des répliques du signal auxquelles nous appliquons des distorsions en amplitude en introduisant un délai pour chacune de ces répliques.

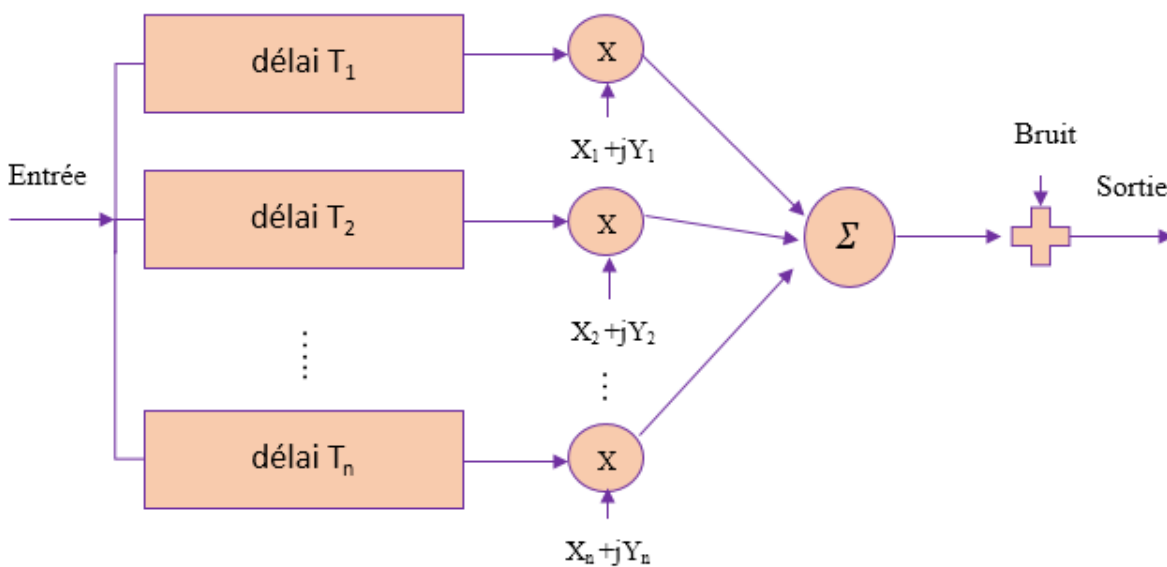


Figure 9 : Modélisation mathématique des multi-trajets

La figure 10 suivante présente le signal reçu au niveau de récepteur pour une impulsion envoyée.

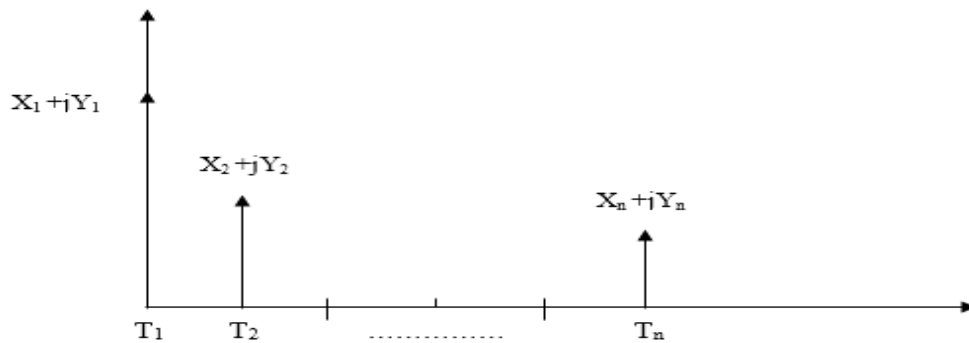


Figure 10 : le signal reçu au niveau de récepteur

On remarque donc sur cette figure 5 que plusieurs répliques du signal initial sont reçues avec des amplitudes et des délais différents. Cette figure correspond à la réponse du canal pour une impulsion envoyée et celle-ci est considérée comme une réponse impulsionnelle finie (RIF).

Ces phénomènes de propagation des ondes peuvent avoir un impact déterminant dans la réception des informations et nécessitent des traitements complexes pour y remédier.

Cependant, ces phénomènes de réflexion, diffusion et diffraction ne sont pas les seuls perturbateurs dans notre liaison. Étant donné le contexte de communications sans fil, la mobilité du récepteur introduit ce que l'on dénomme l'effet Doppler

III. Sélectivité du canal :

III.1 Canal sélectif en temps et en fréquence :

On suppose que l'environnement change pas reste immobile. Seul le récepteur change de position. L'évanouissement peut être exprimé en fonction de la distance De plus, la notion de mobilité du récepteur fait aussi appel à la notion de temps. Ainsi le canal est caractérisé par sa réponse à une impulsion Cette impulsion est reçue avec un décalage caractérisant le retard temporel ou fréquentiel qui pourrait causer des interférences entre les différents symboles a la réception. Si le gain du canal est constant et qu'il affecte la phase du signal à la réception d'un angle constant, la réponse impulsionnelle du canal est exprimée par :

$$h(t, \tau) = \alpha(t) \cdot \delta(t) \quad \text{(III.1.1)}$$

Où $\delta(t)$ est la fonction de Dirac et $\alpha(t)$ une variable complexe.



Figure 11 : Etallement temporel et bande de cohérence du canal

Si chaque trajet est caractérisé par son retard T_i et sa puissance p_i le retard moyen sur T trajet est donné par :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^T p_i \cdot \tau_i}{\sum_{i=1}^T p_i} \quad (\text{III.1.2})$$

L'étallement temporel de la réponse impulsionnelle du canal a pour écart type :

$$\sigma_r = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (\text{III.1.3})$$

Avec :

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{i=1}^T p_i \cdot \tau_i^2}{\sum_{i=1}^T p_i} \quad (\text{III.1.4})$$

III.2 La bande de cohérence :

Par définition, la bande de cohérence est la bande de fréquence à l'intérieur de laquelle le canal radio est considéré plat dans le domaine fréquentiel. Il y a, principalement, deux formules utilisées pour le calcul de la largeur de la bande de cohérence à partir de la dispersion moyenne du retard : [11]

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_t} \quad \text{Si le seuil est de 90\%} \quad (\text{III.2.1})$$

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_t} \quad \text{Si le seuil est de 50\%} \quad (\text{III.2.2})$$

III.3 Le temps de cohérence :

La cohérence temporelle T_c est le paramètre dual de l'étalement Doppler dans le domaine temporel. Le temps de cohérence T_c du canal de propagation représente la durée pendant laquelle le canal peut être considéré comme stationnaire. Autrement dit, c'est la durée pendant laquelle les caractéristiques du canal restent quasiment constantes. Lorsque T_c est supérieur au temps symbole T_s le canal est dit « peu fluctuant », dans le cas contraire, le canal « fluctue » rapidement

Le signal est émis en un train d'information constitué de blocs qui peuvent être définis par une durée T_s et une largeur de bande B_c . L'étalement temporel ou le retard maximal T de la réponse impulsionnelle du canal permet de considérer deux cas possible d'interaction de l'onde avec l'environnement :

- Le cas où le retard T est négligeable devant la durée d'émission T_s des blocs émis : L'étalement temporel du canal est sans conséquence sur le système .dans le domaine fréquentiel $B_s < B_c$ le canal dit non sélectif en fréquence ou flat fading .

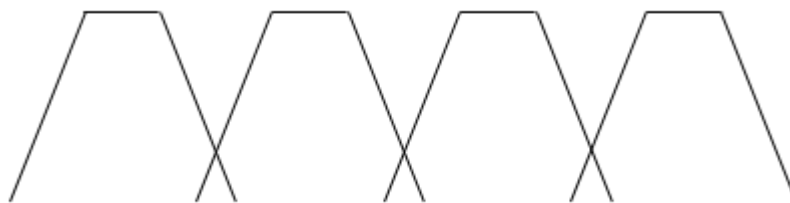


Figure 12 : Exemple (1) de signaux partiellement superposés

- Par contre si la durée du retard est supérieur à la durée T_s c'est-à-dire $B_s > B_c$ on note une sélectivité entre blocs d'information successifs. L'étalement d'un bloc de signal reçu s'étend de manière à perturber le bloc suivant .

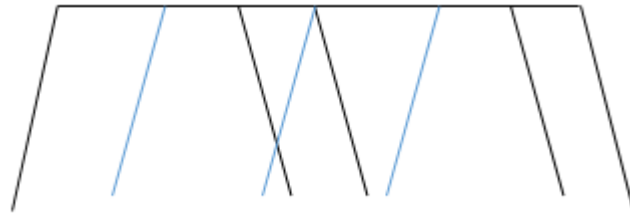


Figure 13 : Exemple (2) de signaux superposés

- L'expression algébrique de la réponse impulsionnelle du canal se présente sous la forme d'un train d'impulsion d'amplitude différentes correspondant aux différents trajets dont le trajet direct. L'expression mathématique dans ce cas est donnée par :

$$h(t, \tau) = \sum_{j=1}^L \alpha_j(t) \delta(t - \tau_j) \quad (\text{III.3.1})$$

Où :

$\alpha_j(t)$ et T_j désigne l'amplitude complexe et le retard du j ème trajet .les coefficients $\alpha_j(t)$ ne sont pas liés et (8) montrent que les différentes composantes de $h(t, T)$ s'évanouissent de manière indépendante comme le montre la figure suivante :

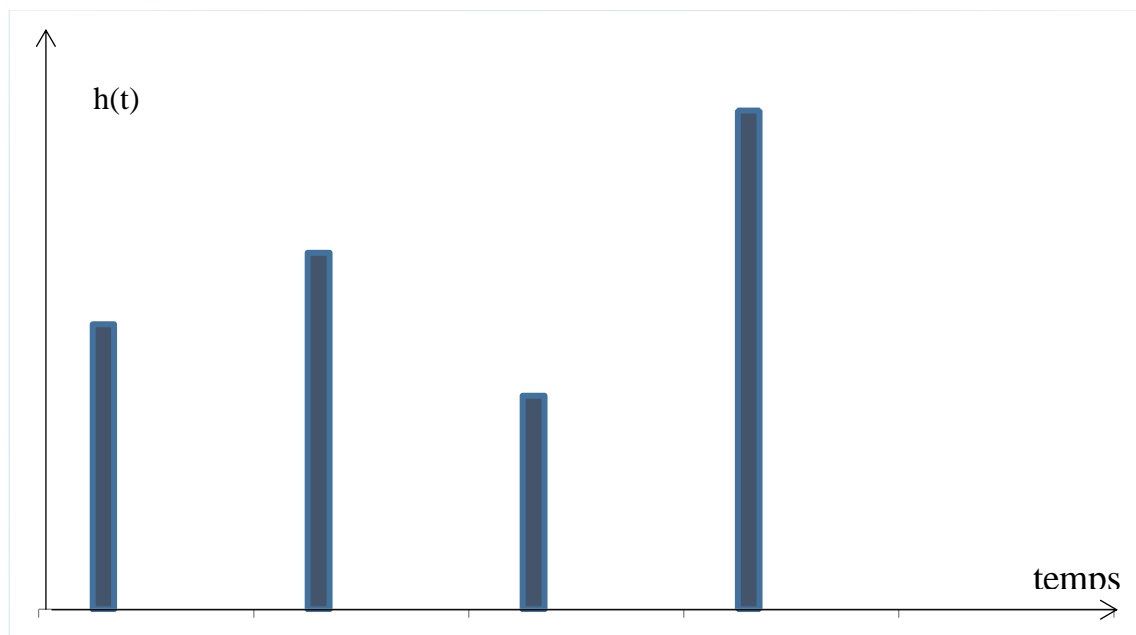


Figure 14 : Exemple (3) : réponse impulsionnelle pour un canal sélectif en fréquence

III.4 Types des canaux à évanouissement :

Le phénomène de sélectivité a permis de répertorier deux types de canaux pour une transmission donnée : canal sélectif en fréquence et canal non sélectif en fréquence. L'effet Doppler indépendamment de la sélectivité du canal agit sur la rapidité ou non de l'évanouissement. Par combinaison de ces deux phénomènes, on a répertorié quatre types de canaux :

III.4.1 Canal non sélectif en fréquence à évanouissement lent :

communément connu sous la terminologie Flat Slow fading ou Frequency Non-Sélective Slow fading : la largeur de bande de cohérence du canal est supérieure à la largeur de bande de fréquence du signal et le temps de cohérence du canal est supérieur à la durée du signal.[12]

III.4.2 Canal non sélectif en fréquence à évanouissement rapide :

appelé en anglais Frequency- Non Sélective Fast Fading ou Flat Fast Fading : la largeur de bande de cohérence est supérieure à la largeur de bande du signal mais le temps de cohérence est inférieur à la durée du signal [12]

III.4.3 Canal sélectif en fréquence à évanouissement lent :

connu sous la terminologie Frequency Sélective Slow fading : la largeur de bande de cohérence est inférieure à la largeur de bande du signal mais le temps de cohérence est supérieur à la durée du signal.[12]

III.4.4 Canal sélectif en fréquence à évanouissement rapide :

connu de terminologie Frequency Sélective Fast fading : la largeur de bande de cohérence est inférieure à la largeur de bande du signal mais le temps de cohérence est inférieur à la durée du signal

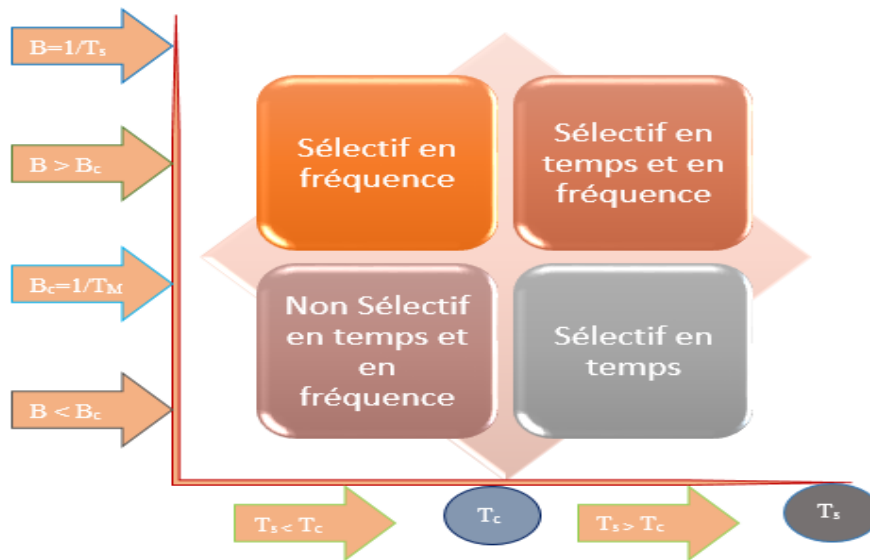


Figure 15 : La sélectivité de canal de transmission [12]

Où T_c est l'espace temporel nécessaire entre différentes versions d'un même signal pour que celle-ci soit d'corrélées. [12]

IV. Les systèmes MIMO :

Un système MIMO<<Multiple Input/Multiple Output>> est caractérisé par l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission ainsi qu'à la réception. [13] <<Voir la figure 16>>



Figure 16 : Modèle de MIMO

IV.2 Modèle de canal MIMO :

Soit un système MIMO à N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception comme illustré sur la figure 17 [14]

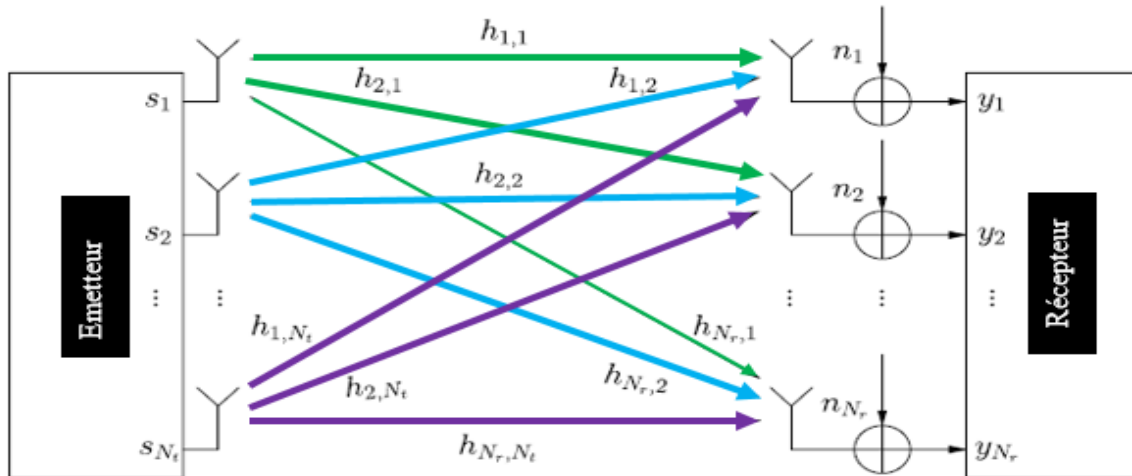


Figure 17 : système de MIMO

On suppose que la bande de fréquence utilisée pour la transmission est assez étroite pour que le canal soit non sélectif en fréquence. A la réception, chaque antenne reçoit la somme des symboles x_i transmis simultanément par chaque des N_t antennes émettrices. Le signal y_j reçu par la $j^{\text{ième}}$ antenne peut s'écrire de manière discrète :

$$\mathbf{y}_j = \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{h}_{ij} x_i + n_j \quad (\text{IV.2.1})$$

Où h_{ij} est le gain (coefficient de l'évanouissement) du canal non sélectif en fréquence entre l'antenne d'émission i et l'antenne de réception j . n_j est le bruit additif qui est modélisé par des échantillons indépendants et suivant une loi gaussienne centrée de variance $n_0/2$ par dimension réelle. [14]

Le rapport à bruit (RSB) par antenne de réception est défini par :

$$RSB = E_s/N_0$$

L'équation(A) peut s'écrire sous une forme matricielle comme suit :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (\text{IV.2.2})$$

Soit la matrice du canal MIMO H de dimension $N_r \times N_t$ suivante :

$$H = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{11} & \cdots & \mathbf{h}_{N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{N_r,1} & \cdots & \mathbf{h}_{N_r N_t} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.2.3})$$

Où y et n sont respectivement les vecteurs de réception et de bruit de dimension $N_r \times 1$

IV.3 OFDM :

IV.3.1 Définition de OFDM :

Le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM) est un type de modulation numérique, et une méthode de codage des données numériques sur plusieurs fréquences porteuses. L'OFDM est devenu un système populaire de communication numérique à large bande, utilisé dans des applications telles que la télévision numérique et la diffusion audio, l'accès Internet DSL, les réseaux sans fil, les réseaux de lignes électriques et les communications mobiles 4G.

L'OFDM nécessite une synchronisation de fréquence très précise entre le récepteur et l'émetteur; avec un écart de fréquence, les sous-porteuses ne seront plus orthogonales, provoquant des interférences inter-porteuses (c'est-à-dire une diaphonie entre les sous-porteuses).

Les décalages de fréquence sont généralement causés par des oscillateur d'émetteur et de récepteur incompatibles, ou par un décalage Doppler dû au mouvement. Bien que le décalage Doppler seul puisse être compensé par le récepteur, la situation est aggravée lorsqu'elle est combinée avec des trajets multiples, car des réflexions apparaîtront à différents décalages de fréquence, ce qui est beaucoup plus difficile à corriger. Cet effet s'aggrave généralement à mesure que la vitesse augmente [15]

IV.3.2 Principe de OFDM

Le principe de l'OFDM consiste à répartir sur un grand nombre de sous-porteuses le signal numérique que l'on veut transmettre. Comme si l'on combinait le signal à transmettre sur un grand nombre de systèmes de transmission (des émetteurs, par exemple) indépendants et à des fréquences différentes. Pour que les fréquences des sous-porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences donnée, l'OFDM utilise des sous-porteuses

orthogonales entre elles. Les signaux des différentes sous-porteuses se chevauchent mais grâce à l'orthogonalité n'interfèrent pas entre eux. Comme le montre la Figure 18 :[15]

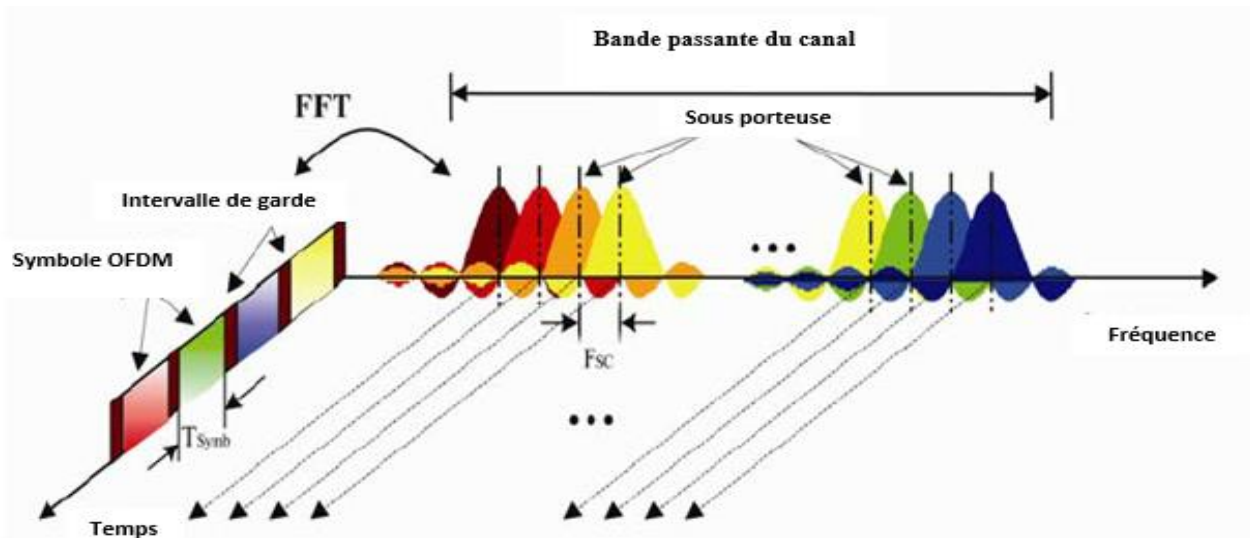


Figure 18 : présentation fréquentielle et temporelle d'un signal OFDM [16]

IV.3.3 Orthogonalité :

IV.3.3.1 Schéma de modulation classique – OFDM

On peut aussi percevoir la notion d'orthogonalité du signal OFDM dans le domaine fréquentiel.

En effet si chaque sous-porteuse s_k est transmise pendant la durée T_u cela revient à appliquer à la sous-porteuse de durée T_u dont l'enveloppe spectrale est un sinus cardinal qui s'annule aux première fréquence $f_{-z} = f_k - 1/T_u$ et $f_{+z} = f_k + 1/T_u$

On remarque que ces deux fréquences sont aussi respectivement égales à f_{k-1} et f_{k+1} On obtient ainsi l'enveloppe spectrale représentée dans la figure suivante.

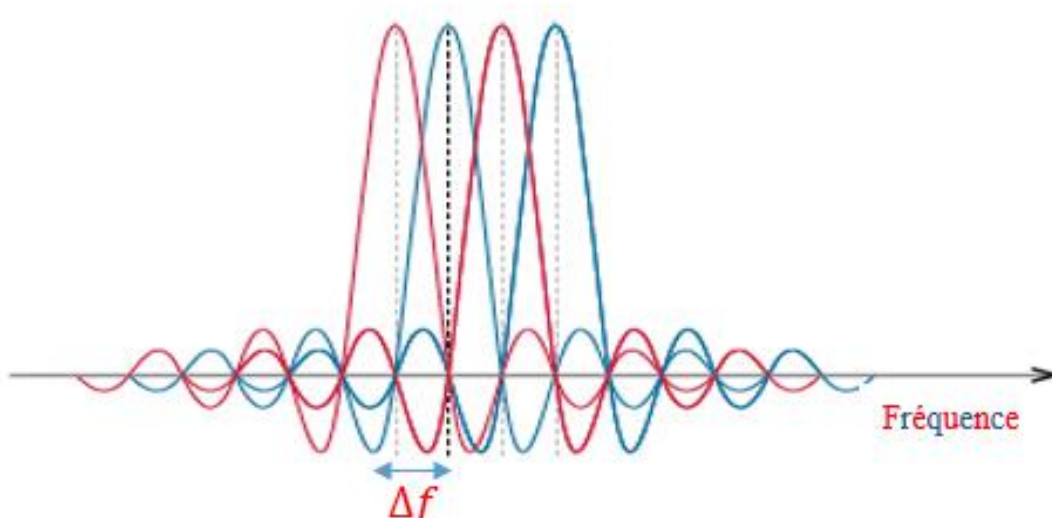


Figure 19 : spectre d'un signal OFDM

-Le spectre (a) étant celui d'une sous-porteuse i , de bande

$$\Delta f = 1/T_u. \quad (\text{IV.3.3.1.1})$$

-Le spectre(b) celui du signal OFDM à $N=4$ sous porteuse et qui s'étale sur

$$B = N. \Delta f = N/T_u \quad (\text{VI.3.3.1.2})$$

Dans OFDM, lorsque l'amplitude de chaque sous-porteuse atteint le maximum, les porteuses sont disposées à des intervalles de $1/T$ de symbole de sorte que l'amplitude des autres sous-porteuses soit de 0, empêchant ainsi les interférences entre les symboles.

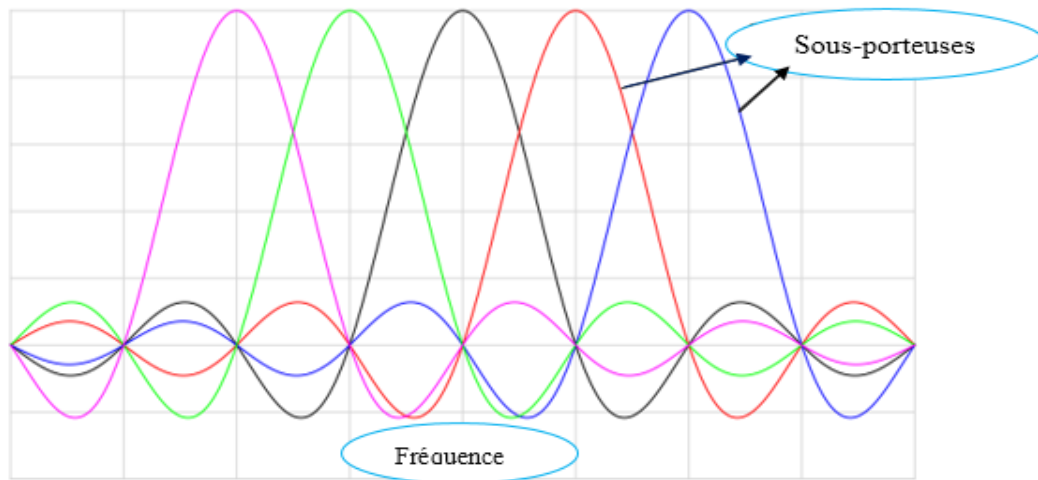


Figure 20 : orthogonales dans une forme d'onde OFDM [17]

IV.3.3.2 Modèle de système OFDM :

L'OFDM appartient à la classe des schémas de modulation multiporteuses. L'OFDM décompose la bande de fréquences de transmission en un groupe de sous-bandes contiguës (porteuses) plus étroites, et chaque porteuse est modulée individuellement. Vous pouvez implémenter ce type de modulation avec une transformée de Fourier rapide inverse (IFFT ou FFT^{-1}). En utilisant des sous-porteuses orthogonales étroites, le signal OFDM gagne en robustesse sur un canal d'évanouissement sélectif en fréquence et élimine la diaphonie de sous-porteuse adjacente. [17]

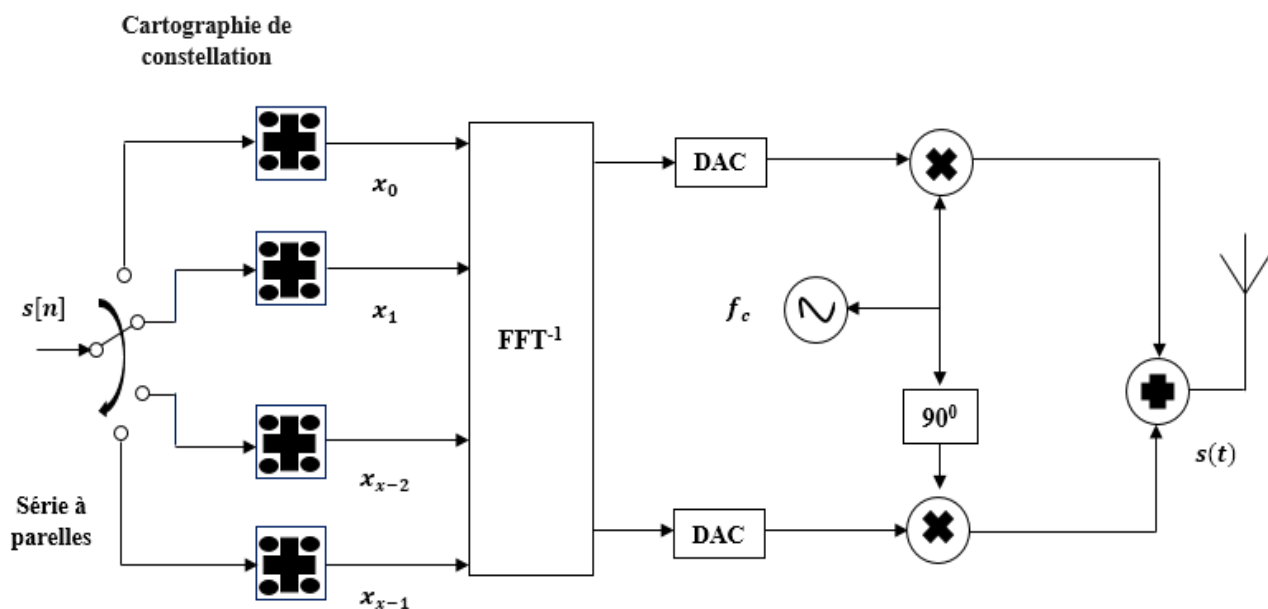


Figure 21 : modulation IFFT/OFDM [17]

À la réception, vous pouvez démoduler le signal OFDM avec une transformée de Fourier rapide (FFT) et l'égaliser avec un gain complexe à chaque sous-porteuse. La combinaison de l'OFDM et du MIMO peut améliorer la vitesse de communication sans augmenter la bande de fréquences.[17]

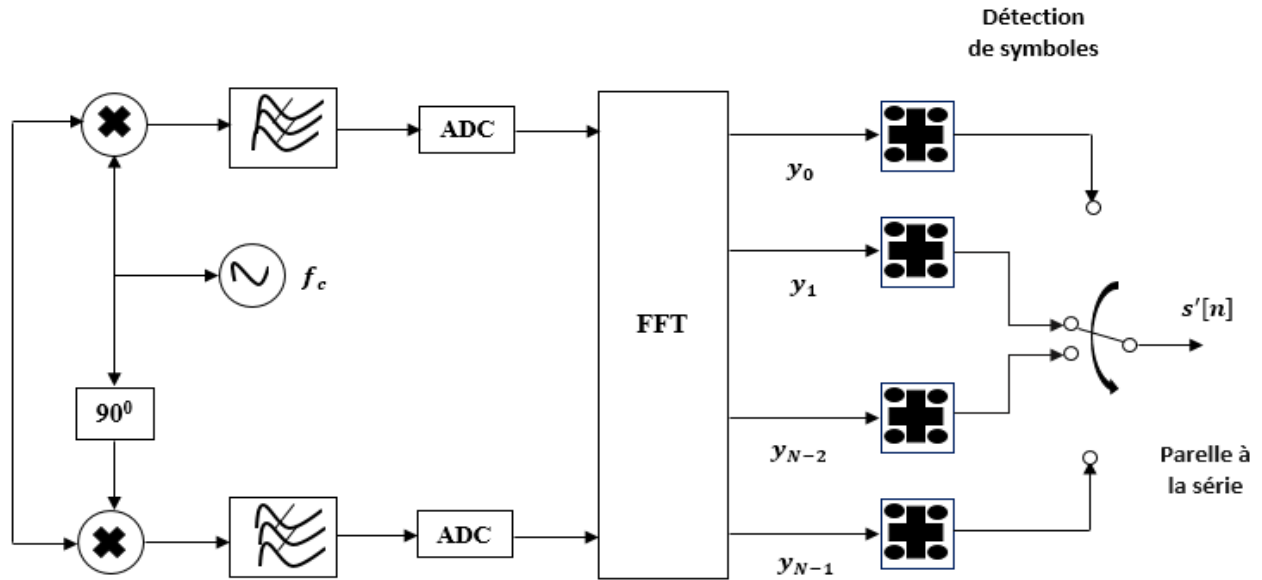


Figure 22 : démodulation FFT/OFDM [17]

V. Systèmes MIMO-OFDM :

V.1 Modulation et Démodulation :

Soit X_0, X_1, \dots, X_{N-1} des symboles modulés avec la QAM, qui arrivent, de la source d'information, en série. Le modulateur OFDM convertit les N symboles série en parallèle. N symboles, x_0, x_1, \dots, x_{N-1} , sont générés selon la formule de l'équation :

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi n k}{N}} \quad (\text{V.1.1})$$

A noter que les $x(n)$ s'avèrent être les points de la IDFT (Inverse Discret Fourier Transform). Donc, la modulation OFDM peut être implémentée de façon efficace par une simple IFFT.

À la réception, les symboles X_k sont récupérés en appliquant l'opération Inverse, qui est la FFT, comme dans l'équation : [18]

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi nk} \quad (\text{V.1.2})$$

V.2 Association MIMO-OFDM :

Le principe de la transmission MIMO-OFDM est d'appliquer une modulation OFDM à chaque antenne d'émission T_X . Soit X_k^i le symbole sur la k -ème porteuse modulée de l'antenne de transmission T_{X_i} . Considérons un canal de transmission MIMO composé de $N_t \times N_r$ sous-canaux SISO élémentaires décorrélés sélectifs en temps et en fréquence. Nous supposons ici que les sous-canaux SISO ont une longueur de canal inférieure ou égale à L et sont constants sur la durée du symbole OFDM. De plus, on pose h_{ji} le L -ème coefficients de la réponse impulsionnelle du canal reliant l'antenne d'émission T_{X_i} à l'antenne de réception j , n^j le bruit pris en entrée du démodulateur OFDM de l'antenne R_{X_j} et enfin R_k^j le symbole obtenu en sortie de la démodulation OFDM sur la k -ème sous-porteuse de l'antenne R_{X_j} . [18]

Voir la figure 23 En supposant que la taille de l'intervalle de garde Δc est supérieure ou égale à L .

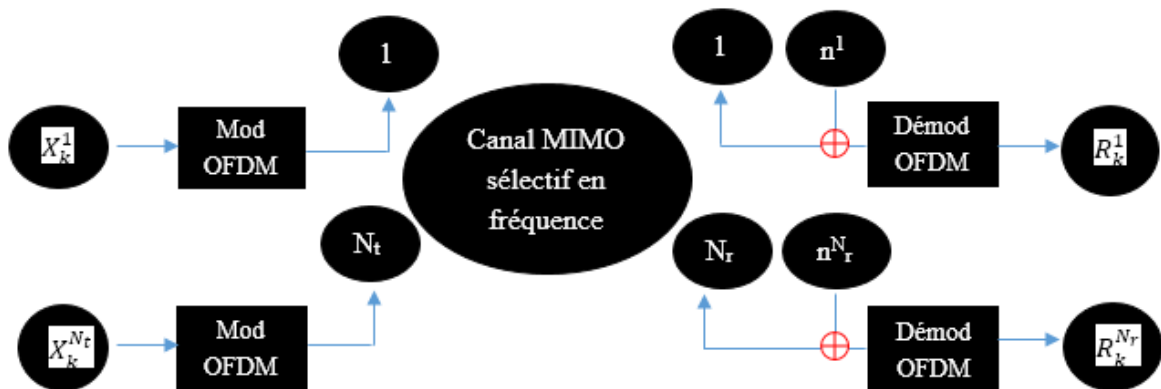


Figure 23 : schéma de transmission MIMO-OFDM [18]

V.3 Techniques multi-porteuses :

L'expression du b -ème symbole OFDM reçu sur l'antenne de réception j dans le domaine temporel après avoir supprimé l'intervalle de garde est la suivante : [19]

$$\mathbf{r}^j(\mathbf{b}) = \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{H}^{ji} \mathbf{F}^H \mathbf{X}^i(\mathbf{b}) + \mathbf{n}^j(\mathbf{b}) \quad (\text{V.3})$$

Avec :

$$\mathbf{H}^{ji} = \begin{bmatrix} h_0^{ji} & 0 & \dots & 0 & h_{L-1}^{ji} & \dots & h_1^{ji} \\ h_1^{ji} & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & h_{L-1}^{ji} \\ h_{L-1}^{ji} & \dots & h_1^{ji} & h_0^{ji} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & h_{L-1}^{ji} & \dots & h_1^{ji} & h_0^{ji} \end{bmatrix} \quad (\text{V.3.1})$$

Et

$$= \mathbf{F}^H \text{diag}\{\mathbf{H}_1^{ji}, \dots, \mathbf{H}_{N_{FFT}-1}^{ji}\} \mathbf{F} \quad (\text{V.3.2})$$

$$\mathbf{r}^j(\mathbf{b}) = [\mathbf{r}_0^j(\mathbf{b}), \dots, \mathbf{r}_{N_{FFT}-1}^j(\mathbf{b})]^T \quad (\text{V.3.3})$$

$$\mathbf{X}^i(\mathbf{b}) = [\mathbf{X}_0^i(\mathbf{b}), \dots, \mathbf{X}_{N_{FFT}-1}^i(\mathbf{b})]^T \quad (\text{V.3.4})$$

$$\mathbf{n}^j(\mathbf{b}) = [\mathbf{n}_0^j(\mathbf{b}), \dots, \mathbf{n}_{N_{FFT}-1}^j(\mathbf{b})]^T \quad (\text{V.3.5})$$

La matrice de chaque sous-canal est circulante et est donc diagonale dans la base de Fourier. On en déduit l'expression du signal reçu sur l'antenne $R_X j$ dans le domaine fréquentiel : [20]

$$\mathbf{R}^j(\mathbf{b}) = \sum_{i=1}^{N_t} \text{diag}\{\mathbf{H}_1^{ji}, \dots, \mathbf{H}_{N_{FFT}}^{ji}\} \mathbf{X}^i(\mathbf{b}) + \mathbf{N}^j(\mathbf{b}) \quad (\text{V.3.6})$$

Avec $\mathbf{R}^j(\mathbf{b})$ le \mathbf{b} -ème symbole OFDM en sortie de la FFT sur l'antenne, $\mathbf{R}_X j \mathbf{N}^j(\mathbf{b})$ le vecteur équivalent de bruit composé par les éléments $N_k^j(\mathbf{b}) \sim N_C(\mathbf{0}, \sigma_n^2)$ $0 \leq k \leq N_{NFFT} - 1$ et \mathbf{H}_k^{ji}

désignant le K -ème échantillon de la réponse fréquentielle du sous-canal reliant l'antenne d'émission i à l'antenne de réception j donné par :

$$H_k^{ji} = \sum_{l=0}^{L_t-1} h_l^{ji} e^{-\frac{j2\pi lk}{N_{FFT}}} \quad (\text{V.3.7})$$

V.4 Les interférences entre symboles :

Les symboles subissent des échos et un symbole émis parvient au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés.

Un symbole émis lors d'une période $m \times T_s$ peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à la période $(m-1)T_s$. Il se produit alors des interférences dites IES (interférences entre symboles) comme le montre la figure ci-dessous : [21]

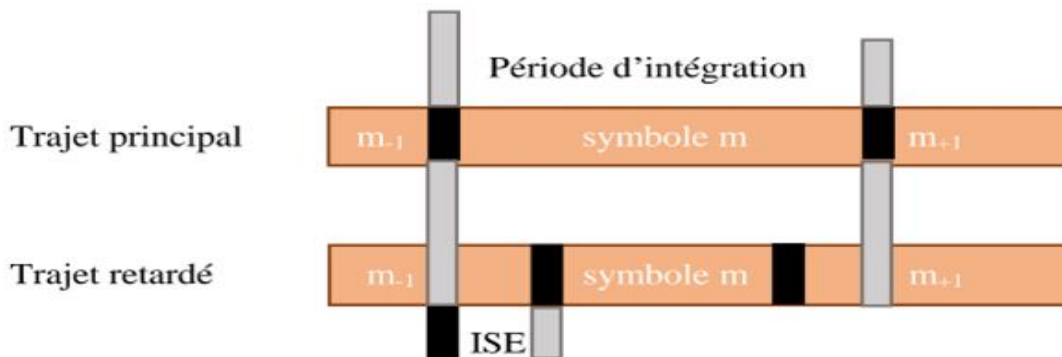


Figure 24 : des interférences entre symboles

V.5 Les interférences entre porteuse ICI :

Comme nous le savons, dans OFDM, les porteuses sont densément emballées, alors que dans le pic d'une sous-porteuse est nulle pour les autres sous-porteuses. C'est ce qu'on appelle l'orthogonalité. En d'autres termes, pour que l'OFDM soit une modulation efficace, les sous-porteuses doivent être orthogonales les unes aux autres. ICI (Inter Carrier Interference) est causé lorsque les sous-porteuses perdent l'orthogonalité. ICI est le résultat de deux raisons.

- La propagation du retard du canal radio dépasse l'intervalle CP (c'est-à-dire l'intervalle de garde)

- Décalage de fréquence au niveau du récepteur.

L'ICI est réduit ou peut être atténué par l'estimation du décalage de fréquence et la correction de l'espacement des sous-porteuses en conséquence.[22]

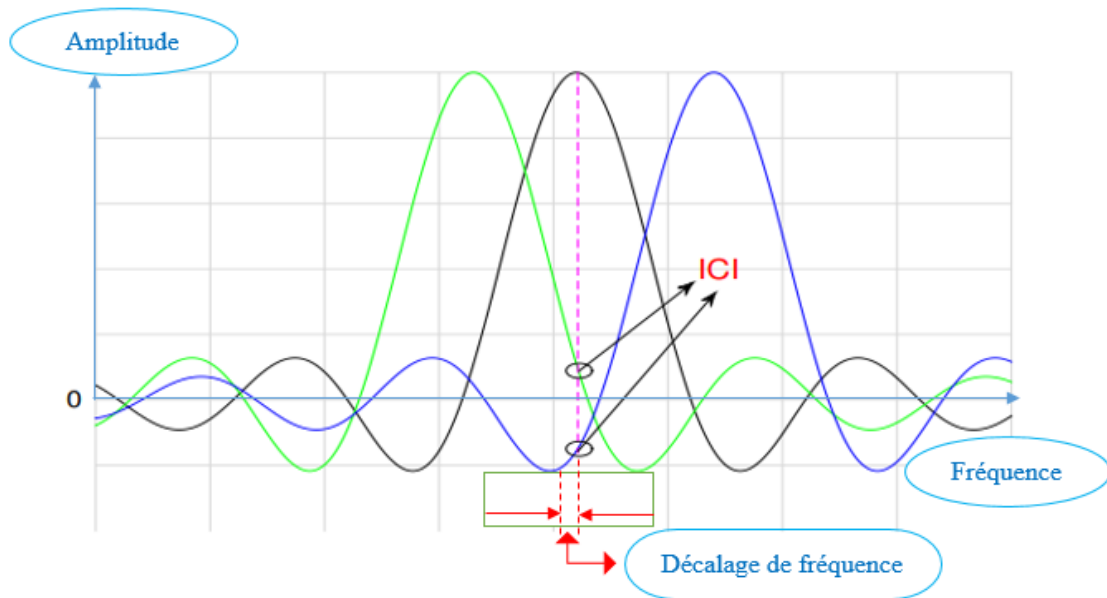


Figure 25 : Représentation des interférences entre porteuses

VI. Présentation des canaux sans fil :

la présentation des différents canaux sans fil à variation temporelle linéaire (LTV) est conduit à quatre fonctions de transfert qui peuvent être utilisées pour décrire le canal. Comme est-il indiqué dans la figure suivante :

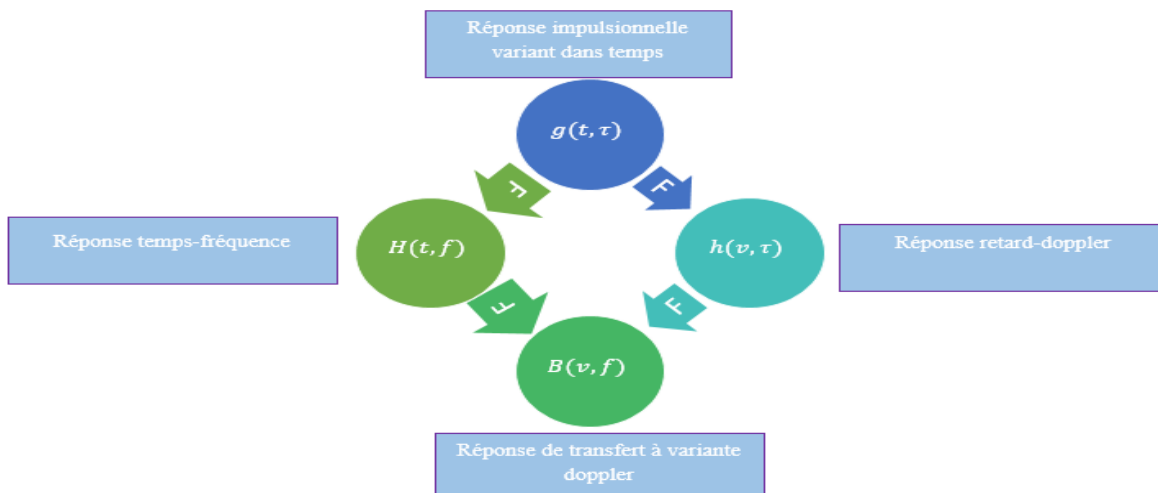


Figure 26 : Réponse de transfert à variante Doppler [23]

Les flèches représentent une transformation de Fourier (F) ou une transformation de Fourier inverse (F^{-1}).

- La réponse impulsionnelle variant dans le temps :

La fonction $g(t, \tau)$ est appelée réponse impulsionnelle variant dans le temps, et relie le signal reçu $s(t)$ au signal émis $e(t)$ selon la relation suivant :

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e(t - \tau) g(t, \tau) d\tau \quad (\text{VI.1.1})$$

- La Réponse de transfert à variante Doppler ;

La fonction $B(f, \nu)$ est également appelée fonction de dispersion Doppler en sortie et permet d'observer le phénomène de décalage Doppler introduit par le canal. Il s'agit de la fonction duale de la fonction $g(t, \tau)$ dans l'espace fréquence-décalage Doppler. Elle relie donc le spectre du signal reçu $S(f)$ au spectre du signal émis $E(f)$ selon la relation :

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} E(f - \nu) B(f - \nu, \nu) d\nu \quad (\text{VI.1.2})$$

Cette représentation considère le spectre du signal de sortie $S(f)$ comme une superposition de répliques du spectre d'entrée $E(f)$, ayant subi un décalage Doppler.

- La réponse temps-fréquence (OFDM) :

La fonction $H(f, t)$ est appelée réponse temps- fréquence (OFDM) ou la fonction de transfert variant dans le temps consiste à relier le signal temporel de sortie $s(t)$ au spectre du signal d'entrée $E(f)$ en utilisant la fonction de transfert variant dans le temps $H(t, f)$

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} E(f) H(f, t) e^{j2\pi ft} df \quad (\text{VI.1.3})$$

La fonction $H(t, f)$ peut être liée aux fonctions $g(t, \tau)$ et $B(f, t)$ par une simple transformation de Fourier

- La réponse retard-Doppler :

Une dernière approche consiste à représenter le canal dans l'espace retard-décalage Doppler. La fonction correspondante permet d'observer simultanément la dispersion introduite par le canal dans les domaines temporel et fréquentiel, d'où sa dénomination : fonction de dispersion retard-Doppler. La fonction $h(t, \nu)$ lie le signal de sortie $r(t)$ au signal d'entrée $e(t)$ par la relation suivante :

$$\mathbf{r}(\mathbf{t}) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{e}(\mathbf{t} - \boldsymbol{\tau}) \mathbf{h}(\boldsymbol{\tau}, \nu) e^{j2\pi\nu\mathbf{t}} d\nu d\boldsymbol{\tau} \quad (\text{VI.1.4})$$

L'équation (VI.14) présente le signal de sortie $\mathbf{r}(\mathbf{t})$ comme une somme de répliques du signal d'entrée $\mathbf{e}(\mathbf{t})$ ayant subi un retard et un décalage Doppler. La fonction $h(t, \nu)$ peut être liée aux fonctions $g(t, \tau)$ et $B(f, \nu)$ par une simple transformation de Fourier [23]

VII. Conclusion :

Dans ce premier chapitre, nous avons d'abord présenté l'évolution sans fil des réseaux mobiles (1G, 2G, 3G,4G) et estimation des canaux sans fils. Dans la suite de ce mémoire on s'intéresse particulièrement à un canal sélectif en fréquence et également nous avons écrit brièvement les systèmes MIMO.

Nous avons décrit le principe de la modulation, et on a étudié précisément la modulation multi-porteuses, et la manière dont le signal OFDM est modulé/démodulé numériquement. Nous avons décrit de quelle manière les systèmes OFDM permettent une occupation spectrale optimale grâce au principe d'orthogonalité entre sous porteuses. L'orthogonalité et la modulation/démodulation. OFDM sont très facilement réalisables grâce à la mise en œuvre de la transformée de Fourier discrète qui peut être efficacement implémentée sur des porteuses.

Enfin nous avons présenté les différents canaux sans fils à variation temporelle linéaire et en va plus discuter détailler dans le chapitre suivant.

Chapitre 2 : Estimation de canal pour l'espace-temps-fréquence orthogonal (OTFS) MIMO Massive

I Introduction :

La demande de services sans fil est en constante augmentation et une variété de nouveaux services, tels que les jeux interactifs, le streaming vidéo 4k, les maisons intelligentes, etc., font leur apparition. Ils nécessiteront une plus grande flexibilité, ainsi qu'une fiabilité et un débit de données plus élevés que les normes LTE (3GPP Long Term Evolution) et autres normes 4G existantes [24]. Pour cette raison, le 3GPP et d'autres organisations internationales de normalisation ont développé les bases des systèmes 5G, entre autres innovations, de nouveaux formats de modulation sont à l'étude et à évaluer.

Un élément extrêmement important des systèmes 5G sera l'utilisation de bandes de fréquences à ondes millimétriques, car elles offrent une bande passante beaucoup plus grande que les bandes cellulaires classiques. La perte de trajectoire d'espace libre plus élevée à ces fréquences, qui a longtemps été considérée comme une référence pour les applications cellulaires, peut être compensée par un gain de formation de faisceau de réseaux adaptatifs appropriés [25], [26], et de nombreuses études théoriques ainsi que des prototypes ont montré la faisabilité fondamentale de la réalisation de systèmes 5G à fréquences d'onde mm [27], Cependant, un problème majeur reste le comportement dans les canaux dispersifs à haute fréquence puisque le bruit de phase et la sensibilité au mouvement (propagation Doppler) augmentent avec la fréquence porteuse, trouver des méthodes de modulation dont les performances ne se dégradent pas de manière significative dans ces circonstances est critique.[28]

Nous avons récemment proposé une nouvelle approche de modulation appelée modulation OTFS (Orthogonal Time Frequency Space) [29], [30]. Il répartit la forme d'onde de base (c'est-à-dire le signal multipliant chaque symbole de modulation) sur tout le plan temps-fréquence, contrairement à l'OFDM (multiplexage par division de fréquence orthogonale). Où la forme d'onde de base est très localisée. Par conséquent, OTFS fournit un ordre de diversité élevé, et fonctionne donc bien en

particulier dans une situation avec un étalement Doppler élevé et des informations d'état de canal limitées ou inexistantes au niveau de l'émetteur (CSIT). Cependant, on peut supposer qu'à des écarts Doppler de valeur extrême, ainsi qu'en présence de bruit de phase, la capacité du récepteur à faire face à la dispersion sera limitée, et l'auto-interférence qui en résulterait dégraderait les performances. De telles situations peuvent notamment se produire dans les bandes d'ondes mm Ces scénarios n'ayant pas encore été étudiés, le présent document vise à combler cet écart. Le reste de l'article est organisé comme suit la section II passe en revue les principes fondamentaux de l'OTFS. La section III décrit les paramètres de simulation, y compris le modèle de canal et le modèle de bruit de phase. La section IV donne les résultats de performance. [31]

II canal sans fil dans le domaine retard-doppler

Lorsqu'une forme d'onde est transmise, le canal sans fil la retarde dans le temps (décalage temporel) et décale son contenu en fréquence (décalage Doppler), et une forme d'onde décalée Doppler retardée est reçue. Un canal à trajets multiples linéaire variant dans le temps peut être représenté de différentes manières, en fonction des paramètres utilisés pour modéliser la réponse impulsionnelle, à savoir la fréquence temporelle, la temporisation, la temporisation Doppler. Habituellement, la représentation temporelle $h(t; \tau)$ ou, de manière équivalente, la représentation temps-fréquence $H(t; f)$ sont utilisées, où t , et f désignent respectivement le temps, le retard et la fréquence. Ces représentations ont un support fini caractérisé par le retard maximal et l'étalement des multiplicateurs. La température à laquelle les coefficients de canal varient ($\propto 1/\text{temps de cohérence}$) dans ces représentations dépend de la mobilité et de la fréquence de fonctionnement. Une mobilité élevée ou une fréquence de fonctionnement élevée entraînerait une variation rapide du canal, rendant difficile l'estimation du canal et l'adaptation temps-fréquence associée. Une manière compacte équivalente de représenter le canal consiste à utiliser la réponse impulsionnelle retard-Doppler $h(\cdot; \cdot)$, où τ et f désignent respectivement le retard et le Doppler [30], [31]. Les prises dans ce domaine correspondent au groupe de réflecteurs ayant un retard particulier (dépend de la distance relative des réflecteurs) et une valeur Doppler (dépend de la vitesse relative des réflecteurs). Ainsi, cette représentation reflète la géométrie réelle du canal sans fil [30]. Puisqu'il n'y a qu'un petit nombre de groupes des réflecteurs avec différents délais et valeurs Doppler [31], les paramètres qui doivent être estimés sont également moins nombreux, et la représentation dans ce domaine est plus compacte et clairsemée. En outre, la vitesse et la distance restent à peu près les mêmes pendant au moins quelques millisecondes, et donc les prises retard-Doppler sont invariantes dans le temps pour un temps d'observation plus grand par

rapport à celui de la représentation temps-fréquence [30]. Cela rend l'estimation de canal facile dans le domaine du retard-Doppler.

À titre d'illustration, nous avons tracé l'amplitude au carré de la réponse impulsionnelle d'un modèle de canal Jakes de 300 Hz (Doppler maximum) [24] avec 25 prises de retard et un profil de retard de puissance uniforme sur la figure 1; (a) dans le domaine temps-fréquence, (b) dans le domaine temporel qui a une relation de transformée de Fourier avec le domaine temps-fréquence le long de l'axe du retard, et (c) dans le domaine retard Doppler qui est lié au domaine temps-fréquence par un transformée appelée transformée de Fourier symplectique 2D [30]. Comme nous pouvons le voir sur la figure 27 suivant :

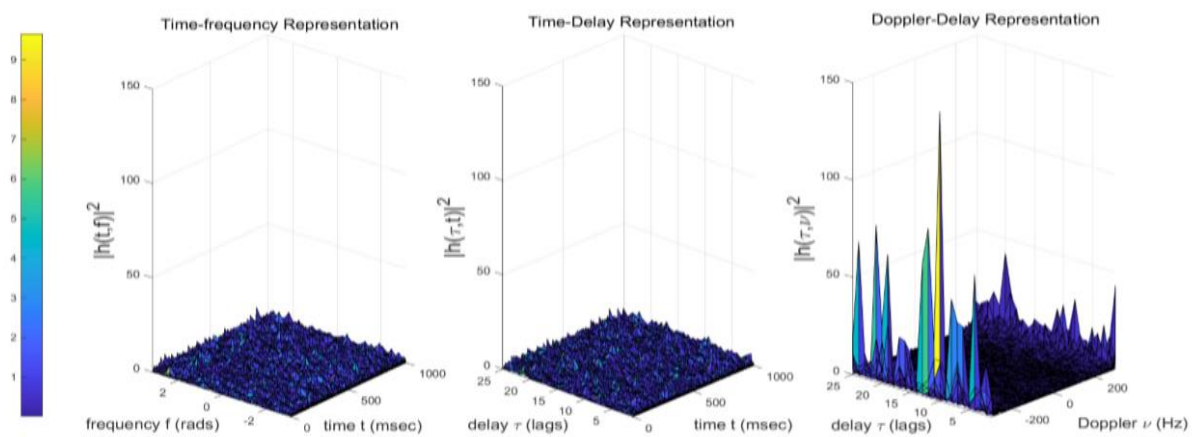


Figure 27 : Amplitude au carré de la réponse impulsionnelle d'un modèle de canal Doppler Jakes à 300 Hz avec 25 prises de profil de retard de puissance uniforme dans (a) domaine temps-fréquence, (b) domaine de retard temporel et (c) domaine de retard Doppler. [30]

La réponse impulsionnelle n'est pas localisée dans les représentations temps-fréquence et temps-retard, alors qu'elle est en pointe (localisée) dans quelques cases Doppler retard dans la représentation Doppler retard, c'est-à-dire l'impulsion la réponse est rare dans la représentation retard-Doppler. Cette caractéristique peut être exploitée pour une estimation de canal efficace.

Voir la figure 28 :

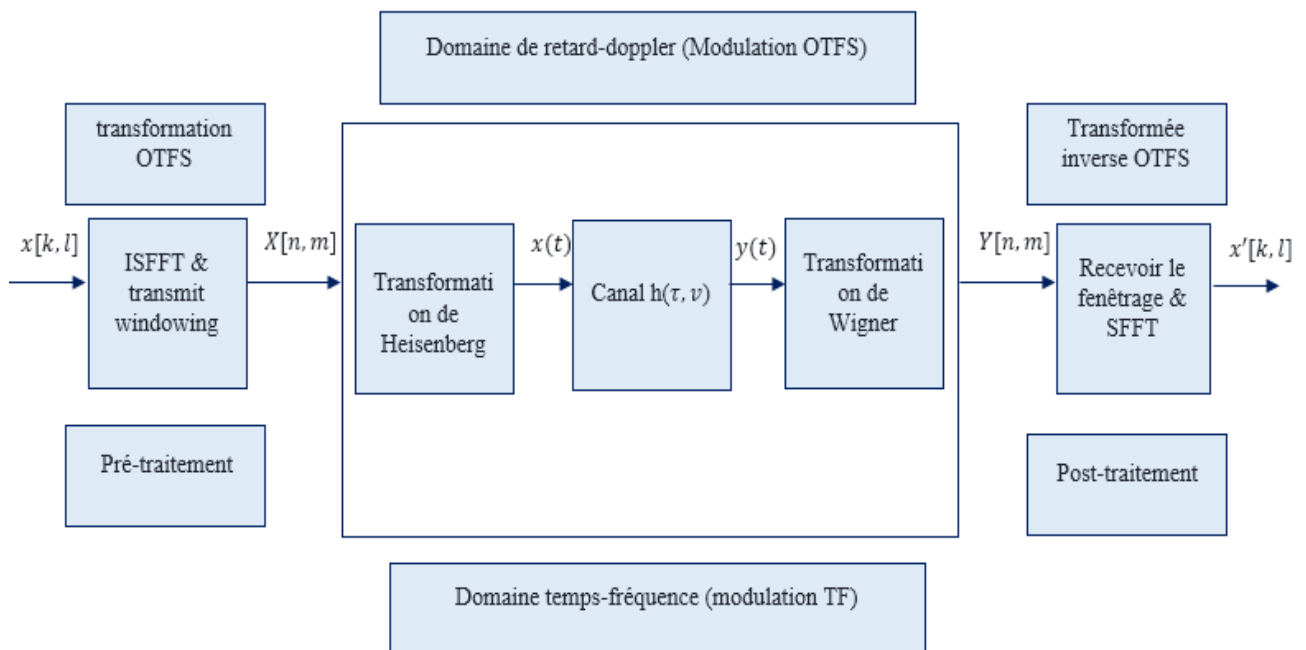


Figure 28 : Schéma fonctionnel du modulation OTFS.

III modulation OTFS :

III.1 définition :

Le nouveau schéma de modulation que nous proposons est l'OTFS (Orthogonal Time Frequency Space), qui module chaque symbole d'information (par exemple, QAM) sur l'une des fonctions de base orthogonales bidimensionnelles (2D) qui couvrent la largeur de bande et la durée de la salve ou du paquet de transmission. L'ensemble de fonctions de base de modulation est spécifiquement dérivé pour représenter directement la dynamique du canal à trajets multiples variant dans le temps. L'OTFS peut être mis en œuvre comme bloc de pré et de post-traitement pour les systèmes OFDM filtrés, ce qui permet une compatibilité architecturale avec le LTE. L'OTFS transforme le canal à trajets multiples variable dans le temps en un canal bidimensionnel indépendant du temps dans le domaine Delay-Doppler qui représente directement la géométrie des différents réflecteurs composant la liaison sans fil. De cette façon, l'OTFS élimine les difficultés de suivi de l'évanouissement variable dans le temps, en particulier dans les communications à grande vitesse entre véhicules. Grâce à sa capacité à extraire la diversité complète des canaux dans le temps et les fréquences, l'OTFS permet une mise à l'échelle linéaire du débit avec le nombre d'antennes dans les applications de véhicules en mouvement. De plus, comme la représentation du canal Delay-Doppler est très compacte, l'OTFS permet un

empilement dense et flexible des signaux de référence, une exigence clé pour supporter les grands réseaux d'antennes utilisés dans les applications MIMO massives.

La modulation OTFS présente de nombreux avantages qui sont liés aux défis que les systèmes 5G tentent de relever. On peut dire que le plus grand avantage et la principale raison d'étudier cette modulation est sa capacité à transformer un canal qui s'évanouit aléatoirement dans la trame temps-fréquence en un canal stationnaire, déterministe et sans évanouissement entre l'émetteur et le récepteur. Comme nous le verrons, dans le domaine du retard Doppler OTFS, tous les symboles d'information connaissent la même réponse de canal statique et le même rapport signal/bruit

De plus, l'OTFS utilise au mieux les évanouissements et les fluctuations de puissance du signal reçu pour maximiser la capacité. Pour illustrer ce point, supposons que le canal se compose de deux réflecteurs qui introduisent des pics et des creux dans la réponse du canal à travers le temps, à travers la fréquence, ou à travers les deux. Un système OFDM peut théoriquement résoudre ce problème en répartissant les ressources énergétiques selon le principe de remplissage d'eau. Cependant, en raison des difficultés pratiques liées à la vitesse des fluctuations du canal, de telles approches sont difficiles à mettre en œuvre dans les systèmes OFDM à haute mobilité. En particulier, une mauvaise estimation des canaux dans de tels environnements conduit à un remplissage d'eau mal adapté, de sorte que certaines parties du cadre temps-fréquence ont un excès d'énergie reçue, tandis que d'autres parties ont une énergie reçue trop faible. Un système OTFS résout les deux réflecteurs et l'égaliseur du récepteur combine de manière cohérente l'énergie des deux réflecteurs, fournissant un canal sans évanouissement avec le même rapport signal/bruit pour chaque symbole. Il fournit donc un canal conçu pour maximiser la capacité dans l'hypothèse d'une répartition égale de la puissance entre les symboles (ce qui est courant dans les systèmes sans fil existants).

III.2 La modulation QAM :

La modulation d'amplitude en quadrature (en anglais, quadrature amplitude modulation QAM) est une forme de modulation d'une porteuse par modification de l'amplitude de la porteuse elle-même et d'une onde en quadrature (une onde déphasée de 90° avec la porteuse) selon l'information transportée par deux signaux d'entrée. L'amplitude et la phase de la porteuse sont simultanément modifiées en fonction de l'information à transmettre. La constellation, qui est en conséquence le nombre de bits pouvant être transmis une seule fois, peut être augmentée pour un meilleur débit binaire, ou diminuée pour améliorer la fiabilité de la transmission en générant moins d'erreurs binaires.

La génération des nombres complexes s'effectue généralement par l'implémentation d'une modulation d'amplitude en quadrature, mieux connue sous l'acronyme QAM. Premièrement, une constellation de M points est choisie en fonction du débit numérique souhaité. Par la suite, la séquence binaire est divisée en blocs de $\log_2(M)$ bits et dépendamment de la constellation choisie, deux séquences distinctes seront générées : la séquence en phase et la séquence en quadrature. À la figure 29, nous avons un exemple de la cartographie d'une constellation normalisée en 16 points ($M = 16$) :

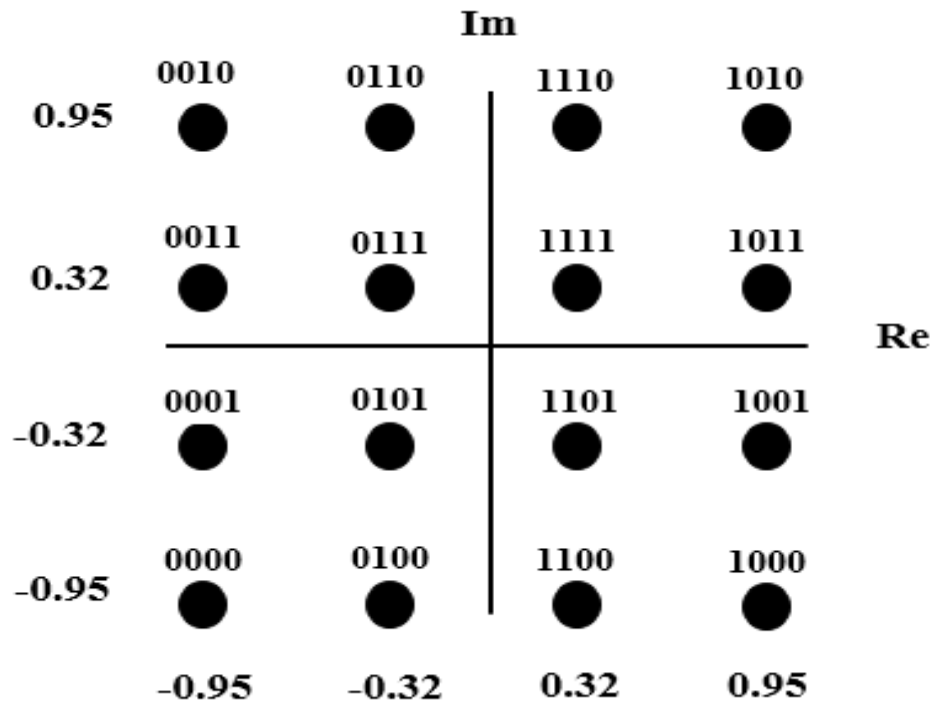


Figure 29 : un exemple de la cartographie d'une constellation normalisée en 16 points ($M = 16$) [32]

La constellation possédant 16 points distincts, quatre bits ($\log_2(16)$) sont nécessaires afin de pouvoir sélectionner tous les nombres complexes possibles. Par la suite, dépendamment de la constellation utilisée, la génération des nombres complexes s'effectue simplement à l'aide d'une table de consultation (LUT ou look-up table) et s'implémente donc facilement en pratique. La figure 26 représente bien la modulation d'une courte séquence binaire en symboles QAM, à l'aide de la constellation illustrée à la figure 30 [32]

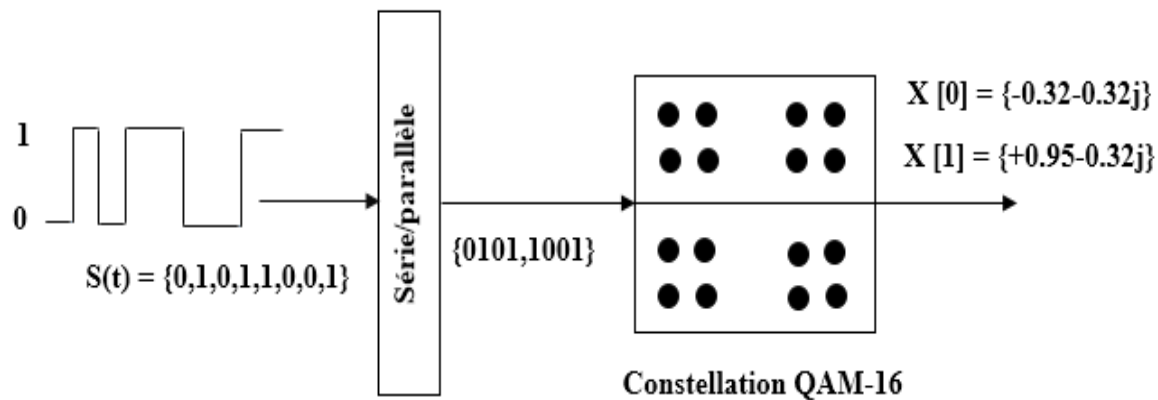


Figure 30 : Exemple d'une modulation QAM-16 [32]

III.3 Etapes de traitement OTFS :

Dans OTFS, les symboles d'information QAM sont disposés sur une grille $N_t \times N_f$ sur le plan Delay-Doppler. Une transformée de Fourier symplectique 2D traduit chaque point de ce plan de retard-Doppler en une fonction de base correspondante qui couvre tout le plan temps-fréquence (les fonctions de base sont des exponentielles complexes orthogonales 2D). La transformée de Fourier symplectique diffère de la transformée de Fourier cartésienne plus connue en ce que les fonctions exponentielles à travers chacune des deux dimensions ont des signes opposés et les coordonnées sont inversées dans les deux domaines. Ceci est nécessaire car il correspond au comportement de la représentation du canal à retard-Doppler par rapport à la représentation de réponse en fréquence variant dans le temps du canal, comme expliqué ci-dessus. Ainsi, les symboles OTFS QAM sont transformés en une grille de taille identique représentant des points d'échantillonnage dans le domaine Temps-Fréquence et l'énergie de chaque symbole QAM est répartie sur le domaine TimeFrequency. Rappelons qu'il s'agit de la même grille sur laquelle sont définis les symboles OFDM QAM (ou l'une de ses variantes multi-porteuses filtrées) (N_f est équivalent au nombre de sous-porteuses et N_t au nombre de symboles multi-porteuses). Le mappage des symboles d'information aux fonctions de base temps-fréquence est illustré à la figure 31. De par sa nature même, OTFS permet à chaque paquet, quelle que soit sa taille, de capturer la diversité complète du canal puisque tous les symboles QAM sont répartis sur la fréquence observée. et bloc de temps. Cela a des implications précieuses pour d'autres exigences 5G telles que la pénétration en profondeur des appareils IoT et des réseaux de capteurs, comme décrit dans [33]. Ces cas d'utilisation nécessitent 20 dB ou plus de gain de traitement supplémentaire. OTFS permet de prendre en charge les petits paquets et les débits de données avec une puissance plus élevée, c'est-à-dire un compromis transparent entre le débit de données, la

puissance et le gain de traitement, tout en récoltant les mêmes avantages de la capture de toutes les branches de retard et de diversité Doppler dans le canal.

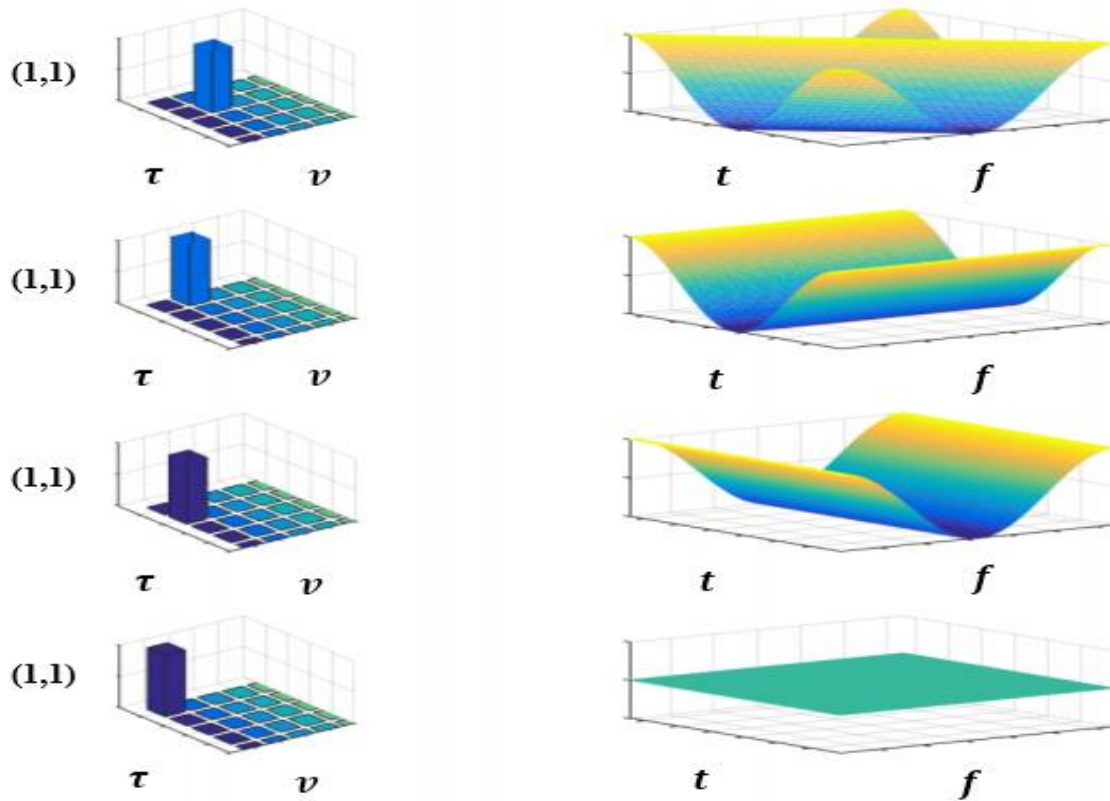


Figure 31 : Mappage des symboles d'information (domaine retard-Doppler) aux fonctions de base (domaine temps-fréquence)

IV Le principe de modulation et démodulation :

L'OTFS fonctionne dans le système de coordonnées retard-Doppler en utilisant un ensemble de fonctions de base orthogonales aux décalages de temps et de fréquence. Ce système de coordonnées contient à la fois des données et des signaux de référence ou des pilotes. Le domaine retard-Doppler reflète la géométrie du canal sans fil, qui change beaucoup plus lentement que les changements de phase subis dans le domaine temps-fréquence qui varie rapidement. Les symboles OTFS connaissent toute la diversité du canal dans le temps et la fréquence, échangeant la latence contre la performance dans des scénarios Doppler élevés.

La figure 32 illustre les étapes de modulation et de démodulation ainsi que les effets du canal sur la modulation. Les symboles d'information d'émission (symboles QAM) sont placés sur un treillis ou une grille dans le domaine bidimensionnel retard-Doppler (représenté en haut à gauche en vert) et transformés dans le domaine temps fréquence par une transformation de Fourier symplectique bidimensionnelle. Rappelons qu'il s'agit du domaine temps-fréquence familier où résident les

symboles QAM OFDM. En revanche, dans l'OTFS, chaque symbole QAM est réparti sur ce plan temps-fréquence (c'est-à-dire sur la largeur de bande du signal et le temps du symbole sélectionnés) en utilisant une fonction de base différente. Par conséquent, tous les symboles de même puissance ont le même rapport signal/bruit et utilisent exactement le même canal. Il en résulte que, compte tenu de la fenêtre d'observation de fréquence et de temps appropriée, il n'y a pas d'évanouissement sélectif en fréquence ou en temps des symboles QAM. Par la suite, le signal passe à travers une banque de filtres multi porteuses, ce qui permet d'obtenir les mêmes avantages de mise en forme de filtre que ceux observés dans diverses formes de OFDM filtrée. Côté réception, le traitement inverse est effectué.

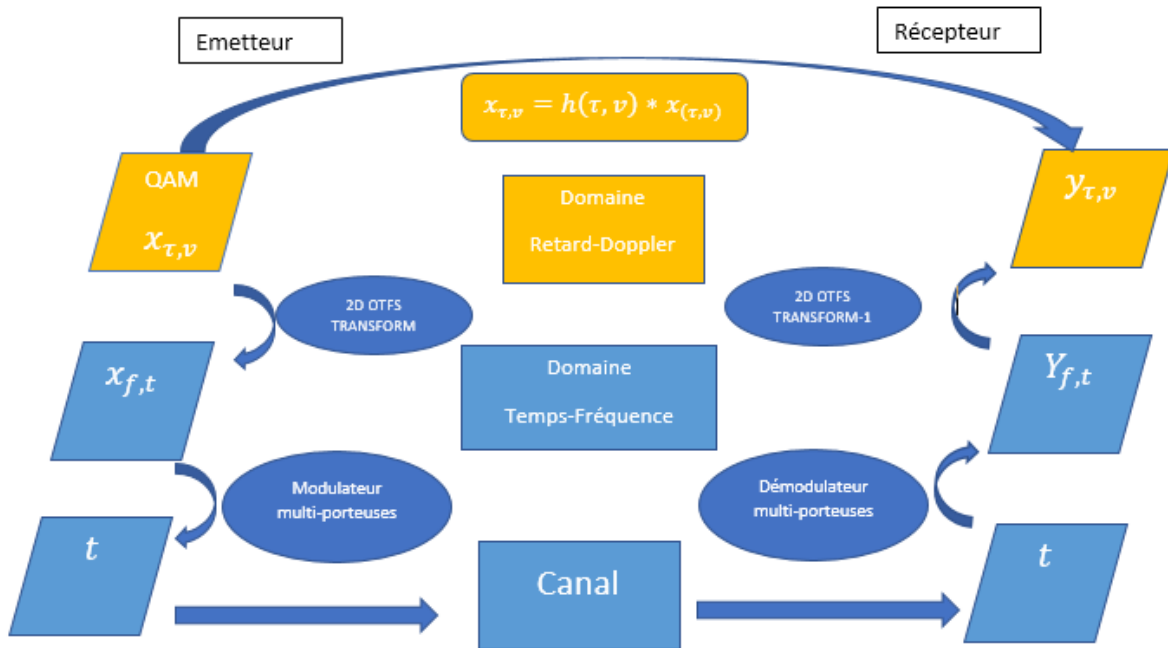


Figure 32 : Étapes de traitement OTFS multi-porteuses

La modulation OTFS fonctionne fondamentalement dans le domaine Doppler retard (essentiellement le dual de Fourier 2D du domaine fréquence-temps), convertissant efficacement le canal à atténuation temporelle variable par le canal indépendant de la temporisation. Soit le signal reçu $r(t)$ dû à un signal d'émission $s(t)$ donné par :

$$r(t) = \iint h(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu(t-\tau)} s(t - \tau) d\nu d\tau + v(t) \quad (VI)$$

Où : $v(t)$ est le bruit additif au niveau du récepteur

Où : $h(\tau, \nu)$ est la fonction d'étalement du canal, c'est-à-dire la transformée de Fourier (par rapport à t) de la réponse impulsionnelle variant dans le temps $h(\tau, t)$. Ici, τ et ν sont respectivement le retard et le décalage Doppler. Le mappage de la transmission sur le signal de réception peut être interprété comme une transformation de Heisenberg, paramétrée par la fonction $h(\tau, \nu)$. La modulation OTFS elle-même peut désormais être interprétée comme une cascade de deux transformées bidimensionnelles. Au niveau de l'émetteur, dans un premier temps, les symboles d'information $x[n, m]$, qui résident dans le domaine retard-Doppler, sont mappés dans le domaine temps-fréquence par la transformée de Fourier symplectique inverse 2D. Cette cartographie implique également le fenêtrage (puisque toute mise en œuvre pratique a une taille de bloc finie) et la périodisation (indiquée par l'indice p pour les quantités correspondantes) avec la période (N, M) : [30]

IV.1 La modulation OTFS

Considérons un ensemble de $N \times M$ symboles d'information $x[k, l]$, $k = 0, \dots, N - 1$, $l = 0, \dots, M - 1$ à partir d'un alphabet de modulation $A = \{a_1, \dots, a_{|A|}\}$ (par exemple QAM), qui sont disposés sur une grille 2D retard – Doppler Γ que nous souhaitons transmettre. L'OTFS mappe $x[k, l]$ aux symboles $X[n, m]$ dans le domaine temps-fréquence en utilisant la transformée de Fourier finie symplectique inverse (SFFT) comme suit:

$$X_p[n, m] = SFFT^{-1}(x_p[k, l])$$

Pour

$$X_p[n, m] = \frac{1}{NM} = \sum_{l,k} x_p[k, l] e^{j2\pi(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M})} \quad \text{VI.1}$$

Où

$$l = 0, \dots, M - 1 \quad k = 0, \dots, N - 1$$

Remarque 1:

L'opération de modulation en (2) généralise l'OFDM qui mappe les symboles d'information du domaine fréquentiel au domaine temporel. Si $g_{tx}(t)$ est une forme d'onde rectangulaire avec une durée de T , alors (2) se réduit à une transformée de Fourier discrète inverse conventionnelle. Lorsque $N = 1$, la boîte intérieure de la figure 1 est un système OFDM. Par conséquent, un symbole OTFS

(rafale de paquets) peut être considéré comme un pré-codage SFFT appliqué sur N symboles OFDM indépendants consécutifs avec M sous-porteuses

IV.2 Démodulation OTFS :

Au niveau du récepteur, le processus inverse utilise la SFFT (transformée de Fourier fin symplectique) voir la figure 33

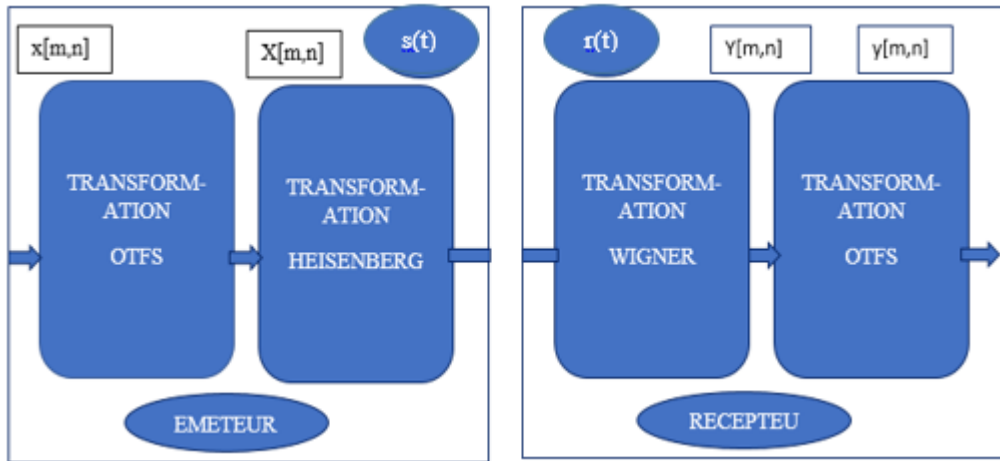


Figure 33 : Schéma fonctionnel de la modulation OTFS : émetteur et récepteur

$$X[n, m]$$

Obtenir

$$x_p[k, l] = SFFT(x_p[n, m])$$

Et

$$x_p[k, l] = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} X_p[n, m] e^{-2j\pi(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M})} \quad \text{VI.2}$$

Dans ce qui suit, la combinaison de fenêtrage et de SFFT inverse est appelée la transformation OTFS. Par la suite, le signal temps-fréquence est converti en un signal de domaine temporel $s(t)$ par une transformée de Heisenberg.

$$s(t) = \sum_{m=M/2}^{\frac{M}{2}-1} \sum_{n=0}^{N-1} X[n, m] g_{xt}(t - nT) e^{j2\pi m \Delta f (t - nT)} \quad \text{VI.2.3}$$

Où

$$\mathbf{X} = \mathbf{W}_{xt} * \mathbf{SFFT}^{-1}(\mathbf{x}_p)$$

Avec :

\mathbf{W}_{xt} : est la fonction de fenêtrage à fréquence temporelle au niveau de l'émetteur. Cela peut être interprété comme un opérateur de Heisenberg avec des paramètres $X[n, m]$ appliqués à « l'impulsion de base » de la transmission $g_{tx}(t)$ (par exemple, une impulsion rectangulaire). Pour une utilisation ultérieure, notez que les impulsions de base d'émission et de réception remplissent la condition de bi-orthogonalité.

$$\int g_{tx}^*(t) g_{rx}(t - nT) e^{j2\pi m \Delta f (t - nT)} dt = \delta(m) \delta(n) \quad \text{VI.2.4}$$

On peut ainsi interpréter le signal reçu comme une cascade de deux opérateurs Heisenberg travaillant sur l'impulsion de base, l'un décrivant la modulation (sans la transformée OTFS), et l'autre décrivant l'interaction avec le canal. On sait maintenant que la cascade de deux opérateurs de Heisenberg avec les fonctions de paramétrage h_1 et h_2 est un autre opérateur de Heisenberg, paramétré avec une fonction h qui est la convolution torsadée des deux opérateurs d'origine.

$$h_{2(\tau, \nu)} *_{\sigma} h_{1(\tau, \nu)} = \iint h_2(\tau', \nu') h_1(\tau - \tau', \nu - \nu') e^{j2\pi \nu' (\tau - \tau')} d\tau' d\nu' \quad \text{VI.2.5}$$

Ainsi, le signal reçu devient (sans tenir compte du bruit pour faciliter la notation).

$$r(t) = \iint f(\tau, \nu) e^{j2\pi \nu (t - \tau)} g_{tx}(t - \tau) d\nu d\tau \quad \text{VI.2.6}$$

Où

$f(\tau, \nu)$: la réponse impulsionnelle de la transformée combinée

$$f(\tau, \nu) = h(\tau, \nu) *_{\sigma} X[n, m] = \sum_{m=-.5M}^{.5M-1} \sum_{n=0}^{N-1} X[n, m] h(\tau - nt, \nu - m\Delta f) e^{j2\pi (v - m\Delta f) nT} \quad \text{VI.2.7}$$

Le récepteur effectue une cascade d'une transformée de Wigner et d'une transformée OTFS. En d'autres termes, le signal est d'abord filtré avec l'impulsion de base de réception. La représentation retard-Doppler de ce signal filtré peut être interprétée comme la fonction d'ambiguïté croisée du signal reçu avec l'impulsion de base.

$$A_{g_{rx}, r(\tau, \nu)} \triangleq \int e^{-j2\pi \nu (t - \tau)} * g_{rx}(t - \tau) r(t) dt \quad \text{VI.2.8}$$

Échantillonné à $\tau = nT$ Et à $\nu = m\Delta f$ On peut montrer que ce signal est :

$$A_{g_{rx}, H_f(g_{tx})}(\tau, \nu) = f(\tau, \nu) * \sigma A_{g_{rx}, g_{tx}}(\tau, \nu) \quad \text{VI.2.9}$$

Et le canal de bout en bout (sans transformation OTFS) peut être décrit comme

$$Y(\tau, \nu) = (\tau, \nu) *_{\sigma} X[n, m] *_{\sigma} A_{g_r, g_{tr}}(\tau, \nu) \quad \text{VI.2.10}$$

Le récepteur effectue ensuite un SFFT sur la version échantillonnée, fenêtrée et périodisée de Y pour obtenir des estimations du signal reçu. La séquence estimée $\hat{x}[k, l]$ des symboles d'information obtenus après démodulation est donnée par la convolution périodique bidimensionnelle.

$$\hat{x}[k, l] = \frac{1}{MN} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} x[n, m] h_w\left(\frac{k-n}{NT}, \frac{l-m}{M\Delta f}\right) \quad \text{VI.2.11}$$

De la séquence QAM d'entrée $x[n, m]$ et d'une version échantillonnée de la réponse impulsionnelle fenêtrée $h_w(\cdot)$.

$$h_w\left(\frac{k-n}{NT}, \frac{l-m}{M\Delta f}\right) = h_w(\hat{\nu}, \hat{\tau}) \Big|_{\hat{\nu}=\frac{k-n}{NT}, \hat{\tau}=\frac{l-m}{M\Delta f}} \quad \text{VI.2.12}$$

Où $h_w(\nu', \tau')$ désigne la convolution circulaire de la réponse du canal avec une fonction de fenêtrage, qui à son tour est la transformée de Fourier symplectique du produit de la fenêtre de transmission et de réception. Une égalisation bidimensionnelle, par exemple, utilisant un égaliseur de rétroaction de décision bidimensionnelle, fournit les estimations finales des symboles d'information. Il est à noter que chaque symbole reçu "voit" le même gain de canal $h_w(0,0)$ sur le symbole transmis $x[l, k]$, et obtient une diversité complète à la fois du retard et du domaine Doppler.

V Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons analysé brièvement les performances d'un nouveau format de modulation, OTFS, dans les systèmes à ondes millimétriques, analysant en particulier l'impact du bruit de phase, de l'étalement Doppler et de l'étalement du retard, qui pourraient avoir des valeurs différentes par rapport aux bandes cellulaires traditionnelles. Il a été démontré qu'il existe un certain nombre de situations dans lesquelles OTFS surpasse la modulation OFDM traditionnelle.

Chapitre 3 : Simulation

I Introduction :

Le but principal de notre projet de fin d'étude est proposer un technique de La modulation de l'espace orthogonal temps-fréquence (OTFS) et comment lutter contre les effets doppler destructeurs dans les communications sans fil .

Dans ce dernier chapitre, nous décrivons son application aux systèmes radar et proposons un nouvel algorithme de filtrage adapté basé sur OTFS efficace pour l'estimation de la distance cible et de la vitesse. par la suite nous caractérisons l'objectif (ou l'opportunité) sous-jacent et spécifions le principal problème technique qui doit être résolu pour atteindre l'objectif. Nous concluons par une brève explication théorique du gain de performance d'une solution basée sur OTFS par rapport à une solution basée sur OFDM et le soutenons avec les résultats de la simulation.

II Avantage de performance OTFS sur OFDM

II.1 les cas d'utilisation de la 5G :

Dans ce chapitre, nous explorons les avantages de performance d'un schéma de modulation OTFS basé sur le multiplexage retard-Doppler sur un schéma de modulation multiporteuse OFDM basé sur le multiplexage temps-fréquence. Nous nous concentrons sur la démonstration des gains de performances qui sont intrinsèques à la structure de modulation et ne reposent pas sur une implémentation spécifique. Nous considérons cinq cas d'utilisation centraux de la prémisses technologique émergente de la 5G, notamment:

- Le haut débit mobile amélioré (eMBB). Ce cas d'utilisation tourne autour de la communication MIMO multi-utilisateurs incorporant un grand nombre d'antennes à la station de base comme un catalyseur pour servir un grand nombre d'utilisateurs avec une réutilisation spectrale maximale.
- Communication à haute mobilité. Ce cas d'utilisation tourne autour de la nécessité d'établir une liaison de communication fiable et cohérente entre et vers les destinataires mobiles comme dans le cas de la communication véhicule à véhicule (V2V ou V2X) et dans le cas des trains à grande vitesse.

- Internet des objets (IoT). Ce cas d'utilisation tourne autour de la nécessité d'établir une liaison de communication entre une station de base et un très grand nombre de petits appareils fonctionnant sous des contraintes de puissance strictes.
- Coexistence avec les paquets de communication à faible latence ultra fiables (URLLC). Ce cas d'utilisation tourne autour de la nécessité de prendre en charge un mode de transmission pour des paquets de communication à haute priorité et à faible latence qui sont transmis de manière superposée sur des paquets de données ordinaires, introduisant ainsi une interférence à bande étroite significative.
- Communication mm-Wave. Ce cas d'utilisation tourne autour de la communication dans le régime de longueur d'onde mm, motivée par la forte demande de nouveau spectre disponible. La réalisation d'une liaison de communication fiable dans ces bandes est difficile en raison des mauvaises propriétés de propagation des ondes électromagnétiques et du niveau élevé de bruit de phase dans ces fréquences. [34]

II.2 large bande mobile amélioré :

Une prémisses clé du haut débit mobile amélioré 5G est la capacité d'augmenter considérablement la capacité grâce à l'incorporation de plusieurs antennes à la station de base. Cela permet de réutiliser le spectre disponible parmi un grand nombre d'utilisateurs, un paradigme appelé MIMO multi-utilisateurs. Dans cette section, nous donnons des résultats de simulation comparant les performances de l'OFDM (en utilisant la numérotologie LTE et les hypothèses d'évaluation 3GPP) avec OTFS. Dans le sens de la liaison montante, nous nous concentrons sur le gain de compromis performances-complexité OTFS du récepteur de station de base et dans le sens de la liaison descendante, nous nous concentrons sur le gain de pré-codage OTFS. Sauf indication contraire, nous supposons les paramètres de simulation suivants:

Paramètre	Valeur
Bande passante du système	10 MHz
Modèle de canal	3GPP TDL-C, propagation du délai de 300 ns
Durée TTI	1 msec
Estimation du canal	idéal (selon les hypothèses d'évaluation 3GPP pour la 5G)
FEC	code Turbo LTE
Récepteur	OTFS Turbo , OFDM-ML

Tableau 1 : les paramètres de simulation

II.3 Résultats d'égalisation :

Dans la figure 34 et la figure 35, nous comparons l'efficacité spectrale OTFS et OFDM. A chaque point SNR, le schéma de modulation et de codage (MCS) maximum qui atteint le BER d'exploitation 3GPP de 10% est sélectionné. La figure 34 montre la comparaison d'efficacité spectrale pour les grands paquets (50 PRB) et les ordres MIMO allant de un à quatre (c'est-à-dire, SISO, 2x2 et 4x4). Les résultats pour l'OFDM sont obtenus en utilisant la détection du maximum de vraisemblance. Un récepteur à maximum de vraisemblance, bien qu'optimal pour OFDM, a une complexité exponentiellement croissante avec l'ordre MIMO. Par conséquent, pour MIMO d'ordre supérieur, les récepteurs sont souvent mis en œuvre avec des algorithmes de complexité réduite présentant une perte de performances. En tant que limite inférieure des performances OFDM, nous montrons les résultats avec un récepteur MMSE plus simple (généralement utilisé pour comparer les performances en 3GPP pour les systèmes OFDM). L'écart entre OTFS et OFDM est clairement visible et est particulièrement prononcé pour le MIMO d'ordre supérieur. Par exemple, pour le MIMO 4x4, à environ 19 dB SNR, l'écart de performance varie de 36% à 53%, selon le type de récepteur OFDM. Comme le Doppler à 30 km / h est relativement faible et que la taille du paquet est grande, le gain ne provient pas de la diversité supplémentaire obtenue en raison de l'effet d'étalement de l'OTFS. C'est plutôt dû à l'argument du numéro de condition présenté à la section 3.1. Un gain supplémentaire est visible sur la figure 35. Cela est dû à la taille plus petite des paquets. Dans OTFS, les performances ne varient pas en fonction de la taille des paquets, car tous les symboles bénéficient de la pleine diversité du canal. En revanche, un petit paquet OFDM est plus susceptible d'être «bloqué» dans une région d'évanouissement sélective en fonction du temps et / ou de la fréquence, en s'appuyant sur le code FEC pour récupérer.[34]

50

débit maximal

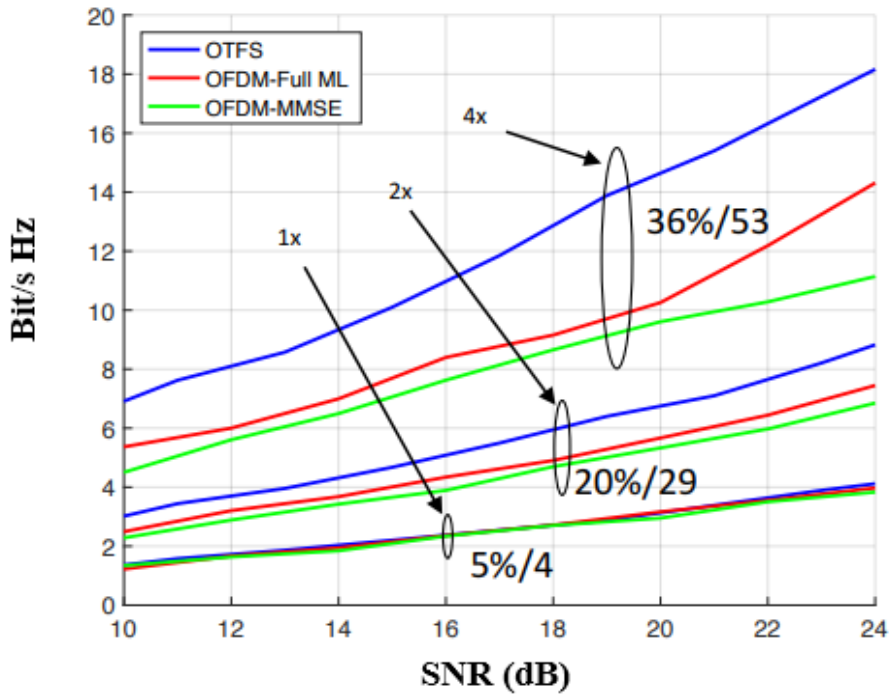


Figure 34 : Débit de gros paquets 30 km / h [34]

4 PRB

débit maximal

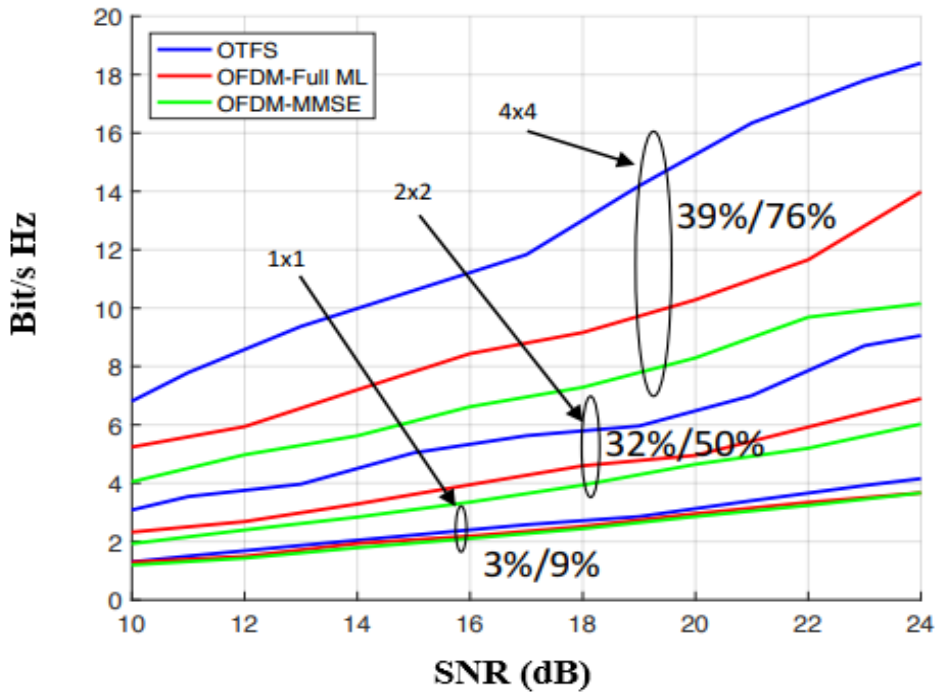


Figure 35 : Débit de petits paquets 30 km / h [34]

III Algorithme de détection de passage pour OTFS :

Nous proposons maintenant un algorithme de détection de passage de message (MP) pour OTFS en utilisant la relation entrée-sortie suivante [35] :

$$y[k, l] = \sum_{i=1}^p \sum_{q=-E_i}^{E_i} h_i \left(\frac{e^{2j\pi(-q-y_i)} - 1}{Ne^{-\frac{j2\pi}{N}(-q-y_i)} - 1} \right) x[[k - b_i + q]_N, [l - \alpha_i]_M] + z[k, l] \quad III$$

III.1 Algorithme de détection MP de faible complexité pour OTFS :

Le signal reçu sous forme vectorisée peut être écrit comme [35] :

$$y = Hx + z \quad (III.1)$$

III.2 Application de l'algorithme de détection MP pour OFDM sur les canaux de retard – Doppler :

Nous appliquons maintenant l'algorithme MP ci-dessus à l'OFDM pour compenser les effets Doppler. Le système OFDM peut être illustré par la boîte en pointillés interne sur la figure 28 (chapitre 2), c'est-à-dire le domaine temps-fréquence. Plus précisément, le module Heisenberg Transform est remplacé par IFFT, addition de préfixe cyclique (CP), conversion série-parallèle et numérique-analogique, et le module Wigner Transform est remplacé par analogique-numérique, parallèle-série, Suppression de CP et fonctionnement FFT. De plus, comme mentionné dans la remarque 1 (chapitre 2), pour les systèmes OFDM, N est mis à 1.

En OFDM, le signal reçu $r(t)$ et le bruit $v(t)$ dans (VI dans le chapitre 2) sont échantillonnés à T/M. Ensuite, le signal dans le domaine fréquentiel après le fonctionnement FFT est donné par [35] :

$$y = \mathbf{w} \mathbf{H}_t \mathbf{W}^H \mathbf{x} + \mathbf{v} \quad (III.2.1)$$

où $(\cdot)^H$ désigne la transposée hermitienne, \mathbf{W} est la matrice FFT à M points, et $\mathbf{x} \in \mathbb{A}^{M \times 1}$

est l'information transmise OFDM symbole.

Paramètre :	Valeur :
Fréquence porteuse	4 GHz
Nombre de sous-porteuses (M)	512
Nombre de symboles OTFS (N)	128
Espacement des sous-porteuses	15 KHz
Préfixe cyclique OFDM	2.6 μ s
Modulation	4-QAM
Vitesse UE (km / h)	30, 120, 500
Estimation de canal	Idéal

Tableau 2 : paramètre de simulation

En utilisant la matrice de canal du domaine fréquentiel $H \in \mathbb{C}^{M \times M} = \mathbf{W}\mathbf{H}\mathbf{W}^H$, nous pouvons réécrire (III.2) comme:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{v} \quad \text{VI.2 (III.2.2)}$$

Puisque (III.2.2) a une forme similaire à (III.1), le MP précédemment développé pour OTFS peut également être appliqué pour la détection de symboles OFDM. Nous notons que H est diagonalement dominant et que les valeurs des éléments hors diagonale dans chaque ligne diminuent à mesure que nous nous éloignons de l'entrée diagonale. Par conséquent, la matrice H de l'OFDM est également clairsemée, ce qui permet d'utiliser l'algorithme de détection MP de faible complexité proposé.

Remarque 2: on peut observer que les effets du gain de canal sur les symboles transmis sont différents en OTFS et OFDM. En OTFS, tous les symboles transmis subissent le même gain de canal (indépendant de k et l), alors qu'en OFDM, les gains de canal sont distincts au niveau des différentes sous-porteuses en raison du fonctionnement FFT sur H_t .

VI Résultats illustratifs :

Dans cette section, nous simulons les performances du taux d'erreur binaire (BER) non codé de l'OTFS et de l'OFDM sur les canaux retard-Doppler. Tous les paramètres de simulation pertinents sont donnés dans le tableau I. Pour les systèmes OTFS et OFDM, le modèle de véhicule étendu est appliqué pour le modèle de retard de canal, et le décalage Doppler du i ème trajet est généré en utilisant

$$\mathbf{v}_i = \mathbf{v}_{\max} \cos(\theta_i) \quad (\text{VI})$$

où $\theta_i \sim U(0, \pi)$ est uniformément distribué. La figure 36 montre les performances BER du système OTFS utilisant le détecteur MP proposé pour un nombre différent de termes d'interférence (E) avec une signalisation 4-QAM à SNR = 18 dB sur le canal retard-Doppler, où la vitesse de l'UE est de 120 km/h. Ici, nous considérons $E_i = E, \forall i$. Nous pouvons voir qu'il y a une amélioration significative des performances jusqu'à $E = 10$ et une saturation par la suite, en raison de l'IDI causé par le Doppler fractionnaire. Moins de termes d'interférence voisins suffisent à prendre en compte dans MP (par exemple, 5 à 10).

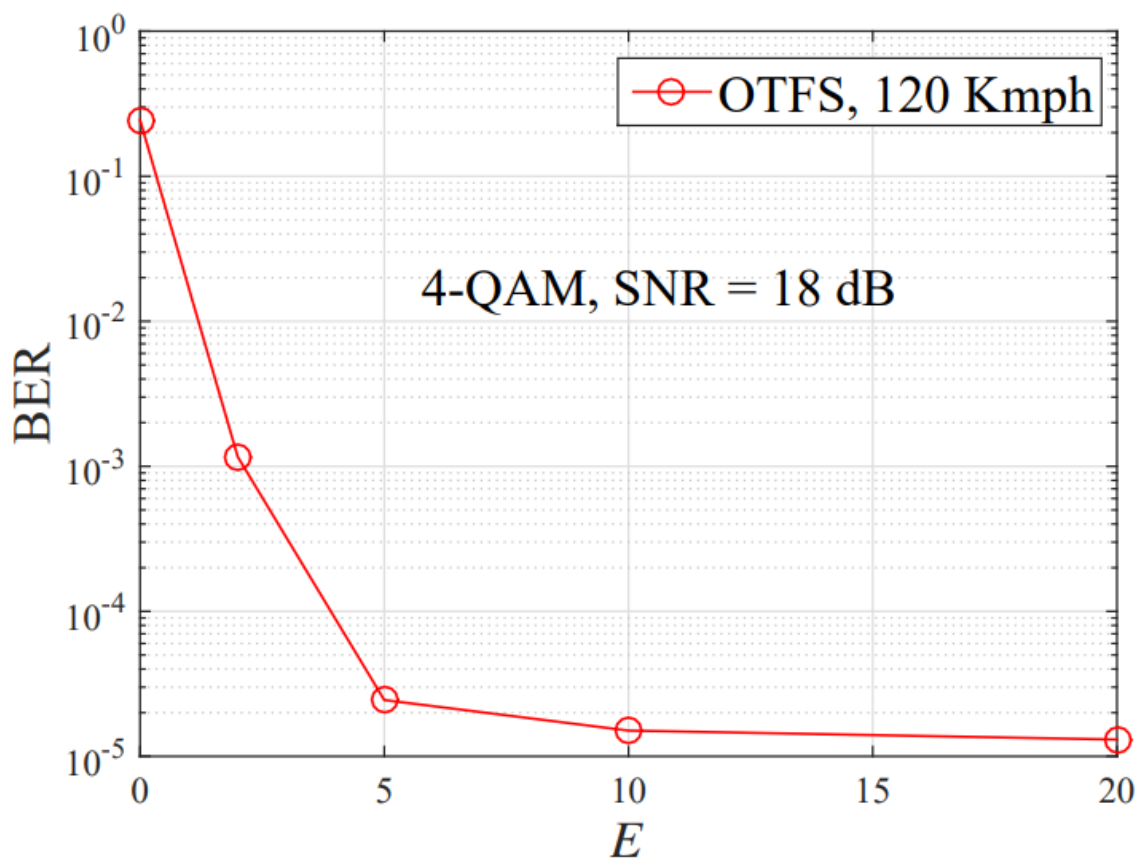


Figure 36 : La performance BER de l'OTFS pour un nombre différent de termes d'interférence (E) avec 4-QAM.

Sur la figure 37 et la figure 38 ci-dessus, nous illustrons la variation du BER et le nombre moyen d'itérations de OTFS en utilisant notre détecteur MP sur le canal retard-Doppler, où la vitesse de l'UE est de 120 km / h. Nous adoptons le facteur d'amortissement Δ pour $E = 10$. Nous considérons la signalisation 4-QAM et SNR = 18 dB. On observe que, lorsque $\Delta \leq 0,7$, le BER de MP reste presque le même, mais se détériore par la suite. De plus, lorsque $\Delta = 0,7$, MP converge avec le plus petit nombre d'itérations. Par conséquent, nous choisissons $\Delta = 0,7$ comme facteur d'amortissement optimal.

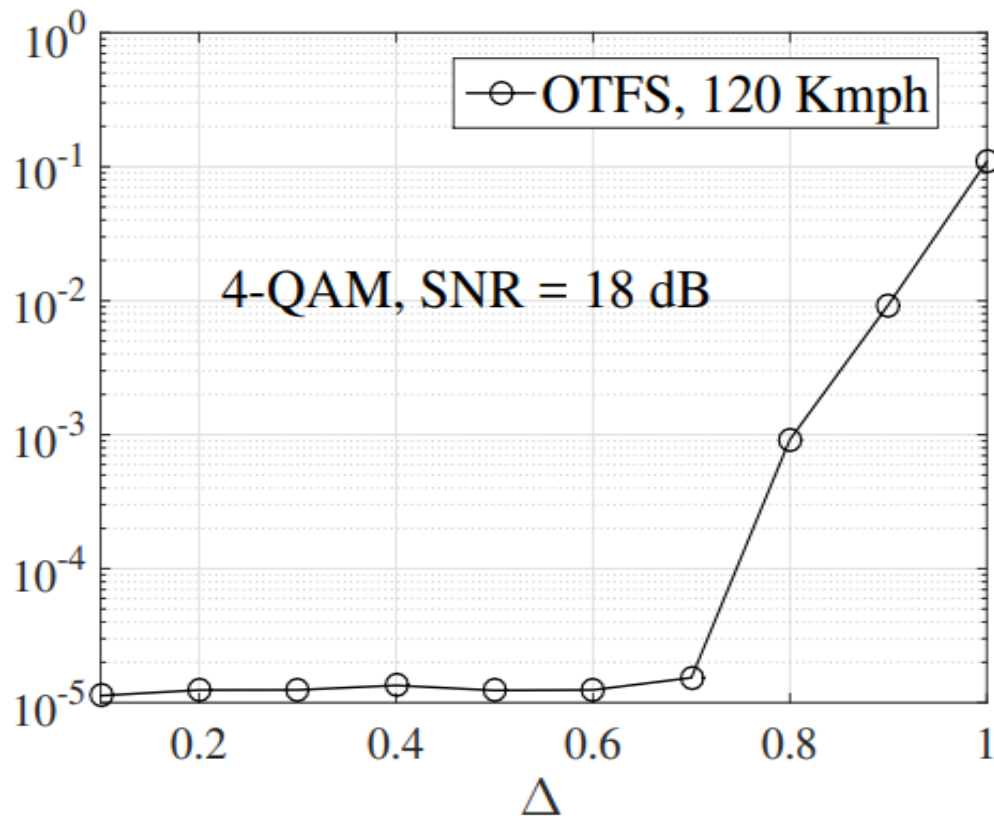


Figure 37 : La variation de BER

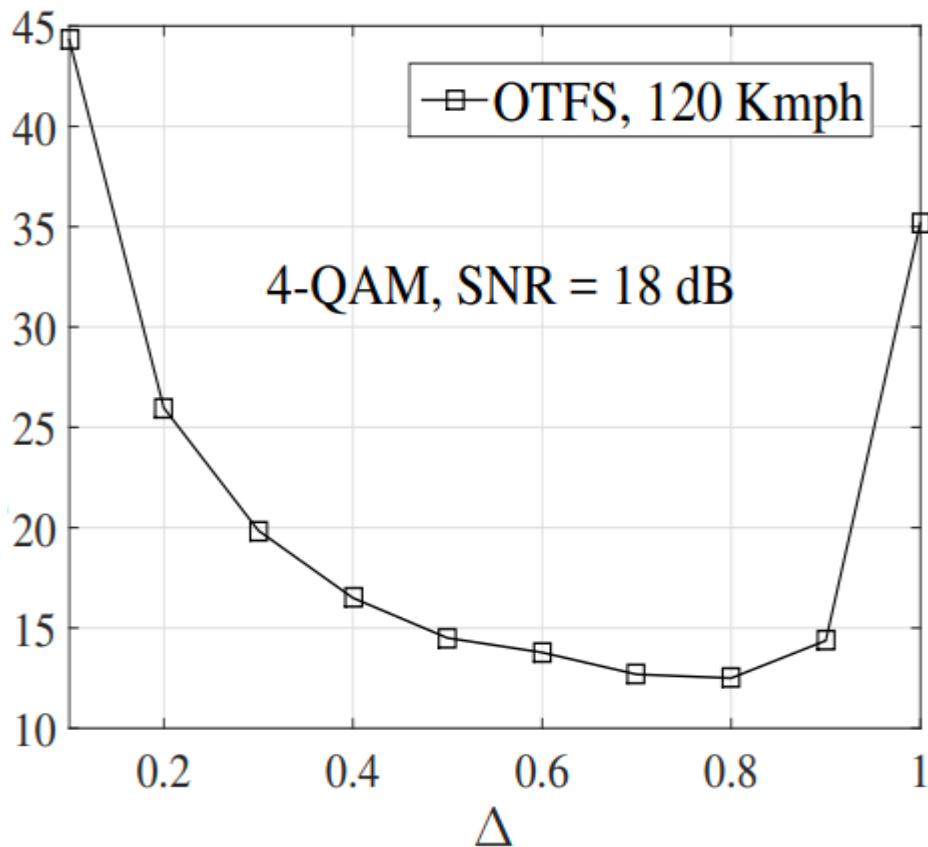


Figure 38 : moyenne non. d'itérations avec Δ .

Sur la figure 39, nous comparons les performances BER des systèmes OTFS et OFDM utilisant la signalisation 4-QAM sur les canaux retardDoppler de différentes fréquences Doppler (vitesses UE de 30, 120, 500 km / h). On observe que l'OTFS surpasse l'OFDM d'environ 15 dB à BER de 10^{-4} , grâce au gain de canal constant sur tous les symboles transmis en OTFS, alors qu'en OFDM, les performances d'erreur sont limitées par la sous-porteuse avec le gain le plus bas. De plus, OTFS présente les mêmes performances pour différentes fréquences Doppler grâce à la réduction IDI fournie par le détecteur MP et à l'hypothèse sur g_{tx} et g_{rx} . Un comportement similaire s'applique à l'OFDM, puisque l'interférence inter-porteuse (ICI) peut être supprimée par le détecteur MP.

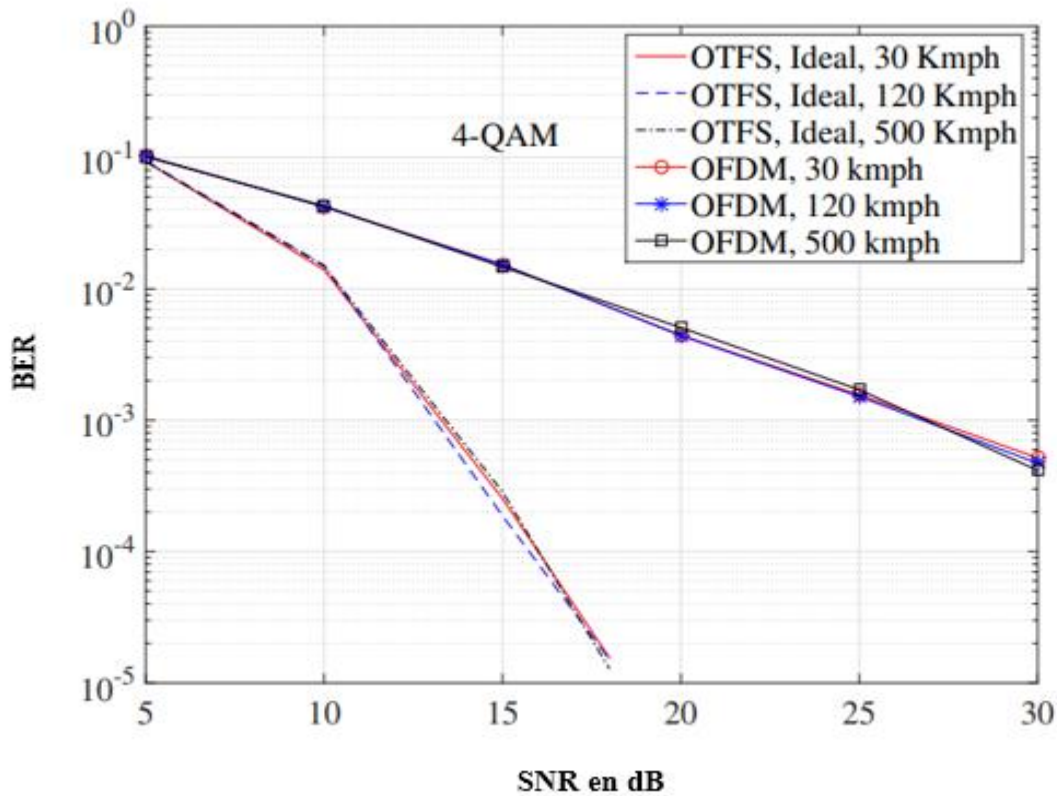


Figure 39 : Comparaison des performances BER entre les systèmes OTFS et OFDM à différentes fréquences Doppler.

V Conclusion

Nous avons proposé un nouvel algorithme de filtrage adapté basé sur un espace-temps-fréquence orthogonal efficace pour la détermination de la distance d'objet et de la vitesse dans les systèmes radar. Nous montrons que le traitement radar basé sur OTFS présente non seulement les avantages inhérents à la modulation multi-porteuse, mais fournit également des avantages supplémentaires pour une capacité radar améliorée, tels qu'une portée plus longue, un taux de suivi plus rapide, ainsi qu'une estimation de fréquence Doppler plus grande par rapport au populaire radar basé sur le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM). Grâce à des simulations, nous avons montré que l'effet de l'IDI peut être atténué en adaptant l'algorithme de détection MP. Nous avons également montré que OTFS a des gains de BER significatifs sur OFDM dans diverses conditions de canal, et nos résultats démontrent que le radar basé sur OTFS avec des algorithmes de détection adéquats est une technique robuste et prometteuse pour détecter les cibles à longue portée et à haute vitesse.

Conclusion générale :

Le réseau sans fil de 5G par rapport à la 4G et la 4.5G (LTE Advanced) d'aujourd'hui est qu'au-delà de l'amélioration de la vitesse de transmission des données, les nouveaux cas d'utilisation de l'IoT et des communications critiques nécessiteront de nouveaux types de performances améliorées. Une caractéristique autorisant l'interactivité en temps réel des services utilisant le cloud, est indispensable au succès des voitures sans conducteur. De même, la faible consommation électrique permettra aux objets connectés de fonctionner pendant des mois ou des années sans assistance humaine. À la différence des services IoT actuels qui optent pour des compromis en matière de performances afin de bénéficier au mieux des technologies sans fil actuelles (3G, 4G, Wi-Fi, Bluetooth, Zigbee, etc.), les réseaux 5G sont conçus pour apporter le niveau de performance nécessaire à un IoT massif. Cette technologie permettra de proposer un monde parfaitement connecté.

Dans ce travail nous avons étudié OTFS, un nouveau schéma de modulation bidimensionnel pour les communications sans fil avec des avantages significatifs en termes de performances par rapport aux schémas de modulation existants. OTFS fonctionne dans le système de coordonnées retard-Doppler.

En conclusion, nous montrons qu'avec ce schéma de modulation couplé à l'égalisation, tous les symboles modulés subissent le même gain de canal en extrayant la diversité complète du canal. Il est démontré que l'OTFS présente des taux d'erreur de bloc significativement plus faibles que l'OFDM sur une large gamme de tailles de constellations et de Doppler à canaux (pour des vitesses de véhicule allant de 30 km / h à 500 km / h). La robustesse aux canaux à Doppler élevé (vitesses de véhicule de 500 km / h) est particulièrement remarquable, car les performances de l'OFDM se dégradent complètement dans ce cas d'utilisation.

Bibliographie :

- [1] <https://radio-waves.orange.com/fr/réseaux-et-antennes/5g/>
- [2] <https://routeur-5g.fr/guide-dachat/comparatif-entre-3g-4g-et-5g/>
- [3] AHMAD YEHYA FAWAZ ÉTUDE COMPARATIVE DES DÉTECTEURS DS-CDMA DANS DIFFÉRENTS ENVIRONNEMENTS MIMO OCTOBRE 2008
- [4] Thiery Lucidarme <<principe de radio communication de 3G : GSM, GPRS, UMTS >> Vuibert informatique 2002
- [5] Belkezia Kamel & Beddar Sofiane, étude et simulation d'un réseau mobile haut débit (4G) en vue de l'optimisation, S. Parkvall, E. Englund, A. Furuskär, E. Dahlman, T. Jönsson and A. Paravati ; "LTE Evolution towards IMT-Advanced and Commercial Network Performance". Ericsson.
- [6] présentation générale de la 5G - ANFR www.anfr.fr > Rapport-ANFR-presentation-generale-5G
- [7] Estimation de canal pour systèmes multi-antennes multi-porteuses Benoît Le Saux. These presentee devant l'INSA DE RENNES ;pour obtenir le grade de Docteur de l'INSA de Rennes Mention : Electronique ;par Benoit Le Saux ; Laboratoire d'accueil : Broadband Wireless Access, France Telecom division R&D École doctorale : Matisse Composante universitaire : INSA de Rennes Estimation de canal pour systemes multi-antennes multi-porteuses ; Soutenue le 25 octobre 2007 devant la commission d'Examen.
- [8] www.rfwireless-world.com/Terminology/Delay-spread-doppler-spread.html
- [9] Virginie Dégardin. Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension. Thèse de doctorat en électronique Université des sciences et technologies de lille décembre 2002.
- [10] Baudoin, G. & al. (2002.). Radiocommunications numériques 1 1. Principes, modélisation et simulation. Paris. Dunod.
- [11] TESSERAULT Guillaume, Sciences Pour l'Ingénieur & Aéronautique, Électronique, 7 août 2006.

- [12] TESSERAULT Guillaume, Sciences Pour l'Ingénieur & Aéronautique, Électronique, 7 août 2006 V. Y. VU. Conception et réalisation d'un sondeur de canal multi-capteur utilisant les corrélateurs cinqports pour la mesure de propagation à l'intérieur des bâtiments. PhD thesis, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, décembre 1995.
- [13] HAMID AIT T ALEB MIMO-OFDM POUR LES COMMUNICATIONS SANS-FIL DANS LES MINES SOUTERRAINES AOÛT 2017 Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, MIMO-OFDM Wireless communications with MATLAB : John Wiley & Sons, 2010.
- [14] Daachi dalila Etude des systèmes MIMO OFDM communication sans fil SOOY.C, JaeKwonK, WonY Y ChungG K (2010). MIMO-OFDMwirleescomunicationwith Matleb.WILY. ISBN :978-0-470-82563-1.
- [15] Helaimia Souhaila et Farhi Nabila, Etude et Simulation d'une Transmission de Type OFDM Pour Les Communications Sans Fil,2015/2016 « Cours de Réseaux 802.11» université Sid Mohamed Ben Abdallah 2014/2015
- [16] HAMID AIT T ALEB MIMO-OFDM POUR LES COMMUNICATIONS SANS-FIL DANS LES MINES AOÛT 2017 II Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, MIMO-OFDM Wireless communications with MATLAB : John Wiley & Sons, 2010.
- [17] <https://www.mathworks.com/discovery/ofdm.html>
- [18] Benoit Le Saux Electronique estimation de canal pour systèmes multi-antenne multi-trajet 25 octobre 2007.
- [19] Estimation de canal pour systèmes multi-antennes multi-porteuses Benoît Le Saux 5 déc 2007 C. Shin, R.W. Heath et E.J. Powers, ((Blind Channel Estimation for MIMOOFDM MAITRISE EN TÉLÉCOMMUNICATIONS AOÛT 2017 T. S. Rappaport, Wireless communications principales and practice vol. 2 : Prentice Hall PTR New Jersey, 1996.
- [20] Benoit Le Saux thèse doctorat « Estimation de canal pour systèmes multi-antennes multi-porteuses » 5 décembre 2007
- [21] Baouni abdelkhallek Estimation du Canal et Elimination des Interférences ICI dans les Communications Mobiles avec Modulation OFDM, H. Hijazi and L. Ros. "Polynomial Estimation of Time-Varying Multi-path Gains with Intercarrier Interference Mitigation in OFDM Systems". IEEE Trans. Vehic. Techno., Vol. 58, No. 1, pp. 140–151, Jan 2009

- [22] Hou W-S, Chen B-S: ICI cancellation for OFDM communication systems in time-varying multipath fading channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications* 2005, 4(5) :2100-2110.
- [23] Pascal Pagani le 28 novembre 2005 Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes P. A. BELLO. « Characterization of randomly time-variant linear channels », *IEEE Transactions on Communication Systems*, vol. 11, pages 360–393, December 1963
- [24] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. Soong, and J. C. Zhang, “What will 5g be?” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 6, pp. 1065–1082, 2014. /hadani2017.
- [25] S. Rangan, T. S. Rappaport, and E. Erkip, “Millimeter-wave cellular wireless networks: Potentials and challenges,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 366–385, 2014 /R. Hadani,1 S. Rakib,1 A. F. Molisch,2 C. Ibars,1 A. Monk,1 M. Tsatsanis,1 J. Delfeld,1 A. Goldsmith,3 R. Calderbank, 4 (2017)
- [26] S. Han, I. Chih-Lin, Z. Xu, and C. Rowell, “Large-scale antenna systems with hybrid analog and digital beamforming for millimeter wave 5g,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 1, pp. 186–194, 2015. / R. Hadani,1 S. Rakib,1 A. F. Molisch,2 C. Ibars,1 A. Monk,1 M. Tsatsanis,1 J. Delfeld,1 A. Goldsmith,3 R. Calderbank, 4 (2017)
- [27] W. Roh, J. Y. Seol, J. Park, B. Lee, J. Lee, Y. Kim, J. Cho, K. Cheun, and F. Aryanfar, “Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5g cellular communications: theoretical feasibility and prototype results,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 106–113, February 2014
- [28] M. Cudak, T. Kovarik, T. A. Thomas, A. Ghosh, Y. Kishiyama, and T. Nakamura, “Experimental mm wave 5g cellular system,” in *2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, Dec 2014, pp. 377–381. / R. Hadani,1 S. Rakib,1 A. F. Molisch,2 C. Ibars,1 A. Monk,1 M. Tsatsanis,1 J. Delfeld,1 A. Goldsmith,3 R. Calderbank, 4 (2017)
- [29] A. Monk, R. Hadani, M. Tsatsanis, and S. Rakib, “Otf-orthogonal time frequency space,” *arXiv preprint arXiv: 1608.02993*, 2016.
- [30] R. Hadani, S. Rakib, M. Tsatsanis, A. Monk, A. Goldsmith, A. F. Molisch, and R. Calderbank, “Orthogonal time frequency space modulation,” in *Proc. IEEE WCNC*, 2017, p. in press. R. Hadani,1

S. Rakib,¹ A. F. Molisch,² C. Ibars,¹ A. Monk,¹ M. Tsatsanis,¹ J. Delfeld,¹ A. Goldsmith,³ R. Calderbank, ⁴ (2017)

[32] HACINI Kamel KHELIFI Reda Transition 2G/3G/4G en communication mobile cas site université d'ATM Mobilis : 2018/2019.

[33] A Novel Modulation Technique meeting 5G High Mobility and Massive MIMO Challenges Anton Monk, Ronny Hadani, Michail Tsatsanis, Shlomo Rakib

[34] OTFS : A New Generation of Modulation Addressing the Challenges of 5G Ronny Hadani, Anton Monk

[35] Low-Complexity Iterative Detection for Orthogonal Time Frequency Space Modulation P. Raviteja, Khoa T. Phan, Qianyu Jin, Yi Hong, and Emanuele Viterbo ECSE Department, Monash University, Clayton, VIC 3800, Australia

Résumé :

nous présentons un nouveau schéma de modulation 2D appelé OTFS (Orthogonal Time Frequency & Space) qui multiplexe les symboles QAM d'information sur une nouvelle classe de formes d'onde porteuses qui correspondent à des impulsions localisées dans une représentation de signal appelée représentation retard-Doppler. OTFS constitue une large généralisation des modulations conventionnelles de temps et de fréquence telles que TDM et FDM et, dans une perspective plus large, il établit un lien conceptuel entre le radar et la communication. Les formes d'onde OTFS se couplent avec le canal sans fil d'une manière qui capture directement la physique sous-jacente, produisant une image radar à retard Doppler haute résolution des réflecteurs constituants. En conséquence, le canal sélectif temps-fréquence est converti en une interaction invariante, séparable et orthogonale, où tous les symboles QAM reçus subissent la même altération localisée et toutes les branches de diversité retard-Doppler sont combinées de manière cohérente. La séparation retard-Doppler haute résolution des réflecteurs permet à l'OTFS d'approcher la capacité du canal avec un compromis performance-complexité optimal grâce à une mise à l'échelle linéaire de l'efficacité spectrale avec l'ordre MIMO et la robustesse aux conditions de canal Doppler et multitrajets. OTFS est un outil permettant de réaliser pleinement la promesse des gains MUMIMO, même dans des paramètres de déploiement 5G difficiles où l'adaptation est irréaliste.

Abstract :

We introduce a new 2D modulation scheme referred to as OTFS (Orthogonal Time Frequency & Space) that multiplexes information QAM symbols over new class of carrier waveforms that correspond to localized pulses in a signal representation called the delay-Doppler representation. OTFS constitutes a far reaching generalization of conventional time and frequency modulations such as TDM and FDM and, from a broader perspective, it establishes a conceptual link between Radar and communication. The OTFS waveforms couple with the wireless channel in a way that directly captures the underlying physics, yielding a high-resolution delay-Doppler Radar image of the constituent reflectors. As a result, the time-frequency selective channel is converted into an invariant, separable and orthogonal interaction, where all received QAM symbols experience the same localized impairment and all the delay-Doppler diversity branches are coherently combined. The high resolution delay-Doppler separation of the reflectors enables OTFS to approach channel capacity with optimal performance-complexity tradeoff through linear scaling of spectral efficiency with the MIMO order and robustness to Doppler and multipath channel conditions. OTFS is an enabler for realizing the full promise of MUMIMO gains even in challenging 5G deployment settings where adaptation is unrealistic.

ملخص:

نقدم مخطط تعديل ثنائي الأبعاد جديدًا يسمى OTFS (التردد الزمني المتعامد والفضاء) والذي يضاعف رموز المعلومات QAM على فئة جديدة من أشكال الموجة الحاملة التي تتوافق مع النبضات الموجودة في تمثيل إشارة يسمى تمثيل التأخير. دوبرلر. OTFS هو تعميم واسع للوقت التقليدي وتشكيلات التردد مثل TDM و FDM ، ومن منظور أوسع ، فإنه ينشئ رابطاً مفاهيمياً بين الرادار والاتصالات. تقترن أشكال موجة OTFS بالقناة اللاسلكية بطريقة تلتقط الفيزياء الأساسية مباشرة، مما ينتج عنه صورة رادار دوبرلر لتأخير التأخير عالية الدقة للعاكسات المكونة. ونتيجة لذلك، يتم تحويل القناة الانتقائية للتردد الزمني إلى تفاعل ثابت وقابل للفصل ومتعامد، حيث تخضع جميع رموز QAM المستقبلية لنفس التغيير الموضعي ويتم دمج جميع فروع تنوع دوبرلر المتأخر بشكل متماسك. يسمح الفصل عالي الدقة للعاكسات بتأخير دوبرلر OTFS بالاقتراب من سعة القناة بمقايضة مثالية للأداء والتعقيد من خلال القياس الخطي للكفاءة الطيفية مع ترتيب MIMO والمتانة لقناة دوبرلر وظروف تعدد المسيرات. OTFS هي أداة لتحقيق وعد مكاسب MUMIMO بالكامل ، حتى في إعدادات نشر 5G الصعبة حيث يكون التكيف غير واقعي.

les mots clés

OFDM

SYST`EMES MIMO

OTFS