

Projet de télécommunications

Wireless Communications Group
Service OPERA

Contents

1	Les réseaux locaux sans fil	3
2	Challenges techniques	4
3	Etapes de développement d'un système IEEE802.11n	5
4	Modalités pratiques	6
5	Etape 1: Réalisation d'un logiciel de ray-tracing	7
5.1	Objectifs	7
5.2	Le ray-tracing	7
5.3	Hypothèses	8
5.4	Couverture de la station de base	8
5.5	Résultats	9
5.6	Application	9
6	Etape 2: Transmissions numériques sur canal idéal	9
6.1	Objectifs	9
6.2	La chaîne de communication optimale	9
6.3	Formation des symboles complexes	10
6.4	Les filtres demi-Nyquist	10
6.5	Résultats	11
7	Etape 3: Codage de canal	11
7.1	Objectifs	11
7.2	La chaîne de codage de canal	11
7.3	Code convolutionnel et algorithme de Viterbi	12
7.4	Puncturing	12
7.5	Interleaver	12
7.6	Résultats	13
8	Etape 4: Modélisation du canal multi-antennes	13
8.1	Objectifs	13
8.2	Canal simple antenne non dispersif	14
8.3	Canal simple antenne dispersif	14
8.4	Canal multi-antennes	15

9	Etape 5: Impact du canal multi-trajets sur les communications	15
9.1	Objectifs	15
9.2	Résultats	15
10	Etape 6: Transmissions numériques sur canal multi-trajets	15
10.1	Objectifs	15
10.2	La chaîne de communication OFDM	16
10.3	Modulation OFDM	17
10.4	Estimation de canal	17
10.5	Résultats	18
11	Etape 7: Systèmes multi-antennes	18
11.1	Objectifs	18
11.2	Multiplexage spatial	19
11.3	Codage spatio-temporel	20
11.4	Combinaison MIMO-OFDM	20
11.5	Résultats	21
12	Etape 8: Synchronisation	21
12.1	Objectifs	21
12.2	La chaîne de synchronisation	21
12.3	Structure de paquet	21
12.4	Acquisition de l'instant d'arrivée du paquet	23
12.5	Acquisition du décalage de fréquence porteuse	23
12.6	Tracking du décalage de fréquence porteuse résiduel	23
12.7	Résultats	23
13	Etape 9: Implémentation	24
13.1	Objectifs	24
13.2	La transmission des signaux	24
13.3	La réception des signaux	25
13.4	Montage de base	25
13.5	Résultats	26
14	Simulation d'un système de communications sans-fil	28
15	Conseils de styles	29
16	Quelques fonctions Matlab utiles	30
17	Commande du SMATE	31
18	Commande du FSG	32

1 Les réseaux locaux sans fil

Les réseaux locaux sans fil sont actuellement largement utilisés pour offrir un accès Internet à l'intérieur des bâtiments. Ils permettent de réduire significativement le coût de l'infrastructure de communication en comparaison avec les réseaux câblés classiques. Ils supportent de très larges débits d'information grâce aux techniques avancées de communications mises en oeuvre.

Des comités de standardisation, principalement composés d'industriels, sont chargés de spécifier les normes de communication de manière à assurer la compatibilité entre les différents produits commerciaux. Les principaux groupes de standardisation sont américains, sous l'égide de l'association IEEE¹ (même si des initiatives ont aussi vu le jour au niveau européen). Historiquement, les standards suivants sont progressivement apparus:

- La norme IEEE 802.11a supporte 54 Mbps à 5 GHz,
- La norme IEEE 802.11b supporte 10 Mbps à 2,45 GHz,
- La norme IEEE 802.11g est une combinaison des normes IEEE 802.11a et .11b,
- La norme IEEE 802.11n prévoit une extension des débits supportés par la norme IEEE 802.11g à 100 Mbps.

Ces normes sont communément regroupées sous l'appellation commerciale *WiFi*.

Les normes sont continuellement revues pour répondre aux besoins du marché en terme de capacité de communications. Il apparaît aujourd'hui que le standard le plus rapide, le IEEE 802.11n, est insuffisant pour les nouvelles applications multimédias, comme le *home entertainment*. Le *home entertainment* regroupe l'ensemble des applications multimédias à domicile, comme internet, la TV numérique ou les jeux vidéo. Dans les prochaines années, toutes les transmissions relatives à ces applications se feront sans fil: transmissions du modem vers un ou plusieurs PC, du décodeur TV haute définition vers le(s) écran(s), de la console de jeux vers le(s) écran(s)... A titre d'exemple la transmission sans fil d'un film Blu-ray exige un débit de 50 Mbps, tandis que 150 Mbps sont nécessaires pour un jeu vidéo. Clairement, le standard IEEE 802.11n ne répond pas à ces besoins. L'IEEE a donc récemment décidé de mettre sur pied un groupe de travail destiné à créer un nouveau standard appelé IEEE 802.11vht (*Very High Throughput*) capable d'assurer des transmissions entre 500 Mbps et 1 Gbps.

Les objectifs généraux de ce projet sont:

- de **concevoir** un modem de communications pour les réseaux locaux sans fil sur base des techniques les plus performantes actuellement, c.-à-d. compatible avec les modems 802.11n trouvés sur le marché.
- d'**évaluer** ses performances à l'aide du logiciel Matlab.
- d'**implémenter** la solution retenue sur une plate-forme hardware.

¹Institute of Electrical and Electronics Engineers, la plus importante association professionnelle mondiale, www.ieee.org

- de **proposer** et **analyser** les améliorations technologiques encore nécessaires pour atteindre les débits annoncés pour le futur standard 802.11vht

Pour atteindre ces objectifs, nous vous proposons de réaliser au cours de votre année de BA3 et de vos années de Master tout le processus de développement et d'implémentation d'un standard de communication comme on le rencontre en industrie.

2 Challenges techniques

La difficulté technique majeure des communications sans fil provient de l'existence des **multi-trajets**: le signal arrivant au récepteur n'est jamais composé d'une seule onde, mais de la superposition d'une multitude d'ondes provenant des interactions avec l'environnement (réflexions, diffractions, transmissions par les obstacles). La Figure 1 montre un exemple de propagation multi-trajets dans le cas d'une station de base WiFi communiquant avec des utilisateurs. On peut y voir à gauche le plan de l'étage et l'emplacement de la station de base (en vert) et des différents récepteurs (en rouge), et à droite l'ensemble des chemins, ou rayons, suivis par le signal vers un utilisateur donné (le dégradé de couleurs indique la puissance reçue dans une zone rectangulaire autour de ce récepteur).

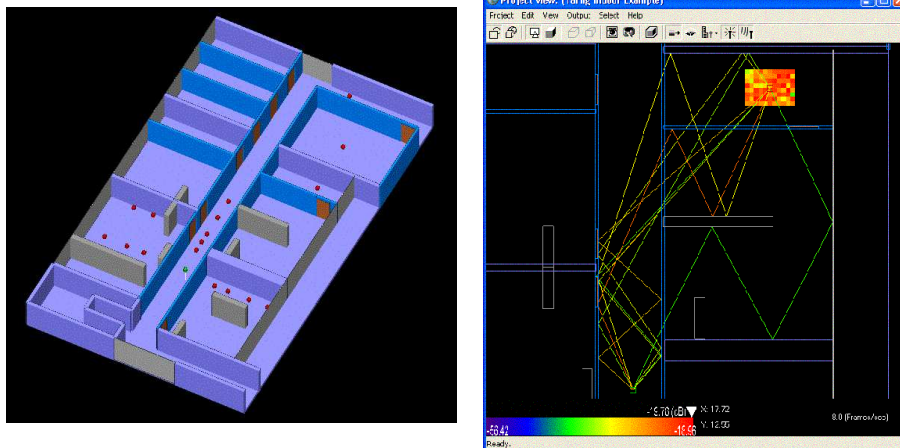


Figure 1: Exemple de propagation multi-trajets en milieu indoor (simulation par logiciel de ray-tracing).

Techniquement, il est nécessaire de gérer la **dispersion temporelle** créée par ces multi-trajets: comme les différents rayons parcourent des distances différentes, le récepteur reçoit successivement plusieurs copies du même signal. Autrement dit, la réponse impulsionnelle du canal est étalée dans le temps. Aux grands débits binaires envisagés, la réponse impulsionnelle du canal est plus longue que la durée symbole, générant de ce fait de l'interférence entre symboles successifs et une sérieuse dégradation des performances du système. La technique appelée "Orthogonal Frequency-Division Multiplexing" (OFDM) a été sélectionnée pour les systèmes 802.11n et 802.11vht parce qu'elle permet de compenser la dispersion temporelle des canaux pour une complexité de calcul raisonnable.

Lorsque les obstacles dans l'environnement bougent (mouvement des personnes par exemple), certains rayons peuvent apparaître ou disparaître. La puissance reçue varie alors fortement au cours du temps. On parle des **évanouissements** du signal (*fading*). Pour gérer ces fluctuations, la solution retenue dans les standards 802.11n et 802.11vht (comme dans tous les nouveaux standards de communications sans fil) est l'utilisation d'émetteurs et récepteurs **multi-antennes**. On obtient alors des systèmes appelés *Multiple-Input Multiple-Output*, ou MIMO. La figure ci-contre montre une station de base 802.11n comportant trois antennes.



Enfin, la place réservée dans le spectre électromagnétique pour les nouveaux standards de communication est très étroite. Dans les standards 802.11n et 802.11vht, un ensemble de plusieurs canaux, attribués aux différentes stations de base, sont définis dans des bandes de fréquences adjacentes espacées respectivement de 20 MHz et de 80 MHz. Atteindre des débits de plusieurs centaines de Mb/s dans des bandes aussi étroites est un réel challenge. Comme nous le verrons au cours de ce projet, les systèmes MIMO permettent également d'atteindre cet objectif grâce au **multiplexage spatial** des signaux.

3 Etapes de développement d'un système IEEE802.11n

Il est indispensable de valider par simulation un système de communication avant d'en faire un prototype hardware. Ce projet comporte donc d'abord une partie de développement sur Matlab avant l'implémentation proprement dite sur une plate-forme hardware.

Votre développement d'un système 802.11n sera divisé en neuf étapes:

1. Vous réaliserez un logiciel de ray-tracing permettant de simuler la propagation multi-trajets à l'intérieur d'un bâtiment (voir Figure 1).
2. Vous construirez la chaîne de communications numériques optimale dans le cas d'un canal idéal (sans multi-trajets).
3. En vue de robustifier la communication, vous ajouterez un codeur de canal à la chaîne de communications.
4. Sur base de votre logiciel de ray-tracing vous construirez un modèle complet de canal multi-antennes dédié aux systèmes 802.11n.
5. Vous étudierez l'impact de ce modèle de canal sur la chaîne de communications construite aux étapes 2 et 3.
6. Vous déploierez de nouvelles techniques de communications permettant de compenser les effets de dispersion temporelle du canal.
7. Vous étendrez votre système aux réseaux d'antennes multiples et évaluez le gain en performance obtenu grâce à cette technologie.
8. Vous aborderez les problèmes de synchronisation de votre récepteur.

9. Vous implémenterez vos algorithmes sur une plate-forme hardware pour valider votre système en situation réelle.

Seule la couche physique du système sera abordée, et d'un point de vue fonctionnel uniquement: un flux d'information binaire se présente à un émetteur et doit être transmis par des moyens adéquats vers un récepteur. Le système fonctionne convenablement si le même flux binaire peut être reproduit à la sortie du récepteur.

La répartition des différentes étapes dans votre cursus est la suivante:

Etape	Année	Cours
1	BA3	ELEC-H-304 Electromagnétisme
2	MA1	ELEC-H-401 Modulation et codage
3	MA1	ELEC-H-401 Modulation et codage
4	MA1	ELEC-H-415 Propagation des ondes é-m
5	MA1	ELEC-H-415 Propagation des ondes é-m
6	MA2	ELEC-H-522 Télécommunications numériques
7	MA2	ELEC-H-522 Télécommunications numériques
8	MA2	PROJ-H-505 Projet de télécommunications
9	MA2	PROJ-H-505 Projet de télécommunications

4 Modalités pratiques

Pour chaque cours, le travail se fait par groupe de deux étudiants en Master, trois étudiants en BA3. Le programme Matlab (fichier *zip*) ainsi qu'un rapport de maximum 10 pages présentant les résultats de simulation principaux (fichier *pdf*) doivent être envoyés au titulaire du cours avant chaque examen oral. Le programme Matlab et les résultats seront présentés individuellement, conjointement à l'examen oral. Les modalités pratiques (notamment les dates de remise des rapports) seront précisées par chacun des titulaires, pour chacune des étapes.

5 Etape 1: Réalisation d'un logiciel de ray-tracing

5.1 Objectifs

Une communication numérique ne peut être établie que si la puissance reçue dépasse un certain seuil (par rapport au bruit thermique et/ou aux interférences causées par d'autres émetteurs). La première étape de notre étude des transmissions IEEE 802.11n est le développement d'un simulateur de type ray-tracing permettant de prédire la puissance captée par un récepteur connecté à une station de base. Ce simulateur permettra également de déterminer quelle est la *zone de couverture* d'une station de base 802.11n à l'intérieur d'un bâtiment. C'est ce type de logiciel (complétés de modèles expérimentaux) qui est utilisé par les opérateurs lorsqu'ils étudient la couverture de leurs réseaux.

5.2 Le ray-tracing

Les logiciels de *ray-tracing* permettent de simuler la propagation des ondes électromagnétiques dans les hypothèses de champ lointain. Les ondes sont alors supposées localement planes et chacune de leurs interactions avec les obstacles de l'environnement peut être calculée grâce aux modèles vus au cours d'électromagnétisme (réflexion, transmission, diffraction). Afin d'accélérer les calculs, le mobilier, les portes, et les personnes ne sont pas prises en compte dans les simulations de ray-tracing et les seules interactions possibles sont:

- Réflexion sur un mur
- Transmission à travers un mur
- Diffraction par une arête (ouverture de porte,..)

Chaque onde peut subir successivement plusieurs interactions au cours de sa propagation.

La première étape d'un calcul de ray-tracing consiste à définir un plan de l'étage du bâtiment dans lequel le réseau sera déployé, et y positionner la station de base et le récepteur. L'épaisseur des murs n'est pas prise en compte pour la définition du plan (mais bien pour le calcul des coefficients de réflexion,..).

La deuxième étape est la détermination des chemins de propagation possibles entre la station de base et le récepteur. Nous ne prendrons en considération que les ondes suivantes:

- L'onde directe
- Les ondes ayant subi une, deux ou trois réflexions
- Les ondes ayant subi une seule diffraction.

Chaque onde peut avoir subi en outre des transmissions au cours de son trajet. La détermination des chemins de propagation se fait de façon purement géométrique par la méthode des images.

5.3 Hypothèses

Les réseaux 802.11n fonctionnent à la fréquence de 2,45 GHz.

Conformément au modèle de canal proposé dans le standard 802.11n, nous supposons que le problème est purement bi-dimensionnel: la station de base et le récepteur se trouvent à une même hauteur du sol, et seules les ondes se propageant dans le plan horizontal sont prises en compte.

Nous supposons que les antennes sont des dipôles $\lambda/2$ verticaux, sans pertes. Les lignes de transmission qui y sont raccordées sont des câbles coaxiaux d'impédance caractéristique 50Ω (les antennes ne sont donc pas adaptées!). Le récepteur et l'émetteur sont quant à eux bien adaptés à ces lignes. Les câbles font un mètre de long et présentent une atténuation de 1 dB/m.

Les murs, d'épaisseur égale à 10 cm, sont en briques (permittivité relative $\varepsilon_r = 5$, conductivité $\sigma = 0,1 \text{ S/m}$).

5.4 Couverture de la station de base

La zone dans laquelle le signal de la station de base peut être capté est appelée la zone de couverture de cette station de base. Pour pouvoir établir une communication numérique la puissance reçue doit dépasser un certain seuil. Ce seuil dépend du débit binaire recherché: plus ce débit est important, plus la puissance reçue doit être forte. Il dépend également de la qualité de l'électronique de réception. Ce seuil est appelé la *sensibilité* du récepteur.

Conventionnellement, les puissances en télécom sont exprimées dans une échelle logarithmique appelée dBm:

$$P[\text{dBm}] = 10 \log \frac{P[\text{W}]}{1 \text{ mW}}$$

Nous supposons dans ce projet que la sensibilité du récepteur varie linéairement avec le débit binaire, lorsque ces deux grandeurs sont exprimées en échelle logarithmique. Les valeurs extrêmes de variation attendues sont:

Sensibilité	Débit binaire
-90 dBm	10 Mb/s
-60 dBm	100 Mb/s

Notez l'ordre de grandeur des sensibilités! En-dessous de -90 dBm la communication est impossible.

Au niveau de la station de base nous supposons que la puissance injectée dans le câble alimentant l'antenne vaut 10 dBm.

Votre logiciel de ray-tracing permet donc de déterminer la zone de couverture d'une station de base, mais aussi en chaque point de cette zone quel est le débit binaire maximal.

5.5 Résultats

Votre logiciel de ray-tracing doit permettre de déterminer la zone de couverture d'une station de base 802.11n située dans un bâtiment, à un étage donné. Le débit binaire maximal en tout point de cette zone sera également calculé. Une interface graphique vous est fournie pour présenter vos résultats.

Votre logiciel devra être validé sur des cas élémentaires, et éventuellement comparés à des solutions analytiques. Les temps de calcul par ray-tracing peuvent être extrêmement longs, ne soyez pas surpris! Il convient donc de choisir durant la phase de développement de votre logiciel des cas de test dont la géométrie n'est pas trop complexe.

5.6 Application

Vous proposerez une solution de déploiement d'un réseau WiFi afin de couvrir de façon optimale (critère ?) les auditoriums du UA4-UB4 (hors décanat, labo physique, et UA4-116). Vous utiliserez au maximum 3 stations de base munies d'antennes dipôles verticales (éventuellement pourvues d'un réflecteur, voir TP).

Dépasser les objectifs minimaux énoncés ci-dessus est incontestablement un plus!

6 Etape 2: Transmissions numériques sur canal idéal

6.1 Objectifs

Lorsque les débits binaires supportés par le système ne dépassent pas quelques kb/s, l'effet de dispersion temporelle causé par le phénomène de multi-trajets est négligeable. On peut comprendre cela en observant que la durée d'un symbole d'information est beaucoup plus grande que la durée de la réponse impulsionnelle de canal de telle sorte que l'on peut assimiler tous les trajets à un seul trajet composite. Dans ce cas, le canal de propagation n'altère pas le signal transmis et il peut être modélisé par un délai τ correspondant principalement au temps de propagation des ondes:

$$h(t) = \delta(t - \tau)$$

Le signal reçu est malgré tout dégradé par l'addition d'un bruit blanc additif Gaussien, généré principalement dans les étages d'amplification du récepteur. L'objectif de cette étape est de construire et de simuler la chaîne de communications optimale dans le cas du canal idéal.

6.2 La chaîne de communication optimale

La chaîne de communication optimale dans le cas du canal idéal est représentée à la Figure 2 (définition de l'optimalité?).

Au transmetteur, les opérations numériques suivantes sont appliquées:

- Formation de la séquence de symboles complexes,
- Sur-échantillonnage et filtrage par un filtre demi-Nyquist.

Au récepteur, les opérations numériques suivantes sont appliquées:

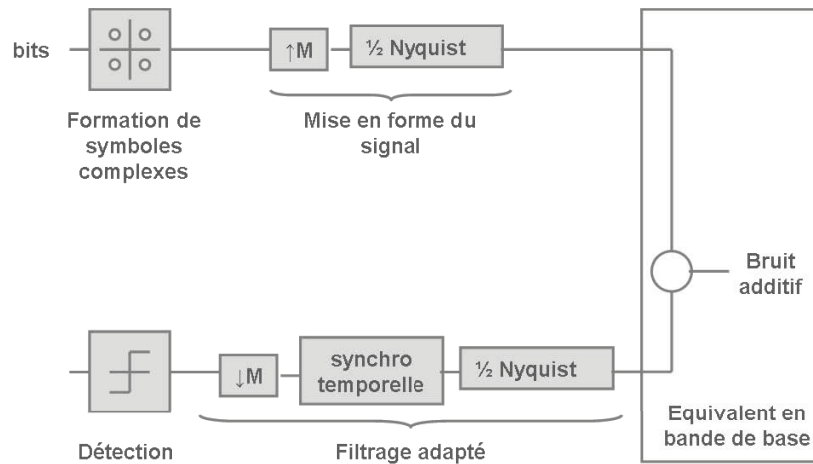


Figure 2: Chaîne de communication numérique optimale.

- Synchronisation temporelle,
- Filtrage par un filtre demi-Nyquist et sous-échantillonnage,
- Détection des symboles.

6.3 Formation des symboles complexes

La séquence binaire au transmetteur est convertie en une séquence de symboles complexes de manière à améliorer l'efficacité du système de communication. Les constellations complexes possibles dans le cas des réseaux locaux sans fil sont: BPSK (1 bit par symbole), QPSK (2 bits par symbole), 16-QAM (4 bits par symbole), 64-QAM (6 bits par symbole). La bande passante du système détermine directement le débit symboles (pourquoi?). Le débit binaire supporté par le système de communications est égal au débit symboles multiplié par le nombre de bits par symbole.

6.4 Les filtres demi-Nyquist

Le signal transmis est mis en forme par un filtre de demi-Nyquist, qui limite le spectre du signal à la bande de fréquences réservée à la communication. On suppose que la fréquence de coupure du demi-Nyquist est égale à 10 kHz. La séquence de symboles doit être sur-échantillonnée par un facteur $M > 1$ pour permettre l'opération de filtrage dans une fenêtre spectrale suffisante.

Le filtre demi-Nyquist au récepteur est "adapté" au filtre demi-Nyquist au transmetteur et maximise donc le rapport signal-à-bruit (à démontrer). D'autre part, la convolution des deux filtres demi-Nyquist résulte en un filtre de Nyquist qui, échantillonné à la cadence symboles à partir de son maximum, se réduit à un dirac (à démontrer). L'interférence entre les symboles successifs peut donc être complètement éliminée à la sortie du filtre demi-Nyquist au récepteur si le signal est échantillonné aux bons instants. La synchronisation temporelle se réduit, dans ce projet, à choisir la bonne séquence d'échantillons au récepteur.

6.5 Résultats

Vous simulerez premièrement l'envoi et la réception de séquences binaires lorsqu'il n'y a pas de bruit dans le système. Il vous est demandé de générer les filtres de demi-Nyquist à partir des formules analytiques données dans le cours.

Vous ajouterez ensuite un bruit blanc additif Gaussien au système. Le bruit est ajouté directement en bande de base et sa variance dépend du rapport signal-à-bruit que vous désirez simuler (*signal-to-noise ratio* - SNR).

Vous êtes finalement prêt à évaluer les performances du système de communications numériques en présence de bruit et à tracer les courbes de taux d'erreurs binaires en fonction du SNR pour différentes constellations.

7 Etape 3: Codage de canal

7.1 Objectifs

La performance du système de communications peut être fortement affectée par des phénomènes parasites temporaires. Afin d'améliorer la robustesse de communication à ces phénomènes, le système ajoute de l'information redondante structurée au flux d'information binaire à l'aide d'un schéma de codage de canal. Le décodeur de canal exploite la structure de l'information redondante introduite pour corriger les erreurs binaires au récepteur. L'objectif de cette étape sera de construire et de simuler un encodeur de canal de type convolutionnel et le décodeur de Viterbi associé.

7.2 La chaîne de codage de canal

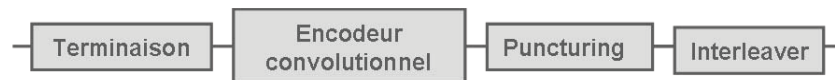


Figure 3: Codage de canal.

Le codage de canal comporte typiquement les opérations suivantes (voir Figure 3):

- La terminaison de la séquence binaire,
- L'encodeur,
- L'opération de "puncturing",
- L'interleaver.

Au récepteur, les opérations inverses sont effectuées.

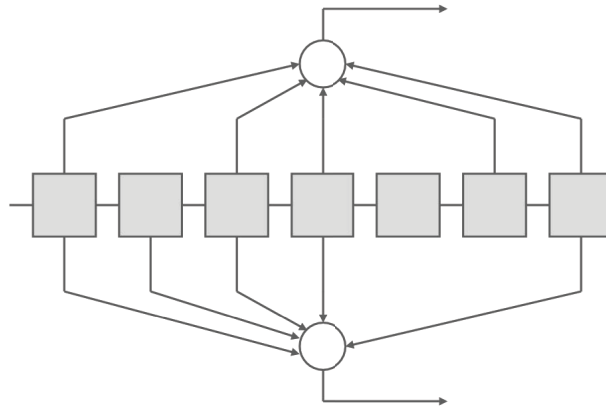


Figure 4: Encodeur convolutionnel.

7.3 Code convolutionnel et algorithme de Viterbi

Dans ce projet, nous considérerons l'encodeur de canal convolutionnel utilisé classiquement dans les réseaux locaux sans fil (voir la Figure 4). Il est implémenté par une série de 7 registres décalés. Pour chaque nouveau bit placé en entrée, 2 bits sont générés en sortie en additionnant modulo-2 le contenu des registres reliés à la somme par une connexion. L'information de départ est estimée au récepteur en utilisant un algorithme de Viterbi basé soit sur l'observation de la sortie du filtre demi-Nyquist après sous-échantillonnage - soft decision decoding, soit sur l'observation de la sortie du détecteur - hard decision decoding (comparer les deux types d'observation).

Quelques bits doivent être ajoutés à la séquence d'information transmise pour assurer que l'encodeur retourne bien dans l'état nul à la fin de la séquence (uniquement des "0"s dans le registre de décalage). Dans notre cas, il faut ajouter un ensemble de 6 "0"s à la séquence transmise. Au récepteur, l'algorithme de Viterbi est terminé à l'état nul.

7.4 Puncturing

L'encodeur convolutionnel considéré est caractérisé par un faible débit égal à $1/2$ (deux bits sont produits pour chaque bit en entrée). Pour augmenter le débit binaire du système, certains bits sont volontairement "abandonnés" à la sortie de l'encodage convolutionnel. Au récepteur, le décodeur ajoute un échantillon factice à la séquence reçue pour remplacer les bits supprimés et mets la métrique correspondante à zéro lorsque l'algorithme de Viterbi est implémenté.

Les Figures 5 et 6 illustrent le fonctionnement de l'opération de "puncturing" utilisée pour obtenir des débits égaux à $3/4$ et $2/3$ respectivement (comparer les performances et les débits binaires dans les différents cas).

7.5 Interleaver

Dans une situation réelle, les erreurs sont souvent co-localisées dans la séquence d'information binaire (elles sont souvent causées par un phénomène physique momentané). Cet effet est particulièrement gênant pour le bon fonctionnement du code convolutionnel (pourquoi?) et doit donc être contrecarré. La manière la plus simple de compenser cet effet est de mélanger la

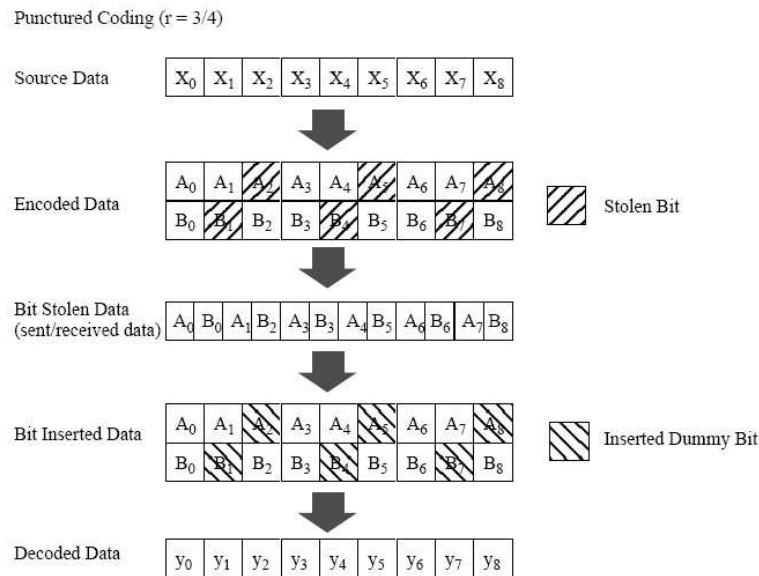


Figure 5: Opération de "puncturing" - code rate: 3/4 (IEEE 802.11a)

séquence de bits grâce à un interleaver pour répartir les erreurs dans la séquence. La Figure 7 illustre l'implémentation d'un interleaver en bloc: la séquence binaire remplit progressivement les lignes du bloc, la séquence transmise est formée progressivement à partir des colonnes du bloc. Le nombre de lignes et de colonnes est un paramètre du système.

7.6 Résultats

Vous implémenterez premièrement l'encodeur de canal convolutionnel et le décodeur de Viterbi associé de type *hard decision decoding*. L'algorithme de Viterbi étant complexe, il faut faire attention à son implémentation dans Matlab pour ne pas faire exploser le temps des simulations.

Vous intégrerez ensuite l'ensemble du codeur/décodeur de canal (interleaver, puncturing, encodeur convolutionnel) à la chaîne de communication complète développée à l'étape 2. Des simulations compareront le taux d'erreurs binaires obtenu avec et sans codage de canal. Il est aussi intéressant d'ajouter un bruit localisé dans le temps et de dimensionner l'interleaver en conséquence.

Finalement, vous pouvez modifier le décodeur de Viterbi pour qu'il fonctionne avec des entrées soft et évaluer le gain obtenu. Limitez vos investigations à la BPSK ou à la QPSK dans ce cas.

8 Etape 4: Modélisation du canal multi-antennes

8.1 Objectifs

Pour évaluer sur Matlab les performances d'une communication sans fil, il est nécessaire d'implémenter un modèle de canal réaliste. En règle générale, un tel modèle est également défini par les groupes de standardisation. Nous proposons au cours de cette étape de développer un simulateur de canal Matlab basé sur le modèle IEEE 802.11n mais adapté à l'utilisation du logiciel de

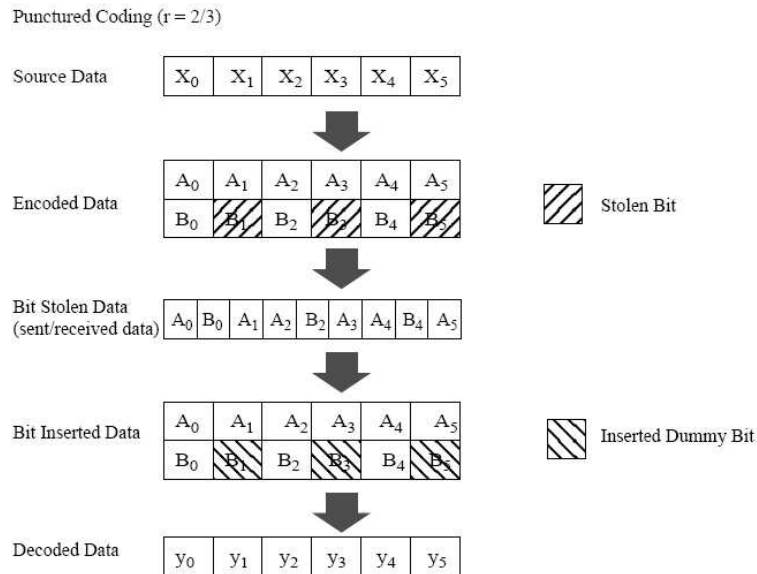


Figure 6: Opération de "puncturing" - code rate: 2/3 (IEEE 802.11a)

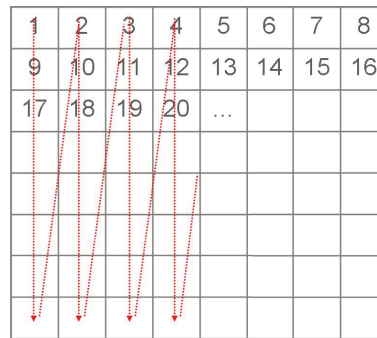


Figure 7: Interleaver en bloc.

ray-tracing de l'étape 1. Nous considérerons successivement le cas d'un canal simple antenne non dispersif, puis dispersif, et enfin le cas général d'un canal multi-antennes.

8.2 Canal simple antenne non dispersif

Dans ce cas la fonction de transfert h est un scalaire. Au cours du temps, elle subit des fluctuations aléatoires de type Rayleigh ou Rice, soit à cause du mouvement du récepteur, soit à cause du mouvement de l'environnement autour du récepteur.

Il vous est demandé d'écrire un algorithme de simulation de la fonction h tenant compte de la corrélation temporelle entre échantillons.

8.3 Canal simple antenne dispersif

Votre logiciel de ray-tracing permet de prédire la réponse impulsionnelle du canal. Nous considérerons ici une résolution temporelle de 10 ns, c-à-d une réponse impulsionnelle discrétisée dont les taps ont cette durée. La puissance moyenne de chaque tap est donnée par la somme

des puissances individuelles dues à chaque rayon incident au cours de ce tap (pourquoi ?). Les variations de l'amplitude de chaque tap autour de sa valeur moyenne sera supposée de type Rayleigh. La phase de chaque tap sera aléatoire de densité de probabilité uniforme entre 0 et 2π . La corrélation temporelle entre les échantillons de chaque tap peut éventuellement être introduite ici également.

8.4 Canal multi-antennes

Dans ce cas le canal est caractérisé par sa matrice de transfert \mathbf{H} . Pour chaque tap, nous calculerons cette matrice grâce au modèle de Kronecker, comme recommandé dans le standard 802.11n. La corrélation entre antennes à l'émission et à la réception peut être déduite des spectres angulaires. Ceux-ci peuvent être obtenus pour chaque tap grâce à votre logiciel de ray-tracing. L'espacement entre antennes des réseaux en émission et réception sera laissé en paramètre, de même que le nombre d'antennes de ces réseaux.

9 Etape 5: Impact du canal multi-trajets sur les communications

9.1 Objectifs

Les simulations réalisées aux étapes 2 et 3 ne correspondent pas parfaitement à la réalité des communications sans fil puisqu'elles négligent les effets d'évanouissement du signal (dû par exemple au mouvement des personnes dans le bâtiment), et les effets de la dispersion temporelle du signal due aux multi-trajets. Cette étape consiste à évaluer l'impact de ces phénomènes sur les transmissions simulées aux étapes 2 et 3.

9.2 Résultats

Après intégration du modèle de canal développé à l'étape 4 dans la chaîne de communications développée aux étapes 2 et 3, vous pouvez évaluer le taux d'erreurs binaires obtenu en présence d'un vrai canal de propagation.

Faites varier la bande passante du système de communication (de 1 kHz à 100 MHz par exemple) et observez l'évolution du taux d'erreurs binaires.

10 Etape 6: Transmissions numériques sur canal multi-trajets

10.1 Objectifs

Comme vous l'avez observé à l'étape précédente, la performance de la chaîne de communications optimale dans le cas d'un canal idéal est grandement affectée par la dispersion temporelle causée par les canaux multi-trajets. C'est particulièrement le cas en environnement intérieur à 2.45 GHz lorsque le débit symbole atteint approximativement 10 Ms/s. La technique OFDM est classiquement utilisée dans les systèmes de communications sans fil actuels pour compenser la dispersion temporelle introduite dans le canal à une complexité de calcul raisonnable. L'objectif de cette étape est d'implémenter une chaîne OFDM complète et d'évaluer sa performance sur base du modèle de canal que vous avez développé à l'étape 4.

10.2 La chaîne de communication OFDM

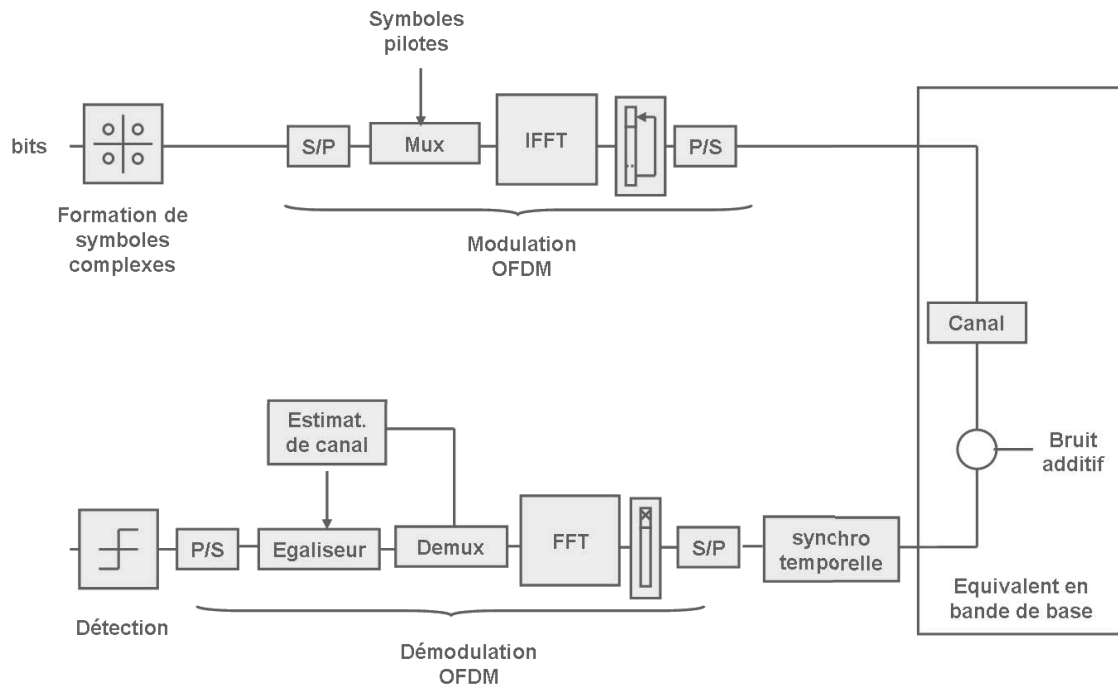


Figure 8: Système OFDM.

La chaîne de communication optimale dans le cas du canal multi-trajets est représentée à la Figure 8.

Au transmetteur, les opérations numériques suivantes sont appliquées:

- Formation de la séquence de symboles complexes,
- Formation de blocs de symboles ("serial-to-parallel - S/P"),
- Multiplexage (formation de paquets d'information et insertion des symboles pilotes),
- Transformée de Fourier inverse discrète ("Inverse fast Fourier transform - IFFT"),
- Addition d'un préfixe cyclique,
- Formation d'une séquence d'échantillons ("parallel-to-serial - P/S").

Au récepteur, les opérations numériques suivantes sont appliquées:

- Synchronisation temporelle,
- Formation de blocs d'échantillons reçus ("serial-to-parallel - S/P"),
- Suppression du préfixe cyclique,
- Transformée de Fourier discrète ("fast Fourier transform - FFT"),
- Démultiplexage (séparation des échantillons reçus correspondants aux symboles d'information et aux symboles pilotes),

- Estimation et égalisation du canal,
- Formation d'une séquence de symboles estimés ("parallel-to-serial - P/S"),
- Détection des symboles.

10.3 Modulation OFDM

Le principe de base de l'OFDM est de regarder la convolution du signal transmis avec le canal dispersif dans le domaine temporel comme une multiplication du signal transmis avec un canal sélectif dans le domaine fréquentiel (signification des termes "dispersif" et "sélectif"?):

- Les symboles complexes sont formés dans le domaine fréquentiel et convertis dans le domaine temporel par une transformée de Fourier inverse discrète,
- Le signal est convolué avec le canal multi-trajets dans le domaine temporel,
- Les échantillons reçus dans le domaine temporel sont convertis dans le domaine fréquentiel par une transformée de Fourier discrète.

Le canal est compensé au récepteur dans le domaine fréquentiel par simple multiplication par l'inverse de la réponse fréquentielle du canal.

En pratique, ces opérations se font par blocs de symboles de taille finie et la transformée de Fourier (inverse) discrète est implémentée grâce à l'algorithme de "fast Fourier transform - FFT" ("inverse fast Fourier transform - IFFT") qui a une complexité de calcul réduite. Un préfixe cyclique de taille supérieure à celle de la réponse impulsionnelle totale doit être ajouté au transmetteur et supprimé au récepteur pour rendre des signaux cycliques (démontrer l'intérêt du préfixe cyclique). Dans le cas des réseaux locaux, les blocs sont composés de 64 symboles et la dimension du préfixe cyclique est de 16 (discuter le choix de ces paramètres). La fréquence des échantillons du signal OFDM est égale à 20 MHz.

La modulation OFDM permet aussi de limiter efficacement la bande passante de communication en désactivant quelques canaux fréquentiels situés sur le bord de la bande passante. Dans le cas des réseaux locaux, la bande de garde de chaque côté du spectre est composée de 6 canaux (un zéro est envoyé sur ces canaux).

10.4 Estimation de canal

La technique OFDM repose sur la connaissance de la réponse fréquentielle du canal au récepteur. Celle-ci doit donc être estimée avant de pouvoir être compensée. Le principe de base de l'estimation de canal est d'envoyer un bloc de symboles pilotes connus par le récepteur et de déduire la réponse fréquentielle du canal sur base de l'observation du bloc reçu (discuter le choix de la séquence pilote). Le canal est supposé constant pendant une certaine fenêtre temporelle pouvant s'étendre sur de multiples blocs de symboles OFDM.

La séquence d'information est organisée en paquets de plusieurs blocs de symboles OFDM précédés d'un bloc (partiellement) composé de symboles pilotes (voir Figure 9). Si les pilotes ne couvrent pas l'ensemble des fréquences porteuses, il peut être nécessaire d'interpoler les estimées de canal sur tout le spectre. A cause du bruit blanc additif Gaussien et de l'interpolation,

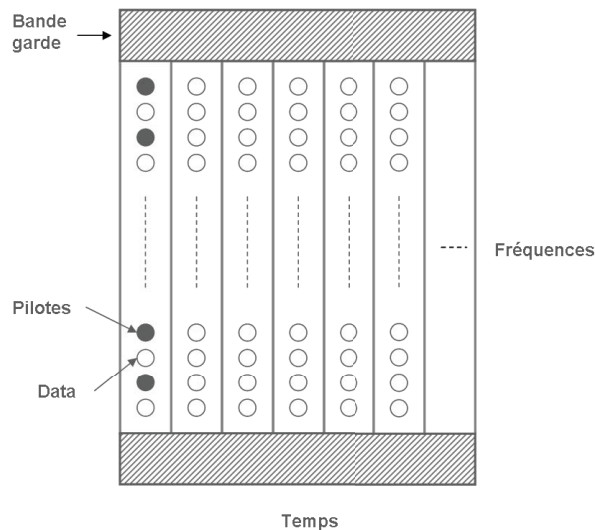


Figure 9: Paquet de symboles OFDM.

une erreur est commise sur l'estimation du canal (évaluer l'impact de cette erreur sur la performance du système OFDM).

La modulation OFDM permet de supprimer entièrement l'interférence entre symboles si la taille du préfixe cyclique est supérieure à celle de la réponse impulsionnelle. La réponse impulsionnelle inclut éventuellement une imprécision sur le temps d'arrivée du signal qui est incluse dans l'estimation de canal. La synchronisation temporelle se réduit dans ce projet à former les blocs d'échantillons au récepteur correspondant aux blocs OFDM transmis de manière correcte.

10.5 Résultats

Vous implémenterez premièrement la chaîne OFDM en absence de bruit et vérifierez que l'OFDM permet bien de compenser parfaitement la dispersion temporelle du canal. Le modèle de canal développé à l'étape 4 sera intégré à la chaîne de simulation.

Vous ajouterez un bruit blanc additif Gaussien au système. Le bruit est ajouté directement en bande de base et sa variance dépend du rapport signal-à-bruit que vous désirez simuler (SNR).

Vous êtes finalement prêt à évaluer les performances du système de communications OFDM en présence du canal et du bruit et de tracer les courbes de taux d'erreurs binaires en fonction du SNR pour différentes constellations. Notez que la performance est moyennée sur le canal et sur le bruit.

11 Etape 7: Systèmes multi-antennes

11.1 Objectifs

Les systèmes de communications sans fil, et entre autres les réseaux locaux WiFi, intègrent aujourd'hui les technologies multi-antennes pour accroître leur capacité et leur fiabilité. Plusieurs

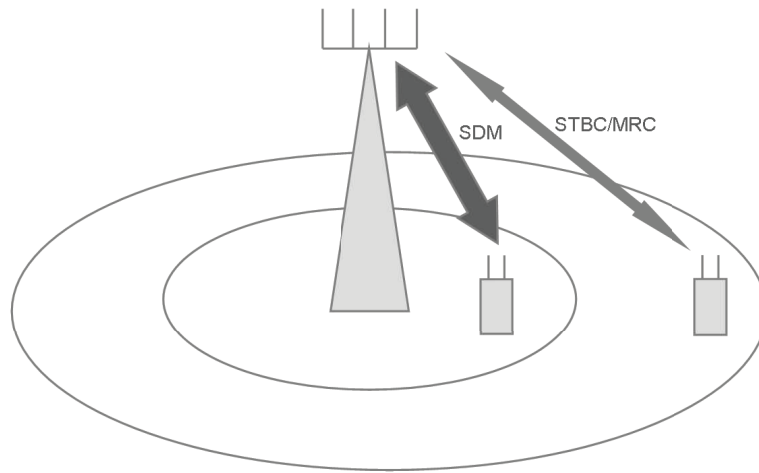


Figure 10: Compromis gain de multiplexage spatial/gain de diversité.

antennes sont potentiellement placées de chaque côté du lien de communication. Le système peut être symétrique (nombre identique d'antennes à l'émetteur et au récepteur) dans le cas d'une communication entre deux terminaux mobiles ou asymétrique (nombre différent d'antennes à l'émetteur et au récepteur) dans le cas d'une communication entre une station de base et un terminal mobile. On parle de système SIMO (single-input multi-outputs), MISO (multi-inputs single-output) et MIMO (multi-inputs multi-outputs) selon que l'émetteur et le récepteur utilisent une ou plusieurs antennes. Nous supposons dans ce projet un nombre maximal d'antennes égal à 4 de chaque côté du lien.

Les techniques de codage pour systèmes à antennes multiples se répartissent entre deux catégories majeures:

- Les techniques de multiplexage spatial, permettant d'accroître significativement les débits supportés,
- Les techniques de codage spatio-temporel, permettant d'améliorer significativement la fiabilité de la communication.

Comme illustré à la Figure 10, ces techniques sont complémentaires: le multiplexage spatial sera plutôt utilisé lorsque le terminal est proche de la station de base pour maximiser le débit binaire, le codage spatio-temporel sera plutôt utilisé lorsque le terminal s'éloigne de la station de base pour augmenter la couverture du réseau (faire le lien avec vos simulations). L'objectif de cette étape est de mettre les techniques multi-antennes en oeuvre, de les combiner avec la technique OFDM, et d'évaluer la performance du système obtenu sur base du modèle de canal développé à l'étape 4.

11.2 Multiplexage spatial

Le multiplexage spatial consiste à envoyer des flux d'information indépendants sur différentes antennes à l'émetteur. De ce fait, la capacité du système est simplement multipliée par le nombre de flux supportés. Pour que le système fonctionne, le nombre d'antennes au récepteur doit au moins être égal au nombre d'antennes à l'émetteur (pourquoi?). Nous supposons dans ce projet que le canal n'est pas connu à l'émetteur et qu'il n'y a donc pas de précodage.

Le récepteur reçoit la somme des différents flux d'information après passage dans le canal. Un égaliseur est chargé de découpler les informations sur base de l'observation du signal aux différentes antennes. Il peut être optimisé selon différents critères: inversion du canal (ZF - Zero-Forcing en Anglais), minimisation de la variance de l'erreur d'estimation des symboles (MMSE - Minimum Mean Square Error en Anglais), maximum de vraisemblance (ML - Maximum Likelihood en Anglais).

11.3 Codage spatio-temporel

Le codage spatio-temporel consiste à coder des flux d'information entre les différentes antennes à l'émetteur. De ce fait, le système peut bénéficier de la diversité dans le canal et la fiabilité de la communication est grandement améliorée. Nous supposons, dans ce projet, un codage spatio-temporel orthogonal, de sorte que le récepteur optimisé selon le critère du maximum de vraisemblance se réduit à un simple filtre adapté linéaire (pourquoi ?). En d'autres mots, toute l'interférence entre les flux d'information en sortie du filtre adapté est supprimée (à démontrer). L'émetteur compte 2 ou 4 antennes, le récepteur compte maximum 4 antennes.

11.4 Combinaison MIMO-OFDM

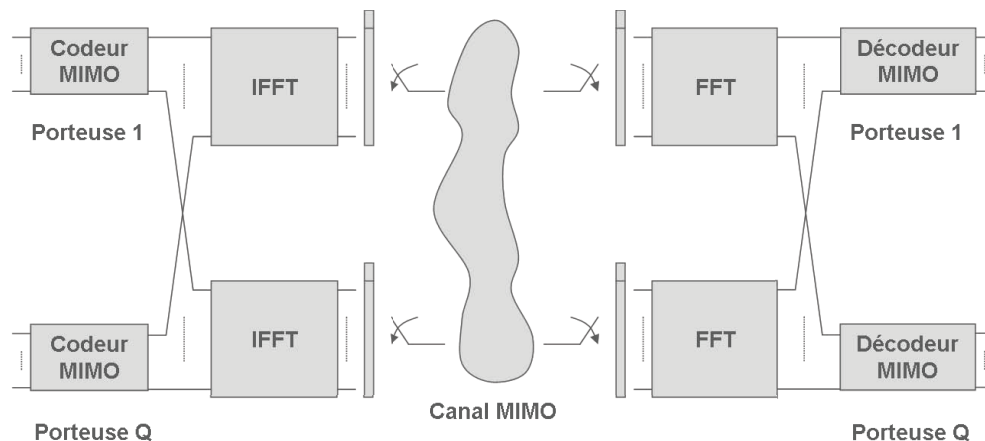


Figure 11: MIMO-OFDM.

Les techniques MIMO ont été initialement conçues en faisant l'hypothèse d'un canal non dispersif dans le temps. Etant donné que l'OFDM transforme un canal dispersif dans le temps en une série de sous-canaux indépendants répartis sur le spectre des fréquences (appelés les porteurs), il est possible d'appliquer facilement les techniques MIMO à chaque sous-canal créé par l'OFDM sans les modifier. Le principe est illustré à la Figure 11. L'objectif ultime de ce projet est de combiner la technologie MIMO avec la technologie OFDM.

Dans un système multi-antennes, le nombre de canaux à estimer au récepteur est égal au produit du nombre d'antennes à l'émetteur par le nombre d'antennes au récepteur. L'ensemble des canaux peuvent être simplement estimés en envoyant un bloc de symboles pilotes successivement à chaque antenne à l'émetteur et en estimant les canaux correspondant aux antennes au récepteur. L'inconvénient majeur de cette méthode est le surplus important d'information à transmettre nécessaire pour estimer les canaux. Une autre méthode consiste à diviser le nombre de porteurs OFDM entre les différentes antennes à l'émetteur. Un bloc de symboles pilotes

est envoyé à chaque antenne sur le sous-ensemble de porteuses OFDM assigné à cette antenne. Au récepteur, chaque canal est estimé sur base de l'observation du sous-ensemble de porteuses correspondant et en interpolant le résultat sur l'ensemble des sous-porteuses. Cette deuxième méthode ne requière pas de surplus d'information transmise dédiée à l'estimation de canal mais offre une performance moindre en terme de variance d'erreur d'estimation (pourquoi?).

11.5 Résultats

Dans un premier temps, les techniques de codage spatio-temporel et de multiplexage spatial seront implémentées et validées pour des canaux non sélectifs en fréquence. Une simple matrice de canal composée d'éléments normalisés non corrélés sera considérée à cet effet.

Les techniques multi-antennes seront ensuite combinées à la chaîne OFDM développée dans l'étape précédente. La chaîne de communications intégrera la modèle de canal développé à l'étape 4. Le taux d'erreurs binaires et la capacité obtenus à l'aide des techniques de codage spatio-temporel et de multiplexage spatial seront évalués et comparés.

12 Etape 8: Synchronisation

12.1 Objectifs

Etant donné que l'émetteur et le récepteur sont délocalisés, il est nécessaire que le récepteur se synchronise sur l'émetteur avant que la communication ne puisse être effectivement établie. L'objectif de cette étape est de réaliser les fonctions suivantes:

- L'instant d'arrivée du paquet doit être estimé et compensé,
- Le décalage de fréquence porteuse dû à l'imprécision des oscillateurs locaux doit être estimé et compensé,
- La rotation de phase causée par l'erreur résiduelle d'estimation de fréquence porteuse doit être traquée (on parle de tracking en Anglais).

Dans ce projet, nous négligeons l'impact du décalage de fréquence d'échantillonnage qui reste faible si les paquets considérés sont suffisamment courts (quelle est la taille raisonnable des paquets?).

12.2 La chaîne de synchronisation

La chaîne de synchronisation considérée dans ce projet est illustrée à la Figure 12. La partie supérieure du diagramme représente l'estimation du décalage de fréquence porteuse et l'estimation de canal. La partie intermédiaire du diagramme représente le tracking de l'erreur résiduelle d'estimation de la fréquence porteuse. La partie inférieure du diagramme représente la réception des symboles d'information. A noter que les signaux reçus aux différentes antennes du récepteur sont combinés pour améliorer l'estimation des paramètres.

12.3 Structure de paquet

Le paquet transmis est structuré en différentes parties pour supporter la synchronisation:

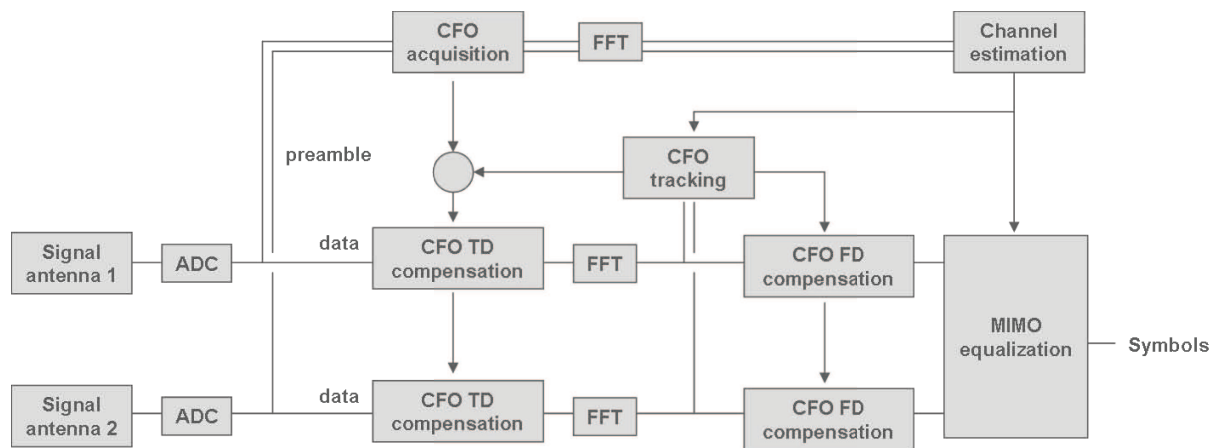


Figure 12: Structure de synchronisation.

- Une séquence d'apprentissage est placée à l'avant du paquet sur base de laquelle l'acquisition (estimation de l'instant d'arrivée et de la fréquence porteuse) et l'estimation de canal peuvent être réalisées,
- Des symboles pilotes sont insérés parmi les symboles d'information sur base desquels le tracking de la rotation de phase peut être réalisé.

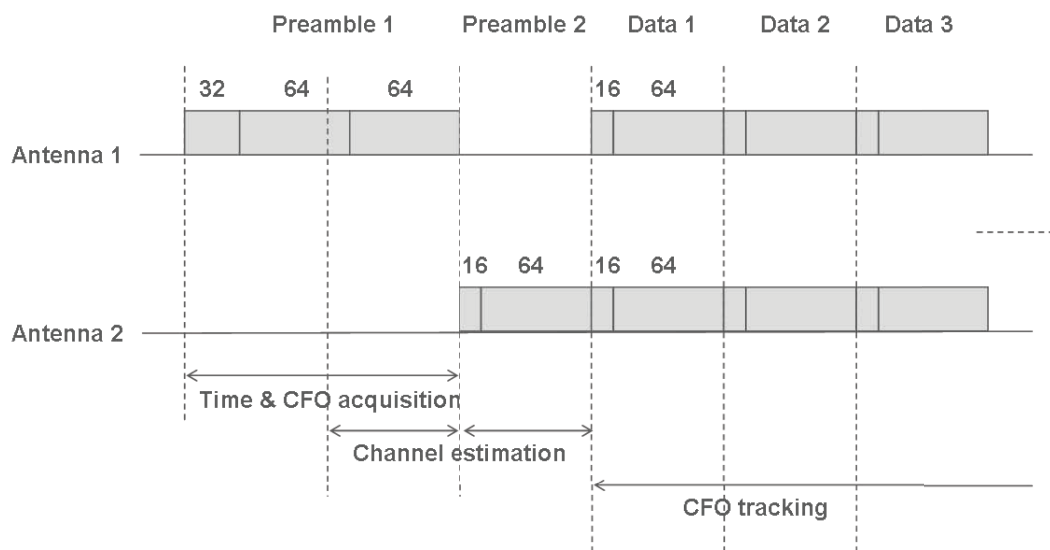


Figure 13: Structure de paquet.

Nous supposons une structure de paquet similaire à celle proposée dans le standard IEEE 802.11n. Elle est illustrée à la Figure 13.

L'acquisition de l'instant d'arrivée et de la fréquence porteuse est réalisée sur base de l'observation d'une séquence d'apprentissage envoyée sur la première antenne à l'émetteur. L'estimation des canaux relatifs à la première antenne de l'émetteur repose sur l'observation de la dernière partie de cette même séquence d'apprentissage. L'estimation des canaux relatifs aux autres

antennes de l'émetteur repose sur l'observation de séquences d'apprentissage envoyées successivement aux autres antennes de l'émetteur. Le tracking de l'erreur résiduelle d'acquisition de la fréquence porteuse est réalisé sur base d'un ensemble de symboles pilotes entrelacés dans les symboles d'information.

12.4 Acquisition de l'instant d'arrivée du paquet

La méthode d'auto-corrélation est généralement utilisée pour estimer l'instant d'arrivée du paquet. Elle repose sur l'envoi d'une séquence périodique à l'émetteur. Le signal reçu, de période identique à celle du signal transmis, est corrélé avec lui-même sur la durée d'une période et le maximum est choisi comme instant d'origine. A noter qu'une séquence de type pseudo-noise est généralement utilisée comme séquence d'apprentissage (pourquoi?).

12.5 Acquisition du décalage de fréquence porteuse

Le décalage de fréquence porteuse peut directement être déduit de la sortie de l'auto-corrélateur utilisé pour l'estimation de l'instant d'arrivée du paquet. Il s'obtient en moyennant la différence de phase entre deux échantillons décalés d'une période du signal reçu.

L'instant d'arrivée du paquet est donc dérivé en observant le module de la sortie de l'auto-corrélateur. Le décalage de fréquence porteuse est dérivé en observant l'angle de la sortie de l'auto-corrélateur.

12.6 Tracking du décalage de fréquence porteuse résiduel

La rotation de phase des symboles due à l'erreur résiduelle d'acquisition de la fréquence porteuse est estimée en observant un ensemble de symboles pilotes entrelacés dans les symboles d'information. Pour chaque bloc OFDM, il suffit de moyennner la rotation de phase observée sur les symboles pilotes après compensation du canal (pourquoi?). Typiquement 4 symboles pilotes, identiques et placés sur les mêmes porteuses pour toutes les antennes de l'émetteur, sont envoyés par bloc OFDM.

Etant donné que les mêmes symboles pilotes sont envoyés sur les mêmes porteuses, le canal observé à chaque antenne du récepteur est la somme des canaux relatifs à toutes les antennes de l'émetteur. La rotation de phase peut être estimée indépendamment à chaque antenne du récepteur et le résultat peut être ensuite moyenné entre les antennes.

Dans ce projet, nous estimons la rotation de phase pour chaque bloc OFDM indépendamment. Une amélioration possible consiste à implémenter une boucle à verrouillage de phase qui a pour effet de filtrer les estimées au fil du paquet.

12.7 Résultats

Avant de réaliser la structure de synchronisation, vous devrez ajouter les effets suivants à votre chaîne de simulations: le délai de réception des signaux et le décalage en fréquence.

Dans un premier temps, vous implémenterez l'acquisition du temps d'arrivée des paquets et du décalage de fréquence sur base de la séquence pilote envoyée en début de paquet. La

variance de l'erreur commise est souvent évaluée pour quantifier la performance de vos algorithmes.

Dans un deuxième temps, vous implémenterez le tracking de la rotation de phase causée par l'erreur de fréquence résiduelle dans le domaine fréquentiel sur base de symboles pilotes entrelacés aux symboles d'information. Vous pouvez aussi évaluer la variance d'erreur d'estimation de la rotation de phase.

Finalement, vous simulerez le système complet et évaluerez le taux d'erreur binaire obtenu. Vous pouvez quantifier la dégradation du taux d'erreur binaire causée par les erreurs de synchronisation.

13 Etape 9: Implémentation

13.1 Objectifs

Vous voici prêts à envoyer vos signaux de télécommunications dans l'air! L'objectif de cette dernière étape est de valider votre chaîne de simulations expérimentalement grâce à un appareillage expérimental de marque Rohde et Schwarz.

13.2 La transmission des signaux

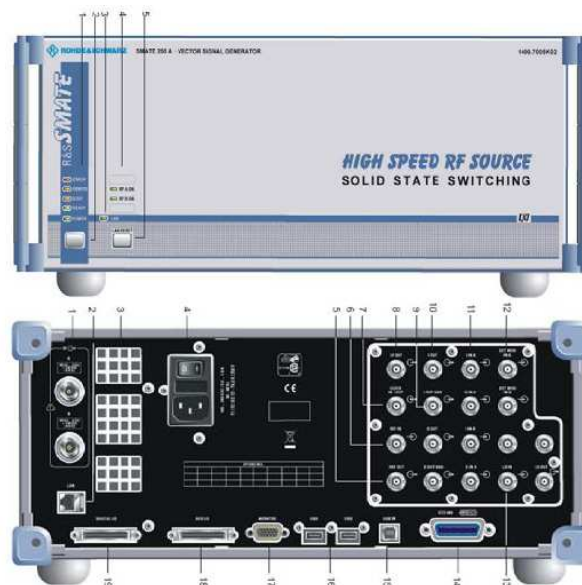


Figure 14: SMATE200A

La source de signal est un appareil créé par Rohde et Schwarz appelé "SMATE200A" et illustré à la Figure 14. Elle permet de générer des signaux fortement personnalisables et ce de deux manières différentes: directement sur l'appareil (via une interface graphique connectée par VGA) ou à distance (par un dispositif externe). L'avantage de cette deuxième méthode est que vous pourrez directement commander cet appareil à partir de Matlab, et ainsi faire le lien avec

votre chaîne de simulations.

Dans le cadre du projet, cette source sera connectée à un PC via un câble Ethernet standard. Pour information, le lien entre ce PC de mesure et la source se fait grâce à un protocole nommé VISA, qui permet l'envoi de commandes standard (le langage se nomme "SCPI" pour Standard Commands for Programmable Instruments). Sous Matlab, vous enverrez donc à la source des commandes en format SCPI pour faire les différents réglages et envoyer vos données (voir annexe).

13.3 La réception des signaux



Figure 15: FSG spectrum analyzer

Le récepteur est également un appareil créé par Rohde et Schwarz appelé "FSG Spectrum Analyzer" et illustré à la Figure 15. Il permet d'afficher les signaux reçus en temporel ou en fréquentiel, et ce en temps réel. Il est également possible de le commander à distance à l'aide de Matlab.

Ce récepteur sera aussi connecté à un PC portable via un câble Ethernet standard. Le lien entre ce PC de mesure et le récepteur se fait également grâce au protocole VISA et aux commandes "SCPI". Sous Matlab, vous enverrez donc au récepteur des commandes en format SCPI pour faire les différents réglages et pour rapatrier vos données (voir annexe).

13.4 Montage de base

Vous réaliserez le montage illustré à la Figure 16 avec une antenne à la source et une antenne au récepteur (mode SISO pour "Single-Input Single-Output").

Vous réutiliserez votre chaîne Matlab OFDM en vous assurant d'abord qu'elle fonctionne et qu'elle implémente la synchronisation correctement. Supprimez au préalable de votre chaîne les aspects "front-end analogique" et "canal de communication" qui seront pris en charge par les appareils utilisés. Il vous sera ensuite demandé de remplacer ces aspects par des lignes de

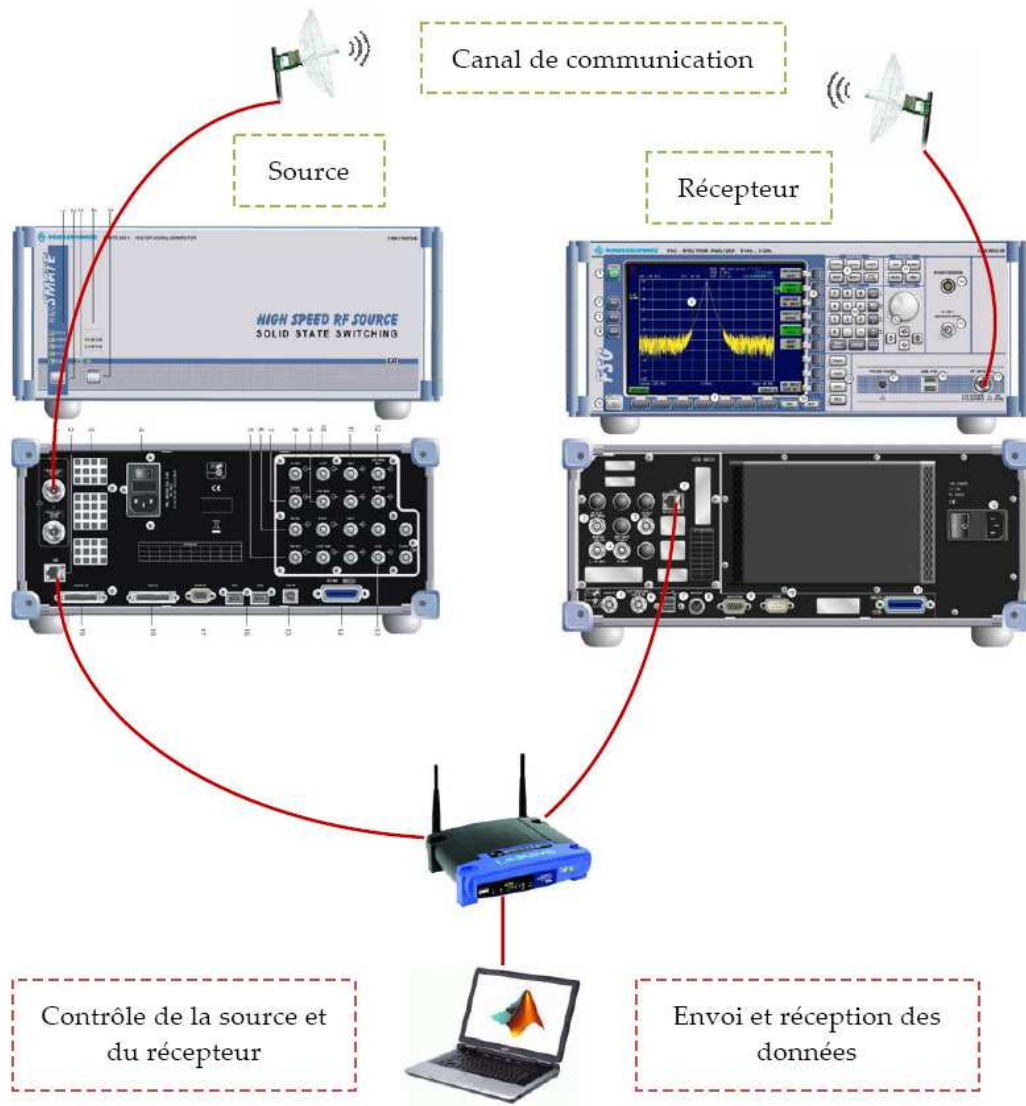


Figure 16: Montage SISO

commandes permettant d'envoyer les données sous forme I-Q à la source et de les extraire du récepteur.

Vous configurerez d'une part la source pour qu'elle envoie un paquet de données généré par votre chaîne de simulations de manière périodique. D'autre part, vous configurerez le récepteur pour qu'il observe le signal sur une fenêtre temporelle suffisamment longue pour mémoriser une période complète du signal reçu. Un décalage de fréquence peut être introduit artificiellement au récepteur (le décalage en fréquence réel est négligeable pour les appareils de mesures comparé aux chips commerciaux intégrés dans les terminaux mobiles).

13.5 Résultats

Dans un premier temps, vous réaliserez le montage SISO. Vous testerez d'abord votre chaîne de simulations complète lorsque les antennes de la source et du récepteur sont en ligne de vue

directe. Vous étendrez ensuite vos résultats à des configurations diverses (la source et du récepteur sont dans deux pièces différentes...). Faites le lien avec vos résultats de simulations (puissance obtenue par ray-tracing, taux d'erreurs binaires obtenu par simulations OFDM...).

Vous étendrez ensuite votre montage aux systèmes multi-antennes: la source permet d'envoyer deux signaux simultanément, un switch peut être utilisé au récepteur pour créer artificiellement un réseau d'antennes. Vérifiez le gain en portée et en capacité obtenu grâce aux techniques multi-antennes. Faites le lien avec vos résultats de simulations (corrélation entre antennes, taux d'erreurs binaires obtenu par simulations MIMO-OFDM...).

14 Simulation d'un système de communications sans-fil

- La simulation se fait habituellement en bande de base, indépendamment de la fréquence porteuse. Les signaux et le canal de propagation sont donc représentés par leur enveloppe complexe.
- Matlab étant un logiciel de simulations numériques, il ne peut gérer que des séquences d'échantillons et non des signaux en temps continu. Pour simuler les signaux dans la partie analogique de la chaîne de communication, on travaillera à une cadence suffisamment élevée d'échantillonnage pour appréhender toutes les composantes spectrales du système.
- Le but de la simulation est d'évaluer le taux d'erreurs binaires en fonction du rapport signal-à-bruit au récepteur (défini à quel endroit du récepteur?). La performance du système est généralement moyennée sur de nombreuses réalisations du canal de propagation.

15 Conseils de styles

- Veillez à structurer vos programmes au maximum. Un script principal (fichier de commandes, avec extension *.m*) reprendra l'ensemble de la simulation, et fera lui-même appel à des scripts secondaires. En particulier, un script rassemblera l'ensemble des paramètres que l'on peut régler et un autre s'occupera de l'affichage des résultats. Un exemple de script principal est donné ici:

```
clear all;
close all;
% Définition des paramètres de simulation
parametres;
% Calcul des variables utiles dépendant de ces paramètres
setup;
% Calcul des signaux dans l'émetteur
emetteur;
% Passage à travers le canal
canal;
% Calcul des opérations effectuées au récepteur
recepteur;
% Affichage des résultats
resultats;
```

- Faites appel aux fonctions (réutilisables!) à chaque fois qu'un résultat doit être calculé sur base de paramètres bien identifiés:

```
function [out1,out2,...] = mafonction(arg1,arg2,...)
```

- Commentez vos programmes. Définissez les entrées et sorties de vos fonctions directement après leur déclaration.
- Un signal sera représenté par une suite de n échantillons stockés dans un vecteur de taille $n \times 1$. Si une même opération est effectuée sur k signaux semblables, on utilisera une matrice multidimensionnelle de taille $n \times k$.
- Ajoutez une grille, les noms des axes, une légende à vos figures. Choisissez proprement les échelles des axes, en particulier des échelles identiques si vous souhaitez effectuer des comparaisons.

16 Quelques fonctions Matlab utiles

rand randint randn	génération de signaux aléatoires uniformes génération d'une séquence aléatoire binaire génération de signaux aléatoires Gaussiens
abs angle	module phase
fft ifft fftshift	fast Fourier transform inverse fast Fourier transform centrage du spectre autour de "0"
rcosfir	filtre (demi-)Nyquist
butter cheby1 cheby2 ellip besself impz freqz	filtre de Butterworth filtre de Chebyshev, type 1 filtre de Chebyshev, type 2 filtre elliptique filtre de Bessel réponse impulsionnelle des filtres réponse fréquentielle des filtres
reshape permute	réorganisation des éléments des matrices permutation entre les dimensions des matrices
figure subplot plot stem grid axis xlabel/ylabel title legend hold	ouverture d'une figure division de la figure en sous-figures affichage d'une fonction affichage d'une séquence ajout d'une grille définition des axes ajout du noms des axes ajout d'un titre ajout d'une légende affichage de plusieurs fonctions

17 Commande du SMATE

18 Commande du FSG