

Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM

Pierre GRUYER, Simon PAILLARD

`pierre.gruyer@enst-bretagne.fr`, `simon.paillard@enst-bretagne.fr`

Encadrant : Vincent CALMETTES

`vincent.calmettes@supaero.fr`

12 décembre 2005

Résumé

L'évolution des systèmes de communications numériques s'articule autour de plusieurs aspects : des besoins croissants de débit, le caractère mobile du terminal, un contexte d'encombrement de la ressource spectrale.

Les modulations à simple porteuse ne permettent pas de répondre d'une manière optimale à ces besoins, en raison de la sélectivité en fréquence des canaux et des multiples trajets que peut emprunter un même signal.

Pour un même spectre de fréquence disponible, dans le cas des modulations multiporteuses (MCM pour Multi-Carrier Modulation), l'information est répartie sur un grand nombre de porteuses modulées à un faible débit symbole. Ces sous-porteuses sont moins sensibles aux défauts du canal.

Les modulations multiporteuses sont maintenant utilisées dans diverses applications à haut débit, que ce soit en bande de base sur paire torsadée (ADSL) ou sur onde porteuse pour les transmissions sans fil : Télévision Numérique Terrestre (DVB-T), radio numérique (DAB), WiFi (802.11g), WiMAX (802.16), etc. Toutes ces applications sont basées sur la même modulation, l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). La spécificité de l'OFDM vient du recouvrement mutuel des différentes sous-porteuses, d'une manière dite orthogonale. Cette orthogonalité permet une utilisation optimale des ressources spectrales et facilite l'implantation numérique.

Table des matières

1	Problématique	3
2	Principe et fonctionnement de l'OFDM	5
2.1	Principe de la modulation	5
2.2	Principe de la démodulation	7
3	Implantation numérique	8
3.1	Implantation numérique du modulateur	8
3.2	Implantation numérique du démodulateur	9
4	Réalisation de la chaîne de transmission sous Simulink	10
4.1	Mise en oeuvre d'une chaîne de transmission de référence	10
4.2	Création de la chaîne OFDM	11
4.3	Modélisation du canal de transmission	11
4.4	Améliorations de la modulation QPSK	14
4.5	Introduction de codes concaténés BCH - Reed Salomon	15
4.6	Influence du nombre de porteuses dans l'OFDM	17
5	Améliorations envisageables	20
5.1	Préservation de l'orthogonalité	20
5.2	Égalisation et séquences d'apprentissage	21
5.3	Codage et entrelacement	21
	Conclusion	22

1 Problématique

Un signal radiofréquences est émis sur un canal, qui constitue son support physique. Ainsi toute transmission numérique est limitée par les contraintes physiques de son support.

Un canal est dit sélectif en fréquence lorsqu'il ne se comporte pas identiquement suivant la fréquence du signal. Certaines fréquences seront transmises plus rapidement que d'autres, ou encore seront atténuées plus que d'autres. Le signal sera alors déformé lors de la transmission : les données seront dispersées dans le temps, pouvant mener à des interférences entre symboles.

Ce phénomène de sélectivité en fréquence est aggravé par la présence de trajets multiples pour un même signal transmis. Du fait des nombreuses réflexions que le signal peut subir en environnement urbain, le récepteur recevra une série d'échos d'amplitudes et de retards variables. Cette problématique du canal à trajets multiples est critique dans le cas d'un canal radiomobile, c'est-à-dire lorsque le récepteur et l'émetteur ne sont pas fixes relativement. Les différents échos et amplitudes variant dans l'espace, ils varieront dans le temps dans le cas d'un récepteur mobile.

Le canal de transmission à trajets multiples est caractérisé par :

- T_m son retard maximum (ou étalement des retards). Si la durée d'un symbole est grand devant T_m , le canal est non sélectif en fréquence (ou dit plat dans le domaine fréquentiel) mais il peut être atténué ou amplifié.
- T_c le temps de cohérence ou B_d son pendant fréquentiel appelé spectre Doppler. Si $B \ll B_d$ le signal ne subit pas de distorsion dans le temps.
- sa fonction de transfert $h(t, \tau)$, $\alpha_n(t)$ et $\tau_n(t)$ représentant l'atténuation et le retard en fonction du temps du n-ième écho, et f_c la fréquence porteuse :

$$h(t, \tau) = \sum_n \alpha_n(t) \cdot e^{-2j\pi f_c \tau_n} \delta(\tau - \tau_n(t))$$

Ces différents trajets pourront alors générer des interférences constructives ou destructives, suivant la localisation du récepteur relativement à l'émetteur et suivant les caractéristiques des obstacles rencontrés. Des interférences destructives peuvent mener à la perte totale du signal.

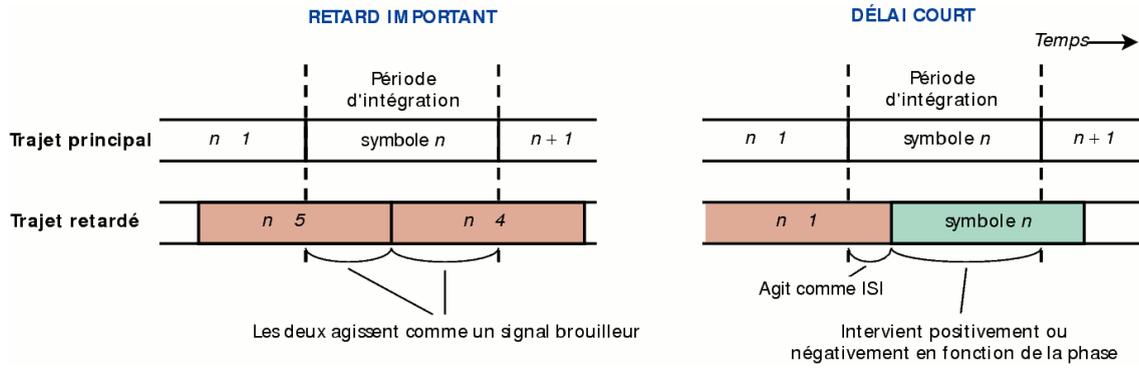


FIG. 1 – Influence du multitrajet sur le brouillage intersymboles

Ces problématiques sont d'autant plus d'actualité que les débits transmis augmentent exponentiellement, et donc la bande de fréquence nécessaire pour transporter ces informations à haut débit. Or l'effet de la sélectivité en fréquence des canaux sur la dégradation des performances augmente avec la largeur de bande de fréquence du signal transmis.

Les processus d'égalisation censés compenser les effets des multitrajets et de la sélectivité en fréquence des canaux sont cependant d'une grande complexité lorsque le canal varie beaucoup dans le temps ou suivant la fréquence du signal. Ils nécessitent de plus la connaissance à tout instant de la fonction de transfert du canal de transmission.

La famille des modulations multiporteuses dont fait partie l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) permet de répondre à cet enjeu en utilisant des sous-porteuses peu sensibles aux multitrajets et à la sélectivité en fréquence, faciles à égaliser.

2 Principe et fonctionnement de l'OFDM

Les modulations multiporteuses comme l'OFDM consistent à répartir les symboles sur un grand nombre de porteuses à bas débit, à l'opposé des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupant alors toute la bande passante disponible.

Ainsi dans le cas de l'OFDM, pour un train de symboles initial de période T_{Si} , les symboles seront répartis en N trains plus lents et auront alors une durée $T_S = N \cdot T_{Si}$.

Cette diminution du rythme symbole entraîne une diminution des interférences entre symboles d'un rapport N . Ainsi pour un débit symbole de $10M \text{ symboles} \cdot s^{-1}$ transmis sur un canal radio de réponse impulsionnelle $250\mu s$, un symbole interfère avec $K = \frac{250}{0.1} = 2500$ symboles.

Le processus d'égalisation s'effectue alors par bloc et est très complexe. En revanche, en répartissant ces symboles sur $N = 2048$ porteuses, moins de 2 symboles sont en interférence, ce qui simplifie énormément l'égalisation.

2.1 Principe de la modulation

Pour répartir les données à transmettre sur les N porteuses, on groupe les symboles c_k par paquets de N . Les c_k sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation souvent de modulation MAQ à 4, 16, 64, 2^q états.

La séquence de N symboles c_0, c_1, \dots, c_{n-1} constitue un symbole OFDM. Le k -ième train de symboles parmi les N trains module un signal de fréquence f_k . Le signal modulé du train k s'écrit sous forme complexe : $c_k e^{2j\pi f_k t}$.

Le signal total $s(t)$ correspondant à l'ensemble des N symboles réassemblés en un symbole OFDM :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t}$$

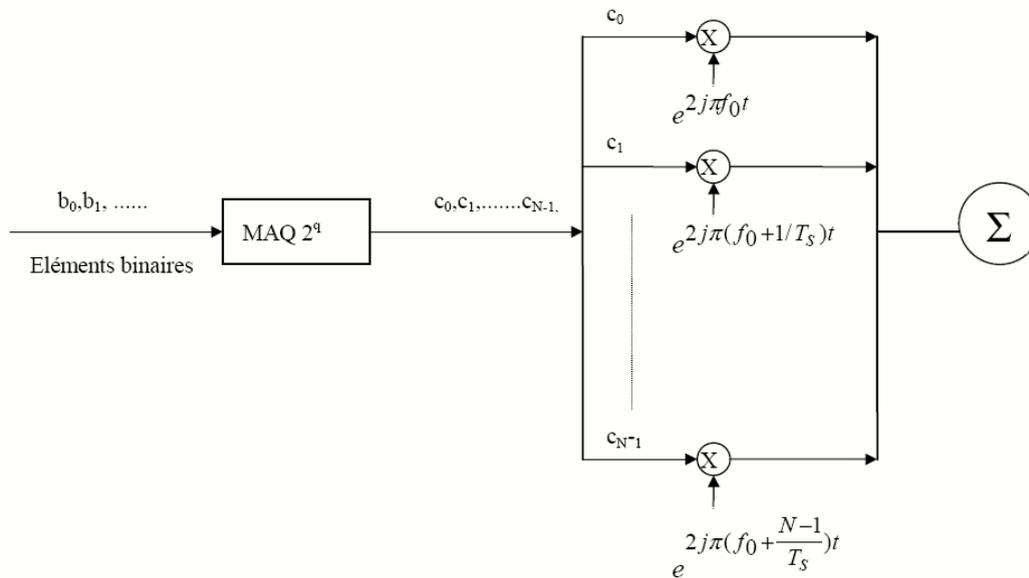


FIG. 2 – Schéma de principe du modulateur OFDM

Les fréquences sont orthogonales si l'espace entre deux fréquences adjacentes f_k et f_{k+1} est $\frac{1}{T_S}$. En effet chaque porteuse modulant un symbole pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée T_S , son spectre en fréquence est un sinus cardinal, fonction qui s'annule tous les multiples $\frac{1}{T_S}$.

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_S}$$

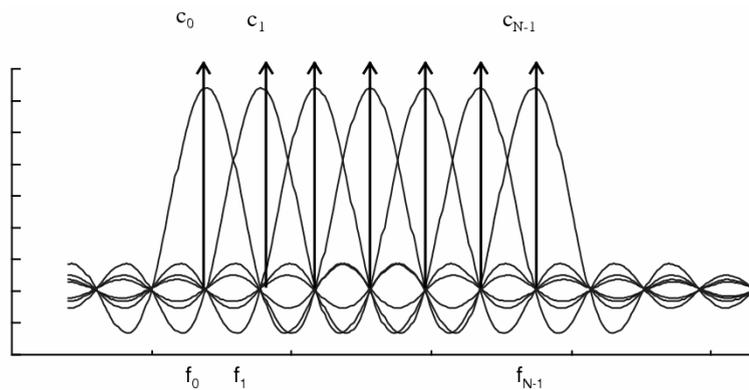


FIG. 3 – Spectre en sortie du modulateur OFDM

Ainsi, lorsque l'échantillonnage est effectué précisément à la fréquence f_k d'une sous-porteuse, il n'y a aucune interférence avec les autres sous-porteuses. C'est ce

qui permet de recouvrir les spectres des différentes porteuses et d'obtenir ainsi une occupation optimale du spectre. Le nombre de sous-porteuses N est choisi de manière à remplir les deux conditions primordiales $T_S \gg T_m$ afin de pouvoir considérer le canal plat, et $T_S \ll \frac{1}{B_d}$.

2.2 Principe de la démodulation

Le signal parvenu au récepteur s'écrit sur une durée symbole T_S :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{2j\pi \left(f_0 + \frac{k}{T_S} \right) t}$$

$H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et à l'instant t . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_S ($T_S \ll \frac{1}{B_d}$). La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses suivant le schéma classique.

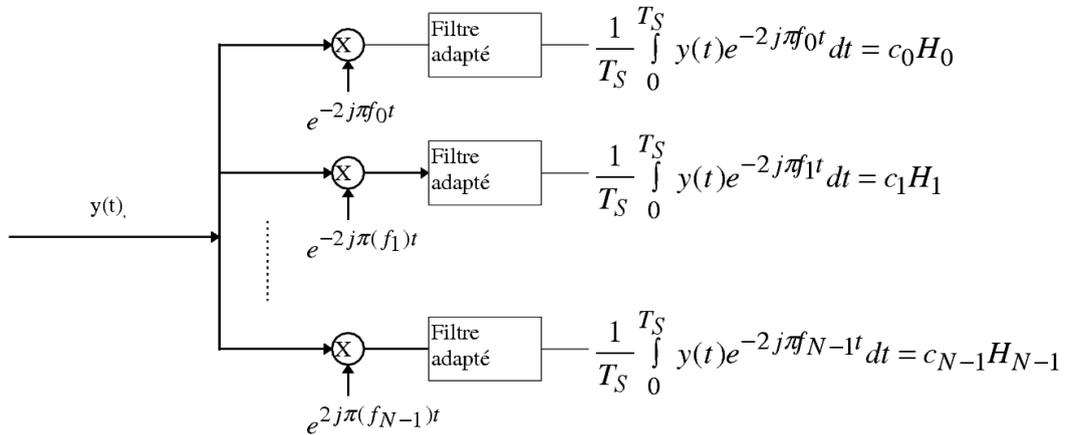


FIG. 4 – Schéma de principe du démodulateur OFDM

3 Implantation numérique

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

D'après l'étude théorique précédente, le schéma de principe du modulateur est le suivant :

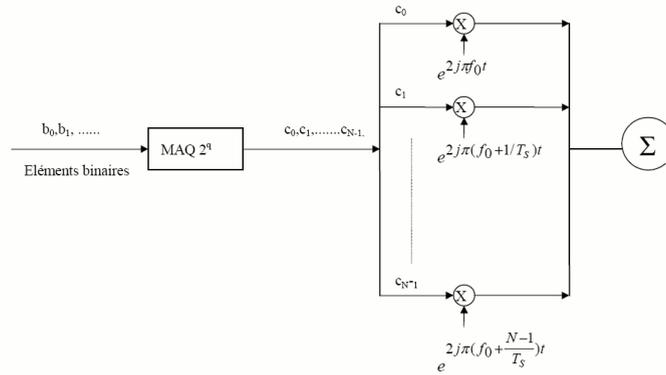


FIG. 5 – Schéma de principe du modulateur

Une simple traduction numérique de ce schéma consisterait à implémenter N modulateurs en parallèle, centrés sur les fréquences de chaque porteuse. Cette structure n'est bien sûr pas optimale du point de vue de sa complexité, voyons maintenant à partir de l'étude théorique de l'OFDM effectuée précédemment comment générer une architecture numérique équivalente simple à mettre en oeuvre.

3.1 Implantation numérique du modulateur

L'analyse algébrique indique que le signal de sortie $s(t)$ est sous la forme :

$$s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}}$$

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

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}}$$

Les $s(n)$ sont donc obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète des $c(k)$. En choisissant le nombre de porteuses N tel que $N = 2^n$, le calcul de la transformée de Fourier inverse se simplifie et peut se calculer par une simple IFFT nous conduisant au schéma numérique suivant :

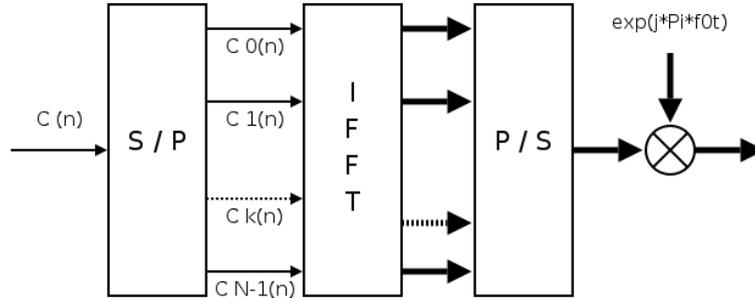


FIG. 6 – Modulateur OFDM numérique

3.2 Implantation numérique du démodulateur

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

$$z(t_n) = z\left(\frac{nT_S}{N}\right) = z_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}}$$

z_n est la transformée de Fourier discrète inverse de $c_k H_k$, la démodulation consiste donc à effectuer une transformée de Fourier directe discrète. Le nombre de porteuses ayant été choisi tel que $N = 2^n$, on peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT. On obtient alors le schéma de principe suivant :

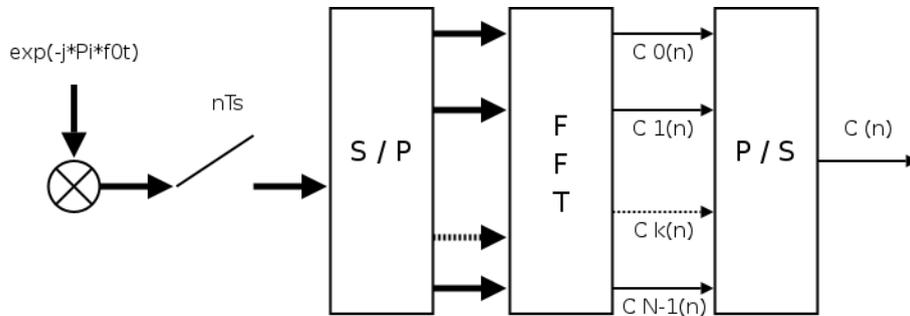


FIG. 7 – Démodulateur OFDM numérique

4 Réalisation de la chaîne de transmission sous Simulink

Sachant maintenant que l'implémentation d'une chaîne de transmission OFDM repose sur un calcul d'IFFT et de FFT, notre projet consiste à mettre en oeuvre cette chaîne à l'aide de l'outil Simulink disponible dans le logiciel Matlab. Nous pourrons ainsi par simulation tester et valider nos différents choix d'architecture.

Au cours de cette partie, nous nous attacherons à suivre chronologiquement les différentes étapes de notre processus :

- mise en oeuvre d'une chaîne de transmission de référence
- modélisation du canal
- amélioration de la modulation QPSK
- introduction de code BCH et Reed Salomon
- influence du nombre de porteuse dans l'OFDM

4.1 Mise en oeuvre d'une chaîne de transmission de référence

Afin de se familiariser avec l'outil Simulink que nous n'avons jamais utilisé auparavant, nous avons choisi d'implémenter une chaîne de transmission QPSK sans OFDM.

Cette dernière nous servira ensuite de référence pour comparer les performances de notre architecture OFDM.

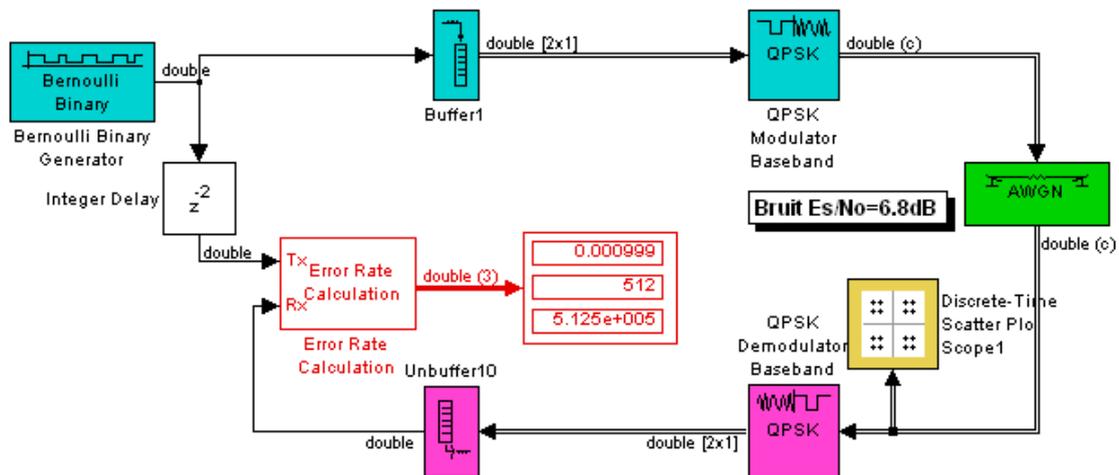


FIG. 8 – Architecture QPSK de référence

Un premier problème fut rencontré pour comparer les bits émis et les bits reçus. En effet cette comparaison implique l'introduction d'un retard z^{-2} pour tenir compte

du buffer présent dans notre chaîne.

En vérifiant que le TEB obtenu pour un bruit blanc de rapport $\frac{E_s}{N_o} = 6.8dB$ était bien de 10^{-3} conformément à la théorie, nous validons notre première structure sous Simulink.

4.2 Création de la chaîne OFDM

Conformément aux exigences de l'implémentation numérique d'une chaîne de transmission OFDM énoncée au chapitre 3, nous devons rajouter à la structure précédente respectivement un traitement IFFT et FFT pour notre modulateur et démodulateur. Ceci fut aisément réalisé à l'aide des blocks IFFT et FFT en librairie de Simulink pour aboutir au schéma suivant :

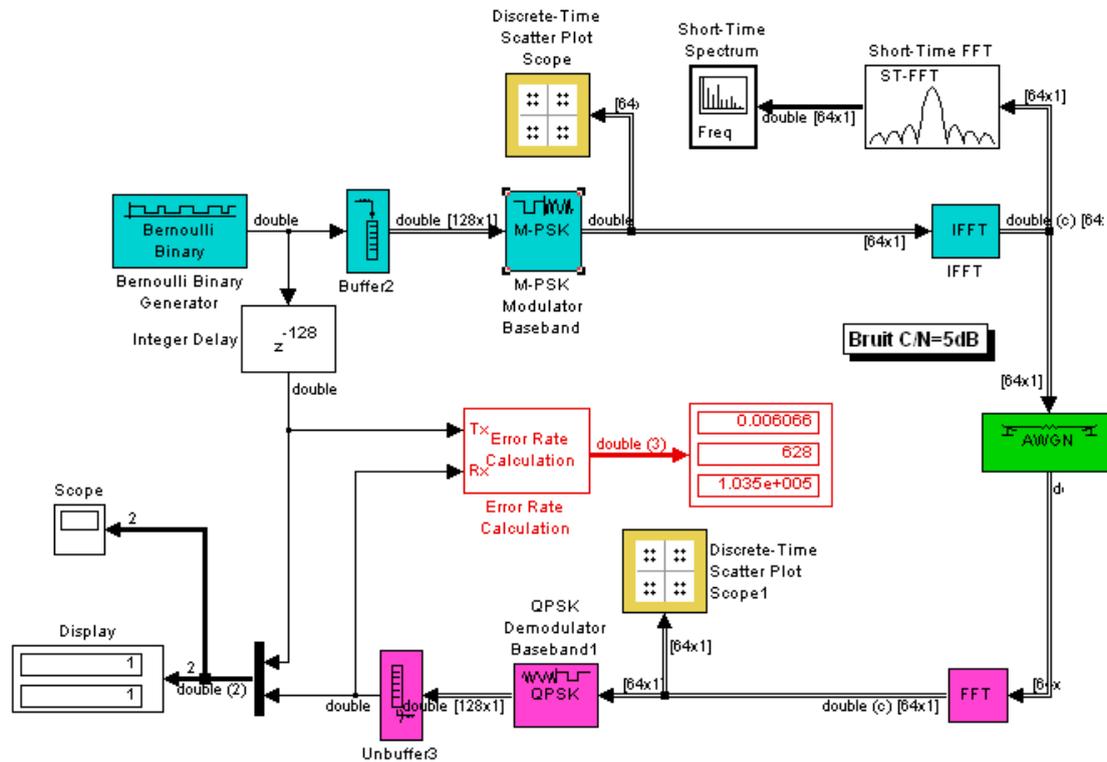


FIG. 9 – Architecture OFDM

L'ajustement du retard fut nécessaire pour synchroniser bits émis et bits reçus.

4.3 Modélisation du canal de transmission

Toute simulation d'une chaîne de transmission requiert une modélisation du canal de transmission. Cette modélisation est fortement liée aux caractéristiques du signal

et aux effets du canal (bruit, multitrajets, effet doppler) que l'ingénieur décide ou non de prendre en compte.

Ayant dans la partie théorique insisté sur l'intérêt de l'OFDM pour des transmissions à multitrajets, nous limiterons notre modélisation à :

- l'ajout d'un bruit blanc gaussien
- l'évanouissement d'une fréquence porteuse 10% du temps

Le bruit blanc gaussien est modélisé à l'aide du bloc AWGN de la librairie. Il suffit de renseigner le rapport C/N et la puissance d'entrée du signal pour paramétrer ce bloc.

En revanche, pour la gestion de l'évanouissement d'une fréquence porteuse 10% du temps, n'ayant pas les connaissances nécessaires pour générer le filtre numérique adéquat, il nous a fallu trouver un moyen de contourner la difficulté.

D'après l'étude théorique, chaque symbole en sortie du Mapper QPSK sera porté par une sous porteuse de l'OFDM. Ainsi pour simuler un évanouissement d'une porteuse, il nous suffit de multiplier le symbole concerné par 0. D'autre part, pour générer cette évanouissement uniquement 10% du temps, nous utilisons un générateur de bits aléatoires dont la probabilité d'émettre un 0 est fixé à 10%.

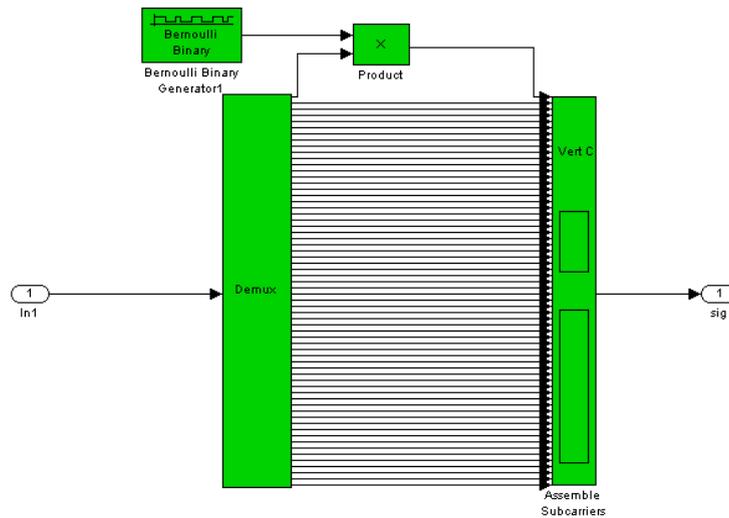


FIG. 10 – Bloc multitrajets

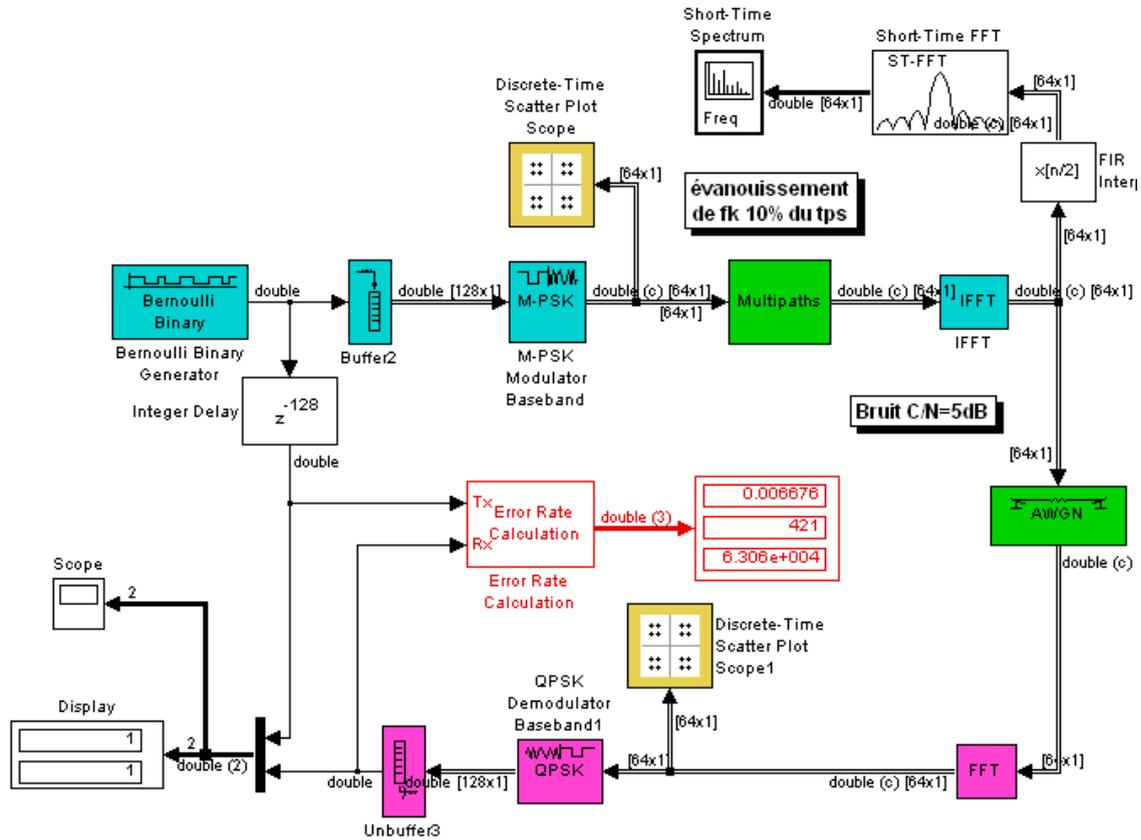


FIG. 11 – OFDM avec modélisation du canal multitrajet

Nous allons maintenant comparer ses performances avec notre chaîne de transmission de référence sans OFDM. Nous nous placerons dans les deux cas suivants :

- bruit blanc gaussien sans évanouissement
- bruit blanc gaussien et évanouissement d'une fréquence porteuse 10% du temps

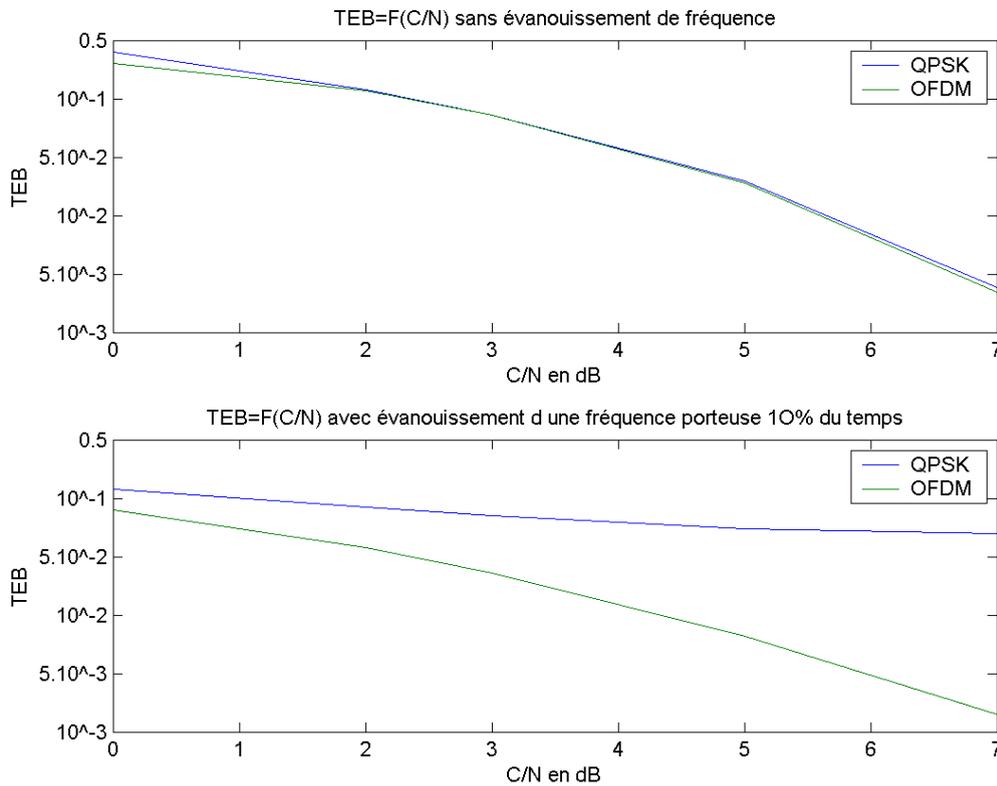


FIG. 12 – TEB en fonction de l'utilisation de l'OFDM et de l'évanouissement

Les résultats obtenus confirment bien l'intérêt de l'OFDM dans le cas de canaux à multitrajets. En effet, pour une modulation QPSK, si la porteuse subit des interférences destructives, la totalité du signal sera perdue. En revanche, dans le cas de l'OFDM, le signal étant réparti sur plusieurs porteuses, il sera moins impacté.

4.4 Améliorations de la modulation QPSK

La constellation QPSK est basée sur un déphasage de $\frac{\pi}{4}$ entre les différents symboles.

Deux répartitions des symboles sont envisageables :

- répartition selon l'ordre binaire ;
- répartition suivant le code de Gray (un seul bit est modifié à chaque déphasage de $\frac{\pi}{4}$).

Une simulation rapide à l'aide de notre chaîne QPSK de référence selon ces deux méthodes avec un rapport $\frac{E_s}{N_o} = 6.8dB$ constant aboutit aux résultats suivants :

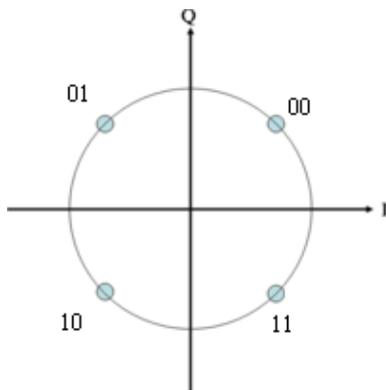


FIG. 13 – Constellation binaire

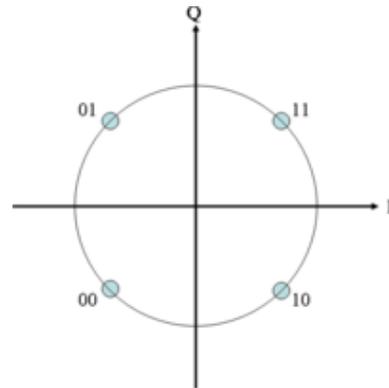


FIG. 14 – Constellation en code de Gray

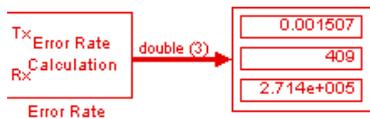


FIG. 15 – TEB en ordre binaire

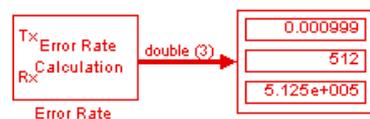


FIG. 16 – TEB en code de Gray

On observe un TEB 2/3 plus petit pour la répartition en code Gray. En effet une légère avance ou un léger retard de déphasage pour l'ordre binaire entraîne une fois sur deux, deux bits d'erreur. En revanche un même décalage de phase n'entraîne qu'une seule erreur pour la répartition en code Gray.

Nous choisirons donc par la suite une modulation QPSK en code de Gray pour notre architecture.

4.5 Introduction de codes concaténés BCH - Reed Salomon

Afin de protéger notre système des erreurs dues au bruit blanc gaussien et aux multitrajets, nous avons mis en oeuvre une concaténation de deux codes RS et BCH. Afin de mettre en application le cours de TCA suivi cette année, nous avons souhaité réaliser une structure vue en Bureau d'Etude.

Il s'agit d'une concaténation d'un code Reed Salomon (3,7) avec un code BCH (21,31). Le code Reed Salomon portant sur le corps $GF(8)$, il a donc fallu créer des symboles de 3 bits avant d'entrer dans le code RS et reconvertir les symboles de sortie sous forme binaire avant d'entrer dans le code BCH suivant.

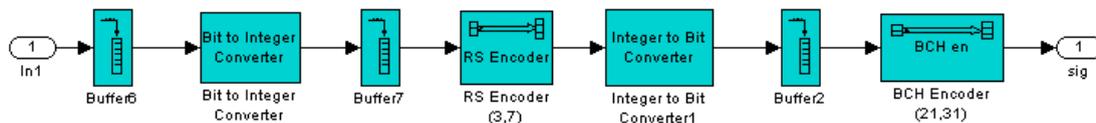


FIG. 17 – Structure du bloc codeur Reed Salomon(3,7) - BCH(21,31)

Le schéma en réception pour le décodage se déduit de manière évidente de son pendant en émission.

L'introduction de ces deux codes sous Simulink ne fut pas chose facile, car ce dernier considère le mot en sortie du code comme une trame de 31 bits. Pour pouvoir être décodé en réception, cette trame ne doit pas être « cassée » dans notre chaîne de transmission. Ayant besoin de 128 bits pour calculer notre IFFT nous étions face à un problème puisque 128 n'est pas multiple de 31. Nous avons contourné le problème en rajoutant un bit de préfixe à notre trame pour obtenir une trame de 32 bits. Evidemment, ce bit devra ensuite être supprimé en réception avant d'entrer dans le décodeur.

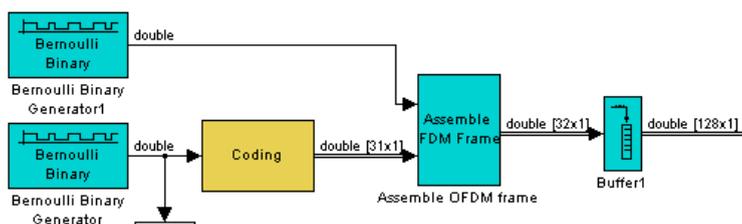


FIG. 18 – Construction de la trame de 32 bits

Voyons maintenant l'influence de ces codes correcteurs par simulation. Nous étudierons les trois chaînes suivantes :

- OFDM sans code correcteur
- OFDM avec BCH(21,31)
- OFDM avec concaténation RS(3,7) et BCH(21,31)

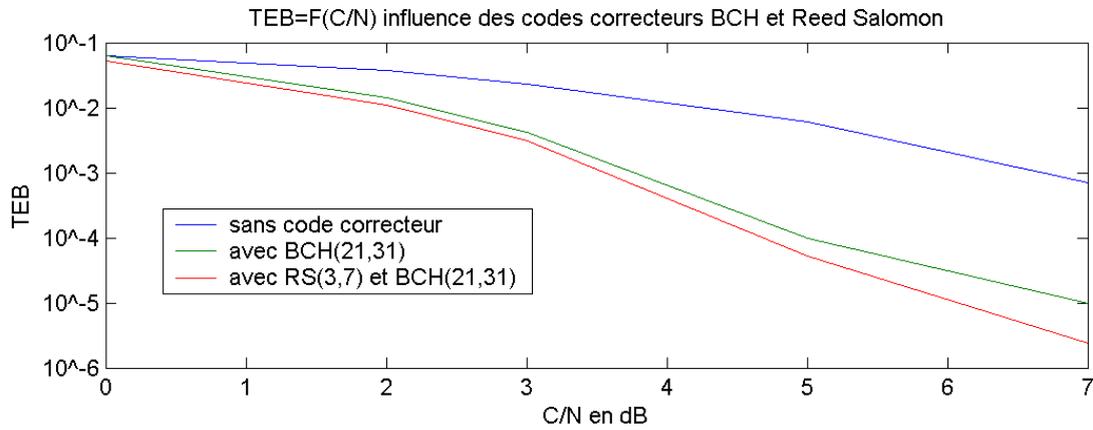


FIG. 19 – Influence des codes correcteurs sur le TEB

Les résultats des simulations valident notre architecture puisque l'introduction de ce code concaténé réduit nettement le TEB pour un C/N constant.

4.6 Influence du nombre de porteuses dans l'OFDM

Un autre paramètre intéressant pour l'amélioration de notre modulateur est le choix du nombre de porteuses N . On a déjà précisé que pour mettre en oeuvre les calculs rapides IFFT et FFT, N devait être une puissance de 2. Le choix de N dépend de plusieurs facteurs : type de canal (variations rapides, longueur de la réponse impulsionnelle..) et de la complexité que l'on veut bien accepter pour le modulateur de Fourier. De plus, il faut faire en sorte que le canal ne varie pas au sein d'un symbole OFDM afin de faciliter la démodulation.

Pour notre simulation, nous envisageons les trois architectures suivantes :

- OFDM avec 64 porteuses ;
- OFDM avec 128 porteuses ;
- OFDM avec 256 porteuses.

Nous nous plaçons toujours dans le cas d'un évanouissement de l'une des fréquences porteuses soit 10% du temps (premier graphe), soit 100% du temps (second graphe).

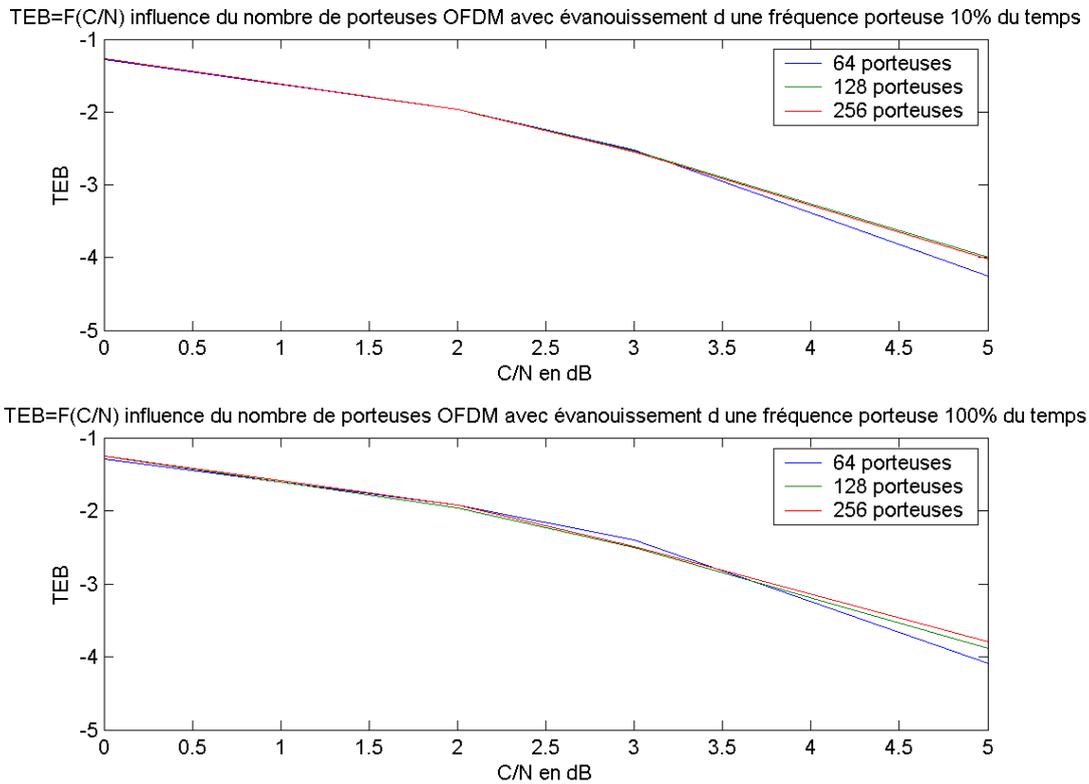


FIG. 20 – Influence du nombre de porteuses sur le sur le TEB

Contrairement à nos attentes, c'est l'architecture avec 64 porteuses qui semble la plus robuste face aux imperfections du canal. Cependant il faut noter que ces résultats sont liés à notre modélisation du canal ainsi que de l'évanouissement. Une modélisation plus fine aurait sans doute conduit à d'autres résultats.

Compte tenu de tous ces résultats de simulation, voici le rappel des caractéristiques choisies pour notre modulateur-démodulateur OFDM :

- constellation QPSK en code de Gray ;
- codes correcteurs concaténés Reed Salomon (3,7) avec BCH (21,31) ;
- IFFT à 64 points.

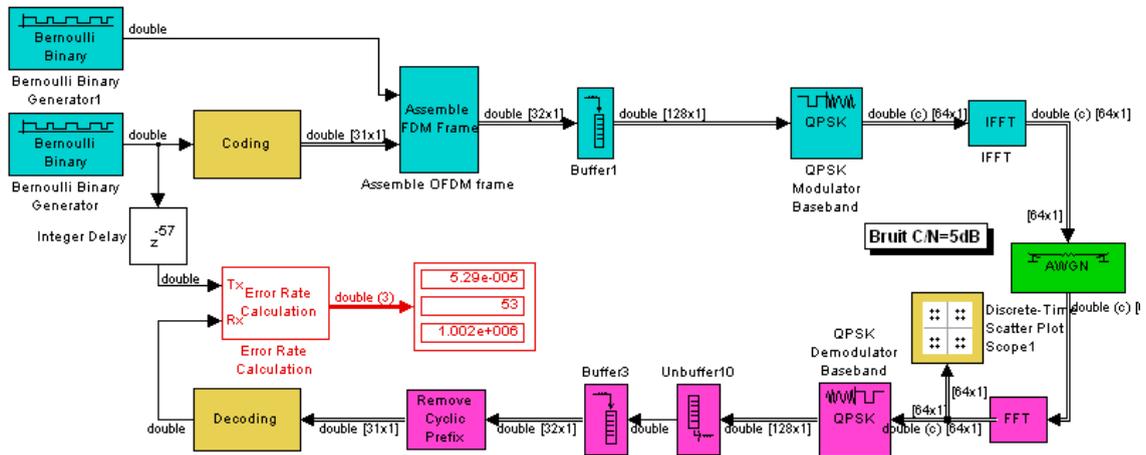


FIG. 21 – Implémentation numérique de notre chaîne de transmission OFDM sur 64 porteuses

5 Améliorations envisageables

Nous savons que les qualités de l'OFDM reposent sur plusieurs points :

- l'orthogonalité parfaite des différentes sous-porteuses ;
- l'utilisation de canaux étroits et considérés plats.

Il faut donc veiller à ce qu'ils soient respectés une fois le système implémenté.

Un canal étroit étant plus sensible aux erreurs, il faut faire en sorte de redonder les informations afin que la perte d'une sous-porteuse ne soit pas préjudiciable, et également être capable de retrouver par égalisation les symboles émis malgré les différences d'un canal à l'autre.

La simulation Simulink élaborée se place dans une situation idéale du point de vue de l'orthogonalité et des canaux plats. L'effet Doppler n'est pas pris en compte, les systèmes mobiles n'entrent donc pas dans le cadre de cette simulation. La modélisation des multitrajets et l'absence de gestion particulière de leurs effets (égalisation et apprentissage) ne montre pas les réelles capacités de l'OFDM dans les environnements perturbés auxquels cette technologie est destinée.

5.1 Préservation de l'orthogonalité

Dans la pratique, les porteuses sont modulées par des nombres complexes qui changent d'un symbole à l'autre. Si la période d'intégration porte sur deux symboles (cas des trajets retardés de la figure 1), on aura non seulement des interférences entre symboles (ISI) à l'intérieur de la même porteuse, mais aussi entre porteuses (ICI). Pour éviter ce phénomène, on ajoute un intervalle de garde pour garantir que toutes les informations intégrées viennent du même symbole et apparaissent constantes pendant sa durée.

La période du symbole T_S est prolongée de manière à être supérieure à la période d'intégration T_I . Toutes les porteuses étant cycliques à l'intérieur de T_S , il en va de même pour l'ensemble du signal modulé. Le segment ajouté au début du symbole pour former l'intervalle de garde est donc identique au segment de même longueur à la fin du symbole.

Tant que le retard d'un trajet par rapport au trajet principal (le plus court) est inférieur à l'intervalle de garde, les composantes du signal à l'intérieur de la période d'intégration viennent toutes du même symbole : le critère d'orthogonalité est satisfait. Les brouillages ICI et ISI ne se produisent que lorsque le retard relatif est plus long que l'intervalle de garde. La figure 22 illustre l'ajout d'un intervalle de garde.

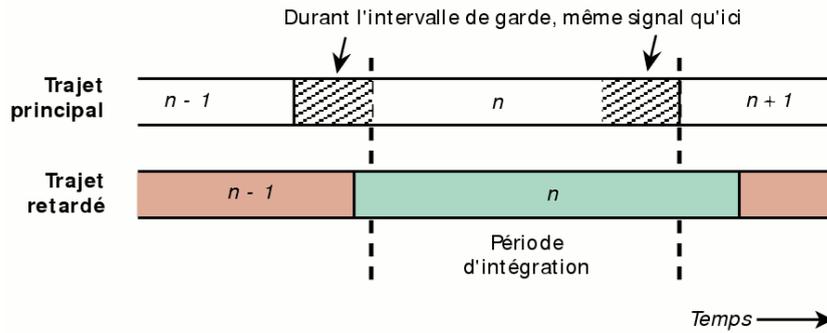


FIG. 22 – Ajout d’un intervalle de garde

De nombreux autres éléments peuvent entraîner une perte d’orthogonalité donc un brouillage ICI : erreurs dans l’oscillateur local (OL) ou dans les fréquences d’échantillonnage du récepteur.

Nous n’avons pas pris en compte d’intervalle de garde dans la simulation. En effet, compte-tenu du modèle relativement rudimentaire de canal multitrajet, l’intérêt aurait été relativement limité.

5.2 Égalisation et séquences d’apprentissage

La connaissance des $H_k(t)$ qui caractérisent chaque canal est nécessaire à l’égalisation dans la démodulation OFDM. Le processus visant à découvrir les paramètres du canal est appelé estimation du canal. Il s’effectue par la transmissions de séquences d’apprentissages sur différentes fréquences et à différents instants. Le système de transmissions devient dynamique et beaucoup plus complexe à modéliser.

5.3 Codage et entrelacement

Un des grands inconvénients des techniques OFDM est leur manque inhérent de diversité. Les schémas OFDM ont sacrifié la diversité des schémas mono-porteuses au profit d’une égalisation simplifiée. En effet, lorsque qu’une sous-porteuse est affectée d’une atténuation, l’information émise sur cette porteuse est irrémédiablement perdue. En pratique, des schémas OFDM codés connus sous le nom de COFDM (Coded OFDM) sont utilisés pour remédier à ces inconvénients.

Des codages convolutifs et en blocs sont mis en place. Ils ne sauront pour autant pas corriger un paquet d’erreurs survenu sur une des porteuses sans mesure particulière.

Pour éviter la perte de symboles en cas de paquets d’erreurs, on répartit la redondance sur les différentes porteuses, en entrelaçant les symboles codés en fréquence. Ainsi une information perdue peut être récupérée grâce à des symboles modu-

lés sur d'autres porteuses moins atténuées. Il s'agit alors d'entrelacement fréquentiel.

Dans le cas de l'entrelacement temporel, l'information redondante est également transmise à deux instants différents. Cela présuppose que l'environnement change assez vite au cours du temps (déplacement du récepteur) pour que la valeur du gain du canal à cette porteuse ait changée.

Si l'entrelacement fréquentiel n'introduit pas de délai supplémentaire pour récupérer l'information, l'entrelacement temporaire introduit un délai de latence qui peut présenter un inconvénient majeur pour les applications temps réel comme la voix.

Dans le cadre de la simulation, des codes en blocs ont été mis en oeuvre, sans code convolutif. La première amélioration à apporter serait sans hésitation l'ajout d'entrelaceur fréquentiel et d'un code convolutif, parfaits compléments d'un code en blocs.

Conclusion

La simulation Simulink que nous avons réalisée a permis de mettre en relief les intérêts d'une modulation OFDM d'un point de vue du taux d'erreur binaire, ainsi que les paramètres de la chaîne de transmission primordiaux (nombre de porteuses, rendement de code, choix de la constellation) à ajuster en fonction du canal et des données à transmettre.

La complexité gagnée avec une égalisation simplifiée à l'extrême se fait au détriment de la diversité. L'utilisation conjointe de codage et d'entrelacement permet de remédier à ces inconvénients. L'enjeu actuel réside dans l'élaboration de systèmes « MIMO » (Multiple Input Multiple Output) mettant en oeuvre des processus de diversité d'espace, par l'utilisation de plusieurs antennes et chemins pour véhiculer le signal.

Références

- [1] Geneviève BAUDOIN, Radiocommunications numériques, Tome 1 : Principes, modélisation et simulation, Dunod Electronique, 2002
- [2] Fabien MULOT, Etude et modélisation d'une liaison de données pour micro drone en environnement à trajets multiples, Supaéro, 2004
- [3] J.H. Stott, The how and why of COFDM, EBU Technical Review, 1998