



HAL
open science

Conception et réalisation d'un modem radio COFDM dans la bande des 2.45GHz pour des applications à forte mobilité

Emmanuel Bouquet

► **To cite this version:**

Emmanuel Bouquet. Conception et réalisation d'un modem radio COFDM dans la bande des 2.45GHz pour des applications à forte mobilité. Autre. INSA de Rennes, 2006. Français. NNT: . tel-00132623

HAL Id: tel-00132623

<https://theses.hal.science/tel-00132623>

Submitted on 22 Feb 2007

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

N° d'ordre : D 06-26

THESE

Présentée devant

L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE RENNES

en vue de l'obtention du

DOCTORAT

Spécialité : Electronique

par :

Emmanuel BOUQUET

CONCEPTION ET REALISATION D'UN MODEM RADIO COFDM DANS LA BANDE DES 2.45 GHz POUR DES APPLICATIONS A FORTE MOBILITE

Soutenue le 12 décembre 2006 devant la commission d'examen :

Rapporteurs :

BAUDOIN Geneviève

Professeur à l'ESIEE

MENHAJ-RIVENQ Atika

Maître de Conférences HDR à l'IEMN

Examineurs :

DRISSI M'hamed

Professeur à l'INSA de Rennes

EL ZEIN Ghais

Professeur à l'INSA de Rennes

HAESE Sylvain

Maître de Conférences à l'INSA de Rennes

JECKO Bernard

Professeur à l'Université de Limoges

MOULLEC Claude

Ingénieur à ADVANTEN

SAYEGRIH Khalid

Directeur de ADVANTEN

*Je dédie cette thèse à mes compagnons de cordée,
et plus particulièrement,
à Elodie, Gilles et Guéna.*

Remerciements

Je remercie en premier lieu Monsieur Khalid Sayegrih, PDG de la société ADVANTEN et monsieur M'hamed Drissi, professeur à l'INSA de Rennes, pour m'avoir accueilli comme doctorant. J'ai tout particulièrement apprécié leur vision très professionnelle du monde de l'industrie et de la recherche. J'ai également été très honoré par la confiance dont ils m'ont témoigné.

J'exprime ma profonde reconnaissance à monsieur Claude Moullec, ingénieur de l'entreprise ADVANTEN, qui a été un soutien permanent au cours de mon travail de thèse. Sa très grande disponibilité malgré sa charge de travail et ses excellentes compétences techniques ont été une aide incontestable et très précieuse.

Je tiens également à remercier vivement mon co-directeur de thèse monsieur Sylvain Haese, maître de conférence à l'INSA de Rennes, pour m'avoir fait bénéficier de son expérience, de ses précieux et avisés conseils, mais aussi pour son encouragement et son soutien lors de mes dernières années d'études à poursuivre, en DEA, puis en thèse.

Madame Geneviève Baudoin, professeur à l'ESIEE et madame Atika Menhaj-Rivenq, maître de conférences HDR à l'IEMN ont accepté d'être les rapporteurs de ce travail, je les en remercie vivement.

Monsieur Bernard Jecko, professeur à l'université de Limoges, et monsieur Ghais El Zein, professeur à l'INSA de Rennes ont bien voulu examiner mon travail de thèse, j'en suis très honoré et je les en remercie.

J'ai été très heureux du temps passé avec l'équipe du département EII de l'INSA de Rennes, qui m'a accueilli dans ses locaux pendant une partie du déroulement de ma thèse. Nos relations ont toujours été fort sympathiques.

Mes contacts avec toute l'équipe de la société ADVANTEN ont été chaleureux et enrichissants, ce fut un vrai plaisir de travailler ensemble.

Enfin, je tiens à remercier Elodie, ma famille et mes amis qui m'ont soutenu moralement tout au long de ce travail.

Table des Matières

<u>TABLE DES MATIERES</u>	<u>1</u>
<u>INTRODUCTION.....</u>	<u>7</u>
<u>CHAPITRE 1 LE CANAL DE PROPAGATION ET LA SOLUTION COFDM.....</u>	<u>11</u>
1.1 ETUDE ET CARACTERISATION DU CANAL DE PROPAGATION	11
1.1.1 INTRODUCTION.....	11
1.1.2 LES VARIATIONS A LARGE ECHELLE	12
1.1.3 LES VARIATIONS A PETITE ECHELLE	14
1.2 UNE SOLUTION AUX CANAUX DE PROPAGATION HOSTILES : LA COFDM.....	21
1.2.1 INTRODUCTION.....	21
1.2.2 LA TECHNIQUE OFDM.....	22
1.2.3 PRESERVATION DE L'ORTHOGONALITE.....	24
1.3 MISE EN ŒUVRE D'UNE SOLUTION OFDM ?	25
<u>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE 1</u>	<u>29</u>
<u>CHAPITRE 2 SYNCHRONISATION ET ESTIMATION DE CANAL.....</u>	<u>31</u>
2.1 INTRODUCTION	31
2.2 SYNCHRONISATION TEMPS-FREQUENCE.....	32
2.2.1 POSITION DU PROBLEME.....	32
2.2.2 ETAT DE L'ART	33
2.2.3 L'ALGORITHME SCHMIDL ET COX	35
2.2.4 PERFORMANCES ET OPTIMISATIONS.....	37
2.2.5 CONCLUSION	43
2.3 ESTIMATION BIDIMENSIONNELLE DE CANAL.....	44
2.3.1 PRINCIPE DE L'ESTIMATION DE CANAL EN OFDM.....	44
2.3.2 DIMENSIONNEMENT ET APPLICATION AU SYSTEME COFDM ADVANTEN	50
2.3.3 PERFORMANCES DE L'ESTIMATEUR DE CANAL	53
2.3.4 CONCLUSIONS	59
<u>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE 2</u>	<u>61</u>

4.3.2	REDUCTION DE PAPR ET SUR-ECHANTILLONNAGE	99
4.3.3	MODELE D'AMPLIFICATEUR UTILISE.....	100
4.3.4	SEUILLAGE	100
4.3.5	TECHNIQUE DE RESERVATION DE PORTEUSES.....	108
4.3.6	LA METHODE OTOP	113
4.4	CONCLUSION.....	119

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE 4 121

CHAPITRE 5 REALISATION DU MODEM RADIO COFDM 123

5.1	ORGANISATION DU TRAVAIL.....	123
5.2	STRUCTURE DE LA CHAINE RADIO.....	123
5.2.1	ARCHITECTURE DE RECEPTEURS RADIO.....	123
5.2.2	ARCHITECTURE D'EMETTEURS	128
5.3	CONCEPTION DE L'ARCHITECTURE DU MODEM RADIO COFDM	134
5.3.1	INTRODUCTION.....	134
5.3.2	SYNOPTIQUE GLOBAL.....	134
5.3.3	PARTICULARITES NOTABLES DU SYSTEME, ETUDE DES POINTS CLES	136
5.3.4	CONCLUSION	148
5.4	CARACTERISATION DE COMPOSANTS ET DE FONCTIONS ELECTRONIQUES.....	149
5.4.1	TECHNIQUES DE MESURE DES PARAMETRES LINEAIRES	149
5.4.2	TECHNIQUES DE MESURE DES PARAMETRES NON-LINEAIRES	153
5.4.3	MESURES DES COMPOSANTS DE LA CHAINE RADIO.....	157
5.4.4	CONTROLE AUTOMATIQUE DE GAIN EN RECEPTION.....	167
5.5	CONCLUSION SUR LA PHASE DE REALISATION.....	172

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE 5 175

CONCLUSION GENERALE & PERSPECTIVES..... 179

GLOSSAIRE..... 183

ANNEXE A 189

Introduction

Signaux de fumée, tam-tam, tours à feux romaines, sémaphores, télégraphe... Aussi loin que notre imagination peut remonter, on se rend compte de la place importante de la communication pour l'homme en tant qu'individu d'une société. La communication, qui vient du terme latin « *communicare* » (mettre en commun) décrit le processus, parfois complexe, de l'échange d'informations. Si cet échange avait initialement lieu entre des individus, il n'est plus possible à notre époque d'ignorer les communications individu – objet communicant, tant les avancées technologiques du siècle dernier ont tendu à nous éloigner de nos tâches les plus « ingrates » ou trop complexes ou encore trop dangereuses, pour les confier à des machines. Au-delà encore de ces considérations, l'idée d'objets communicants entre eux, sans l'intervention humaine, est déjà dans l'air du temps depuis quelques années...

La marche a été longue entre le télégraphe et le mobile UMTS... En 451 après J-C, les tours à feux apprennent aux Romains que « *l'herbe va repousser* », le général Aétius avait vaincu Attila... Le 1^{er} septembre 1794, grâce au télégraphe « aérien » des frères Chappe, Carnot lira, de la tribune de la convention nationale : « *Condé-sur-Escaut est restitué à la République, la reddition a eu lieu ce matin à six heures* ». Les sémaphores de Chappe ont vu leurs vieux jours arriver en 1838, quand Samuel Morse dépose son brevet du télégraphe électrique. Les lettres des messages sont codées en séries d'impulsions électriques transmises sur un câble. Un opérateur entraîné transmet 25 à 30 mots à la minute. Le télégraphe manuel est progressivement remplacé par le télégraphe automatique à bandes perforées à partir de 1870, les débits impressionnants atteignent alors 500 mots à la minute. La distance de transmission est augmentée en utilisant des stations relais assurant la répétition des messages : le principe de la régénération était né. Des travaux parallèles sont alors réalisés pour transmettre directement la voix sous sa forme analogique : le 10 mars 1876, à Boston, le vibraphone, conçu par Alexander Graham Bell, transmet pour la première fois à distance la voix de son inventeur. Les travaux conjoints de Maxwell, Hertz, Branly, Lodge et Popov, à la fin du XIX^{ème} siècle ont permis à la télégraphie sans fil de voir le jour (Marconi, 1895). Le fil était coupé, l'utilisation de la radio dans les transmissions venait de naître...

Tout est ensuite allé très vite... Les inventions régulières et toujours plus innovantes dans le domaine de l'électronique ont fait progresser les télécommunications sur tous les fronts. Poste à galène, lampe triode, transistor, circuit intégré ont progressivement contribué à l'augmentation des performances en termes de portée, de robustesse, d'intégration, de débit... Les idées toujours meilleures des inventeurs ont montré les immenses possibilités que le domaine des communications numériques réservait. Des concepts fabuleux ont été imaginés dans les domaines du codage de source (MPEG, ondelettes...), du codage de canal (Turbocodes, LDPC...), du traitement du signal (étalement de spectre...), de la propagation (systèmes multiporteuses, systèmes MIMO...), des modulations (UWB...). Les termes

mêmes qui qualifient une liaison radio ont changé, on parle maintenant de qualité de service, de partage des ressources... Les applications qui découlent de ces inventions sont multiples, mais on peut aussi probablement affirmer que multiples sont les applications qui ont motivé les travaux de recherche... Et finalement, de se ramener à la conclusion que les progrès dans les domaines des télécommunications sont étroitement liés à une évolution des besoins de l'homme (qu'ils soient naturels ou artificiels), besoins toujours plus exigeants et plus pressés.

Le travail de cette thèse, qui est régie par une convention CIFRE entre le laboratoire IETR et la société ADVANTEN, est teinté d'une forte coloration industrielle. Les travaux de recherche et développement ont été menés dans l'optique de doter la société ADVANTEN d'un nouveau type de modem radio, répondant à des besoins précis. ADVANTEN conçoit et réalise des solutions innovantes dans le domaine des télécommunications pour des milieux de transmissions hostiles (ferroviaire, avionique, robotique, nucléaire...). Le besoin des communications véhicules à infrastructure ou véhicule à véhicule n'est à ce jour que peu ou pas satisfait par l'offre de solutions du marché. Les travaux de recherche réalisés ont visé à remplir cette lacune en mettant au point une solution technique viable adaptée aux contraintes de ces applications radio. Les solutions techniques imaginées doivent utiliser au mieux la bande passante allouée et les caractéristiques du canal de propagation en environnement mobile à vitesse élevée (pouvant atteindre 1000 km.h^{-1}).

Le fil rouge des travaux de recherche effectués dans le cadre de cette thèse est le développement d'un système de communication numérique par radio dans la bande des 2.45 GHz. Les performances attendues de ce système doivent être largement supérieures à celles des produits disponibles sur le marché. L'approche retenue consiste à exploiter la diversité temps-fréquence du canal de propagation radio afin d'améliorer la robustesse de la transmission. Dans ce but, le principe de modulation multiporteuses « OFDM » (Orthogonal Frequency Division Multiplex), conjoint à un codage de canal paraît être une solution intéressante.

Etant donné les contraintes de confidentialité qui s'imposent du fait du déroulement de cette thèse dans un milieu industriel, le lecteur ne sera pas surpris du manque volontaire de précisions quant aux aspects touchant à la réalisation et aux applications. Le but de cette thèse était d'aboutir à un système réalisable. Au fur et à mesure de l'avancée des travaux, le cahier des charges de l'application a donc été révisé et est finalement le fruit d'un compromis. La présentation de ce cahier des charges arrive donc de manière un peu disséminée dans ce manuscrit, et seulement à partir du second chapitre, dans lequel les aspects pratiques de la mise en œuvre d'une modulation OFDM sont abordés.

Le premier chapitre de cette thèse est une étude préliminaire qui porte sur la caractérisation des canaux de propagation et les possibilités offertes par la modulation OFDM. Les différents paramètres qui vont affecter la qualité de la liaison radio sont abordés. Les notions importantes de réponse impulsionnelle de canal, de bande de cohérence et de temps de cohérences sont définies. La technique OFDM est

alors présentée comme une solution possible aux canaux de propagation hostiles. Les principes de l'OFDM sont expliqués, ainsi que ses particularités. Les conditions nécessaires à son bon fonctionnement sont données.

Dans le second chapitre, nous étudions comment la synchronisation du récepteur OFDM et l'estimation de canal fonctionnent. La technique OFDM peut en effet être mise en défaut par des erreurs de synchronisation en temps ou en fréquence, il est indispensable de déterminer des solutions efficaces pour assurer le recalage des signaux reçus. Un état de l'art des techniques de synchronisation est dressé afin de choisir la technique qui se prête le mieux au futur produit modem. Cette technique est alors étudiée dans les détails. L'estimation de canal est indispensable au bon fonctionnement d'un récepteur à démodulation cohérente. Il sera montré comment l'aspect bidimensionnel temps-fréquence de l'OFDM peut être mis à profit pour réaliser une estimation de canal à moindre coût. Un dimensionnement du système OFDM ADVANTEN est alors projeté. Enfin, des résultats de simulation sont présentés pour expliquer et valider le fonctionnement conjoint synchronisation et estimation de canal dans différents types de canaux.

Le chapitre trois est consacré à l'étude des techniques de codage de canal. Après avoir exposé les contraintes qui sont imposées au développement de notre modem, un état de l'art des algorithmes existants est fait. Quelques résultats sont présentés dans le but de choisir la technique de codage qui conviendrait le mieux à nos besoins. Les Hypercodes semblent alors être une solution adéquate. Une étude détaillée de cette technique de codage est menée et plusieurs résultats de simulation sont alors présentés pour valider les performances des Hypercodes appliqués au modem OFDM ADVANTEN. Nous étudions d'abord l'influence de la structure du code et de sa taille pour différentes modulations monoporteuses dans des canaux Gaussien et multitrajets. Les Hypercodes sont ensuite adaptés au système OFDM et étudiés dans le cas du canal Gaussien et celui du canal de Rayleigh mobile rapide. Les résultats obtenus montrent les capacités de correction certaines des Hypercodes pour notre application.

La nature des signaux OFDM fait que le rapport entre puissance instantanée et puissance moyenne du signal peut être très importante. Ceci impose des contraintes de linéarité le long de la chaîne d'émission et de réception. Dans la quatrième partie de cette thèse, nous étudions différents algorithmes qui permettent de réduire le PAPR (Peak-to-Average Power Ratio), et nous proposons la méthode OTOP (One Tone for One Peak). OTOP est une technique itérative de réduction de PAPR fonctionnant sur le principe de réservation de porteuses qui permet le contrôle de l'amplitude des porteuses réservées. La faible complexité de l'algorithme et ses performances font que nous l'avons sélectionnée pour l'utiliser dans notre projet de modem.

Le cinquième chapitre se détache un peu des précédents. En effet, après avoir validé les algorithmes « clés » du système COFDM (Coded-OFDM), le travail de thèse a porté sur la conception et la

caractérisation d'une structure de carte radio permettant l'émission et la réception des signaux COFDM. Ce dernier chapitre est découpé en trois parties. Dans un premier temps, les structures classiques d'émetteur et récepteur sont étudiées. Les conclusions qui découlent de cette étude nous ont permis de converger vers une architecture qui semble convenir au besoin. L'architecture radio retenue est détaillée dans la seconde partie de ce chapitre. Les fonctions clés et les particularités du système sont évoquées. Enfin, des résultats de mesure de caractérisation des composants utilisés et des fonctions électroniques sont présentés.

Chapitre 1 Le canal de propagation et la solution COFDM

1.1 Etude et caractérisation du canal de propagation

1.1.1 Introduction

Lorsque qu'une onde radio se propage dans un environnement réel, de multiples phénomènes vont contribuer à la dégradation de la qualité du signal. En matière de communication sans fil, on parle généralement d'évanouissements pour décrire les instants et les fréquences où une partie du signal est fortement atténuée. La décroissance naturelle de la puissance du signal à cause de l'éloignement et à cause de la présence d'obstacles constitue ce qui est appelé les « variations à large échelle » ou « flat fading ». Les diverses réflexions (trajets multiples) de l'onde radio sur les obstacles de l'environnement vont agir au niveau du récepteur de manière constructive ou destructive créant aussi des phénomènes d'évanouissements. Dans le cadre d'une liaison radio mobile, les différents trajets sont affectés par l'effet Doppler. Les évanouissements dus aux trajets multiples vont donc changer relativement rapidement dans le temps et l'espace des fréquences, aussi les appelle-t-on « variations à petite échelle ». La figure 1 montre la réponse impulsionnelle d'un canal (en haut) et les évanouissements dans le domaine fréquentiel.

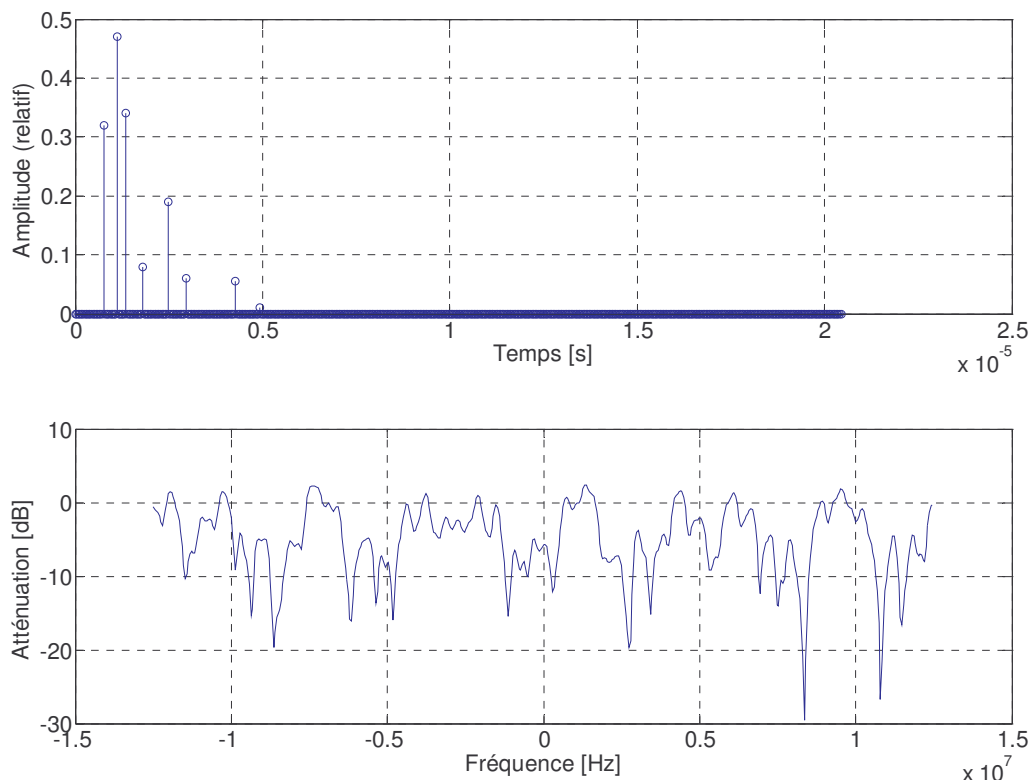


figure 1 : Phénomènes d'évanouissements

1.1.2 Les variations à large échelle

1.1.2.1 La décroissance naturelle du signal

En espace libre, la puissance reçue au niveau de l'antenne de réception est inversement proportionnelle au carré de la distance de propagation. Si l'on considère une source isotrope dont la puissance d'émission est P_e , la densité spectrale de puissance sur une sphère de rayon d est :

$$p(d) = \frac{P_e}{4\pi \cdot d^2} \quad (1-1)$$

Si G_e est le gain de l'antenne d'émission (cas d'une source anisotrope) et λ est la longueur d'onde, alors la puissance du signal interceptée par une antenne de réception de gain G_r de surface équivalente $S_e = G_r \cdot \lambda^2 / (4\pi)$ est :

$$P_r = p(d) \cdot G_e \cdot S_e = P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \frac{\lambda^2}{(4\pi \cdot d)^2} \quad (1-2)$$

Dans le cas particulier où les antennes n'ont pas de gain, l'affaiblissement de la propagation en espace libre est exprimé ainsi :

$$A_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \frac{4\pi \cdot d}{\lambda} \quad (1-3)$$

1.1.2.2 Les ellipsoïdes de Fresnel

La propagation en espace libre telle qu'elle vient d'être décrite implique la visibilité entre les antennes d'émission et de réception ainsi que le dégagement du premier ellipsoïde de Fresnel.

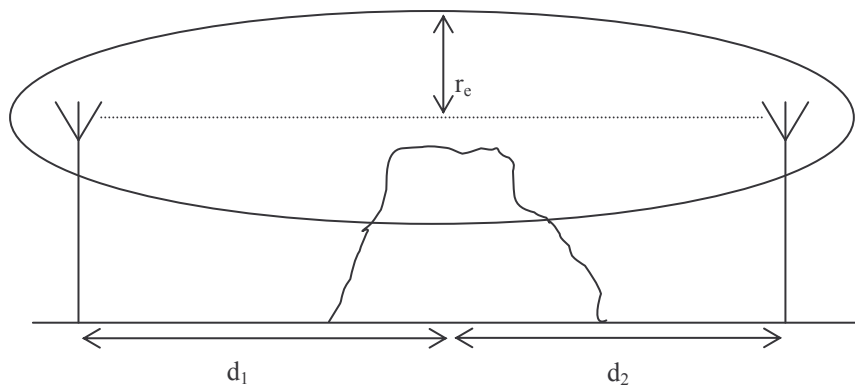


figure 2 : Ellipsoïde de Fresnel

Dans le cas de la figure 2, les antennes sont en visibilité directe, mais le premier ellipsoïde de Fresnel est obstrué par un obstacle, on ne peut donc pas parler de propagation en espace libre. Le rayon r_e de l'ellipsoïde est calculé ainsi :

$$r_e = \sqrt{\frac{\lambda \cdot d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2}} \quad (1-4)$$

1.1.2.3 Le modèle à deux rayons

Le modèle de propagation en visibilité directe est idéal. Dans la pratique des communications radio terrestres, il existe souvent un second trajet par réflexion sur le sol (cf. figure 3). La recombinaison entre le trajet direct et le trajet réfléchi donne la puissance reçue sur l'antenne. Quand la distance émetteur-récepteur est grande devant la hauteur des antennes, on constate une décroissance du signal en $1/d^4$. C'est une valeur empirique qui est très souvent vérifiée.

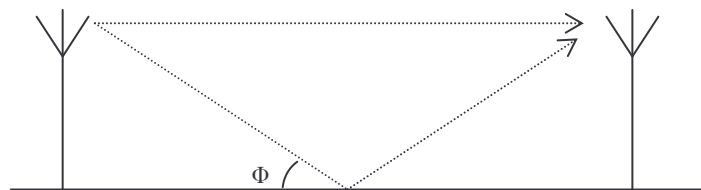


figure 3 : Le modèle bi-rayon

1.1.2.4 L'environnement de propagation

Des environnements types ont été utilisés pour classer des situations de propagation. On fait la distinction entre les zones urbaines, suburbaines, montagneuses, rurales... Cette classification tient compte du relief, de la densité d'urbanisation et de son type (maison de plein pied, immeubles...). Les modèles prédictifs qui ont été déterminés sont statistiques. Il faut donc les utiliser avec prudence : un écart de 6 à 8 dB avec le modèle en zone urbaine est courant.

A titre d'exemple, on peut citer le modèle empirique de Hata. Ce modèle est établi à partir des mesures faites par Okumura dans la ville de Tokyo. Ce modèle prend en compte les hauteurs respectives des antennes d'émission et de réception, la distance entre les deux antennes ainsi que la fréquence de la porteuse. Il est valide sous certaines conditions entre 150 et 1500 MHz.

1.1.3 Les variations à petite échelle

1.1.3.1 Le phénomène de trajets multiples

Le phénomène de trajets multiples (ou multitrajet) affecte la majorité des canaux de propagation terrestres ou sol-air. L'antenne de réception capte alors plusieurs versions du signal original, mais avec des amplitudes, phases et retards dépendant du chemin parcouru par les différentes ondes réfléchies. Il peut y avoir un trajet direct, mais la visibilité entre les antennes d'émission et de réception n'est pas obligatoire. La présence d'un trajet direct n'est donc pas forcément vérifiée. Par contre, il existera des trajets réfléchis (falaises, bâtiments, collines...) et des trajets diffractés (pointes, collines, arbres...). Tous les trajets radios sont affectés par l'effet Doppler.

Dans les bandes de fréquences qui intéressent la société ADVANTEN pour ses applications (2.45 GHz et 5.8 GHz), la propagation radio se fait essentiellement en « visibilité directe » et un peu en diffusion troposphérique. La réfraction troposphérique est par contre quasi inexistante (cf. [1]). Le signal reçu est la somme vectorielle des signaux propagés sur les divers trajets. Les différents trajets mettent un temps différent à arriver au récepteur. Comme ces signaux arrivent à l'antenne du récepteur avec des états de phases différents, le signal résultant est fluctuant. Les signaux issus des différents trajets interfèrent entre eux de manière constructive ou destructive (« évanouissement profond »).

Le problème du multitrajet devient important quand le débit augmente. En effet, lorsque le temps symbole est très court (par exemple 500 ns pour une modulation QPSK à 4 Mbits/s), il se peut très bien qu'un trajet soit retardé au point que l'antenne reçoive simultanément le trajet direct du symbole $K+1$ et un trajet réfléchi correspondant au symbole K . Dans bien des cas, plusieurs symboles interfèrent entre eux.

1.1.3.2 Canal de Rayleigh, canal de Rice

Le phénomène du multitrajet est souvent abordé avec des outils statistiques [2]. Le modèle de Rayleigh a comme hypothèse que le signal reçu est constitué d'un nombre important de trajets dont les angles d'arrivée sont uniformément répartis entre 0 et 2π , sans trajet prédominant. Il est alors démontré que le module de l'enveloppe du signal reçu suit une loi de Rayleigh donnée par la relation (1-5), où r est le module de l'enveloppe complexe du signal et où σ^2 est la puissance totale du signal reçu :

$$p_{r_f}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot \exp\left(\frac{-r^2}{2 \cdot \sigma^2}\right) \quad r \geq 0 \quad (1-5)$$

Les caractéristiques de cette loi sont données par les relations (1-6) (valeur moyenne), (1-7) (valeur quadratique moyenne) et (1-8) pour la variance.

$$E\{r_f(t)\} = \sigma \sqrt{\pi/2} \quad (1-6)$$

$$E\{r_f^2(t)\} = 2 \cdot \sigma^2 \quad (1-7)$$

$$E\{r_f^2(t)\} - E^2\{r_f(t)\} = \sigma^2 \left(\frac{4 - \pi}{2} \right) \quad (1-8)$$

Dans le cas où un trajet direct existe, si celui-ci se superpose aux trajets multiples de la distribution de Rayleigh, c'est une loi de Rice qui détermine l'enveloppe du signal reçu. La puissance totale reçue est composée de la somme de la puissance diffuse des trajets multiples de Rayleigh : $P_f = \sigma^2$ et de la puissance du trajet dominant : P_0 . J_0 est la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre 0.

$$p_{r_r}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{r^2 + 2 \cdot P_0}{2 \cdot \sigma^2}\right) \cdot J_0\left(\frac{r \sqrt{2 \cdot P_0}}{\sigma^2}\right) \quad (1-9)$$

Pour caractériser la loi de Rice, on définit souvent le facteur $K = 10 \cdot \log_{10}(P_0/P_f)$, qui indique le rapport entre la puissance du trajet dominant et celle des rayons de la diffusion de Rayleigh. Les valeur moyenne et valeur quadratique moyenne sont respectivement données par les relations (1-10) et (1-11). La variance est égale à $E\{r_R^2\} - E^2\{r_R\}$.

$$E\{r_R\} = \sigma \sqrt{\pi/2} \cdot \exp\left(-\frac{r^2}{4 \cdot \sigma^2}\right) \cdot \left[\left(1 + \frac{r^2}{2 \cdot \sigma^2}\right) \cdot J_0\left(\frac{r^2}{4 \cdot \sigma^2}\right) + \frac{r^2}{2 \cdot \sigma^2} \cdot J_1\left(\frac{r^2}{4 \cdot \sigma^2}\right) \right] \quad (1-10)$$

$$E\{r_R^2\} = 2 \cdot \sigma^2 + r^2 \quad (1-11)$$

1.1.3.3 Réponse impulsionnelle d'un canal de propagation

Un canal de transmission peut être caractérisé par sa réponse impulsionnelle. Elle met en évidence le nombre de trajets, leur retard, leur phase et leur amplitude. La figure 4 montre un exemple de réponse impulsionnelle d'un canal.

La caractérisation d'un canal par sa réponse impulsionnelle demande quelques définitions (cf. [3]) :

- Maximum Excess Delay : c'est le retard entre le premier trajet et le dernier d'amplitude non négligeable. Cette grandeur est notée τ_m .
- Mean Excess Delay : c'est le retard relatif moyen de tous les trajets. Cette grandeur est notée $\bar{\tau}$ et calculée selon l'équation (1-12).
- RMS Delay Spread : c'est la racine carrée du moment d'ordre 2 centré des retards. Cette grandeur, notée σ_{τ} , est celle qui a été retenue pour caractériser l'étalement temporel d'un canal.

Soit $p_\tau(\tau)$ la densité de probabilité de la variable τ . Le retard relatif moyen se calcule ainsi (τ_0 est le premier retard) :

$$\bar{\tau} = \frac{\int (\tau - \tau_0) \cdot p_\tau(\tau) \cdot d\tau}{\int p_\tau(\tau) \cdot d\tau} \quad (1-12)$$

Et on a :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int (\tau - \tau_0)^2 \cdot p_\tau(\tau) \cdot d\tau}{\int p_\tau(\tau) \cdot d\tau} - (\bar{\tau})^2} \quad (1-13)$$

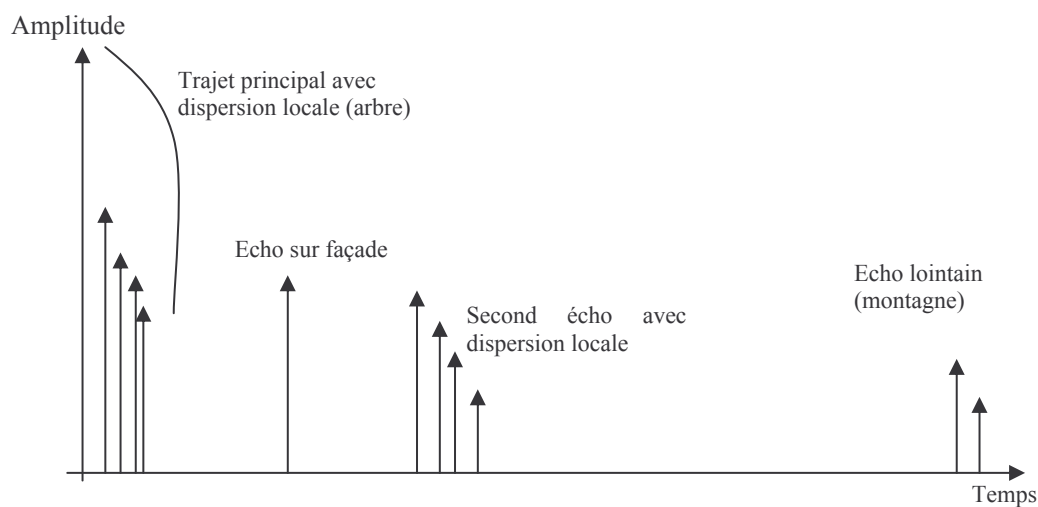


figure 4 : Exemple de réponse impulsionnelle de canal

Dans le cadre des simulations, la distribution exponentielle des retards est un modèle qu'il est judicieux de choisir ([4]). Cette distribution s'écrit de la manière suivante :

$$p_\tau(\tau) = \mu_\tau = \frac{1}{\sigma_\tau} \cdot \exp(-\tau/\sigma_\tau) \quad \tau \geq 0 \quad (1-14)$$

Il est intéressant de noter que dans le cas d'une distribution exponentielle, l'écart type des retards σ_τ est égal au retard moyen $\bar{\tau}$. Toujours pour ce type de distribution, l'atténuation relative d'un écho de $7 \cdot \sigma_\tau$ est de -30dB. Selon [4], c'est cette valeur de $7 \cdot \sigma_\tau$ qui est souvent utilisée de manière conventionnelle comme étant l'étalement maximal du canal.

1.1.3.4 Phénomène d'étalement Doppler

Si l'environnement, l'émetteur et le récepteur étaient fixes, le canal de transmission serait invariant dans le temps et pourrait être vu comme un filtre figé. Lorsque la transmission s'effectue dans un canal mobile (ce qui est le cas des besoins radio de la société ADVANTEN), les trajets changent de façon dynamique. Il faut alors introduire la notion de variation temporelle du canal de propagation. La réponse impulsionnelle du filtre change en fonction du temps. Dans le domaine fréquentiel, cette variation dynamique du signal due à l'effet Doppler se traduit par un étalement spectral. Pour des cas bien particuliers (porteuse pure polarisée verticalement, ondes planes et angles d'arrivés uniformément répartis entre 0 et 2π), la forme du spectre résultant s'exprime de la manière suivante (selon [6]):

$$S(f) = \frac{1}{\pi \cdot f_d \sqrt{1 - (f/f_d)^2}} \quad (1-15)$$

Où f_d est la fréquence Doppler et f la fréquence porteuse. Le calcul de f_d dépend de la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu (environ c si on prend l'air), de la fréquence f , de la vitesse v de déplacement du mobile et de l'angle α que forment la direction du vecteur de déplacement et la direction émetteur-récepteur :

$$f_d = \frac{v}{c} \cdot f \cdot \cos(\alpha) \quad (1-16)$$

La figure 5 montre la densité spectrale de puissance du spectre Doppler normalisée par f_{dmax} , calculée d'après (1-15).

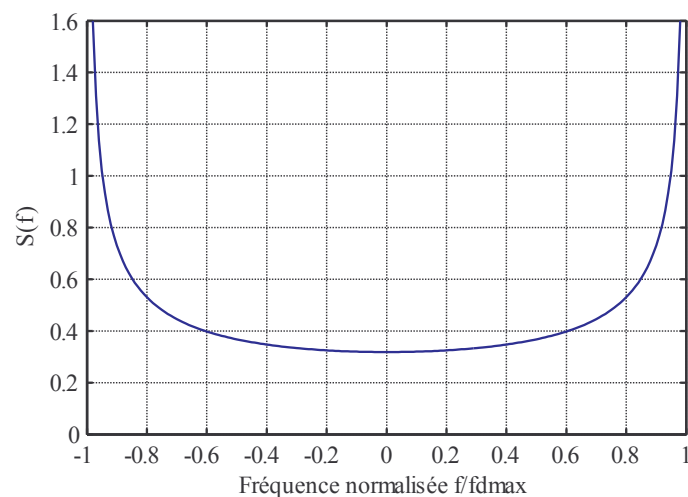


figure 5 : Spectre Doppler

Dans le cas d'une propagation à un seul rayon (rare), on ne parle pas d'étalement Doppler, mais de décalage : le signal reçu est translaté dans le domaine fréquentiel de $\pm f_d$, selon le sens de déplacement du mobile.

L'effet Doppler va causer dans un environnement multitrajet combiné à un déplacement du mobile une modulation de phase et d'amplitude significative du signal. Cette modulation est appelée « évanouissement rapide ». Il est souvent intéressant de connaître la probabilité que la puissance instantanée du signal reçu soit inférieure à R dB. Cette probabilité, pour un canal de Rayleigh, est donnée par la relation (1-17) :

$$\Pr[r_f \leq R] = 1 - \exp(-10^{-X/10}) \quad (1-17)$$

Où r_f est le module de l'enveloppe du signal, R est l'amplitude de l'enveloppe complexe correspondant à une puissance de X dB sous la valeur RMS ($R =$ valeur RMS de la puissance du signal $- X$). La figure 6 illustre ceci. Pour un canal de Rice (figure 7), cette probabilité est calculée de la manière suivante :

$$\Pr[r_f \leq R] = 1 - Q_M \left(\sqrt{\frac{2 \cdot P_0}{P_f}}, \sqrt{2 \cdot \left(\frac{P_0}{P_f} + 1 \right)} \cdot 10^{-X/10} \right) \quad (1-18)$$

Où Q_M est la fonction Q de Marcum généralisée :

$$Q_M(\alpha, \beta) = \int_{\beta}^{\infty} z \cdot \exp\left(-\frac{z^2 + \alpha^2}{2}\right) \cdot J_0(\alpha \cdot z) dz \quad (1-19)$$

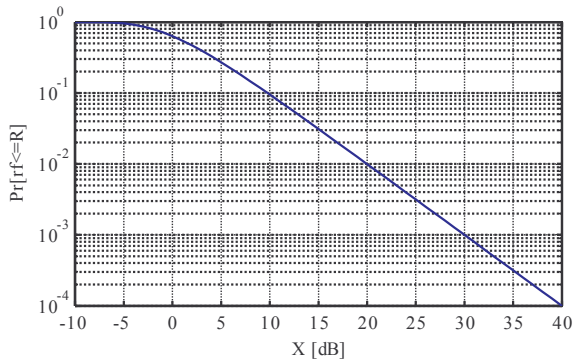


figure 6 : Probabilité que l'enveloppe du signal soit inférieure à R en canal de Rayleigh

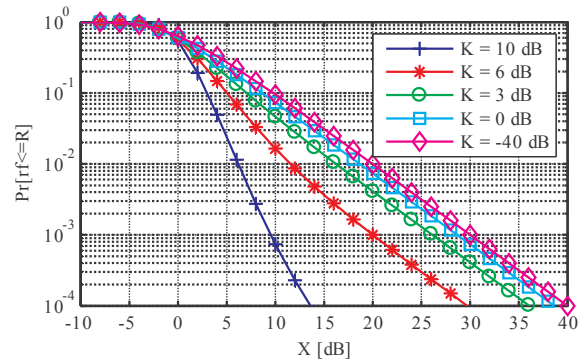


figure 7 : Probabilité que l'enveloppe du signal soit inférieure à R en canal de Rice

Une autre manière d'étudier le même phénomène est d'observer la fréquence à laquelle le module de l'enveloppe du signal passe sous un certain niveau R , relatif au niveau RMS. Le LCR (*Level Crossing Rate*) est défini par Jakes [7] comme étant le nombre de fois par secondes que l'enveloppe du signal ressort d'un évanouissement profond. Selon [5] et [6], cette fréquence notée N_R se calcule de la manière suivante :

$$N_R = \sqrt{2\pi} \cdot f_{d \max} \cdot \frac{R}{\sqrt{E\{r_f^2(t)\}}} \cdot \exp\left(-\frac{R^2}{E\{r_f^2(t)\}}\right) \quad (1-20)$$

Dans (1-20), pour le cas d'un canal de Rayleigh, on peut poser (où r est le module de l'enveloppe complexe du signal) :

$$q = \frac{R}{\sqrt{E\{r_f^2(t)\}}} = \frac{r}{\sigma \cdot \sqrt{2}} = \frac{r}{r_{RMS}} \quad (1-21)$$

Il peut être utile de connaître la durée moyenne de ce qui est considéré comme un évanouissement profond. Selon [5] et [6], cette durée notée τ_R est donnée par :

$$\tau_R = \frac{\exp(q^2) - 1}{q \cdot f_{d \max} \cdot \sqrt{2\pi}} \quad (1-22)$$

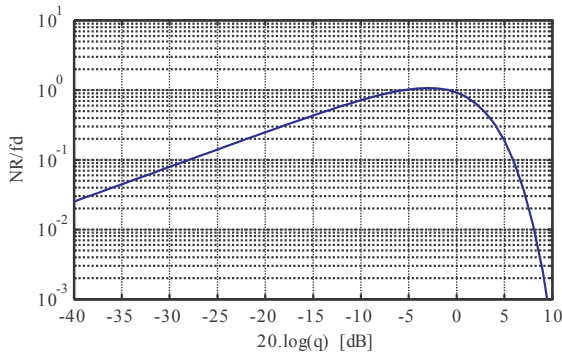


figure 8 : LCR pour un canal de Rayleigh

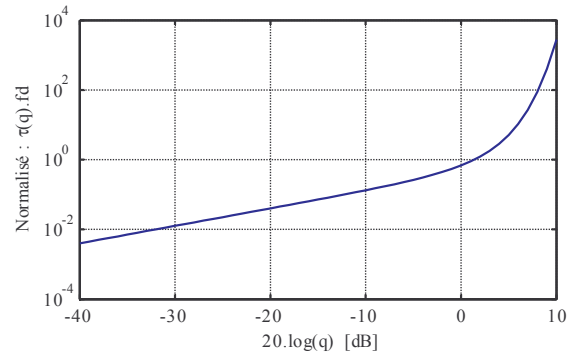


figure 9 : Durée moyenne d'un évanouissement profond

1.1.3.5 Notion de cohérence du canal

Le phénomène de multitrajet confère au canal de propagation une sélectivité fréquentielle (canal de Rayleigh). L'effet Doppler agit sur la sélectivité en temps du canal. Selon [4], le coefficient d'inter-corrélation des fonctions de transfert de canal pour des porteuses espacées de ΔF et décalées de ΔT dans le temps est donné par :

$$p(\Delta F, \Delta T) = \frac{J_0^2(2 \cdot \pi \cdot f_{d \max} \cdot \Delta T)}{1 + (2 \cdot \pi \cdot \Delta F \cdot \sigma_\tau)^2} \quad (1-23)$$

Dans l'espace fréquentiel, ce coefficient de corrélation est :

$$p(\Delta F, \Delta T)_{|\Delta T=0} = \frac{1}{1 + (2\pi \cdot \Delta F \cdot \sigma_\tau)^2} \quad (1-24)$$

Et dans l'espace temporel :

$$p(\Delta F, \Delta T)_{|\Delta F=0} = J_0^2(2\pi \cdot f_{d \max} \cdot \Delta T) \quad (1-25)$$

Ces considérations mathématiques permettent de définir une bande de cohérence et un temps de cohérence. Les définitions de ces deux critères varient en fonction de la littérature choisie. Pour être précis, il faut parler d'une bande de cohérence et d'un temps de cohérence pour un coefficient de corrélation donné. C'est sur ce point que les avis divergent. Selon [4], on définit la bande de cohérence pour un coefficient de corrélation très faible (inférieur à 0.025). Le choix d'un coefficient aussi faible permet d'obtenir des valeurs minimales d'espacement fréquentiel ou temporel à respecter, ce qui peut être utile pour la conception d'un système à diversité fréquentielle ou temporelle par exemple. Nous chercherons par la suite à déterminer un intervalle de temps ou un écart de fréquence pour lequel le canal varie peu, ceci dans le but de réaliser une estimation de ce canal. Nous pouvons choisir de définir la bande de cohérence et le temps de cohérence à 50%. Les figures 10 et 11 illustrent ce choix.

$$B_c \approx \frac{1}{2\pi \cdot \sigma_\tau} \quad (1-26)$$

$$T_c \approx \frac{9}{16 \cdot \pi \cdot f_{d \max}} \quad (1-27)$$

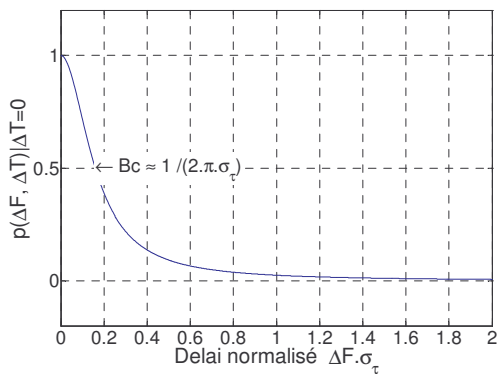


figure 10 : Fonction d'autocorrélation du spectre Doppler

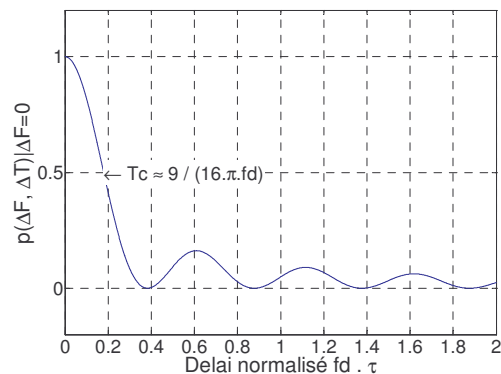


figure 11 : Définition de la bande de cohérence

1.2 Une solution aux canaux de propagation hostiles : la COFDM

1.2.1 Introduction

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex), décrite dans [2], [4], [8], [9] et [10], est une technique de modulation pour des liaisons numériques qui distribue les données à transmettre sur un nombre important de fréquences porteuses. Chaque sous-porteuse peut être modulée suivant un schéma qui lui est propre (BPSK, QPSK, 16-QAM...). Les principaux avantages de l'OFDM sont sa haute efficacité spectrale, sa faible sensibilité aux distorsions causées par les trajets multiples ainsi que sa robustesse aux interférences. Le schéma de la figure 12 montre en quoi la séparation du flux de données principal en flux plus lents transmis « en parallèle » augmente la robustesse de la liaison.

Dans un système mono-porteuse, un évanouissement profond peut causer la perte totale du signal. En OFDM, les sous-porteuses étant modulées individuellement à bas débit, elles se comportent comme des signaux indépendants à bande étroite. Chaque sous-porteuse se propage donc dans un canal non sélectif en fréquence. Dans un canal à évanouissements, il est possible qu'une partie de l'information soit perdue (évanouissements profonds localisés). Le fait de répartir l'information sur un nombre important de porteuses assure qu'une partie au moins de l'information sera transmise correctement (voir figure 12). Le codage de canal, qui introduit de la redondance dans le signal, permet alors de retrouver les informations perdues à partir des données correctement reçues. Les erreurs de transmissions sont ainsi corrigées. L'introduction du codage de canal dans l'OFDM lui confère le nom de *Coded-OFDM* ou COFDM. Le principe de la COFDM pourrait se résumer simplement par l'expression « ne pas mettre tous ses œufs dans le même panier ».

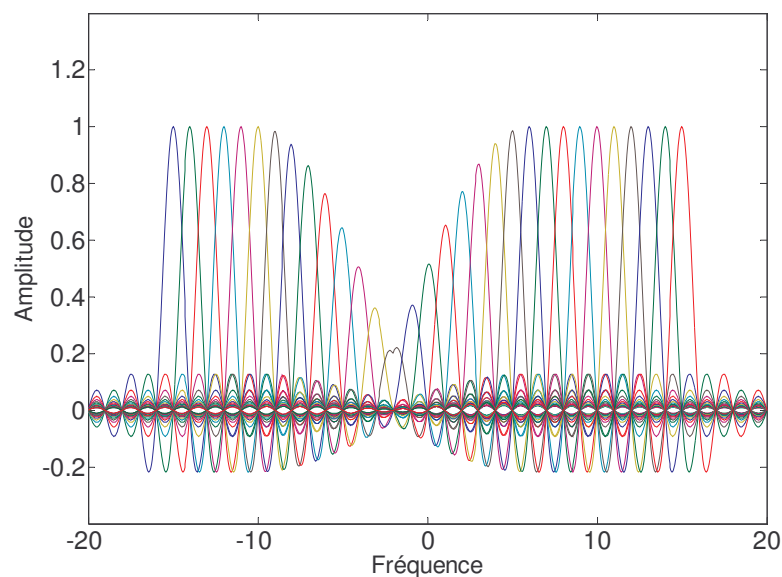


figure 12 : Effet d'un évanouissement sélectif en fréquence sur un signal multiporteuses

1.2.2 La technique OFDM

Pour une modulation à N porteuses, le train binaire original ($b(n)$) au rythme de M/T_S est parallélisé en N trains au rythme de $1/(N \cdot T_S)$, M étant l'ordre du schéma de modulation utilisée. Le temps symbole de ces N trains est $T_U = N \cdot T_S$. Chaque train de symboles module une sous-porteuse ψ_i selon un schéma déterminé (BPSK, QPSK, 16-QAM, ...). Les N signaux modulés, notés X_k , sont sommés pour donner le signal multi-porteuses. Ceci correspond à la vision « théorique » du principe OFDM. Le nombre N pouvant être très grand, il n'est pas envisageable de réaliser un système OFDM comportant N oscillateurs, mélangeurs, filtres, démodulateurs... D'autre part, si l'on souhaite conserver une certaine efficacité spectrale, il serait bon de rapprocher au maximum les sous-porteuses, la complexité des filtres devant séparer les N sous-porteuses devient rédhibitoire... Cependant, en choisissant correctement l'espacement fréquentiel entre les sous-porteuses, il sera montré que l'opération de transformée de Fourier permet de simplifier la génération et la démodulation d'un signal OFDM.

La sous-porteuse k d'un système OFDM peut s'écrire de la manière suivante (d'après [2] et [9]) :

$$\psi_k(t) = \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot k \cdot \frac{t}{N \cdot T_S}\right) \quad (1-28)$$

Si deux sous porteuses ψ_k et ψ_m sont espacées de $1/N \cdot T_S$, elles sont orthogonales au sens mathématique du terme ([2]) et vérifient alors la propriété suivante :

$$\int_{\tau}^{\tau+N \cdot T_S} \psi_k(t) \psi_m^*(t) dt = 0 \quad \text{si } k \neq m$$

$$= N \cdot T_S \quad \text{si } k = m \quad (1-29)$$

Cette propriété mathématique est un schéma classique de démodulation. Il s'agit de multiplier la porteuse à démoduler par un signal de même fréquence, et d'intégrer le résultat. Les autres porteuses du signal OFDM produisent des battements à des fréquences multiples de $1/(N \cdot T_S)$ et ont un nombre entier de cycles pendant la période d'intégration : l'intégrale est donc nulle pour ces porteuses. D'autre part, la densité spectrale de puissance de chaque sous-porteuse ψ_i est un sinus cardinal au carré centré sur ψ_i ([2]). Le sinus cardinal s'annule pour les fréquences de la forme :

$$\psi = \psi_i \pm \frac{k}{N \cdot T_S} \quad (1-30)$$

(1-29) et (1-30) sont deux manières de montrer, respectivement dans le domaine temporel et fréquentiel l'absence de diaphonie entre les sous-porteuses du spectre OFDM, tant que l'orthogonalité est préservée. Il est donc en théorie possible de démoduler un signal OFDM sans filtrage explicite, si l'espacement entre les sous-porteuses est respecté.

Selon [2], le signal multi-porteuses complexe $z(t)$ s'exprime ainsi :

$$z(t) = \sum_{i=0}^{N-1} z_i(t) \cdot \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{i}{N \cdot T_s} \cdot t\right) \quad (1-31)$$

Où les $z_i(t)$ sont les enveloppes complexes de chacune des modulations mono-porteuse :

$$z_i(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} X_k \cdot \text{rect}\left(\frac{t - N \cdot T_s / 2}{N \cdot T_s}\right) \cdot (t - k \cdot N \cdot T_s) \quad (1-32)$$

Le signal complexe analytique résultant est échantillonnable d'après le théorème de Shannon au rythme de $1/T_s$. D'après [2], il est possible d'écrire la forme discrétisée du signal OFDM en bande de base ainsi :

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot \exp\left(\frac{j \cdot 2\pi \cdot k \cdot n}{N}\right) \quad (1-33)$$

(1-33) montre que les N échantillons obtenus sur une période $N \cdot T_s$ correspondent aux N échantillons temporels de la transformée de Fourier discrète inverse (IFFT) des N symboles X_k . Par convention, l'expression du signal OFDM est normalisée par l'inverse de la racine carrée de N . La modulation OFDM se réalise donc par IFFT, et sa démodulation par FFT, comme le montre le schéma de la figure 13.

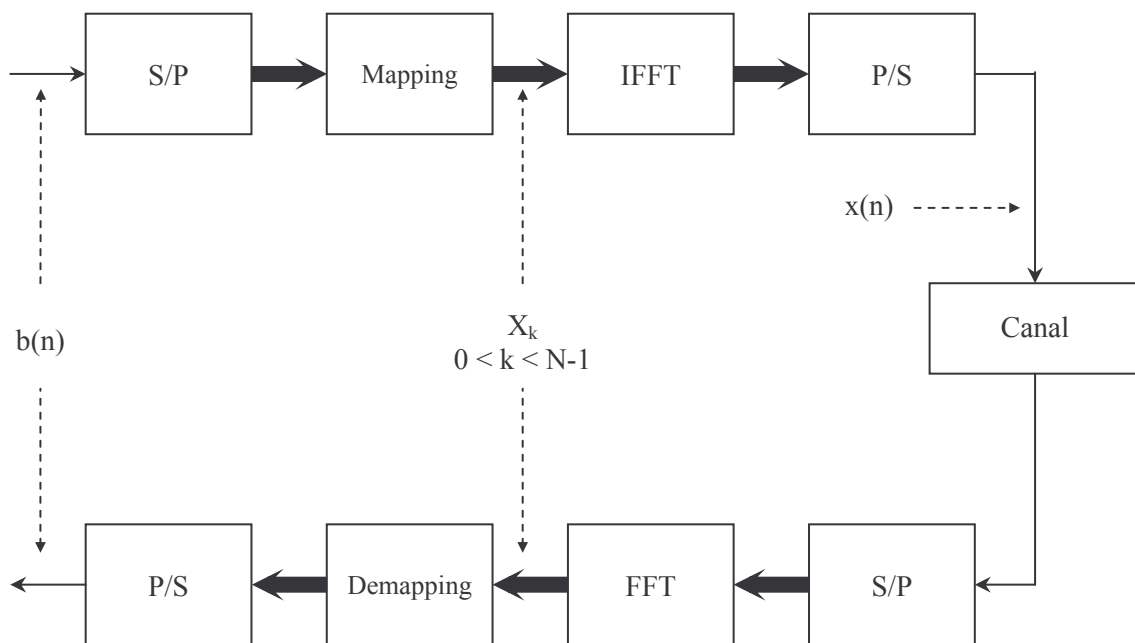


figure 13 : Modulateur et démodulateur OFDM

Le synoptique de la figure 13 montre d'une manière très simple comment le signal OFDM est généré, puis démodulé. Sur ce schéma, la partie radio (transposition etc...) fait partie intégrante du canal de propagation. Le flux $b(n)$ est parallélisé en N flux (conversion série / parallèle (S/P)), la modulation est appliqué à chacun de ces flux (Mapping). La transformée de Fourier inverse permet de passer dans le domaine temporel en construisant le signal multi-porteuses. Les opérations inverses sont effectuées pour la démodulation.

1.2.3 Préservation de l'orthogonalité

Le récepteur OFDM intègre le signal sur une période T_U qui correspond à la période utile du symbole, rappelons que les porteuses en bande de base forment un ensemble orthogonal :

$$\psi_k(t) = e^{j \cdot k \cdot \omega_U \cdot t} \quad \text{est la } k^{\text{ième}} \text{ sous-porteuse avec } \omega_U = 2\pi/T_U$$

La condition d'orthogonalité est, d'après [9] :

$$\int_{\tau}^{\tau+T_U} \psi_k(t) * \psi_m(t) dt = 0 \quad \text{si } k \neq m$$

$$= T_U \quad \text{si } k = m \tag{1-34}$$

Il s'agit en fait du principe de démodulation par multiplication par une porteuse de même fréquence. On génère alors un battement de fréquence zéro, puis on intègre le résultat. Les autres porteuses (k différent de m) sont à des pulsations multiples entières de ω_U , elles ont un nombre entier de cycles pendant la période d'intégration T_U . Le résultat de leur intégration est donc nul.

Les porteuses sont toutes modulées par un signal complexe changeant en principe à chaque temps symbole. Dans le cas du multitrajet, la période d'intégration peut porter sur des symboles différents. On aura donc non seulement un phénomène d'interférence entre symboles, mais aussi de l'interférence entre porteuses. Ceci est expliqué par le fait que les battements provenant des autres porteuses n'intègrent plus à zéro si leur phase ou leur amplitude varie pendant le temps d'intégration. Pour éviter ceci, un intervalle de garde est ajouté à chaque symbole au niveau du transmetteur pour être sûr que les informations intégrées proviennent du même symbole. Cette technique est illustrée par la figure 14.

La durée d'un symbole est prolongée et est donc supérieure à la durée d'intégration T_U . Les N porteuses étant cycliques sur le temps T_U , il en est de même pour le signal modulé. Le segment ajouté au début du symbole est identique au segment de même longueur à la fin du symbole. Si le retard d'un trajet est plus court que l'intervalle de garde, les composantes du signal à l'intérieur de la période d'intégration proviennent du même symbole, ce qui satisfait le critère d'orthogonalité. Les interférences entre symboles et entre porteuses ne se produisent que si le retard entre les trajets est plus long que l'intervalle de garde.

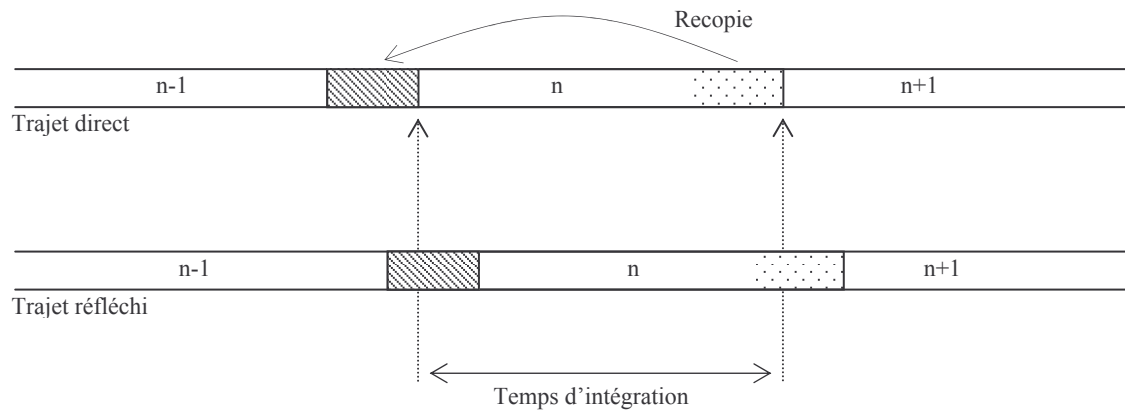


figure 14 : Intervalle de garde

Le choix de la durée de l'intervalle de garde résulte d'un compromis : trop long, l'efficacité spectrale est diminuée, trop court, il ne suffira plus à couvrir la longueur de la réponse impulsionnelle du canal et des interférences existeront.

Il ne faut pas perdre de vue que l'orthogonalité d'un système OFDM est fragile et de nombreux autres phénomènes peuvent la détruire :

- Différence de fréquence d'OL (Oscillateur Local).
- Différence de fréquence d'échantillonnage (pour la FFT).
- Bruit de phase d'OL.

1.3 Mise en œuvre d'une solution OFDM ?

La modulation OFDM présente un certain nombre de qualités intéressantes comme sa robustesse sur des canaux à fort étalement temporel, ou son immunité par rapport à des brouilleurs locaux. Le grand nombre de paramètres ajustables (nombre de porteuses, fréquence d'échantillonnage, taille de l'intervalle de garde...) en fait une modulation très souple qui peut s'adapter à des situations particulières de propagation. D'autre part, il a été vu que le « cœur » de l'OFDM était réalisé par un opérateur bien connu puisqu'il s'agit d'une transformée de Fourier inverse. Il semblerait donc que les principes de l'OFDM puissent permettre à un système de communication numérique sans fil de fonctionner dans des canaux de propagation hostiles d'une manière adaptative. Cette adaptation ayant vraisemblablement la possibilité d'être réalisée de manière logicielle, qu'elle soit automatique ou prédéterminée. Bien évidemment, l'OFDM présente aussi des défauts qui lui sont propres. Les difficultés de réalisation d'un système OFDM portent sur plusieurs aspects. Tout d'abord, l'OFDM est sensible à la qualité de la synchronisation temps-fréquence. Le positionnement de la fenêtre de FFT (au niveau du récepteur), la précision sur la fréquence d'échantillonnage, les écarts d'oscillateurs

locaux et le bruit de phase sont autant de paramètres qui vont avoir une influence forte sur la qualité de la démodulation des signaux OFDM, voir, la capacité à démoduler les signaux reçus. Une autre difficulté sérieuse lors de la mise en œuvre d'une solution OFDM est liée à la nature même des signaux. L'indépendance statistique entre les échantillons du domaine fréquentiel confère au signal temporel OFDM une très grande dynamique. Le rapport pic à puissance moyenne d'un signal OFDM est très important. Les pics de forte amplitude provoquent la saturation des amplificateurs de puissance, ce qui distord le signal utile et produit une pollution hors bande.

Références Bibliographiques du Chapitre 1

- [1] G. EL ZEIN, « Cours Généraux – Canaux de Propagation », LCST/INSA RENNES, Septembre 2000.
- [2] Collectif d’auteurs sous la direction de G. BAUDOIN, « Radiocommunications Numériques – Principes, Modélisation et Simulation », Ed. DUNOD, 2002.
- [3] C. ATHAUDAGE, « Delay-Spread Estimation in Wireless OFDM Systems », CUBIN, University of Melbourne.
- [4] J-F HELARD, « Modulations Codées en Treillis Associées à un Multiplex de Porteuses Orthogonales en Présence de Canaux Affectés de Trajets Multiples », Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, Mai 1992.
- [5] D. VANHOENACKER-JANVIER, « Propagation Models for Wireless Mobile Communications », Microwave Lab. UCL, Louvain-La-Neuve, Belgique.
- [6] R. E. ZIENER, R. L. PETERSON, « Introduction to Digital Communication – Second Edition », Ed. Prentice Hall, 1992.
- [7] W. C. JAKES, « Microwave Mobile Communications », Ed. John Wiley & Sons, New York 1974.
- [8] J. J. VAN DE BEEK, P. ÖDLING, S. K. WILSON, P. O. BÖRJESSON, « OFDM », Lulea, University of Technology, Division of Signal Processing, 2002.
- [9] J. H. STOTT, « The how and why of COFDM », BBC Research and Development, 1998.
- [10] J. H. STOTT, « Explaining some magic of COFDM », Proceedings of the 20th *Television Symposium*, June 1997.

Chapitre 2 Synchronisation et estimation de canal

2.1 Introduction

La synchronisation et l'estimation de canal sont des opérations propres au récepteur radio. Les références de temps de l'émetteur et du récepteur sont bien évidemment différentes. Le signal OFDM doit, par sa structure, permettre au récepteur de se synchroniser en temps et en fréquence. D'autre part, la fonction de transfert du canal affecte d'une manière importante le signal original transmis (évanouissements, retards...), et rend la démodulation directe impossible. Le rôle de l'estimateur de canal est de déterminer cette fonction de transfert, afin de la compenser au niveau du récepteur. Le schéma de la figure 15 montre l'insertion des fonctions synchronisation et estimation de canal dans un récepteur OFDM. Dans cet exemple, la synchronisation est calculée sur les échantillons du domaine temporel, elle détermine le décalage fréquentiel à appliquer au signal reçu ainsi que le positionnement de la fenêtre FFT. La compensation de canal est faite dans le domaine fréquentiel. En sortie, on récupère les échantillons qui serviront au décodeur de canal. Cette compensation peut s'effectuer de manière différente suivant comment les échantillons sont utilisés par la technique de codage de canal mise en œuvre.

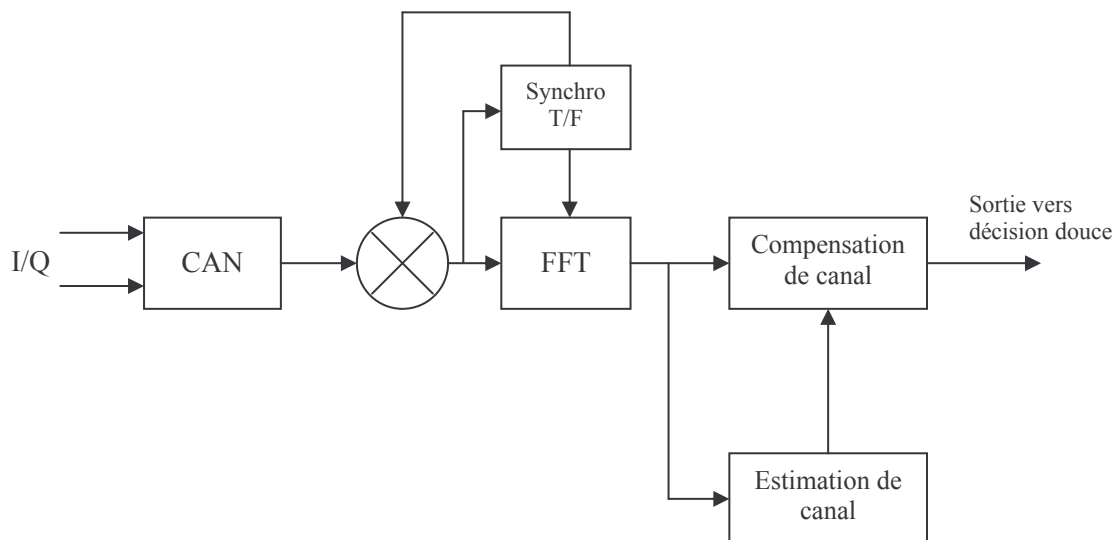


figure 15 : Récepteur OFDM : synchronisation et estimation de canal

2.2 Synchronisation temps-fréquence

2.2.1 Position du problème

Un récepteur OFDM est essentiellement sensible à trois défauts de synchronisation par rapport à l'émetteur des signaux :

- Le positionnement de la fenêtre FFT
- L'écart entre les fréquences des oscillateurs locaux (OL)
- L'écart entre les fréquences d'échantillonnage à l'émission et à la réception

Une erreur de positionnement de la fenêtre FFT et les différences entre les OL sont les deux principales sources de mauvais fonctionnement d'un récepteur OFDM, nous les traiterons en détail dans la suite de ce chapitre. L'écart entre les fréquences d'échantillonnage peut sous certaines conditions être négligé. Stott a étudié dans [11] l'influence de ce type de défauts. Ce type d'erreur revient, au niveau du récepteur, à dilater ou à compresser le spectre autour du zéro fréquentiel (homothétie). Il y a donc perte d'orthogonalité et de l'interférence entre porteuses apparaît (ICI : Inter-Carrier Interférences). Les porteuses du centre sont peu affectées car elles sont moins « déplacées » par l'homothétie. Les porteuses se situant vers les extrémités du spectre sont bien sûr plus concernées. Les porteuses extrêmes sont elles moins gênées car elles n'ont pas de voisines extérieures. Ceci s'explique facilement par le fait qu'il n'y a pas d'autres signaux de fréquence plus élevée pouvant les perturber. Une erreur sur l'horloge d'échantillonnage se répercute donc de manière différente suivant les porteuses du spectre OFDM, ceci se voit très bien sur la figure 16, où la puissance des interférences entre porteuses est exprimée en fonction de la porteuse considérée pour différents écarts de fréquence d'échantillonnage. La puissance des interférences entre porteuses est donnée (suivant [11]) par :

$$ICI_{[dB]}(n) = 10 \cdot \log_{10} \frac{\text{sinc}^2(n(\xi - 1))}{\sum_{\substack{k=-N/2 \\ k \neq n}}^{N/2} \text{sinc}^2(\xi \cdot k - n)} \quad (2-1)$$

Dans (2-1), n est la porteuse utile correspondant au démodulateur n , N est le nombre de sous porteuses du système OFDM, ξ représente l'erreur sur la fréquence d'échantillonnage. ξ vaut 1 s'il n'y a pas d'erreur et, par exemple, 1.00001 pour une erreur de +10 ppm.

Les valeurs annoncées par les résultats de calcul de la figure 16 montrent qu'il est possible de négliger les interférences entre porteuses. On voit par exemple que l'utilisation d'une horloge avec une précision meilleure que 10 ppm (ce qui est tout à fait réaliste) permet de réduire le niveau des interférences entre porteuses à une puissance inférieure à -50 dBc. L'effet de l'écart entre les fréquences d'échantillonnage ne sera plus abordé dans la suite de l'étude de la synchronisation temps-fréquence.

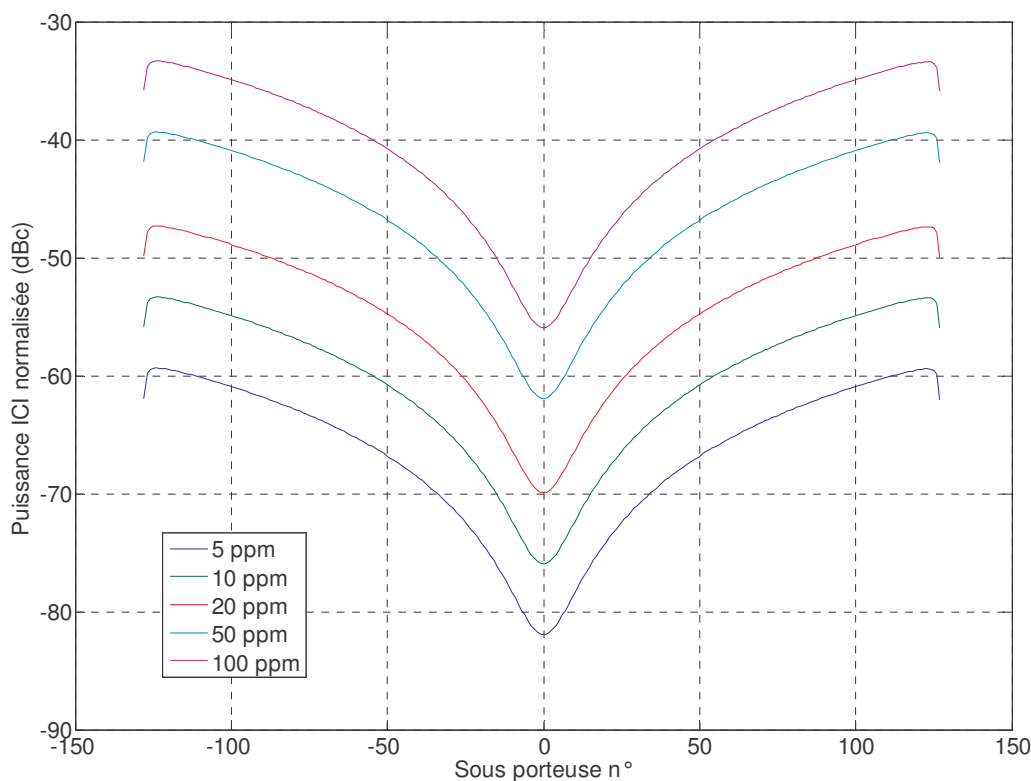


figure 16 : Puissance des interférences entre porteuses dues à une erreur sur la fréquence d'échantillonnage (256 porteuses)

2.2.2 Etat de l'art

De nombreuses études sur le problème de la synchronisation des signaux OFDM ont déjà été menées. Dans le cadre du champ d'application de la future ligne de produit de la société ADVANTEN, la transmission se fait par trame (burst). Il est donc utile de savoir recalibrer le récepteur par rapport à l'émetteur à chaque début de trame, et ce, le plus rapidement possible pour deux raisons : ne pas perdre de l'information et ne pas avoir un en-tête de synchronisation trop long par rapport à la taille des données. Il est également indispensable de compenser les écarts d'OL entre émetteur et récepteur. Cet écart est par commodité souvent exprimé en un nombre entier d'espaces entre porteuses (IFO : Integer Frequency Offset) et en une partie fractionnelle (FFO : Fractional Frequency Offset), normalisée par rapport à l'espace entre porteuses.

L'estimateur à maximum de vraisemblance dans le domaine fréquentiel a été présenté par Moose dans [12]. Le fonctionnement de celui-ci sous entend cependant que les instants d'échantillonnage soient parfaitement connus. La gamme d'acquisition limitée en termes de décalage d'OL est de plus ou moins la moitié de l'espace entre porteuses. Moose décrit comment il est possible d'élargir cette gamme en utilisant des symboles de synchronisation courts, malheureusement, ceci est fait au détriment de la précision de l'estimation.

Nogami et Nagashima ont présenté dans [13] des algorithmes pour évaluer conjointement l'offset de fréquence porteuse et la position de la fenêtre FFT. Le principe repose sur la transmission d'un symbole « nul ». Un « creux » dans la puissance reçue peut ainsi être détecté pour trouver le démarrage de la trame. L'offset de fréquence est calculé par l'application d'un fenêtrage de Hanning et d'une FFT. Si le principe du symbole nul peut fonctionner dans le cas d'une transmission continue, il reste non applicable à des transmissions par salves, dans la mesure où le symbole nul peut être confondu avec l'absence d'émission.

Dans [14], une technique permettant de trouver le timing symbole et basée sur la cyclicité du symbole OFDM est décrite, elle ne permet cependant pas de détecter le démarrage de la trame.

Schmidl et Cox ont présenté dans [15] une technique intéressante permettant l'estimation de l'offset d'OL et la localisation du début de trame. Cet algorithme travaille sur les échantillons du domaine temporel. Il utilise des symboles dont les deux moitiés (dans le domaine temporel) sont identiques, par exemple $[A A]$ où la « longueur » de A correspond à un demi symbole OFDM. Le timing trame ou symbole est calculé en recherchant un symbole dont la seconde partie est identique à la première. Ceci s'obtient en calculant la corrélation entre les échantillons reçus et ceux retardés de $T_s/2$. A la réception, les deux portions de symbole sont identiques à la phase près, la mesure de cet écart donne l'offset fréquentiel fractionnel (FFO) entre les deux OL. La partie entière de l'offset de fréquence (IFO) est calculée grâce à une seconde corrélation sur un second symbole. La technique Schmidl-Cox, appelée par la suite SCA (Schmidl & Cox Algorithm), est relativement robuste. Elle est également très intéressante pour des applications de transmission par bursts car elle ne nécessite qu'une très courte séquence d'apprentissage. L'estimation de l'offset de fréquence demande par contre un approfondissement car des erreurs sensibles apparaissent sur des canaux fortement bruités ou sur des canaux avec de l'étalement temporel.

Morelli et Mengali ont apporté dans [16] un complément à la méthode SCA permettant l'utilisation d'un seul symbole pour l'estimation de fréquence. Le principe évoqué reprend la même idée des symboles courts de Moose, et si l'on gagne sur la largeur de la plage de recherche, il y a une perte au niveau de la précision. Des résultats de simulation sur canal variant dans le temps ont été présentés.

Dans [17], la technique SCA est complétée par un algorithme itératif permettant de réduire l'erreur résiduelle d'offset fréquentiel. Les résultats présentés sont très encourageants, malheureusement, le nombre de symboles nécessaires pour obtenir une bonne efficacité est très important (résultats de simulations donnés pour 250 à 500 itérations...). Cette méthode ne s'applique donc guère à des systèmes où la transmission n'est pas continue.

Une technique d'estimation de la partie entière de l'offset de fréquence est présentée dans [18]. Elle repose sur l'utilisation d'un symbole d'apprentissage particulier dont les porteuses de la partie centrale du spectre sont mises à zéro. L'estimation du IFO se fait donc dans le domaine fréquentiel.

L'estimation de la FFO est par contre réalisée dans le domaine temporel avec un algorithme à maximum de vraisemblance. Selon ce principe, la sortie de la FFT est presque sans ICI.

Un algorithme spécifique à Hiperlan II est présenté dans [19]. L'idée présentée paraît intéressante car d'une part, l'algorithme est choisi en fonction du profil du canal et d'autre part, les porteuses pilotes sont utilisées pour affiner l'estimation de fréquence. Par contre, il s'applique aux cas particuliers de canaux à trajets multiples statiques ou quasi-statiques.

Dans [21] et [22], il est montré qu'un choix judicieux de la structure du symbole de synchronisation pouvait améliorer la robustesse de fonctionnement de SCA dans des canaux mobiles multi trajets. Ce sont ces versions améliorées de SCA qui ont été jugées intéressantes pour le système OFDM ADVANTEN.

2.2.3 L'algorithme Schmidl et Cox

L'algorithme de Schmidl et Cox permet la synchronisation temporelle et l'estimation de l'écart de fréquence des oscillateurs locaux. Son fonctionnement repose sur la corrélation temporelle du symbole d'en-tête de trame avec une version retardée de lui-même. Ce symbole a la particularité d'être constitué de deux moitiés identiques dans le domaine temporel. A la réception (en canal Gaussien), la seule différence entre les deux moitiés du symbole est un écart de phase dû au décalage des oscillateurs locaux. On note r les échantillons complexes du signal reçu. L est le nombre d'échantillons dans un demi-symbole. La métrique de synchronisation se calcule selon les équations (2-2) à (2-4), où d est l'indice temporel du premier échantillon d'une fenêtre de $2*L = N$ échantillons. $P(d)$ est le produit d'intercorrélation des deux demi-symboles :

$$P(d) = \sum_{m=0}^{L-1} (r_{d+m}^* r_{d+m+L}) \quad (2-2)$$

L'énergie reçue pendant la seconde moitié du symbole est donnée par :

$$R(d) = \sum_{m=0}^{L-1} |r_{d+m+L}|^2 \quad (2-3)$$

$P(d)$ et $R(d)$ peuvent être calculés de manière itérative. $R(d)$ peut être utilisé pour un contrôle fin du gain. La métrique de synchronisation est donnée par :

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{(R(d))^2} \quad (2-4)$$

La figure 17 montre un exemple de la métrique SCA pour un signal OFDM à 256 porteuses en canal Gaussien (rapport signal à bruit de 10 dB). La longueur de l'intervalle de garde est de $T_s/8$. La métrique atteint un plateau dont la durée est celle de l'intervalle de garde diminuée de la longueur de

la réponse impulsionnelle du canal. La présence de ce plateau est gênante, car elle génère une imprécision sur le positionnement du démarrage de la trame.

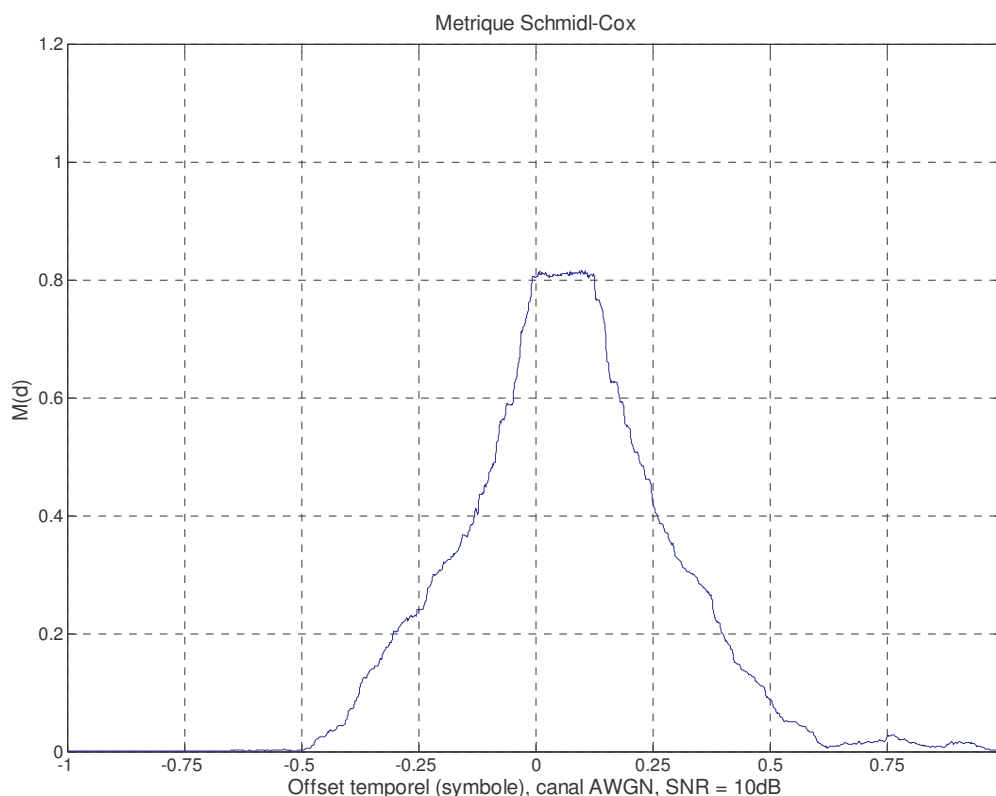


figure 17 : Exemple de métrique SCA

L'algorithme SCA permet également l'estimation d'un écart de fréquence d'oscillateur local entre l'émission et la réception. Si on néglige le bruit additif, en canal Gaussien, la principale différence entre les deux moitiés du symbole de synchronisation est une différence de phase de :

$$\phi = \pi \cdot T_U \cdot \Delta f \tag{2-5}$$

Dans (2-5), T_U est le temps symbole utile (sans intervalle de garde), et Δf est l'écart d'OL. A proximité de l'échantillon désigné comme étant le démarrage de la trame (indiqué d_0), cet écart de fréquence s'exprime ainsi :

$$\Delta f_{d_0} = \frac{\text{angle}(P(d_0))}{\pi \cdot T_U} \tag{2-6}$$

(2-6) donne la partie fractionnelle (en normalisé $1/T_U$) et n'est valable que dans le cas où $|\phi| < \pi$, c'est-à-dire, pour des écarts fréquentiels inférieurs à la valeur de l'espace entre sous porteuses $1/T_U$. Ce calcul devant prendre en compte les écarts d'OL, mais aussi les décalages Doppler possibles.

2.2.4 Performances et optimisations

2.2.4.1 Performances de l'estimateur temporel

Le calcul de la variance et de la valeur moyenne de l'estimateur permet de fixer un seuil de synchronisation afin d'optimiser deux critères :

- La minimisation de la probabilité de fausse alarme
- La minimisation de la probabilité de manquer la détection d'une trame

Pour limiter le risque de fausses alarmes, le seuil de détection doit être placé suffisamment haut, mais un seuil trop haut empêchera la détection d'une trame si le rapport signal à bruit est faible. Le positionnement du seuil de synchronisation résulte donc d'un compromis. Dans un canal à bruit additif blanc Gaussien (AWGN), chaque échantillon complexe reçu est la somme du signal s_m et du bruit n_m :

$$r_m = s_m + n_m \quad (2-7)$$

La moyenne et la variance sont calculées à l'instant jugé comme étant le démarrage de la trame : d_{opt} . En utilisant (2-7), $P(d)$ s'écrit ainsi :

$$P(d) = \sum_{m=0}^{L-1} s_{d+m}^* \cdot s_{d+m+L} + s_{d+m}^* \cdot n_{d+m+L} + s_{d+m+L} \cdot n_{d+m}^* + n_{d+m}^* \cdot n_{d+m+L} \quad (2-8)$$

Les parties réelles et imaginaires des variables aléatoires s et n suivent une loi Gaussienne. La loi de distribution de $P(d)$ est plutôt complexe à déterminer de manière exacte. Dans [15], Schmidl et Cox proposent plusieurs simplifications pour assimiler $M(d)$ (définie par (2-4)) à une variable aléatoire Gaussienne. La valeur moyenne de l'estimateur à l'instant de décision optimal est alors donné par (d'après [15]) :

$$E[M(d_{opt})] \approx \left(\frac{SNR}{SNR + 1} \right)^2 \quad (2-9)$$

Et la variance se calcule ainsi :

$$\text{var}[M(d_{opt})] \approx \frac{2}{L \cdot (SNR + 1)^4} (2 \cdot SNR^3 + 5 \cdot SNR^2 + 3 \cdot SNR + 1) \quad (2-10)$$

Lorsque l'on observe la trame ailleurs qu'à l'endroit où se trouve le symbole de synchronisation, il n'y a aucune raison pour qu'il y ait une périodicité des échantillons espacés de L . Il est donc possible de considérer que chaque échantillon est la somme de deux termes de bruit, et que la métrique n'est plus dépendante du rapport signal à bruit. Schmidl et Cox affirment et vérifient cette hypothèse par simulation. D'après les auteurs, la somme $P(d)$ est alors distribuée selon une loi du chi-2 à deux degrés de liberté. La valeur moyenne et la variance de l'estimateur sont données par les équations (2-11).

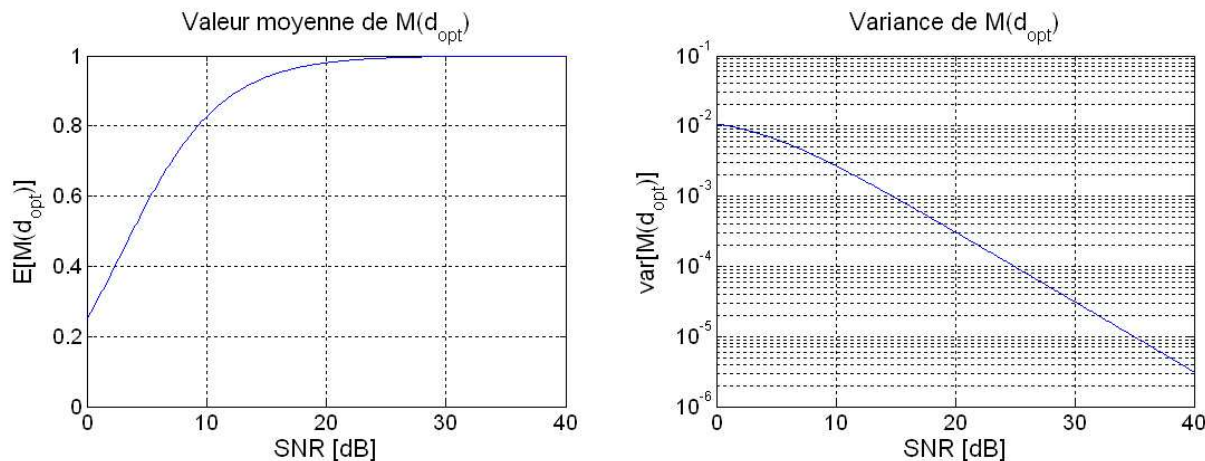


figure 18 : Valeur moyenne et variance de l'estimateur temporel SCA (N=256)

$$\begin{aligned}
 E[M(d_{opt})] &= \frac{1}{L} \\
 \text{var}[M(d_{opt})] &= \frac{1}{L^2}
 \end{aligned}
 \tag{2-11}$$

Si l'on sait caractériser la valeur de la métrique SCA de manière statistique, il est plus difficile de qualifier de la même manière le positionnement du pic de synchronisation. La figure 19 montre l'échelle des temps sur un symbole OFDM.

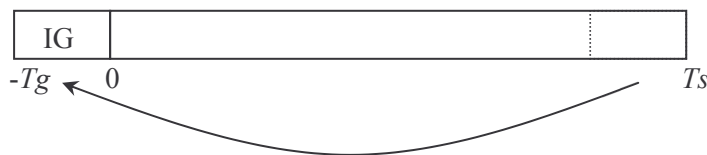


figure 19 : Echelle des temps sur un symbole OFDM

Grâce à la cyclicité des symboles OFDM, il n'y a pas d'interférences entre symboles tant que le mécanisme de synchronisation pointe sur un échantillon à l'intérieur de l'intervalle de garde, c'est-à-dire, entre $-Tg$ et 0 . Ceci est vrai dans un canal Gaussien, dans le cas d'un canal à trajets multiples, la fenêtre temporelle de synchronisation est réduite de la durée de la réponse impulsionnelle du canal.

En théorie, le « plateau » de la métrique SCA (cf. figure 17) se trouve de $-Tg$ à 0 , une recherche de maximum dans ce plateau sera forcément mauvaise (puisque le résultat dépendra du bruit). Schmidl et Cox ont proposé un algorithme simple pour déterminer la position de démarrage de la trame avec une meilleure précision. Il s'agit de trouver le maximum d_0 de $M(d)$, puis, de chercher un échantillon d'amplitude $0.9 M(d_0)$ de chaque côté de ce maximum. L'instant de démarrage est positionné au

milieu de ces deux points. Les améliorations (par rapport à une simple recherche de $\max(M(d))$) sont significatives.

2.2.4.2 Performances de l'estimateur d'écart d'OL

L'estimation de fréquence est faite en moyennant le signal sur un nombre important d'échantillons. Le rapport signal à bruit effectif est donc relativement élevé. L'estimateur fréquentiel proposé par Schmidl et Cox est l'estimateur à maximum de vraisemblance, or Rife (cf. [23]) a montré que l'estimateur à maximum de vraisemblance approchait la borne de Cramer-Rao pour un rapport signal à bruit suffisamment important. On peut donc s'attendre à des performances quasi-optimales pour cet estimateur. Selon [15], la variance de l'estimateur d'offset fractionnel de fréquence est donnée par :

$$\text{var}[\phi/\pi] = \frac{1}{\pi^2 \cdot L \cdot \text{SNR}} \quad (2-12)$$

2.2.4.3 Optimisation de l'algorithme SCA

Plusieurs auteurs ([20], [21] et [22]) ont proposé des alternatives à la méthode SCA pour résoudre le problème de l'imprécision temporelle due au palier dans la métrique SCA. Deux orientations principales ressortent de la littérature à ce sujet : l'utilisation de symboles de synchronisation construits différemment et des méthodes de calcul différentes. Dans [20], il est montré que la variance de l'estimateur temporel peut être réduite simplement en calculant $R(d)$ ainsi :

$$R_2(d) = \frac{1}{2} \sum_{m=0}^{N-1} |r_{d+m}|^2 \quad (2-13)$$

De cette manière, l'énergie contenue dans un demi-symbole est calculée sur un plus grand nombre d'échantillons. Les influences du bruit et du multitrajet sont moyennées. Shi et Serpedin ont mené dans [22] une étude plus systématique du problème de synchronisation basé sur la méthode SCA. Les travaux présentés exploitent les différentes conjugaisons possibles de la structure de symbole suivante :

$$[\pm A \quad \pm A \quad \pm A \quad \pm A] \quad (2-14)$$

Dans (2-14), A est une séquence à puissance constante dont la taille est le quart de la dimension de la IFFT. A peut être générée en utilisant la IFFT de taille $N/4$ d'une m-séquence ($L = N/4$). Les meilleurs résultats qu'ont obtenus Shi et Serpedin utilisent des symboles de la forme :

$$[+A \quad +A \quad -A \quad +A] \quad (2-15)$$

Des performances identiques sont obtenues quelle que soit la place du terme négatif ($-A$) dans le symbole de synchronisation. On note $[\cdot]^H$ l'opérateur de transposée hermitienne (la transposée hermitienne d'un vecteur complexe est le conjugué de sa transposée). La métrique utilisée pour

synchroniser sur un symbole ayant la structure de (2-15) est déterminée suivant l'estimateur à maximum de vraisemblance :

$$M'(d) = \frac{|P_1(d)| + |P_2(d)| + |P_3(d)|}{\frac{3}{2} \cdot \sum_{i=1}^4 |R_i|^2} = \frac{P'(d)}{V(d)} \quad (2-16)$$

Avec :

$$\begin{aligned} P_1(d) &= R_1^H R_2 - R_2^H R_3 - R_3^H R_4 \\ P_2(d) &= R_2^H R_4 - R_1^H R_3 \\ P_3(d) &= R_1^H R_4 \end{aligned} \quad (2-17)$$

Où :

$$R_i^H R_j = \sum_{m=0}^{L-1} r_{d+m+(i-1)L}^* \cdot r_{d+m+(j-1)L} \quad (2-18)$$

La figure 20 montre un comparatif des métriques de Shi-Serpedin et Schmidl-Cox. Ici, la méthode Schmidl-Cox est utilisée sans intervalle de garde pour le symbole de synchronisation : on évite ainsi le « palier », source d'imprécision. Ces résultats montrent d'une manière graphique la différence de résolution des deux techniques.

Une analyse théorique de la métrique SCA et de celle proposée par Shi et Serpedin permet de comparer leurs performances respectives. Pour qualifier la précision de la localisation du début de trame, on estime la probabilité pour que la métrique soit supérieure au seuil de synchronisation T_C fixé. Dans les expressions qui suivent, on cherche à exprimer cette probabilité en fonction de l , qui est la distance en échantillons entre l'instant correct de démarrage de la trame et le moment où la métrique dépasse le seuil T_C . Les calculs sont ici présentés pour la métrique de Shi et Serpedin :

$$\text{Soit :} \quad Z(l) = P'(l) - T_C \cdot V(l) \quad (2-19)$$

Avec :

$$\begin{aligned} P'(l) &= |P_1(l)| + |P_2(l)| + |P_3(l)| \\ V(l) &= \frac{3}{2} \cdot \sum_{i=1}^4 |R_i|^2 \end{aligned} \quad (2-20)$$

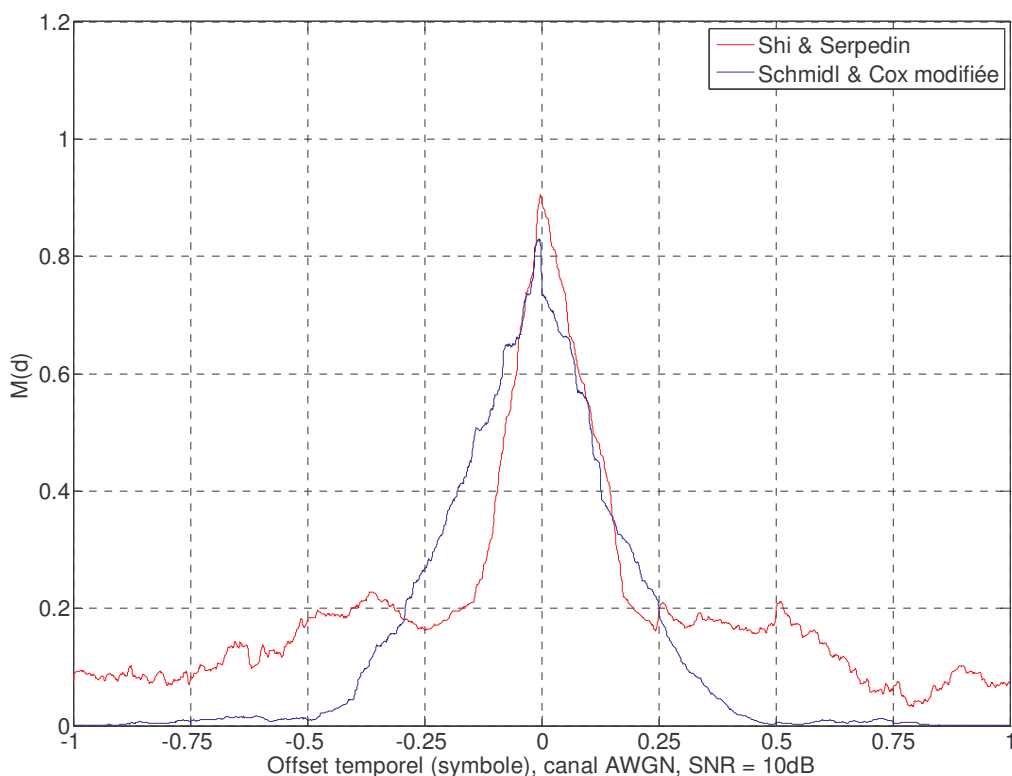


figure 20 : Comparatif des métriques Shi-Serpedin et Schmidl-Cox

Selon [21], $P'(l)$ et $V(l)$ peuvent être approximées comme des variables réelles Gaussiennes pour un SNR suffisamment élevé. On a donc :

$$\text{prob}(Z(l) > 0) = \frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \left(\frac{-\mu_z}{\sqrt{2} \cdot \sigma_z} \right) \quad (2-21)$$

Dans (2-21) et les expressions qui suivent, μ_x et σ_x sont respectivement la moyenne et l'écart type de la variable aléatoire $X(l)$. Ainsi, on a, en utilisant le format de symbole de synchronisation (2-15), étant donné les propriétés de $P'(l)$ et $V(l)$ et d'après [21] :

$$\begin{cases} \mu_z = \mu_p - T_c \mu_v \\ \sigma_z^2 = \sigma_p^2 + T_c^2 \sigma_v^2 - 2 \cdot T_c \cdot \text{cov}\{P', V\} \end{cases} \quad (2-22)$$

Le terme de covariance apparaît dans (2-22) car les variables P' et V ne sont pas statistiquement indépendantes. On a :

$$\mu_p = \left(\frac{3}{2} N - 7|l| \right) \cdot \sigma_s^2 \alpha^2 \quad \text{et} \quad \sigma_p^2 = (9N - 31|l|) \cdot \frac{\sigma_s^2 \alpha^2 \sigma_n^2}{2} \quad (2-23)$$

Et :

$$\mu_V = \frac{3}{2} N (\sigma_S^2 \alpha^2 + \sigma_n^2) \quad \text{et} \quad \sigma_V^2 = 9 N \sigma_n^2 \left(\sigma_S^2 \alpha^2 + \frac{\sigma_n^2}{2} \right) \quad (2-24)$$

Dans les deux équations précédentes, le rapport signal à bruit est :

$$SNR = \frac{\alpha^2 \sigma_S^2}{\sigma_n^2} \quad (2-25)$$

La figure 21 montre la probabilité que $Z(l) > 0$ en fonction du décalage par rapport à l'instant optimal de synchronisation. Les courbes en traits pleins correspondent à la métrique de Shi-Serpedin, tandis que les courbes en traits mixtes correspondent à la métrique SCA. Les calculs sont faits avec $N = 128$ et un intervalle de garde durant $1/8^{\text{ème}}$ du temps symbole (soit $NIG = 16$ échantillons).

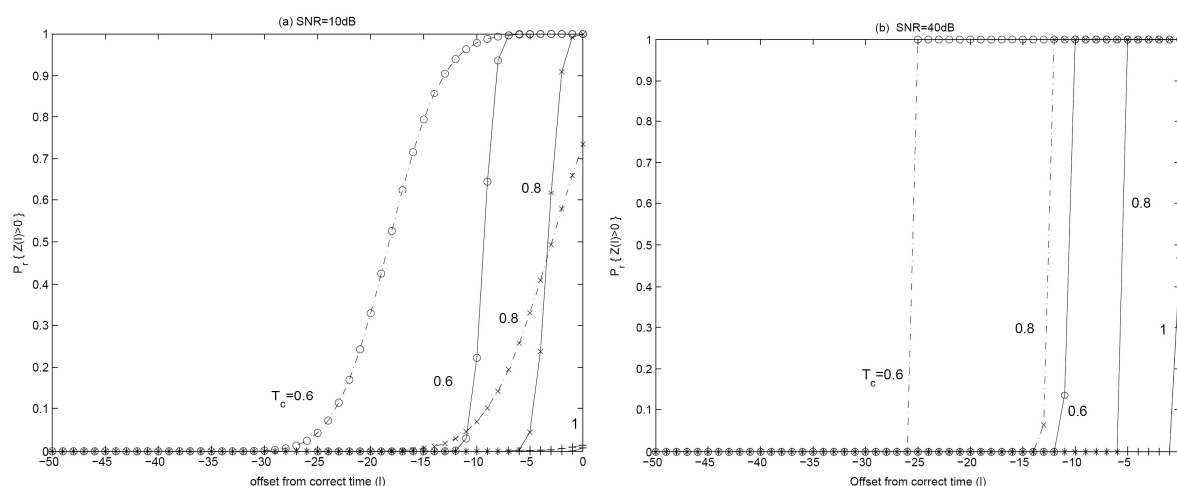


figure 21 : Précision des métriques SCA et Shi-Serpedin (d'après [21])

Ces courbes sont à l'image de la « finesse » de l'estimateur. Afin de synchroniser correctement le récepteur, il est nécessaire de déclencher le processus de synchronisation à l'intérieur de l'intervalle de garde, soit, quand $-NIG < l < 0$. La figure 21 montre qu'avec le symbole $[A A]$ (métrique SCA), il n'y a pas de seuil permettant une forte probabilité de détection à l'intérieur de l'intervalle de garde pour $SNR > 10\text{dB}$.

L'estimateur de Shi-Serpedin permet donc, moyennant un calcul de la métrique certes un peu plus complexe, de positionner l'instant de démarrage de la trame d'une manière plus précise que SCA. D'après les auteurs, cet estimateur fonctionnerait également mieux en canal de Rayleigh mobile.

L'estimation d'écart d'OL se calcule ainsi :

$$\Delta f = \frac{2}{\pi \cdot T_U} \cdot \text{angle}(P_1(d_0)) \quad (2-26)$$

Il est possible d'estimer un écart d'OL deux fois supérieur à celui mesurable avec l'algorithme SCA. Dans [21], Shi et Serpedin calculent l'erreur quadratique moyenne réalisée sur la mesure d'écart d'OL pour un système utilisant un symbole de synchronisation présentant des périodicités de la forme suivante :

$$\left[b_1 S_1^T \ b_2 S_2^T \ \dots \ b_Q S_Q^T \right]^T \quad (2-27)$$

Où S_i est la portion de symbole de longueur N/Q qui est répétée dans le domaine temporel et où b_i est égal à +1 ou -1 suivant le signe que l'on souhaite affecter à S_i . Si R_i est le vecteur d'observation correspondant à $b_i S_i$ bruité par W_i (vecteur de bruit additif blanc Gaussien), la forme générale de l'estimateur d'écart d'OL est donnée par :

$$\hat{\varepsilon} = \frac{M}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{\Im \left[\sum_{i=1}^{M-1} b_i b_{i+1} R_i^H R_{i+1} \right]}{\Re \left[\sum_{i=1}^{M-1} b_i b_{i+1} R_i^H R_{i+1} \right]} \right) \quad (2-28)$$

La technique SCA est un cas particulier où $b_1 = b_2 = 1$ et $Q = 2$. Pour la technique exposée dans [21], Q vaut 4 et $b_1 = b_2 = b_4 = 1$ et $b_3 = -1$. Les auteurs de [21] montrent que l'erreur quadratique moyenne de l'estimateur est donnée par :

$$MSE[\hat{\varepsilon}] = \frac{Q^3}{4\pi^2 \cdot (M-1)^2 \cdot N \cdot SNR} \quad (2-29)$$

Dans le cas particulier SCA, on retrouve (2-12) à partir de (2-29) (en considérant que l'estimateur est non-biaisé, l'erreur quadratique moyenne et la variance ont la même valeur). En fixant N et le rapport signal à bruit, il est possible de calculer l'entier Q pair qui minimise (2-29). La figure 22 illustre ceci (pour $N = 256$) et montre que l'estimation est optimale pour $Q = 4$.

2.2.5 Conclusion

Schmidl et Cox ont proposé dans [15] une technique de synchronisation pour des signaux OFDM qui paraît intéressante pour plusieurs raisons. Tout d'abord, SCA permet d'une manière peu complexe d'estimer conjointement le meilleur instant d'échantillonnage et l'écart d'OL. D'autre part, cette technique présente des probabilités de fausse alarme et de non-détection d'un symbole extrêmement faible. SCA peut cependant être mis en défaut sur deux aspects. La présence de l'intervalle de garde cause une certaine imprécision sur la détermination de l'instant de synchronisation. D'autre part, d'après [21] et [22], Le fonctionnement en canal multitrajets n'est pas optimal.

La variante proposée par Shi et Serpedin dans [21] est une nette amélioration de SCA. Le positionnement de l'instant d'échantillonnage est plus précis, la gamme de mesure pour l'écart d'OL est élargie (facteur 2). Les auteurs présentent des résultats de simulation de taux d'erreur binaire

(TEB) sur canal sélectif en fréquence peu rapide (Fréquence Doppler de 50 Hz). Ces résultats montrent la supériorité significative de leur technique par rapport à SCA.

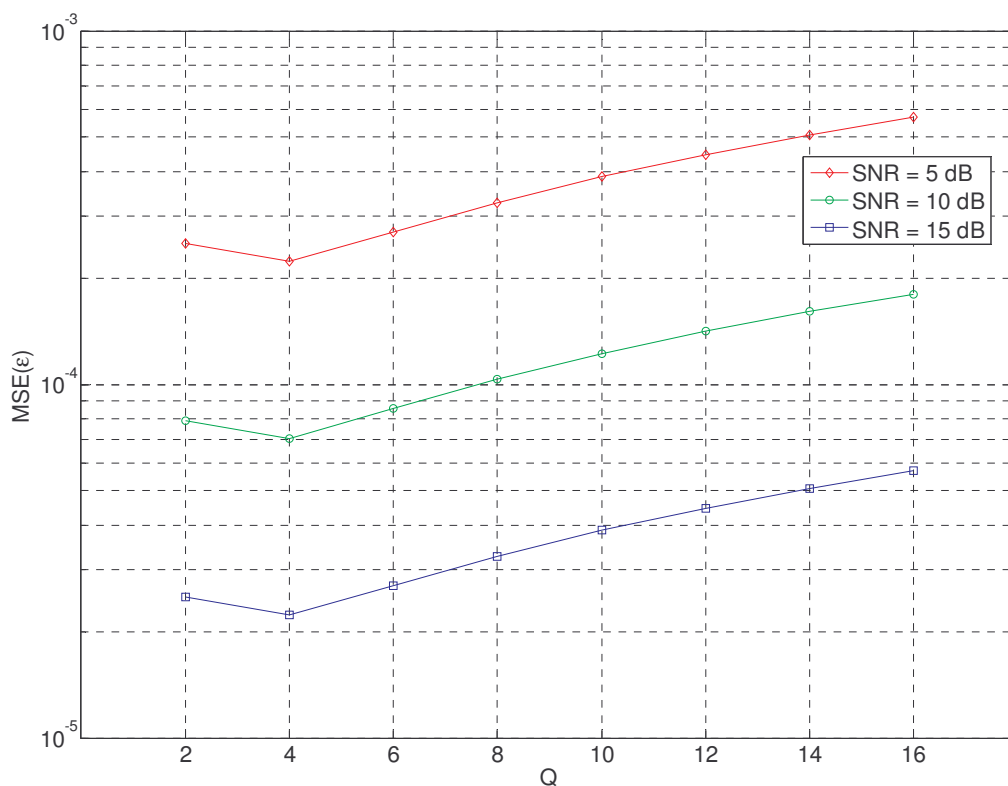


figure 22 : Erreur quadratique moyenne de l'estimateur d'écart d'OL

2.3 Estimation bidimensionnelle de canal

2.3.1 Principe de l'estimation de canal en OFDM

2.3.1.1 Estimation grâce aux porteuses pilotes

Le principe même de l'OFDM confère à ce type de modulation un caractère bidimensionnel dans l'espace temps-fréquence. En choisissant la sous-porteuse et l'instant (symbole OFDM) on peut accéder à une version échantillonnée de l'espace temps-fréquence. La « résolution » de cet échantillonnage étant pour la dimension fréquence, l'écart entre les porteuses, et pour la dimension temps, la durée entre deux symboles. Si l'on insère au niveau du transmetteur des porteuses qui ne sont pas modulées par les données et dont l'état (amplitude – phase) est connu du récepteur, il est possible de connaître la fonction de transfert du canal en certains points donnés de la grille temps-fréquence. Par interpolation bidimensionnelle, on suppose donc qu'il est possible d'estimer cette fonction de transfert pour toute la grille temps-fréquence.

Cette technique bien connue, abrégée dans la littérature Anglo-Saxonne P.S.A.M. (Pilot Symbol Aided Modulation), a été détaillée par plusieurs auteurs dans la littérature (voir : [24] à [28]). PSAM présente de nombreux intérêts. Tout d'abord la diminution de l'efficacité spectrale est minime car si le système OFDM est bien dimensionné pour le canal de propagation visé, le nombre de porteuses pilotes par rapport au nombre de porteuses modulée par des données est faible. Aussi, la totale liberté de choix du nombre de pilotes et de leur répartition dans les deux espaces permet une très grande souplesse d'adaptation de l'OFDM à différents modèles de canaux.

Dans un canal multitrajet affecté d'un Doppler important, la fonction de transfert va changer rapidement. Il sera nécessaire d'estimer fréquemment la réponse du canal pour une fréquence donnée. Dans le cas extrême illustré par la figure 23, on estime la réponse du canal à chaque symbole (porteuses « pilote » en noir et porteuses « données » en blanc). Le cas extrême inverse est un canal variant lentement dans le temps mais très sélectif en fréquence. Dans ce second cas, illustré par la figure 24, il sera facile d'interpoler dans la dimension temporelle, par contre, un pilote sera nécessaire à chaque fréquence porteuse. Sur le schéma de la figure 24, une interpolation temporelle est réalisée sur quatre symboles OFDM.

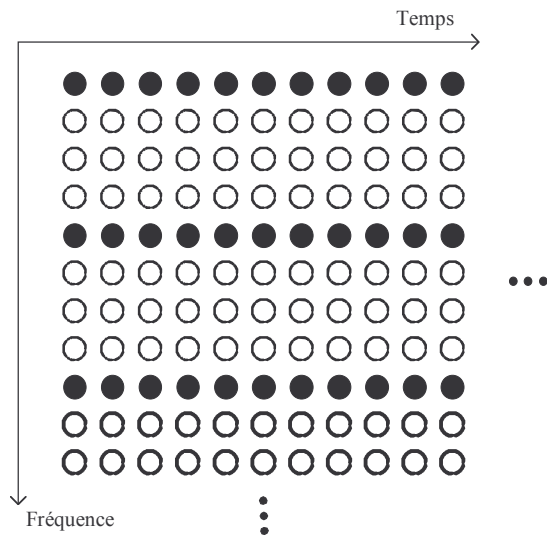


figure 23 : Canal rapide

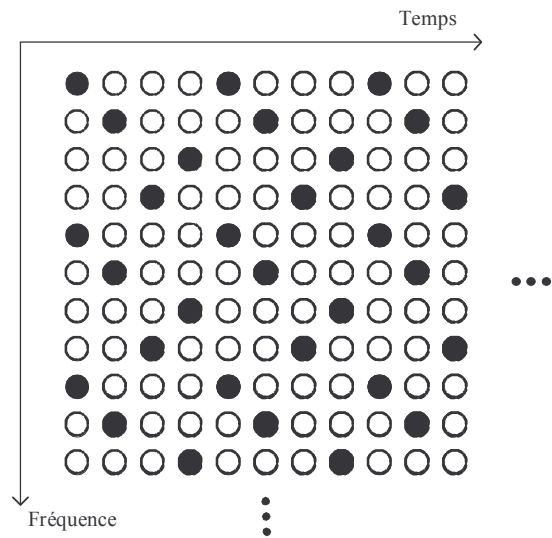


figure 24 : Canal lent

Les deux cas extrêmes ont été montrés, il est possible d'imaginer n'importe quelle solution de disposition des pilotes pour répondre aux caractéristiques particulières d'un canal de propagation donné. Les choix possibles de répartition des pilotes doivent permettre de respecter le théorème d'échantillonnage de Shannon. Ceci ramène aux définitions de la bande de cohérence et du temps de cohérence abordées dans le premier chapitre et rappelées ici :

$$B_c \approx \frac{1}{2\pi \cdot \sigma_\tau} \tag{2-30}$$

$$\text{Et : } T_C \approx \frac{9}{16\pi \cdot f_{d_{\max}}} \quad (2-31)$$

On note Δf_p l'écart fréquentiel entre deux porteuses pilotes et ΔT_p l'écart entre deux pilotes dans le domaine temporel. Le respect du théorème de Shannon implique que les relations (2-32) soient vérifiées. Comme cela a été expliqué dans le chapitre 1, Les définitions de B_C et T_C varient en fonction de la littérature choisie. Pour être précis, il faut parler d'une bande de cohérence et d'un temps de cohérence pour un coefficient de corrélation donné. Les relations (2-30) et (2-31) correspondent à un coefficient de corrélation de 0.5. Dans la pratique, et selon les caractéristiques des canaux de propagation, ce choix peut s'avérer trop sévère pour aboutir à un système OFDM réalisable. Il sera montré qu'il est possible de choisir d'une manière logique un coefficient de corrélation « relâché » permettant d'obtenir de bons résultats.

$$\begin{cases} \Delta f_p \leq B_C / 2 \\ \Delta T_p \leq T_C / 2 \end{cases} \quad (2-32)$$

2.3.1.2 Estimateur de canal et interpolation bidimensionnelle

Comme cela a été vu précédemment, la répartition spatio-temporelle des pilotes fournit une information sous-échantillonnée de la réponse du canal de propagation. Un des rôles de l'estimateur de canal va donc être d'interpoler cette réponse afin d'obtenir une estimation « complète » de la réponse impulsionnelle du canal. Une technique basée sur le filtrage de Wiener est proposée dans [27]. Helard présente dans [24] un principe d'interpolation utilisant la transformée de Fourier discrète. Afin de mieux comprendre cette méthode, il est utile de rappeler les correspondances entre les différentes fonctions qui caractérisent le canal de propagation. Le graphe de la figure 25 montre ces relations.

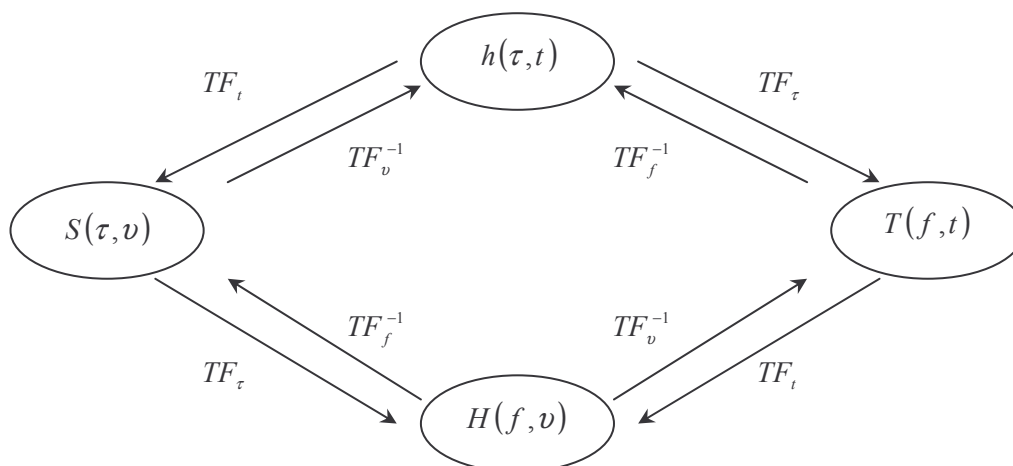


figure 25 : Correspondances entre les fonctions de transfert de canal

TF_x^{-1} est la transformée de Fourier inverse par rapport à la variable x , TF_x est la transformée de Fourier par rapport à la variable x .

Les notations suivantes sont utilisées :

$h(\tau, t)$	domaine retard – temps
$T(f, t)$	domaine fréquence – temps
$H(f, \nu)$	domaine fréquence – Doppler
$S(\tau, \nu)$	domaine retard – Doppler

Nous allons maintenant montrer comment se fait l'interpolation sur la dimension fréquence. Les pilotes sont insérés de manière périodique dans le symbole OFDM toutes les R porteuses. La réponse fréquentielle sous-échantillonnée du canal est :

$$\tilde{T}_\mu \quad \text{avec} \quad \mu = n \cdot R, \quad n \in \left[0 \dots \frac{N-R}{R}\right] \quad (2-33)$$

Soit \hat{T}_k la réponse estimée complète du canal, l'interpolation par filtrage s'exprime ainsi :

$$\hat{T}_k = \sum_{\mu=0}^{N-1} T'_\mu \cdot F_{k-\mu} \quad k \in [0 \dots N-1] \quad \text{et} \quad \begin{cases} T'_\mu = \tilde{T}_\mu & \text{si } \mu = n \cdot R \\ T'_\mu = 0 & \text{si } \mu \neq n \cdot R \end{cases} \quad (2-34)$$

Dans (2-34), les $F_{k-\mu}$ sont les coefficients du filtre passe bas d'interpolation. D'une manière générale, on peut voir la réponse fréquentielle estimée comme une somme pondérée des N/R échantillons de \tilde{T}_μ . C'est cette remarque qui permet, d'après [24], d'utiliser une propriété particulière de la transformée de Fourier discrète selon laquelle la transformée d'un produit de convolution est égal au produit des transformées. On note :

$$\begin{aligned} \hat{h}_n &= IDFT(\hat{T}_k) \\ h'_n &= IDFT(T'_k) \\ f_n &= IDFT(F_k) \end{aligned} \quad (2-35)$$

Les transformées de Fourier sont calculées sur N points et :

$$\begin{cases} T'_k = \tilde{T}_k & \text{si } k = n \cdot R \\ T'_k = 0 & \text{si } k \neq n \cdot R \end{cases} \quad (2-36)$$

L'équation (2-34) peut alors être réécrite dans le domaine temps-retard de la manière suivante :

$$\hat{h}_n = h'_n \cdot f_n \quad n = 0 \dots N-1 \quad (2-37)$$

L'estimation de canal par transformation de Fourier discrète s'effectue en trois étapes. Tout d'abord, il faut appliquer une IDFT afin d'obtenir les h'_n à partir des T'_k . Cette opération permet de passer du domaine fréquence-temps au domaine temps-retard. Ensuite, on effectue le produit de h'_n par f_n , ce qui donne \hat{h}_n . Enfin, en appliquant la transformée de Fourier directe à \hat{h}_n , on obtient les \hat{T}_k . Soit T_k la réponse fréquentielle du canal et h_n la réponse impulsionnelle de ce canal. Si l'estimation est parfaite

aux fréquences pilotes, il est possible de démontrer que la réponse h'_n obtenue par transformée de Fourier discrète inverse de T'_k s'écrit :

$$h'_n = h_n + h_{n+N/R} + h_{n+2N/R} + \dots + h_{n+(R-1)N/R} \tag{2-38}$$

Cette périodicité s'explique par le fait que la fonction IDFT est appliquée sur T'_k dont seulement N/R termes sont non nuls. C'est une des propriétés de la transformée de Fourier. La figure 26 (haut) représente la réponse impulsionnelle h_n du canal à estimer. En bas, le schéma représente l'estimation h'_n de la réponse impulsionnelle qui sera faite par l'application de la transformée de Fourier discrète inverse à T'_k .

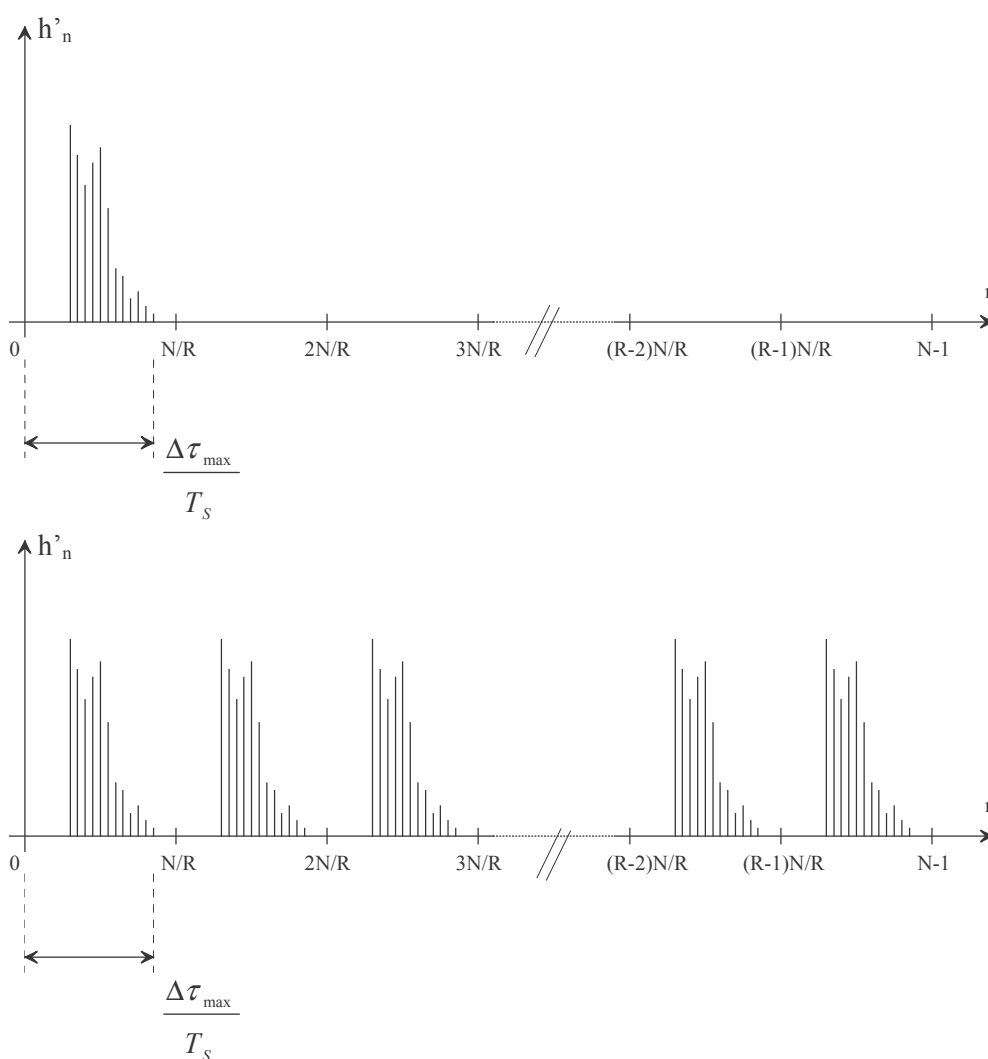


figure 26 : Réponse impulsionnelle réelle et estimée du canal

La figure 26 montre que l'estimation de canal sera correcte s'il n'y a pas de recouvrement dans la réponse impulsionnelle estimée h'_n . Ceci implique la condition suivante sur l'étalement maximal des retards $\Delta\tau_{max}$:

$$\Delta\tau_{\max} \leq \frac{N \cdot T_s}{R} = \frac{T_U}{R} \tag{2-39}$$

Où $1/T_s$ est la fréquence d'échantillonnage de la DFT et T_U le temps symbole. Dès lors que la condition (2-39) est vérifiée, il suffit d'appliquer à h'_n une fenêtre de pondération f_n (définie par (2-40)) pour obtenir la réponse impulsionnelle du canal.

$$\begin{cases} f_n = 1 & \text{si } n \in \left[0 \dots \frac{N}{R} - 1 \right] \\ f_n = 0 & \text{si } n \in \left[\frac{N}{R} \dots N - 1 \right] \end{cases} \tag{2-40}$$

La durée de l'intervalle de garde est choisie plus grande que l'étalement maximal du canal pour éviter les interférences entre symboles. Pour un type de canal donné, la durée de l'intervalle de garde est donc déterminée. A partir de (2-39), on peut déterminer le nombre maximal de porteuses pilotes à placer dans le symbole :

$$N_{\text{pilotes_max}} = \frac{N}{R_{\min}} = \frac{T_{IG}}{T_s} \tag{2-41}$$

Où T_{IG} est la durée de l'intervalle de garde. S'il n'y a pas de recouvrement (condition (2-39) respectée), l'estimation de canal est possible et il n'y a pas besoin de plus de porteuses pilotes que $N_{\text{pilotes_max}}$.

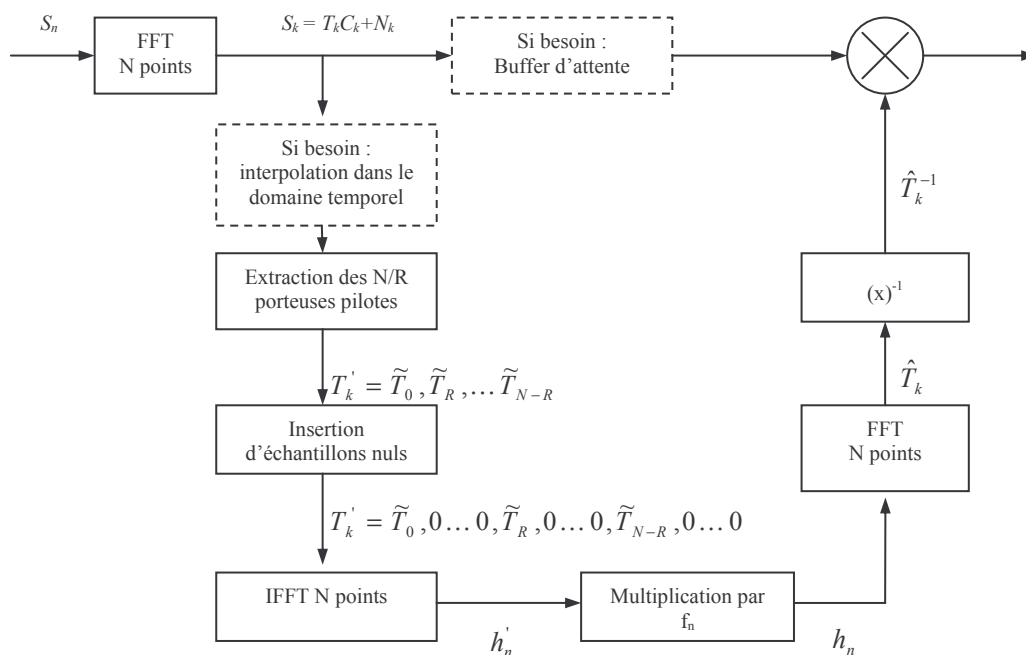


figure 27 : Synoptique de l'estimateur de canal

Le schéma simplifié de la figure 27 représente l'estimateur de canal utilisant l'interpolation sur la dimension fréquentielle par IFFT/FFT. Les deux blocs en pointillés ne servent pas dans le cas où le canal est « rapide » et où tous les symboles OFDM contiennent des pilotes aux mêmes emplacements (cas de la figure 23). Dans cette configuration, l'interpolation sur la dimension temporelle n'est pas nécessaire. D'autre part, l'annulation de l'effet du canal est faite ici de manière brutale : multiplication de S_k par T_k^{-1} . Une technique plus fine est exposée dans [24], elle repose sur un calcul de métrique qui tient compte de la variance du bruit. Cette idée repose sur le fait que le canal varie suffisamment lentement pour qu'une mesure de la variance du bruit puisse être faite en début de trame et utilisée tout au long de la trame. Les métriques pondérées servant à la décision douce du décodage de canal sont alors :

$$\Re\left(\frac{S_{j,k} \cdot T_{j,k}^*}{\sigma_{n(j,k)}^2}\right) \quad \text{et} \quad \Im\left(\frac{S_{j,k} \cdot T_{j,k}^*}{\sigma_{n(j,k)}^2}\right) \quad (2-42)$$

Il sera montré au cours du chapitre 3 traitant du codage de canal comment le calcul de la métrique sera fait pour le modem COFDM ADVANTEN en fonction de la modulation choisie.

2.3.2 Dimensionnement et application au système COFDM ADVANTEN

L'estimateur présenté est parfaitement applicable au système radio OFDM développé pour la société ADVANTEN. Les paramètres qui vont guider les choix techniques sont les suivants :

- Vitesse du mobile : 750 km.h⁻¹
- Etalement maximum des retards : inférieur à 5 μs
- Fréquence de fonctionnement : 2.45 GHz

Paramètre	Valeur	Unité
Vitesse maximale du mobile	750	km/h
Durée de l'intervalle de garde (T_{IG})	5.12	μs
Etalement temporel RMS du canal	0.731	μs
Fréquence d'échantillonnage IFFT	6.25	MHz
Temps symbole	46.08	μs
Produit $F_d \cdot T_U$	0.078	-
Largeur de bande du signal OFDM	5.078	MHz
Débit brut (QPSK)	7.81	Mbits/s
Débit brut (16-QAM)	15.63	Mbits/s
N	256	-
Taille de l'intervalle de garde	1/8	-

tableau 1 : paramètres du système OFDM

Suivant ces paramètres du canal de propagation, la fréquence Doppler est de 1.7 kHz environ. En utilisant (2-31), on calcule le temps de cohérence : $T_C = 105 \mu s$. Un nombre de sous-porteuses de la forme 4^k est un choix intéressant car cela simplifie l'implémentation de la FFT (radix-4). Le tableau 1 résume les performances d'un système à 256 porteuses échantillonné à 6.25 MHz.

Il a été vu en 2.2.4.3 que l'estimateur d'écart d'OL pouvait couvrir une gamme de plus ou moins deux fois l'écart entre porteuses. Cette gamme d'acquisition est dorénavant chiffrable : +/- 48.828 KHz. Un VC-TCXO de référence TCCABLS-20Mz (de marque Taitien), qui s'obtient pour un coût raisonnable, présente une variation de fréquence sur sa gamme de température de +/- 1ppm. Sur cinq années, le vieillissement peut provoquer une variation de +/- 5ppm. Entre un émetteur et un récepteur, l'écart total de fréquence d'OL peut donc, au bout de cinq années d'utilisation, être de 12 ppm. A 2,45 GHz et compte tenu du Doppler, l'écart global est :

$$\Delta f_{\max} = 1700 + 12 \cdot 10^{-6} \cdot 2.45 \cdot 10^9 \approx 31.1 \text{ KHz} \quad (2-43)$$

L'écart Δf_{\max} est bien contenu dans la gamme d'acquisition de l'algorithme de synchronisation.

Avec le dimensionnement du tableau 1, chaque symbole contient des pilotes aux mêmes emplacements (cas d'un canal rapide). Il n'y a donc pas d'interpolation suivant l'axe temporel. D'après (2-41), on peut calculer que 32 pilotes sont nécessaires à une estimation correcte du canal et qu'ils sont donc répartis toutes les 8 porteuses. Cette perte en termes de rendement est jugée acceptable. Pour réaliser un échantillonnage correct, ces 32 pilotes doivent être équi-répartis sur le spectre OFDM, le premier pilote se trouvant à l'indice -128. Ceci n'est pas possible pour plusieurs raisons. Tout d'abord, la porteuse se trouvant à 0Hz est mise à zéro car l'électronique de la chaîne ne peut supporter une composante continue. Ceci n'est pas nécessairement vrai dans le cas où la fréquence intermédiaire est générée de manière numérique, mais nous nous placerons pour cette étude dans le cas général où le signal analogique est en bande de base. De plus, un certain nombre de porteuses sur les extrémités du symbole OFDM sont mises à zéro pour former le spectre et ainsi faciliter le filtrage. Il y a donc des emplacements qui ne peuvent pas contenir de pilote.

Les 256 porteuses sont numérotées de -128 à 127, -128 étant l'indice de la porteuse la plus négative, 0, celui de la porteuse centrale (0 Hz) et 127 l'emplacement de la porteuse la plus positive. En théorie, les indices des porteuses réservées devraient être :

$$[-128, -120, -112, \dots, -8, 0, 8, \dots, 112, 120]$$

Cette répartition permet l'interpolation par FFT de manière directe. Malheureusement, pour les raisons précitées, cette répartition idéale n'est pas possible. Pour la porteuse centrale, une astuce consiste à utiliser un pilote supplémentaire. Plutôt que d'utiliser un seul pilote localisé en 0, on place une porteuse en -1, et une en +1. A la réception, le pilote central est reconstitué par interpolation linéaire de ses deux voisins. Ce principe est illustré par le schéma de la figure 28.

Au niveau du récepteur, les porteuses pilotes des extrémités sont « absentes » du spectre OFDM. Afin de réaliser l'estimation de canal, il faut trouver une solution pour les remplacer. Plusieurs possibilités sont envisageables :

- Utiliser la périodicité de la FFT pour générer, par interpolation entre les extrémités du spectre, les pilotes manquants (mais ceci ne fonctionne que pour un canal Gaussien)
- Extrapoler de manière indépendante les extrémités du spectre
- Mettre arbitrairement ces pilotes à zéro (fenêtrage dans le domaine fréquentiel)

Les simulations de l'estimateur de canal ont montré que l'extrapolation n'était pas un bon choix. L'interpolation n'est bien sûr pas adaptée à un cas de canal multitrajet. La technique qui consiste à mettre les pilotes extrêmes à zéro est brutale mais elle est exempte de complexité et donne des résultats tout à fait acceptables.

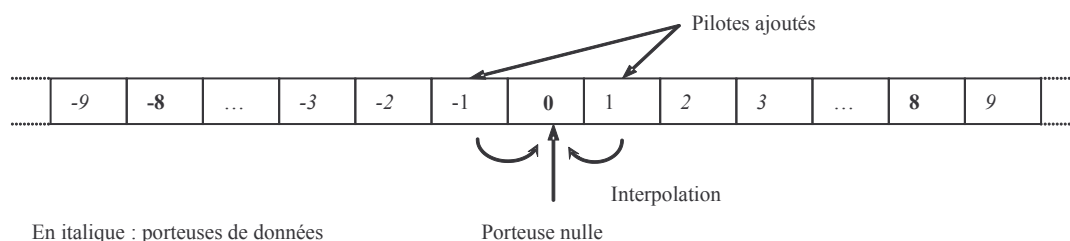


figure 28 : Interpolation pour obtenir le pilote central

Le schéma de la figure 29 représente l'estimateur de canal adapté au système OFDM ADVANTEN. Le bloc « suppression de la modulation » est ajouté car dans un système réel, il est judicieux d'avoir des pilotes dont la phase soit déterminée de manière pseudo-aléatoire au sein du symbole. Ceci réduit la caractéristique périodique (suivant la dimension fréquence) du symbole OFDM et, de ce fait, le rapport entre la puissance instantanée et la puissance moyenne est diminué. L'estimateur de la figure 29 présente le cas idéal de la compensation du canal à la réception, le signal est multiplié par l'inverse de la fonction de transfert estimée du canal. Dans un canal réel en présence de bruit et d'évanouissement sélectif en fréquence, cette compensation n'est pas optimale. En effet, lorsque les pilotes sont entachés de bruit, l'interpolation est de mauvaise qualité et la réponse impulsionnelle estimée est peu fiable. Dans un canal sélectif en fréquence, on constate généralement que la réponse du canal peut être estimée correctement en se servant des quelques trajets d'amplitude significative. Le nombre de trajets « utiles » pouvant être faible. Cette propriété est mise en œuvre et utilisée dans [24] par Héliard. Dans les résultats que nous présentons ici, le seuillage qui est réalisé fonctionne de la manière suivante : le maximum de la réponse impulsionnelle h'_n est mesuré et on met à zéro les trajets tels que :

$$|h'_i| = \max_{n=0..31} |h'_n| - \text{seuil} \quad (2-44)$$

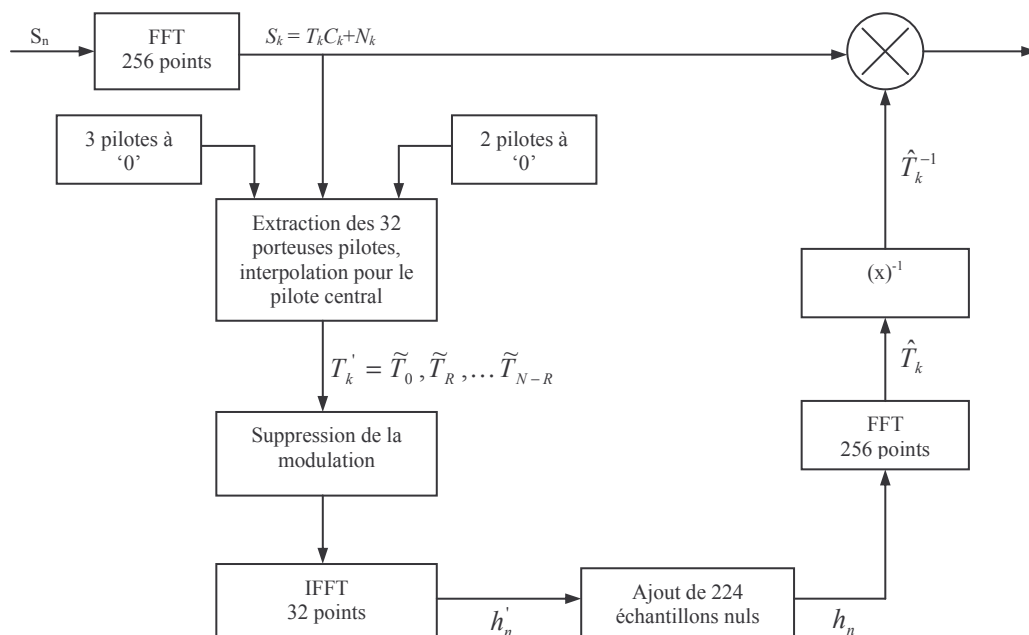


figure 29 : Estimateur de canal appliqué au système ADVANTEN

2.3.3 Performances de l'estimateur de canal

2.3.3.1 Simulations sur canal Gaussien

Les résultats de simulation présentés ont été obtenus à l'aide du logiciel MATLAB / SIMULINK. Afin de valider le modèle du système OFDM et la méthode de simulation, les aspects synchronisation et estimation de canal sont dans un premier temps mis de côté. La figure 30 montre la comparaison entre les valeurs théoriques du taux d'erreur binaire (TEB) et les valeurs obtenues par simulation.

Il y a un écart entre la courbe OFDM théorique et la courbe QPSK théorique. Ceci s'explique par le fait que dans le système OFDM, un certain nombre de porteuses sont nulles. Selon la manière dont on spécifie le rapport signal à bruit (SNR) dans le simulateur, il y a un écart entre le rapport signal à bruit global (SNR) et le rapport E_s/N_0 . Pour un signal QPSK, on a $SNR = E_s/N_0$. Pour un signal OFDM, l'écart entre les deux valeurs est donné par la relation suivante :

$$\Delta = 10 \cdot \log_{10} \frac{N}{N_{non\ nulles}} \tag{2-45}$$

Une étude de l'estimateur est menée. Le système simulé est celui représenté par la figure 31. Le bloc *Data Framing* génère des trains de 360 bits toutes les 46.08 μs . Ces 360 bits sont codés en symboles QPSK Gray par le bloc *QPSK Modulator Baseband*, on obtient donc à ce niveau 180 symboles. Le bloc *OFDM Transmitter* est un peu plus complexe. Il gère l'émission du symbole de synchronisation

en début de trame, puis, il prend les symboles de données, leur ajoute les pilotes, réalise une IFFT 256 points, insère l'intervalle de garde.

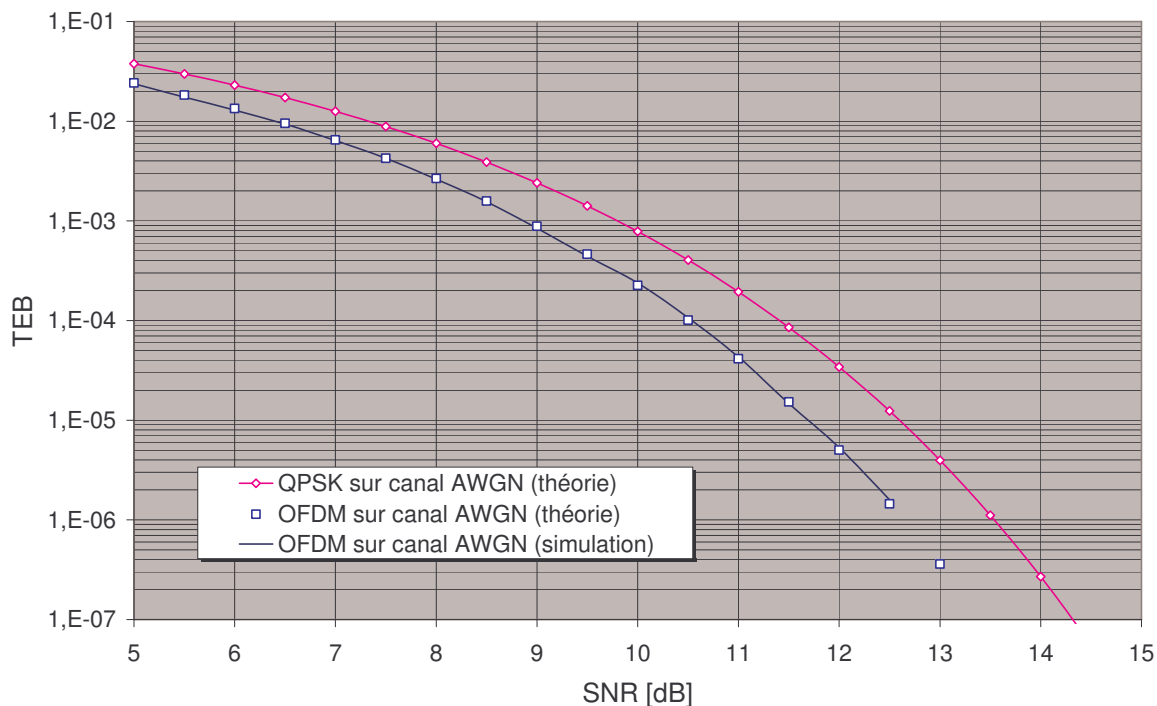


figure 30 : Vérification du modèle de simulation

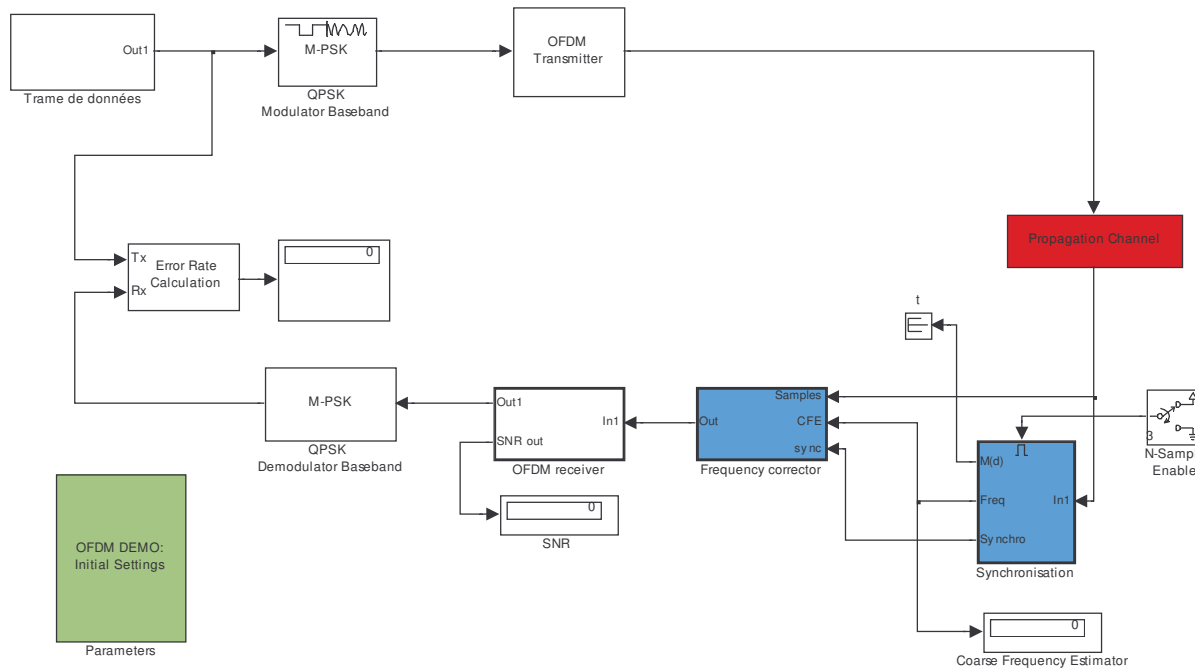


figure 31 : Modèle utilisé pour valider le principe d'estimation de canal

A la sortie du transmetteur, on obtient 288 échantillons temporels par symbole OFDM, la fréquence d'échantillonnage à ce niveau est de 6.25 MHz, dans un premier temps, il n'y a pas de sur-échantillonnage ni de filtrage. Le canal de propagation peut selon les besoins être configuré comme étant un canal de Rayleigh bruité avec Doppler ou simplement un canal à bruit additif blanc Gaussien. Un écart de fréquence peut également être pris en compte afin de simuler les décalages d'OL entre émetteur et récepteur. Le bloc de synchronisation est basé sur la méthode de Shi-Serpedin exposée dans 2.2.4.3. Cet algorithme ne servant qu'au début de la trame, le bloc n'est activé que pendant les quelques premiers symboles, ce qui permet d'économiser les ressources du calculateur. Le rattrapage de l'écart d'OL est en majeure partie effectué par un produit complexe dans le bloc *Frequency Corrector*. Le récepteur OFDM assure la fonction inverse de l'émetteur : suppression de l'intervalle de garde, FFT, extraction des porteuses de données et des pilotes. Les pilotes sont utilisés pour réaliser l'estimation du canal comme exposé précédemment. Les symboles QPSK sont ensuite acheminés vers un démodulateur qui retourne les trains de 360 bits.

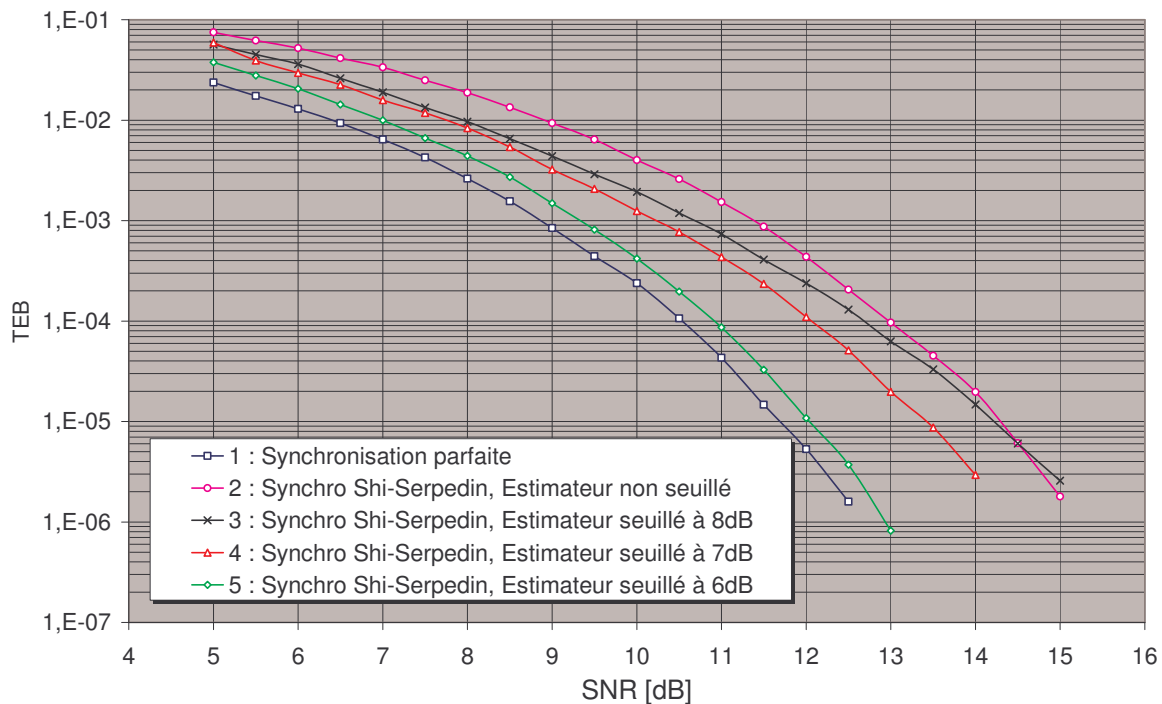


figure 32 : Etude de l'estimateur de canal et du seuillage de la réponse impulsionnelle

La figure 32 représente les courbes de taux d'erreur pour différentes configurations de l'estimateur de canal. La courbe 1 montre le comportement d'un système « idéal », sans estimateur et parfaitement synchronisé. Comme cela a été expliqué plus haut, l'ajout d'un estimateur de canal perturbe ce fonctionnement idéal car l'interpolation de la réponse du canal est fortement dégradée par le bruit. La courbe 2 correspond au taux d'erreur d'un système OFDM utilisant l'estimateur de canal proposé sans

seuillage de la réponse impulsionnelle. La dégradation est de 2.5 dB pour un taux d'erreur de 10^{-4} . Ceci rapproche fortement du cas de démodulation différentielle et l'utilisation d'un estimateur de canal en vue de faire de l'égalisation peut être remise en cause. Cependant, le fait d'implémenter dès le début une estimation de canal facilite une évolution vers un schéma de modulation à plus grande efficacité spectrale (16-QAM, par exemple).

Le seuillage de la réponse impulsionnelle du canal permet d'améliorer sensiblement les performances de l'estimateur. Il n'existe pas de règle théorique définissant la valeur du seuil optimal. De manière empirique, selon [24], elle se situe aux alentours de 5 à 6 fois l'écart type du bruit mesuré pour un rapport E_b/N_0 égal à 7 dB (dans le cas d'une modulation QPSK). Les courbes 3, 4 et 5 de la figure 32 montrent les résultats de simulations obtenus pour un seuillage respectivement à 8, 7 et 6 dB du maximum de la réponse impulsionnelle.

2.3.3.2 Simulations sur canal de Rayleigh

En canal sélectif en fréquence avec Doppler, l'estimateur de canal PSAM tel qu'il a été présenté peut être mis en défaut par trois phénomènes :

- La cohérence fréquentielle du canal
- La cohérence temporelle du canal
- Les effets de masquage de trajets par le seuillage

L'étalement des trajets dans le temps est synonyme de sélectivité fréquentielle du canal. Plus il y a de la dispersion des retards et moins le canal est cohérent dans le domaine fréquentiel. Le nombre de pilotes dans un symbole OFDM doit alors être suffisant pour que l'estimation interpolée soit correcte. L'influence de cette dispersion temporelle a été étudiée. D'autre part, la forte mobilité du système induit une dispersion Doppler des trajets. Cette dispersion va poser problème car le canal est changé au cours du temps symbole. La théorie de l'échantillonnage suppose que le canal varie peu pendant le temps symbole pour réaliser une estimation correcte. Les défauts introduits par le manque de cohérence temporelle ont été étudiés. Enfin, dans un canal de Rayleigh sélectif en fréquence à fort rapport signal à bruit, la reconstruction du canal est idéale si tous les trajets sont pris en compte. Cela signifie que le seuillage de la réponse impulsionnelle doit s'adapter intelligemment selon deux paramètres qui sont le rapport signal à bruit moyen et l'importance de la dispersion des retards.

La figure 33 montre deux de ces aspects. On se place alors dans le cas d'un canal statique sur le temps symbole afin de supprimer l'effet de la variation temporelle du canal. Le rapport signal à bruit (SNR) est fixé à 30 dB. Les trajets sont répartis de manière exponentielle avec l'approximation suivant laquelle l'écart type des retards (σ_τ) est égal au septième de τ_m , retard entre le premier et le dernier trajet. Dans le cas de la courbe 1, l'estimateur n'est pas seuillé. L'intégralité de la réponse impulsionnelle est donc conservée pour l'estimation de canal, ce qui n'est pas gênant car le rapport

signal à bruit est bon. On observe donc simplement une croissance lente du taux d'erreur binaire quand l'écart type des retards augmente. Par contre, si la réponse impulsionnelle est seuillée brutalement (6dB, courbe 2), une partie significative des trajets est perdue pour la reconstitution du canal. Ceci se voit plus quand l'écart type des retards est important car les trajets sont plus nombreux. Quand la dispersion temporelle est faible, la décroissance exponentielle est très rapide, comme la réponse impulsionnelle est échantillonnée, le nombre de trajets nécessaires à la reconstruction du canal diminue rapidement. Le seuillage n'a alors que peu d'effet sur le taux d'erreur et les courbes 1 et 2 se rejoignent.

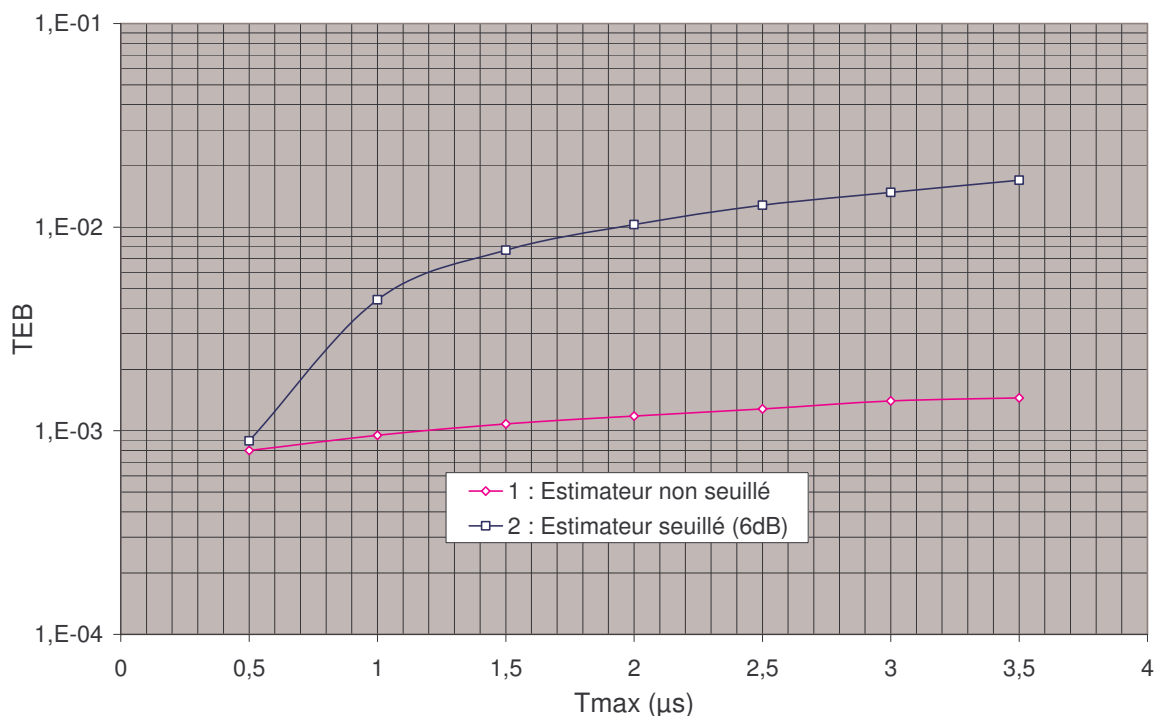


figure 33 : Influence de l'étalement temporel et du seuillage sur le TEB

L'étude du système sur un canal de Rayleigh avec Doppler a montré les limitations de l'estimateur par rapport à la cohérence temporelle du canal pendant le temps symbole. La figure 34 illustre les résultats de simulations obtenus pour un rapport signal à bruit fixé à 30 dB. Le retard maximal sur les trajets est de 0,1 µs, ceci assure une cohérence fréquentielle quasi uniforme sur la bande et évite de se préoccuper des problèmes cités précédemment. L'estimateur est seuillé à 6 dB, ce qui n'est pas gênant étant donné la très faible dispersion des retards. Les résultats présentés correspondent à des vitesses comprises entre 66 km.h⁻¹ (Fd = 150 Hz) et 1000 km.h⁻¹ (Fd = 2300 Hz). Le système a été dimensionné pour fonctionner jusqu'à une vitesse de 750 km.h⁻¹ (soit Fd = 1700 Hz), on observe un taux d'erreur résiduel de 5,5 10⁻³ à cette vitesse dans le meilleur des cas pour la dispersion des retards.

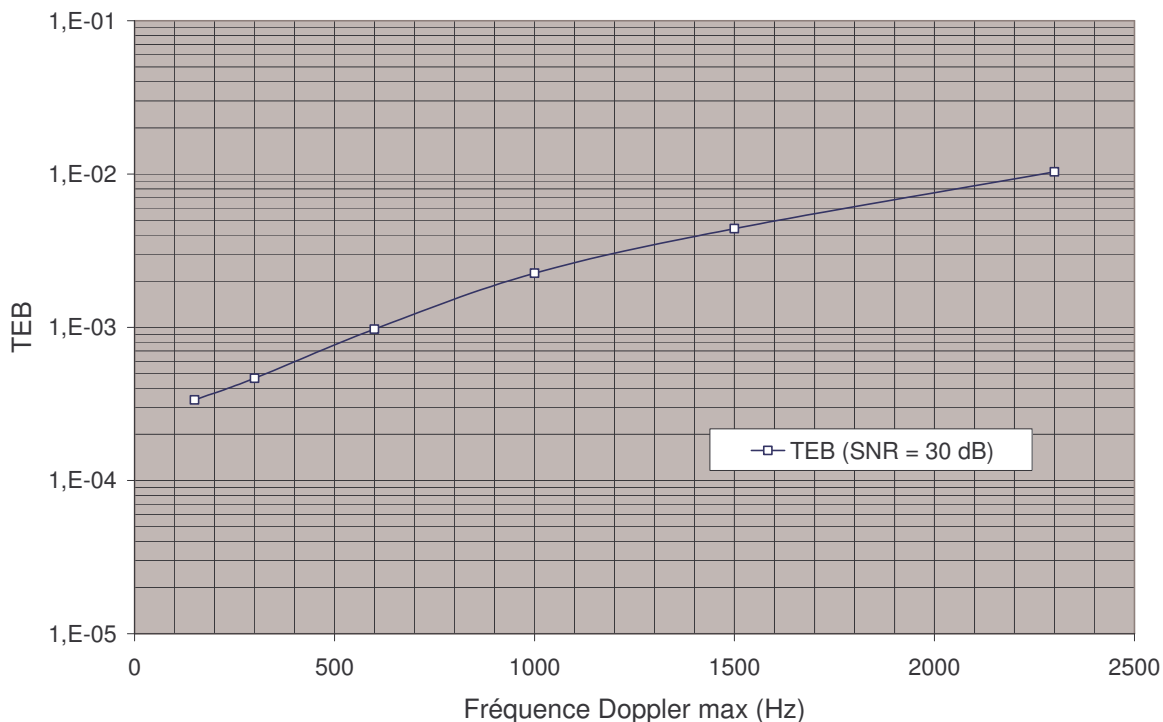


figure 34 : Influence du Doppler sur le TEB

2.3.3.3 Discussion sur le problème du seuillage

Le problème du seuillage de la réponse impulsionnelle estimée du canal est complexe car ses solutions sont étroitement liées au type de canal auquel on a affaire. Dans la pratique, il est impossible de savoir exactement quel canal sera rencontré. La solution à retenir sera un compromis donnant des résultats modestes mais acceptables dans les deux types de canaux extrêmes (canal à bruit additif blanc Gaussien et canal de Rayleigh avec Doppler).

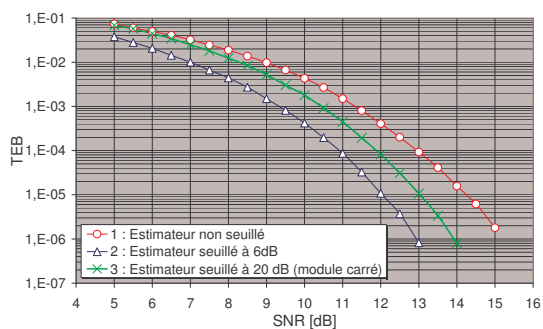


figure 35 : Canal Gaussien

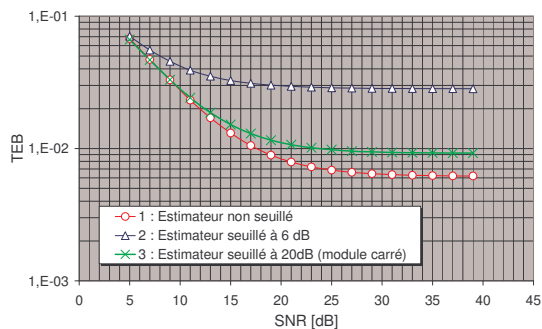


figure 36 : Canal de Rayleigh

La conception d'un algorithme réalisant un seuillage adaptatif (voir [24]) serait idéale, mais est assez compliquée. Une solution plus rapide à mettre en œuvre a été recherchée. La figure 35 et la figure 36 montrent les courbes de taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal à bruit pour un canal Gaussien (figure 35) et un canal de Rayleigh avec Doppler de 1500 Hz (figure 36). Trois types de seuillage sont effectués : absence de seuillage (courbes 1), seuillage à 6 dB du maximum basé sur une mesure de l'amplitude des trajets (courbes 2) et seuillage à 20 dB du maximum basé sur une mesure du module carré de l'amplitude des trajets (courbes 3). Sur canal de Rayleigh, les meilleurs résultats sont obtenus lorsqu'il n'y a pas de seuillage de la réponse impulsionnelle estimée. Sur canal Gaussien, c'est l'inverse, les meilleures performances sont atteintes lorsque le seuillage est le plus sévère (courbe 2, seuil à 6dB). La constatation qui a servi de règle est la suivante : « par le seuillage, tel que nous le réalisons, il y a plus à perdre en canal de Rayleigh qu'à gagner en canal Gaussien ». En effet, le taux d'erreur résiduel en canal de Rayleigh est bien plus gênant que les 2.5 dB (cf. figure 32) qui nous éloignent de la courbe correspondant à une estimation de canal « idéale » en canal Gaussien. Les courbes 3 (figure 35 et figure 36) montrent un exemple de compromis possible pour le seuillage de la réponse impulsionnelle.

2.3.4 Conclusions

Les premières simulations réalisées pour un système OFDM en canal AWGN et en canal de Rayleigh avec fort Doppler ont permis de tirer un certain nombre de conclusions. Tout d'abord, le bon fonctionnement de l'algorithme de synchronisation temporelle et d'estimation grossière de l'écart d'OL a été vérifié pour les deux cas extrêmes de canal de propagation. L'algorithme de Shi-Serpedin est donc choisi pour synchroniser les trames du futur produit OFDM ADVANTEN. Par contre, l'estimateur de canal utilisé est mis en défaut par un Doppler important. Comme le canal change trop pendant la durée d'un symbole OFDM, l'estimateur commet des erreurs et un taux d'erreur résiduel apparaît en canal de Rayleigh. Cependant, cet estimateur présente l'intérêt de la simplicité et de réutiliser des blocs qui seront déjà présents dans le composant (IFFT et FFT) et le codage de canal devrait permettre de supprimer le taux d'erreur résiduel. Enfin, le problème du seuillage de la réponse impulsionnelle du canal a été abordé. Il semblerait dans un premier temps que le choix le plus judicieux serait de ne pas tronquer la réponse estimée, afin d'optimiser les performances du système en canal de Rayleigh, car en canal Gaussien, les résultats seront très certainement bons.

Références Bibliographiques du Chapitre 2

- [11] J. H. STOTT, « The Effects of Frequency Errors in OFDM », BBC R&D Dept. 1995.
- [12] P. MOOSE, « A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction », IEEE Trans. Comm., vol. 42, pp. 2908-2914, October 1994.
- [13] H. NOGAMI, T. NAGASHIMA, « A Frequency and Timing Period Acquisition Technique for OFDM Systems », PIRMC, September 1995.
- [14] J.-J. VAN DE BEEK, M. SANDELL, P. BÖRJESSON, « ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems », IEEE Trans. Signal Proc., vol. 45, no. 7, July 1997.
- [15] T. M. SCHMIDL, D. C. COX, « Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM », IEEE Trans. Comm., vol. 45, no. 12, December 1997.
- [16] M. MORELLI, U. MENGALI, « An Improved Frequency Offset Estimator for OFDM Applications », IEEE Comm. Letters, vol. 3, no. 3, March 1999.
- [17] V. S. ABHAYAWARDHANA, I. J. WASSELL, « Residual Frequency Offset for Coherently Modulated OFDM Systems in Wireless Communications », Laboratory for Communications Engineering, university of Cambridge.
- [18] Z. DLUGAZEWSKI, K. WESOLOWSKI, « Simple Coarse Frequency Offset Estimation Schemes for OFDM Burst Transmission », Institut of Electronics and Telecommunications, Poznan University of Technology.
- [19] A. MIAOUDAKIS, A. KOUKOUGIANNIS, G. KALIVAS, « An All-Digital Feed-Forward CFO Cancellation scheme for Hiperlan/2 in multipath environment », PIMRC 2002.
- [20] H. MINN, M. ZENG, V. K. BHARGAVA, « On Timing Offset Estimation for OFDM Systems », IEEE Comm. Letters, vol. 4, no. 7, July 2000.
- [21] K. SHI, E. SERPEDIN, « Coarse Frame and Carrier Synchronization of OFDM Systems », Dept. Of Electrical Engineering, Texas A&M University, July 2003
- [22] N. SAGIAS, A. PAPATHANASSIOU, P. T. MATHIOPOULOS, G. TOMBRAS, « Burst Timing Synchronization for OFDM – Based LEO and MEO Wideband Mobile Satellite Systems », National Observatory of Athens and National University of Athens.
- [23] D. RIFE, R. BOORSTYN, « Single-Tone Parameter Estimation From Discrete-Time Observations », IEEE Trans. Inf. Theory, vol. IT-20, pp. 591-598, September 1974
- [24] J-F HELARD, « Modulations Codées en Treillis Associées à un Multiplex de Porteuses Orthogonales en Présence de Canaux Affectés de Trajets Multiples », Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, Mai 1992.
- [25] Y-S. CHOI, P. J. VOLTZ, F. A. CASSARA, « On Channel Estimation and Detection for Multicarriers Signal in Fast and Selective Rayleigh Fading Channels », IEEE Trans. Comm., vol. 49, August 2001.
- [26] B. YANG, K. BEN LETAIEF, R. S. CHENG, Z. CAO, « Channel Estimation for OFDM Transmission in Multipath Fading Channels Based on Parametric Channel Modeling », IEEE Trans. On Comm., vol. 49, n°3, March 2001.
- [27] P. HOEHER, S. KAISER, P. ROBERTSON, « Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation in Time and Frequency », Institute for Communications Technology, German Aerospace Research Establishment.
- [28] H. TANG, K. Y. LAU, R. W. BRODERSEN, « Interpolation-Based Maximum Likelihood Channel Estimation Using OFDM Pilot Symbols », Berkeley Wireless Research Center.

Chapitre 3 Codage de canal

3.1 Introduction

Le principe d'un codage de canal est d'ajouter une certaine redondance aux données afin de pouvoir, en cas d'erreur de transmission, détecter et corriger ces erreurs. Une certaine quantité d'information est ajoutée aux données de départ. Les algorithmes de codage de canal sont nombreux, le choix du principe de codage de canal était soumis pour ADVANTEN à un certain nombre de contraintes rappelées ici :

- Rendement du code
- Performances
- Simplicité des algorithmes de codage et décodage par rapport au système
- Possibilité d'obtenir un modèle simulable
- Coût
- Latence
- Critère de souplesse sur la taille des mots de code

Pour conserver une efficacité spectrale de 1 bits/s/Hz, un rendement de 0.8 est nécessaire. Nous attendons du code choisi des performances acceptables pour ce rendement. La simplicité des algorithmes de codage et de décodage est souhaitable dans le but de limiter les temps de simulation et d'arriver rapidement à une réalisation matérielle, tout en économisant les ressources matérielles. La possibilité d'obtenir un modèle simulable est une contrainte importante : certains codes au format propriétaires risquent de demander beaucoup de temps pour créer un modèle de simulation. Le coût est également un facteur à prendre en compte pour le développement : une IP (Intellectual Property) coûte cher et de plus, l'acheter ne permet pas de maîtriser parfaitement son contenu. D'autre part, les applications visées par ADVANTEN n'autorisent pas une latence importante, et donc, des mots de code excessivement longs. Enfin, plus un code sera souple, et mieux il saura être adapté à la taille des symboles du système OFDM que nous aurons imaginé.

3.2 Etat de l'art

3.2.1 Codes algébriques ou en bloc

Les codes algébriques, plus communément appelés codes en blocs sont presque toujours linéaires. Cela signifie que la relation entre un mot de code de taille n et un bloc d'information de taille k est une

opération linéaire qui peut être écrite sous la forme d'une opération matricielle. La détection et la correction des erreurs se fait en calculant ce qui est appelé le syndrome (cf. [29]). Un syndrome est nul si et seulement si le mot reçu est un mot de code. Un syndrome non nul implique donc une erreur de transmission, mais le fait que le syndrome soit nul ne permet pas d'affirmer l'absence d'erreur (cas d'une fausse détection). Un code en bloc linéaire $C(n,k)$ de distance minimale d_{min} peut détecter $d_{min}-1$ erreurs et corriger toutes les combinaisons de $(d_{min}-1)/2$ erreurs.

Les codes cycliques font partie de la famille des codes en blocs linéaires. La propriété d'un code cyclique est la suivante : « toute permutation circulaire à gauche de j éléments binaires d'un mot de code est un mot de code ». Les mots de code sont représentés par un polynôme plutôt que par un vecteur.

Les codes de Hamming, Golay, Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH), Reed-Solomon (RS) et Reed-Muller sont des codes en blocs linéaires. Ce sont des codes très structurés et performants pour des petites tailles de mot de code ($n < 1000$), cependant, les codes algébriques n'ont jamais permis d'atteindre la capacité théorique de canal (l'écart est de 2 à 3 dB sur canal Gaussien).

3.2.2 Codes convolutifs ou récurrents

Les codes convolutifs sont des codes linéaires basés sur la convolution discrète. Chaque bloc de n éléments binaires en sortie du codeur dépend du bloc de k éléments binaires à l'entrée, mais également des m blocs précédents. Cet aspect confère aux codes convolutifs un effet mémoire d'ordre m . On définit la longueur de contrainte par la quantité $(m+1)$. Le décodage des codes convolutifs peut être fait à l'aide de structures en treillis. L'algorithme de Viterbi est l'exemple de décodeur en treillis le plus répandu. Suivant la taille du treillis (proportionnel à la longueur de contrainte), le décodage peut devenir très complexe. Les performances des codes convolutifs deviennent optimales quand m tend vers l'infini.

3.2.3 Codes graphiques

Les codes graphiques ou LDPC ([30] et [31], Low Density Parity Check) ont été inventés par Gallager en 1962. LDPC est un type particulier de code en bloc linéaire et est caractérisé par une matrice de parité ayant une faible densité de '1'. L'idée générale dans LDPC est de poser « au hasard » $n-k$ contraintes de parité sur les n bits. Les codes LDPC se représentent à l'aide d'un graphe bipartite appelé graphe de Tanner. Les codes LDPC peuvent se décoder de manière itérative en utilisant le principe de décision douce et la notion de Logarithme de Rapport de Vraisemblance.

Les codes LDPC sont restés ignorés jusqu'à l'invention des Turbocodes en 1993, qui a provoqué un regain d'intérêt pour l'étude des codes LDPC utilisant un décodeur itératif. Les codes LDPC se posent aujourd'hui comme une alternative aux Turbocodes pour les futures générations de systèmes de communications numériques et ont déjà été adoptés pour la norme DVB-S2.

3.2.4 Les Turbocodes et le concept turbo

Les Turbocodes ont été inventés au début des années 1990 par Claude Berrou et Alain Glavieux, chercheurs de l'ENST Bretagne (voir [32] et [33]). L'innovation du principe « Turbo » consiste à améliorer le décodage par un procédé itératif permettant un affinage progressif du résultat. Les Turbocodes utilisent le concept des codes produits : l'information est rangée dans une structure bidimensionnelle et est codée de deux manières différentes en parallèle. Suivant l'idée originale des Turbocodes, il s'agit de deux codeurs convolutifs à faible longueur de contrainte, qui associés deviennent très puissants. Un entrelaceur pseudo-aléatoire de grande taille est utilisé entre les deux codeurs pour briser les groupes d'erreurs. Le décodeur travaille sur des échantillons réels, on parle de décodeur SISO (Soft In, Soft Out). Ce décodeur à décision douce utilise en alternance (série) le code horizontal et le code vertical. Le second décodeur apporte des informations (appelées informations extrinsèques) qui sont susceptibles d'améliorer le travail du premier décodeur. Ainsi, à chaque nouvelle itération, les décodeurs utilisent les informations extrinsèques de l'itération précédente. C'est le principe « Turbo » qui a donné son nom à la technologie « Turbocodes » et suivant lequel les informations échangées entre les décodeurs améliorent successivement la qualité du résultat.

La distinction est faite entre les Turbocodes convolutifs et les Turbocodes en bloc, dans lesquels les codeurs convolutifs sont remplacés par des codes en bloc (Hamming, BCH, RS...).

3.2.5 Les Hypercodes

Les Hypercodes parfois appelés « Enhanced Turbo Product Codes » et décrits par Hunt dans [34] appartiennent à la famille des codes en bloc, ils peuvent être vus comme un cas dérivé d'un code LDPC qui de plus, utilise le principe turbo. L'idée est de regrouper dans une structure multidimensionnelle des codes simples. La structure forme dans sa globalité le mot de code. Chaque code de faible complexité est décodé en décision douce à partir des échantillons reçus suivant un processus itératif basé sur le concept de « maximum a posteriori » (MAP). Les Hypercodes sont inspirés de différents travaux portant sur le décodage probabiliste utilisant la notion de Logarithme de Rapport de Vraisemblance (Log-Likelihood Ratios ou « LLR »), le concept de maximum à posteriori, le principe de Turbo Décodage et d'utilisation de l'information extrinsèque. D'après l'auteur, les Hypercodes sont particulièrement adaptés à des systèmes de communication où on utilise une modulation avec une efficacité spectrale supérieure à 1 bit/s/Hz. Les performances sont excellentes puisqu'elles s'approchent de celles des Turbocodes ou des codes LDPC, sans en avoir la complexité.

3.3 Choix d'une technique de codage de canal

3.3.1 Pré requis

Ce travail a été réalisé en gardant à l'esprit une vision « industrielle » du problème posé. Plutôt que de chercher à simuler en détail toutes les techniques de codage qui s'offraient à nous (ce qui aurait certainement consommé beaucoup de temps), nous avons tenté de répondre à la question « Comment arriver le plus vite possible à un système répondant complètement aux contraintes fixées au paragraphe 3.1, tout en maîtrisant au mieux les méthodes mises en œuvre ? ». Les comparatifs des différentes techniques de codage ont donc été faits en fonction de la disponibilité (ou la rapidité de réalisation) des modèles de simulation, ainsi que d'après les performances annoncées par les fournisseurs d'IPs et les auteurs de publications. Les Hypercodes présentaient alors un intérêt particulier dans la mesure où la littérature ([34]) fournissait des solutions « clés en main » et tant les performances annoncées étaient enviables. C'est la raison pour laquelle notre travail fut essentiellement axé sur des comparatifs par rapport à ces codes.

3.3.2 Hypercodes et codes concaténés

Afin de disposer d'une base de départ, les Hypercodes (HC) ont d'abord été comparés avec un code « convolutif + Reed-Solomon » à rendement et taille de mot de code équivalents. Les simulations ont été faites pour un système mono-porteuse QPSK en canaux de Rayleigh et Gaussien.

Pour le système « conventionnel », le code convolutif (code interne) a une longueur de contrainte de 7 et son polynôme générateur est (171, 133) en représentation octale ; ce code est poinçonné pour obtenir un rendement de $7/8^{\text{ème}}$. Le code externe est un code de Reed-Solomon (514, 468). Le rendement global est de 0.797. Le système utilisant les Hypercodes met en œuvre une structure 3D+ (3 dimensions plus parité diagonale) de taille (17x17x18, 16x16x16) poinçonné pour obtenir un code (5184, 4096) de rendement 0.7901.

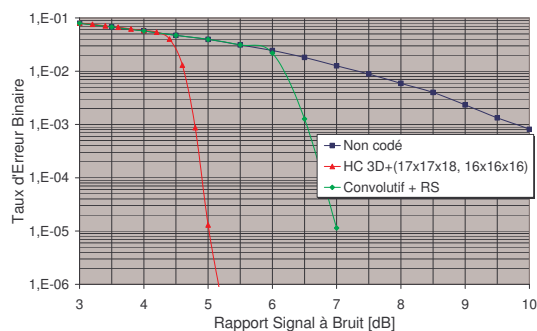


figure 37 : Canal Gaussien

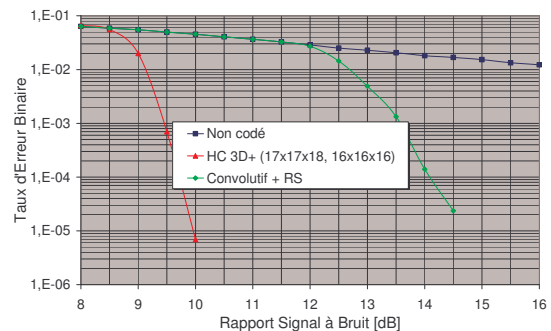


figure 38 : Canal de Rayleigh

Les résultats de simulation (voir figure 37 et figure 38) ont montré une nette supériorité des performances des Hypercodes devant les codes concaténés (convolutif + RS). En canal à bruit additif blanc Gaussien, le gain est de 2.15 dB pour un taux d'erreur binaire de 10^{-6} . En canal de Rayleigh, les performances de l'Hypercode dépassent de 4.9 dB celles du code « convolutif + RS ». Par rapport au système non codé, le gain de codage apporté par l'Hypercode est de 8.5 dB en canal Gaussien pour un taux d'erreur binaire de 10^{-6} .

3.3.3 Hypercodes et Turbocodes

Ne disposant pas de modèle de simulation pour les Turbocodes et codes LDPC, la comparaison est faite en utilisant les chiffres fournis par Turbo-Concept pour ses produits (TC30XX version du 08/08/2005). Ces Turbocodes en bloc utilisent un code BCH ($t = 2$) ou de Parité. D'après les résultats annoncés par Turbo-Concept, les performances sont meilleures avec le code BCH, ce sont ces chiffres qui sont donnés dans le tableau 2.

Type	Structure du code	Rendement	Nb. Itérations max	Quantification	E_b/N_0 (dB) @BER = 10^{-8}
TC	(64x64, 57x57)	0.793	5	4 bits	3.9
HC	3D+ (17x17x18, 16x16x16)	0.790	16	Float	2.4
HC	2D++ (17x19, 16x16)	0.790	5	Float	4.5

tableau 2 : Comparatifs Turbocodes / Hypercodes

La supériorité apparente des Hypercodes devant les Turbocodes est à relativiser. En effet, ces performances devraient être revues légèrement à la baisse avec une quantification des métriques plus restrictive. Le nombre d'itérations pour le décodeur HC peut paraître important, mais une itération de décodage d'un Hypercode est bien moins complexe que le turbo-décodage d'un TPC-BCH.

3.3.4 Conclusion

Il a été montré que le rendement de codage requis plaçait les performances des Hypercodes nettement devant celles des codes concaténés convolutifs + RS. Face aux Turbocodes, les Hypercodes présentent l'intérêt de la très grande flexibilité de la taille de bloc à performances comparables. D'autre part, l'utilisation des Hypercodes permettrait à la société ADVANTEN une parfaite maîtrise de l'aspect codage de canal dans ses modems OFDM. Ce sont ces raisons qui ont orienté notre choix vers les Hypercodes.

3.4 Les Hypercodes

3.4.1 Principes généraux

Le terme « équation de parité » sera utilisé pour désigner un ensemble de bits auxquels aura été ajouté un bit de parité. On parlera de « parité paire » lorsque l'équation de parité contient un nombre pair de '1' et de « parité impaire » quand le nombre de '1' de l'équation de parité est impaire. La construction d'une équation de parité par adjonction d'un bit de parité à des données permet de détecter un nombre impair d'erreurs au sein de cette équation. L'association d'équations de parité dans des structures géométriques particulières permet de construire des codes correcteurs d'erreurs. La distance minimum d'un code correcteur d'erreur est notée d_{min} , cette valeur est à l'image du pouvoir correcteur du code. La distance d_{min} correspond au plus petit nombre de bits du mot de code qui doit être changé pour obtenir un autre mot de code. Pour une équation de parité, la distance minimale est 2, ce qui est très faible. Heureusement, il est possible de créer des structures utilisant les équations de parité qui augmentent de manière notable la distance minimale, donc le pouvoir correcteur du code. On peut par exemple imaginer une structure à deux dimensions, par exemple, un carré de 3x3 bits, auquel on ajoute un bit de parité sur chaque ligne, puis, un bit de parité sur chaque colonne. Ceci est illustré par le schéma de la figure 39.

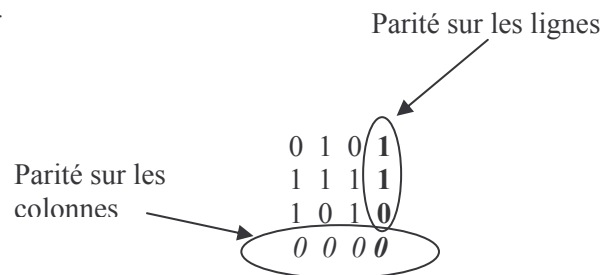


figure 39 : Calcul bidimensionnel de la parité

Les bits de parité sur les lignes (en gras) sont d'abord calculés, ce qui donne dans cet exemple 3 équations de parité de 4 termes chacune. Ensuite, on calcule les bits de parité sur les colonnes, en prenant en compte la colonne de parité sur les lignes : 4 équations de parité de 4 termes chacune. Le bit de parité dans le coin en bas à droite (parité sur la parité) est aussi un bit de parité pour la dernière ligne. Lors du décodage, il y aura donc non plus 3 mais 4 équations de parité sur les lignes et 4 sur les colonnes. Avec cet exemple de code simple, on code 9 bits de données par un mot de code de 16 bits, le rendement est de $9/16^{\text{ème}}$. Ce cas simple peut être généralisé à N dimensions. Dans un cas à trois dimensions, on aurait utilisé 27 bits de données pour former un cube de 3x3x3 bits. La parité est alors calculée de la même manière qu'en deux dimensions, pour chaque ligne, chaque colonne et chaque plan. On obtiendrait alors un cube 4x4x4 bits contenant le mot de code. La distance minimale d'un code de ce type double à chaque fois qu'une dimension est ajoutée :

$$d_{min} = 2^N \quad (3-1)$$

3.4.2 Augmentation de la distance minimale du code

3.4.2.1 Code à structure multidimensionnelle

Comme cela a vient d'être vu, lorsque le nombre de dimensions de la structure du code augmente, la distance minimale du code est augmentée. Une simple équation de parité est monodimensionnelle et sa distance minimale est 2. Si l'on empile des équations de parité qui ont le même nombre de termes, et qu'on ajoute un bit de parité pour chaque colonne de cet arrangement, on obtient une structure plane « paritaire » dont la distance minimale est 4. Si plusieurs structures planes sont associées, et que des bits de parité sont calculés et ajoutés dans le dernier plan de la structure à trois dimensions obtenue, la distance minimale de la structure est de 8. Il est mathématiquement possible de concevoir des structure à 4, 5, 6... dimensions pour obtenir des codes très robustes. Tout le problème réside dans la complexité du décodage. En effet, le nombre d'équations de parité entrant dans les calculs itératifs croit très rapidement avec la dimension de l'hypercube.

Si l'on considère à titre d'exemple un rendement de codage fixé à 0.5, un code 2D qui donne ce rendement est un code (4x3, 3x2). Six bits de données sont utilisés pour construire un mot de code de 12 bits. La distance minimale d'un tel code est 4. En 3D, il est nécessaire d'augmenter le nombre de bits de données : (5x5x5, 4x4x4), soit 64 bits de données. Une augmentation de la distance minimale du code requiert de passer à une structure 4D avec un code (7x7x7x5, 6x6x6x4), la taille du mot de code est alors de 28672 bits. Ceci illustre le fait qu'augmenter la distance minimale du code en jouant simplement sur la dimension de la structure « mot de code » implique de manipuler des tailles de blocs rapidement gigantesques. Ceci complique sévèrement les calculs et peut induire des phénomènes de latence gênants au niveau du récepteur.

Dans [34], Hunt propose une alternative à l'accroissement de la dimension de la structure constituant le mot de code. Il s'agit de trouver une (ou plusieurs) manière(s) de calculer des bits de parité supplémentaires qui complètent efficacement les deux techniques (pour une structure 2D) : lignes, colonnes, ou les trois techniques (pour une structure 3D) : ligne, colonne, plan. Les propriétés requises pour ce calcul de parité additionnel sont :

- (1) La distance minimale du code doit être accrue (c'est la moindre des choses).
- (2) Les bits de parité additionnels, correctement rangés, doivent constituer une (ou plusieurs, selon la dimension) équation de parité, de manière à pouvoir être améliorés par l'algorithme de décodage itératif.

3.4.2.2 La notion de parité diagonale

Le fait d'ajouter des équations de parité suivant une diagonale d'un plan (pour le cas 2D, par exemple), permet d'augmenter la distance minimale du code. Hunt montre dans [34] que le fait d'ajouter la parité diagonale à une structure 2D permet d'obtenir une distance minimale de 6 au lieu de 4. Ceci est vérifié si la longueur des côtés de la structure plane du mot de code est impaire (donc, un code type impair x impair, pair x pair). L'extension de ce principe à des structures plus complexe est faite dans [34]. Ainsi, pour une structure 3D, Hunt explique comment la distance minimale du code passe de 8 à 14 en ajoutant un plan de parité diagonale. Ces bonnes performances sont atteintes si la structure du code est de type cubique (par opposition à parallélépipédique) avec des longueurs de côté impaires.

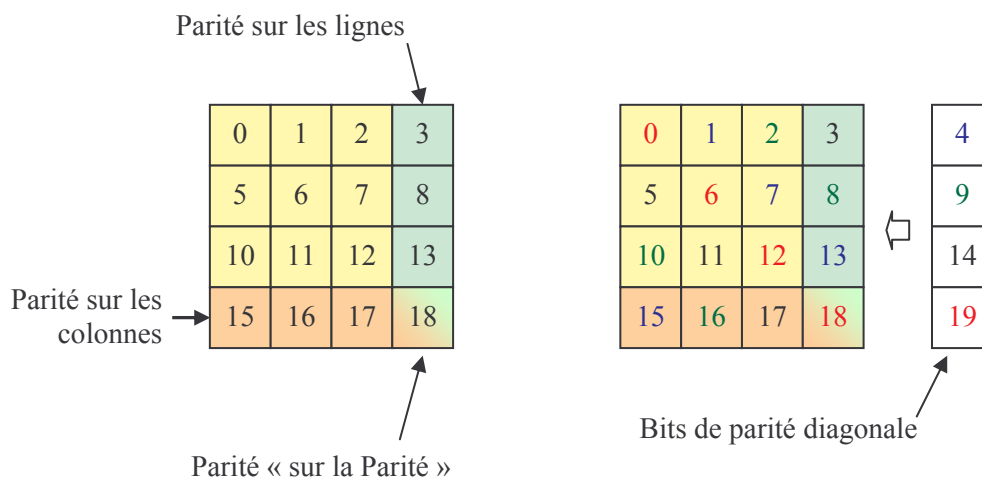


figure 40 : Ajout de la parité diagonale pour une structure 2D

La figure 40 montre comment peuvent être calculés les bits de parité diagonale dans le cas 2D. A gauche, on retrouve une structure 2D classique d'un code (4x4, 3x3) (cas non-idéal, mais c'est un exemple) avec en jaune, les bits de données, en vert, les bits de parité sur les lignes et en orange, les bits de parité sur les colonnes. Les numéros inscrits correspondent aux indices des bits dans la structure après codage, donc, en tenant compte des bits de parité diagonale, qui n'ont pas encore été ajoutés. A droite, le calcul des bits de parité diagonale est fait. Les bits d'une même couleur font partie d'une même équation de parité. Dans cet exemple, le parcours de la structure 4x4 est fait de manière circulaire en partant du coin en haut à gauche. Lorsqu'il y a « sortie » de la structure par la dernière colonne (ex : 1, 7, 13, sortie), le ou les bit(s) manquant(s) sont trouvés en remontant à partir du coin en bas à gauche. Ainsi, la liste des indices formant les équations de parité est la suivante : (0, 6, 12, 18, 19), (1, 7, 13, 15, 4), (2, 8, 10, 16, 9) et (3, 5, 11, 17, 14). La longueur d'une équation de parité est dans cet exemple de 5 (le bit de parité faisant bien sûr partie intégrante de l'équation). Les bits (4, 9,

14, 19) forment ici une nouvelle équation de parité sur les colonnes, c'est la propriété (2) énoncée plus haut. Il est à noter par contre qu'il n'y a pas de raisons pour que les équations de parité sur les lignes de la structure 2D+ (2D « plus diagonale ») 4x5 obtenue soient prolongées en leur ajoutant les bits (4, 9, 14, 19). Dans cet exemple, le fait d'ajouter une parité diagonale diminue le rendement du code de 20 % (0.5625 à 0.45), en augmentant la distance minimale de 4 à 6. C'est assez cher payé, mais si on imagine le cas d'un code (17x17, 16x16), l'adjonction de la parité diagonale (code 2D+ (17x18, 16x16)) a un coût bien moindre puisque le rendement n'est diminué que de 5.6 % (0.8858 à 0.8366).

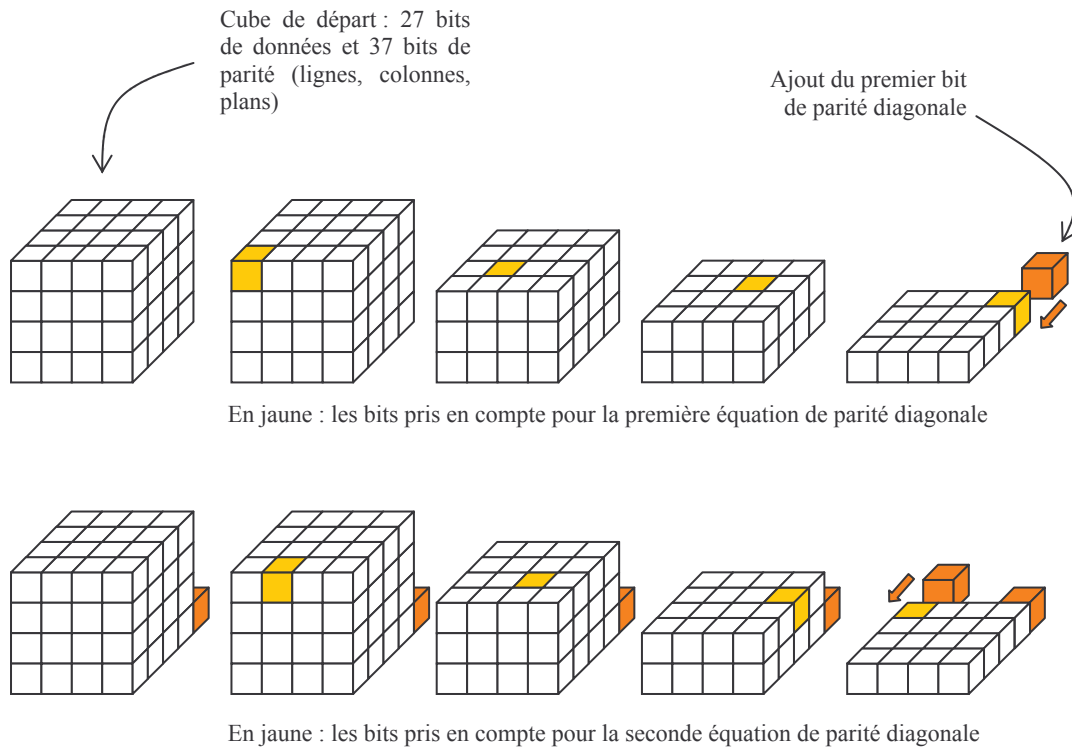


figure 41 : Construction du plan de parité diagonale pour une structure 3D

Le calcul d'un plan diagonal pour une structure à 3 dimensions est plus complexe et demande une certaine gymnastique d'esprit pour sa construction. La figure 41 illustre comment un plan de parité diagonale est construit pour un code (4x4x5, 3x3x3) (soit (4x4x4, 3x3x3) + 1 plan diagonal). La partie haute du schéma montre la manière dont la première équation de parité est calculée. Chaque nouveau bit pris en compte n'appartient pas à la même ligne/colonne/plan que les précédents. Ainsi, deux bits appartenant à la même équation de parité diagonale ne peuvent se retrouver dans la même équation de parité sur les lignes, colonnes ou plans, c'est cette propriété qui permet d'augmenter la distance minimale du code. Pour les bits suivants (exemple de la seconde équation de parité de la figure 31), le même principe de rotation est utilisé que dans le cas 2D. Lorsque l'on arrive « en bout de structure », le ou les bits suivants sont pris de l'autre côté.

3.4.3 Décodage des Hypercodes

3.4.3.1 Le décodeur soft-in / soft-out (SISO)

Lorsqu'un ensemble de bits correspondants à des équations de parité est transmis sur un canal de propagation, la sortie du récepteur ne prend a priori pas les valeurs '1' et '0', qui correspondraient à une décision dure, mais un nombre quantifié. Cet échantillon réel (qui est calculé différemment selon la modulation utilisée) traduit la confiance que l'on peut avoir dans le bit reçu. Une valeur négative de forte amplitude traduit un haut degré de confiance dans la réception d'un '1', tandis qu'une valeur positive de forte amplitude correspond à une forte probabilité qu'un '0' ait été envoyé. Lorsque les valeurs absolues se rapprochent de zéro, la probabilité d'erreur est plus forte. Un démodulateur suivi d'un décodeur utilisant ces informations de probabilité fait de la « décision douce » et est généralement beaucoup plus performant qu'un décodeur à décision dure.

Le rôle du décodeur va être d'utiliser les informations de parité afin de modifier les informations de décision douce reçues. Le but est d'améliorer « la crédibilité » des échantillons reçus. Bien entendu, le décodage sera peu efficace si une seule équation de parité est utilisée, c'est pourquoi le décodage d'un mot de code se fera en se servant de l'ensemble des équations de parité. La redondance ajoutée par l'aspect multidimensionnel du code est ainsi mise à profit.

Le fonctionnement de base du décodeur est décrit par le schéma de la figure 42. Les échantillons de sortie du récepteur (après quelques corrections liées au canal de propagation) sont appelés métriques. Le décodeur calcule d'abord la parité de chaque ensemble de métriques correspondant à une équation de parité. Ce calcul est simple, il suffit de compter le nombre d'échantillons négatifs. Si ce nombre est impair, la « crédibilité » de l'équation sera diminuée : diminution de l'amplitude des échantillons. Si ce nombre est pair, l'amplitude des échantillons est augmentée. L'ajustement d'amplitude pour un bit particulier est déterminé par la métrique qui a la plus faible amplitude, sans tenir compte de la métrique correspondant au bit considéré.

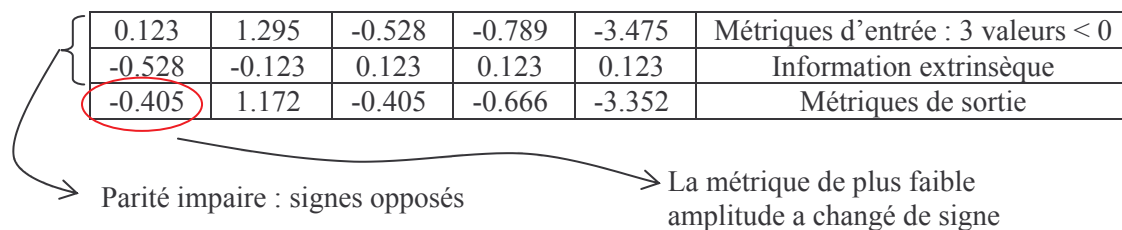


figure 42 : Décodage soft-in / soft-out

Dans l'exemple de la figure 42, l'équation de parité contenait forcément au moins une erreur, puisqu'il y a 3 métriques négatives. L'amplitude des échantillons est alors diminuée en additionnant à chaque métrique une valeur de signe opposé. L'ensemble des valeurs additionnées constitue l'information

extrinsèque associée à cette itération de décodage. On constate dans l'exemple choisi que la métrique de plus faible amplitude a changé de signe. Cela peut signifier qu'une erreur a été corrigée, mais aussi qu'une autre erreur a été introduite. C'est le décodage itératif utilisant tour à tour les équations de parité suivant les différentes dimensions de la structure du mot de code qui permettra, à la convergence, de corriger en principe la majeure partie des erreurs.

La technique de décodage décrite ici s'appelle « max-log-APP » (max-log- A Posteriori Probability). *Max-log-APP* (ou plus communément max-log-MAP) est une simplification de la technique originale « log-MAP » (log- Maximum A Posteriori). L'approximation qui est faite est la suivante :

$$\log(e^x + e^y) \approx \max(x, y) \quad (3-2)$$

et elle permet de réduire le calcul de l'information extrinsèque à un travail basique sur le signe et l'amplitude des échantillons. La simplicité de cette méthode confère aux Hypercodes leur facilité d'implémentation et incite à la construction de structures de codes à grand nombre de dimensions.

3.4.3.2 Le décodage itératif

Le décodeur SISO travaille sur une équation de parité. Le décodage en lui-même consiste à appeler de manière itérative le décodeur SISO à utiliser toutes les équations de la structure du code. Il y a convergence si toutes les équations de parité de la structure multidimensionnelle du mot de code sont vérifiées avant qu'un nombre maximal d'itération donné ne soit atteint. Plusieurs issues sont alors envisageables :

- Il y a convergence vers le bon mot de code
- Il y a convergence vers un mauvais mot de code
- Il n'y a pas convergence et le nombre maximal d'itérations est atteint

Dans le cas où il n'y a pas convergence, les métriques modifiées par le décodeur sont ignorées et remplacées par les métriques d'entrée. Dans les deux premiers cas, les métriques calculées par le processus itératif de décodage sont renvoyées puisqu'il n'y a aucun moyen de savoir s'il s'agit d'un faux décodage.

Le décodeur applique le calcul de Maximum A Posteriori à chaque équation de parité de la première dimension de la structure du mot de code. Ensuite, le même calcul est fait pour les équations de parité de la seconde dimension et des suivantes. A chaque nouveau calcul, les informations extrinsèques des précédentes dimensions sont prises en compte. Lorsque toutes les équations de parités ont été utilisées, l'itération est terminée. Le décodeur vérifie alors s'il y a convergence ou si le nombre maximum d'itération est atteint pour éventuellement s'arrêter. Le cycle itératif se poursuit en soustrayant des métriques calculées lors de l'itération précédente les informations extrinsèques du dernier cycle. Cette étape clé du décodage est nécessaire et permet une amélioration notable des performances. Il est donc

indispensable, à chaque cycle, de stocker dans une mémoire les informations extrinsèques calculées pour chaque équation de parité. L'algorithme de décodage est décrit par le graphe de la figure 43. Les métriques sont notées LLR, EXTINF est l'information extrinsèque.

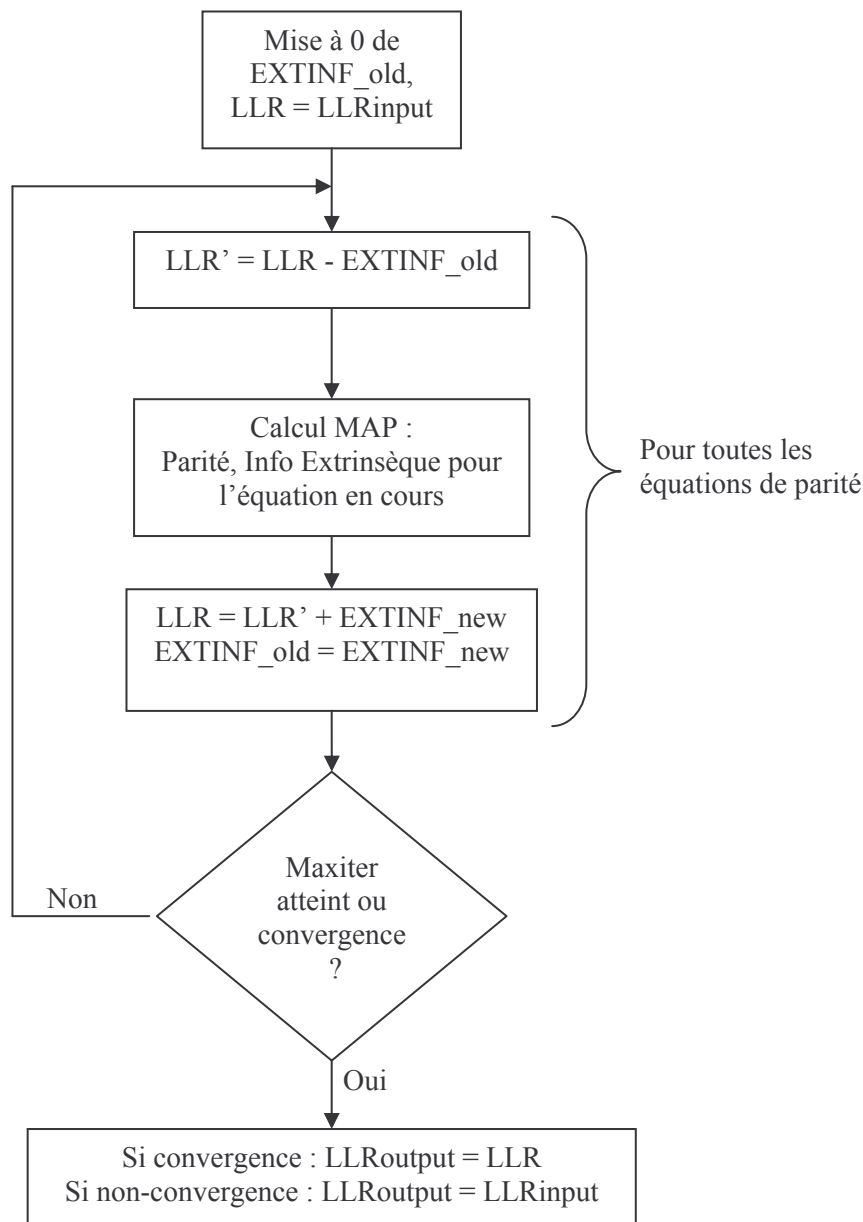


figure 43 : Graphe simplifié de l'algorithme de décodage

Dans [34] Hunt explique que les performances du décodeur peuvent être améliorées de manière significative en diminuant l'amplitude des coefficients de l'information extrinsèque avant de les additionner aux LLRs. Les résultats qu'il présente sont donnés pour un facteur multiplicatif (appelé « Scale Factor ») de 0.625. Le fait d'ajuster l'amplitude de l'information extrinsèque permet, de manière imagée, de modifier la rapidité et la précision de la convergence du décodeur itératif. Le choix

de la valeur du Scale Factor dépend de la structure du mot de code et du nombre maximum d'itérations prévu. Si le nombre maximal d'itérations est grand, l'amplitude des informations extrinsèque peut être réduite (Scale Factor petit), et de cette façon, la convergence vers le bon mot de code est plus précise. Si le Scale Factor est trop grand, le risque de converger vers un mauvais mot de code est augmenté.

3.4.4 Le calcul des métriques

3.4.4.1 Cas des modulations antipodales

Le décodeur utilisant le principe de « Maximum a Posteriori » travaille en principe avec des valeurs de probabilités comme métriques. Cependant, travailler directement avec ces valeurs peut engendrer des problèmes de précision dans la représentation des nombres, et donc de dégradation des performances. Ce souci de précision a été contourné en introduisant les quantités appelées « LLR », log-likelihood ratios. Ces quantités sont couramment utilisées par les décodeurs MAP. Le LLR d'une probabilité p est défini ainsi :

$$llr = \log_{10} \frac{p}{1-p} \quad (3-3)$$

L'équation (3-3) n'a de sens que si p est différent de 0 et de 1. Dans le cas pratique d'un canal de propagation, ce sont des cas qui n'arrivent bien sûr jamais.

Dans le cas d'une modulation BPSK où l'énergie par bit est notée E_C , l'amplitude des signaux en sortie x du récepteur prend en principe les valeurs :

$$x = \pm \sqrt{E_C} \quad (3-4)$$

Un signe négatif correspondant à la transmission d'un '1' et un signe positif, d'un '0'. Le bruit en sortie est un bruit additif blanc Gaussien de moyenne nulle et de variance :

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2} \quad (3-5)$$

La fonction de densité de probabilité en sortie du récepteur est, suivant le bit qui a été transmis :

$$\begin{aligned} f_x \langle x|0 \rangle &= \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot N_0}} \cdot \exp \left[-\frac{1}{N_0} \left(x - \sqrt{E_C} \right)^2 \right] \\ f_x \langle x|1 \rangle &= \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot N_0}} \cdot \exp \left[-\frac{1}{N_0} \left(x + \sqrt{E_C} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (3-6)$$

Les probabilités de transmission d'un '1' ou d'un '0' peuvent s'exprimer de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
 p\langle 0|x \rangle &= \frac{f_x \langle x|0 \rangle}{f_x \langle x|0 \rangle + f_x \langle x|1 \rangle} \\
 p\langle 1|x \rangle &= \frac{f_x \langle x|1 \rangle}{f_x \langle x|0 \rangle + f_x \langle x|1 \rangle}
 \end{aligned}
 \tag{3-7}$$

Par convention, le LLR est défini ainsi :

$$llr = \log \frac{p\langle 0|x \rangle}{p\langle 1|x \rangle}
 \tag{3-8}$$

En utilisant (3-6) et (3-7) dans (3-8), on obtient :

$$llr = 4 \cdot \frac{E_c}{N_0} \cdot \frac{x}{\sqrt{E_c}}
 \tag{3-9}$$

La normalisation des échantillons reçus en utilisant (3-9) nécessite la connaissance de la puissance du signal reçu et du rapport signal à bruit pour chaque échantillon. Grâce à l'utilisation de la technique max-log-MAP, cette mise à l'échelle de x n'est pas nécessaire pour un canal Gaussien. Elle l'est par contre en canal à évanouissements ou en présence de brouilleur localisé.

Dans le cas concret du récepteur OFDM étudié, le rapport signal à bruit moyen est connu pour chaque trame (estimation faite par l'algorithme de Shi-Serpedin à chaque début de trame), et est donc par hypothèse le même pour chaque symbole OFDM de la trame. D'autre part, l'égalisation est faite grâce à l'estimateur de canal. Il est donc possible de réduire le calcul des LLRs de la manière suivante :

- Cas BPSK :

$$llr = \frac{x}{\sqrt{E_c}}
 \tag{3-10}$$

- Et l'extension au cas QPSK (codage de Gray) donne :

$$\begin{aligned}
 llr_A &= \frac{\Re(x)}{\sqrt{E_c}} \\
 llr_B &= \frac{\Im(x)}{\sqrt{E_c}}
 \end{aligned}
 \tag{3-11}$$

Où les indices A et B pour les LLRs correspondent aux deux bits codés par la modulation QPSK.

La figure 44 montre les constellations obtenues pour un signal OFDM modulé en QPSK au niveau du récepteur : avant égalisation (a), après égalisation (b) et après normalisation selon (3-11), en (c). Dans

le cas d'une décision dure, ce sont les échantillons après égalisation qui seraient utilisés. La normalisation se sert de l'information de puissance du signal venant de l'estimateur de canal pour accorder une confiance plus ou moins importante aux échantillons reçus.

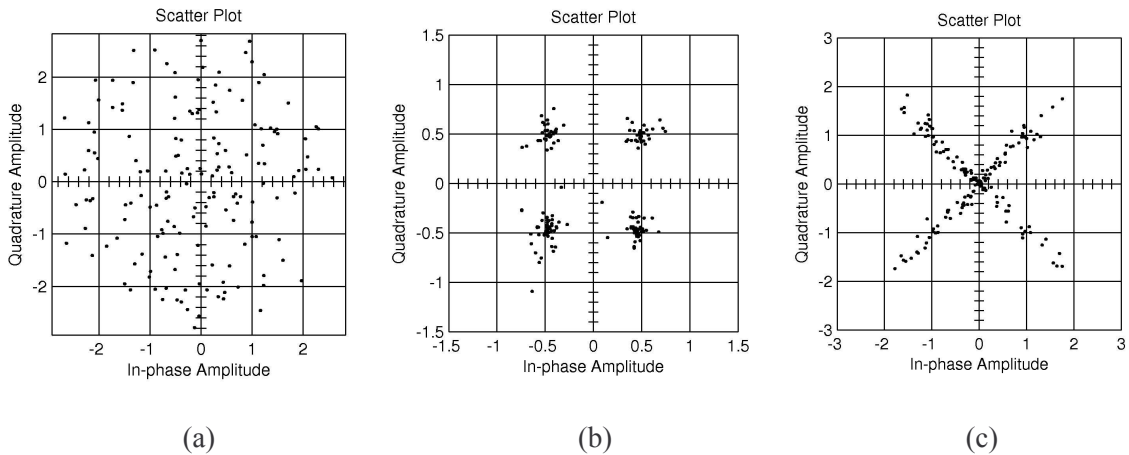


figure 44 : Constellations QPSK au niveau du récepteur

3.4.4.2 Extension au cas 16-QAM

Le calcul des LLR pour des constellations plus complexes que QPSK et BPSK consiste à déterminer pour chaque bit du symbole reçu la probabilité qu'il soit un 0. Le calcul exact de cette probabilité est gourmand. Dans [34], Hunt propose d'approximer ce calcul en localisant, pour chaque bit ' i ' du symbole reçu, le point de la constellation le plus proche qui a un '0' à la ' i ème' position, et de la même manière, le point de la constellation le plus proche qui a un '1' à la ' i ème' position. La différence entre les distances carrées du point reçu à chacun de ces deux points donne la valeur du LLR pour le bit considéré.

Un choix judicieux de la constellation permet de simplifier les calculs de manière non négligeable. La figure 45 montre comment le mapping 16-QAM est réalisé. $B_{3..0}$ représentent les quatre bits du symbole, B_3 étant le bit de poids fort et B_0 le bit de poids faible. En utilisant ce schéma de modulation, B_0 et B_1 permettent de situer un point dans l'un des quatre quadrants et un calcul simple sur B_2 et B_3 permettent de déterminer si le point reçu est au centre, dans les coins, sur les bords gauche et droit, ou sur les bords hauts et bas.

L'algorithme de calcul des LLRs fonctionne de la manière suivante :

1. A partir de V , le symbole reçu, détermination des 4 bits de décision dure $B_{3..0}$
2. En fonction de $B_{3..0}$, renvoie :

X : symbole correspondant à une décision dure

X_0 : symbole le plus proche de X pour lequel B_0 diffère

X_1 : symbole le plus proche de X pour lequel B_1 diffère

X_2 : symbole le plus proche de X pour lequel B_2 diffère

X_3 : symbole le plus proche de X pour lequel B_3 diffère

3. Calcul du LLR :

$$llr'_i = (-2B_i + 1) \cdot (\|V - X_i\|^2 - \|V - X\|^2) \quad i \in [0 \dots 3] \quad (3-12)$$

4. Normalisation du LLR en fonction de la puissance reçue :

$$llr_i = llr'_i \cdot \|channel_est\|^2 \quad i \in [0 \dots 3] \quad (3-13)$$

A titre d'exemple, la figure 45 montre une constellation 16-QAM sur laquelle ont été placés les points particuliers X , $X_{0,3}$, pour une position de V particulière.

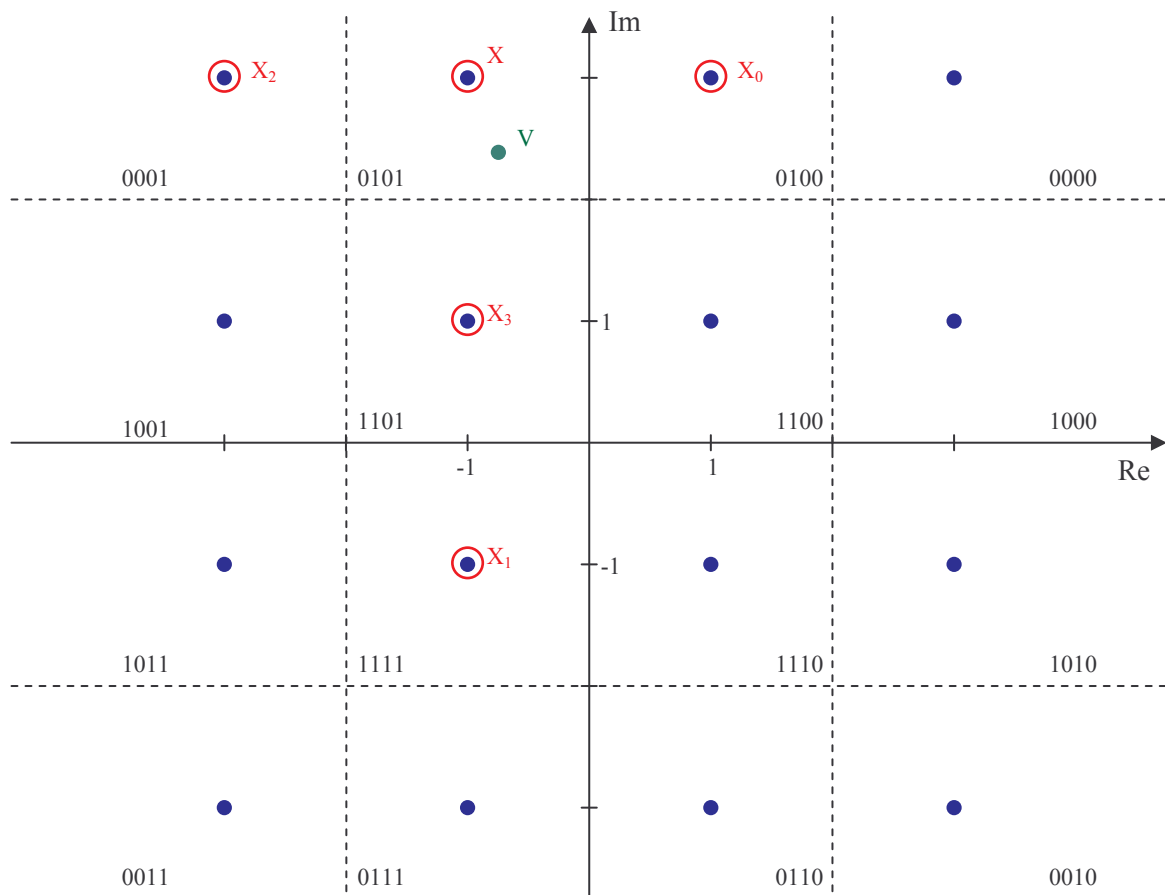


figure 45 : Constellation 16-QAM

3.5 Performances des Hypercodes : résultats de simulation

3.5.1 Système mono-porteuse

Les Hypercodes ont d'abord été étudiés sur un système mono-porteuse. Ceci permettait d'avoir des temps de simulations courts et ainsi, de comparer un grand nombre de structures de codes.

3.5.1.1 Comparaisons en fonction de la structure du code

Les résultats de simulations présentés par le graphique de la figure 46 correspondent à un système QPSK mono-porteuse en canal à bruit additif blanc Gaussien pour différentes structures de code. Les structures de codes ont été choisies de manière à ce que la taille des blocs soit compatible avec le système COFDM défini. Le rendement est bien évidemment aussi pris en compte. Les résultats correspondant au même système en canal de Rayleigh sont donnés par la figure 47. (La notation 2D++ correspond à un code avec deux diagonales intervenant dans le calcul de parité).

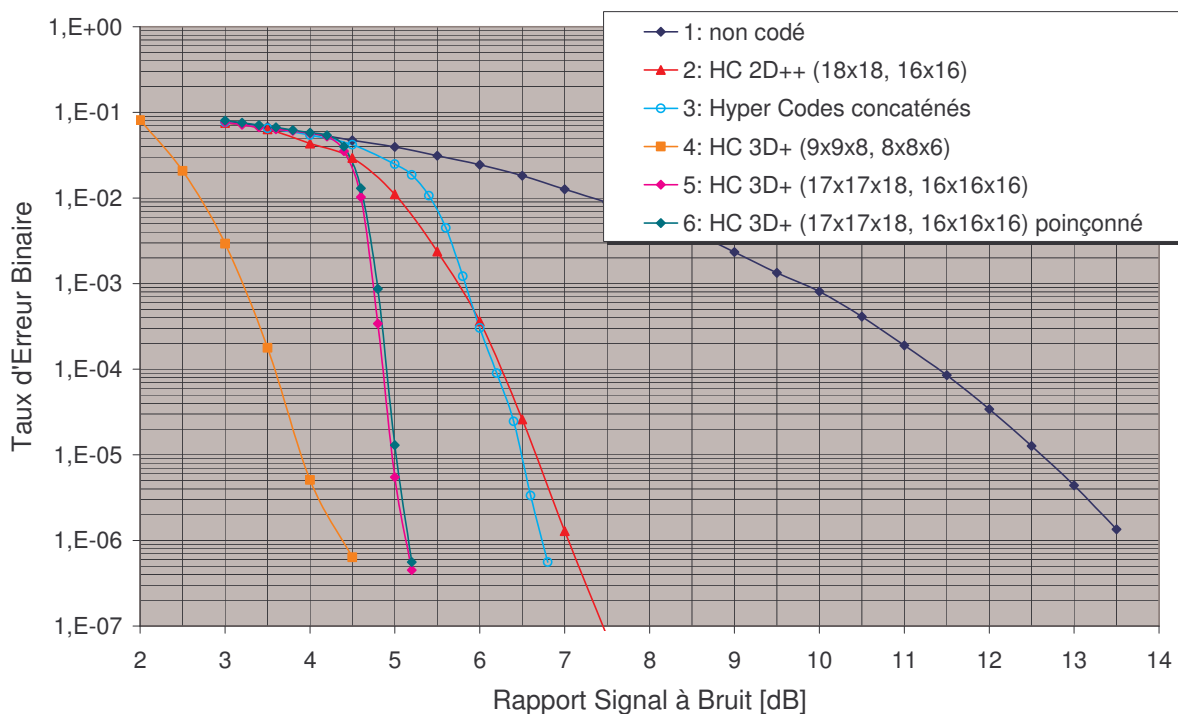


figure 46 : Comparatifs de structures d'Hypercodes, Canal Gaussien, Système mono-porteuse

Le code court 2D++ (18x18, 16x16) tient sur un symbole OFDM, il permet une latence très faible pour un rendement de 0.79. Le code 3D+ (17x17x18, 16x16x16) ou son équivalent poinçonné ont un gain de codage plus important pour le même rendement, mais comme la taille de bloc est plus importante, la latence est plus grande. Enfin, le code 3D+ (9x9x8, 8x8x6) est un code à haut pouvoir correcteur mais de rendement beaucoup plus faible (0.59). Ce dernier code ne serait utilisable qu'avec une modulation de type 16-QAM afin de conserver l'efficacité spectrale globale minimale de 1 bit/s/Hz.

Le code concaténé qui a été étudié est constitué d'un code externe 2D++ (65x67, 64x64) qui est poinçonné (3 bits retirés, ce qui est très faible) et d'un code interne « court » 2D+ (18x18, 16x17). Au décodage, les mots de code sortant du décodeur interne sont regroupés par 16 avant d'être envoyés au décodeur externe.

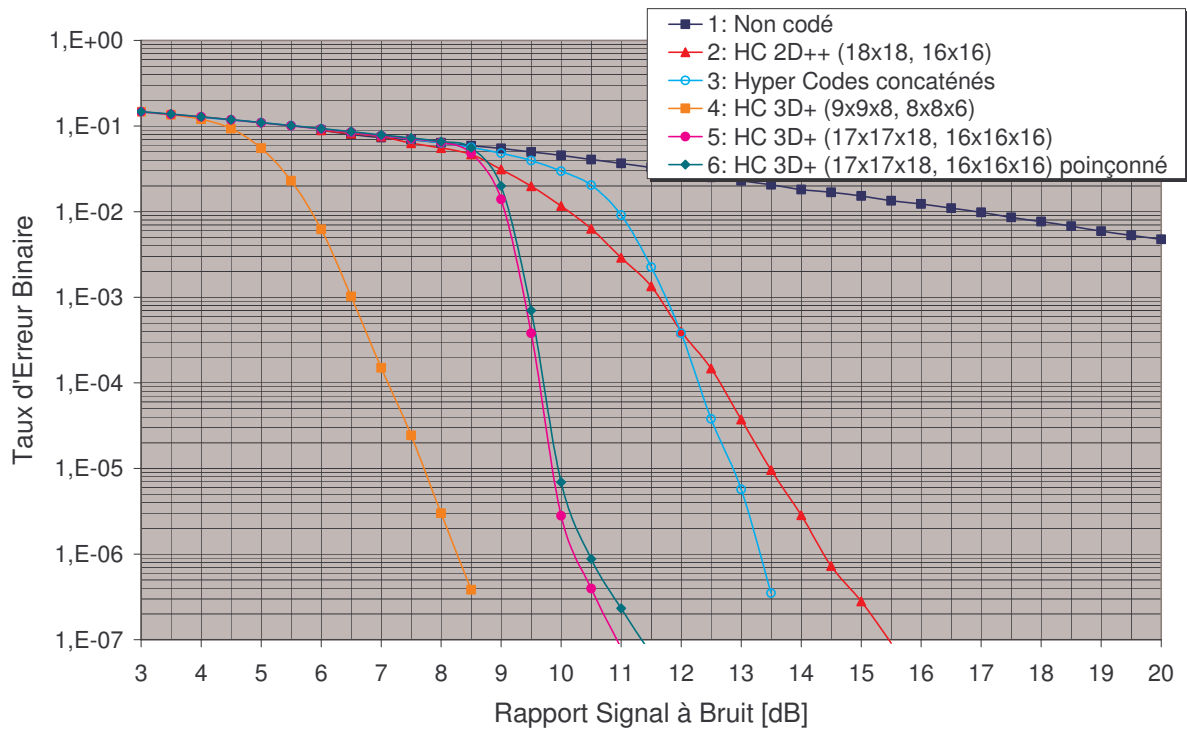


figure 47 : Comparatifs de structures d'Hypercodes, Canal de Rayleigh, Système mono-porteuse

Le tableau 3 résume les performances obtenues pour les codes étudiés. Les valeurs indiquées dans les deux dernières colonnes correspondent au rapport signal à bruit nécessaire pour obtenir un taux d'erreur binaire de 10^{-6} . En canal Gaussien comme en canal de Rayleigh, le poinçonnage du code 3D+ (17x17x18, 16x16x16) (18 « trous » : code 3D+ P), ne dégrade que très peu les performances du décodeur (0.15 dB d'écart à $TEB = 10^{-6}$ en canal Gaussien, 0.3 dB en canal de Rayleigh).

Code	Taille de bloc d'entrée	Rendement	AWGN [dB]	Rayleigh [dB]
2D++	16x16	0.7901	7.0	14.4
Concaténés	64x64	0.7901	6.7	13.3
3D+	8x8x6	0.5926	4.4	8.3
3D+	16x16x16	0.7874	5.1	10.2
3D+ P	16x16x16	0.7901	5.15	10.5

tableau 3 : Récapitulatif des performances des Hypercodes étudiés

3.5.1.2 Comparaison en fonction de la modulation

Le code 3D+ (17x17x18, 16x16x16) poinçonné est choisi pour comparer les performances du codage en fonction de la modulation. Les simulations sont réalisées pour un système mono-porteuse BPSK, QPSK et 16-QAM en canal à bruit additif blanc Gaussien et en canal de Rayleigh. Les résultats sont présentés par la figure 48.

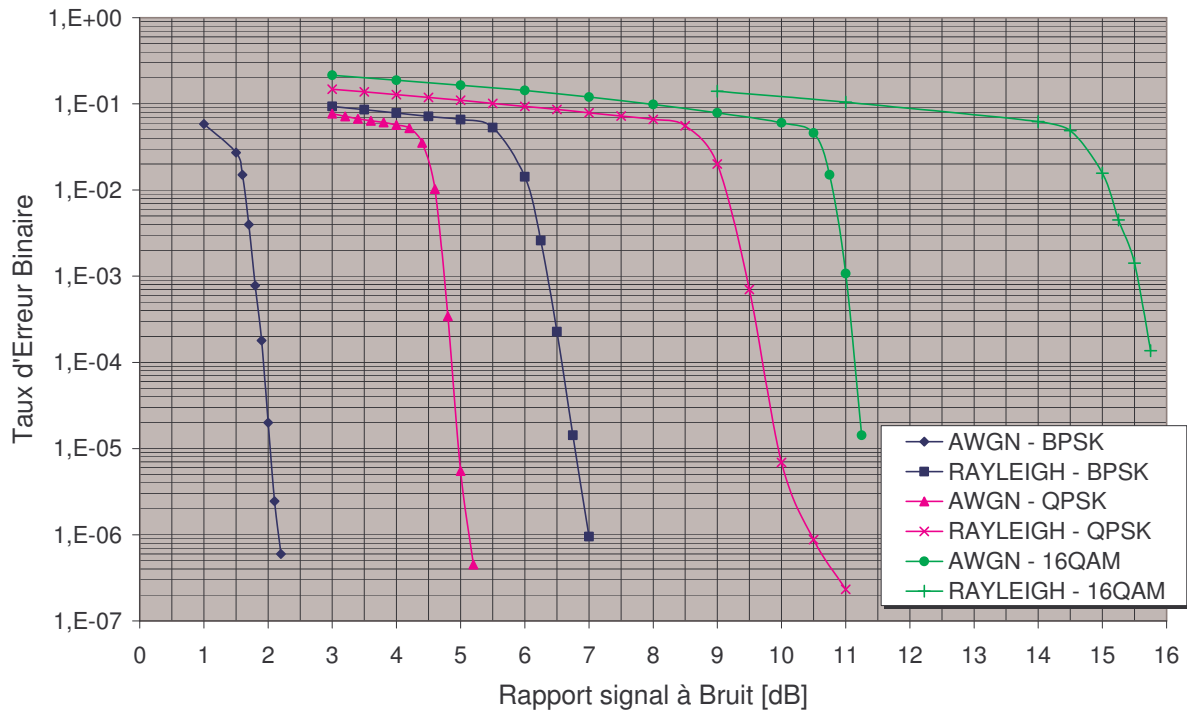


figure 48 : Comparatifs des performances en fonction de la modulation, code 3D+ 16x16x16 poinçonné

3.5.2 Système OFDM

3.5.2.1 Code court : faible latence

Une des contraintes du codage de canal était la latence induite par la longueur du mot de code. Une première idée est d'utiliser un mot de code court tenant sur un seul symbole OFDM pour avoir une latence la plus courte possible. Le code 2D++ (18x18, 16x16) fournit un mot de code de 324 bits, ce qui correspond à un symbole OFDM dans le cas d'une modulation QPSK (162 porteuses sont affectées aux données).

Conformément aux choix qui ont été faits, la synchronisation temps - fréquence est réalisée grâce à l'algorithme de Shi-Serpedin. L'estimateur de canal fonctionne par l'interpolation par FFT de la réponse échantillonnée grâce aux porteuses pilotes. La réponse impulsionnelle du canal est seuillée en plaçant le seuil à 20 dB du maximum de la réponse impulsionnelle, les mesures étant faites en module

carré. Ce sont ces paramètres qui donnaient un compromis correct entre les deux canaux extrêmes : Gaussien et canal de Rayleigh.

La figure 49 montre les résultats de simulation pour un canal Gaussien. Le fonctionnement est plutôt correct et le gain de codage est de 5.1 dB pour un TEB de 10^{-6} . Sur un canal de Rayleigh à fort Doppler, les performances du codage de canal sont insuffisantes. En effet, le taux d'erreur résiduel dû au Doppler est trop important par rapport à la capacité correctrice du code. Une partie des erreurs est corrigée, mais il subsiste un taux d'erreur résiduel qui est loin d'être négligeable (figure 50). Les simulations en canal de Rayleigh sont réalisées avec un étalement des retards maximal de 3.2 μ s, une fréquence Doppler de 1500 Hz. La distribution des trajets suit une décroissance exponentielle.

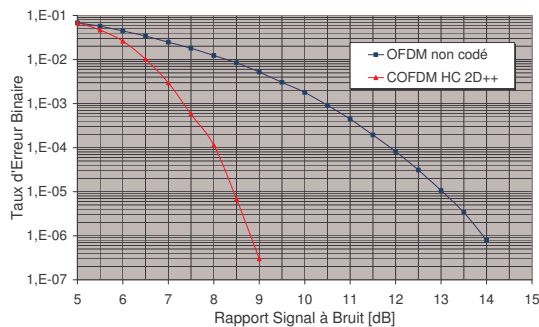


figure 49 : Code court sur canal Gaussien

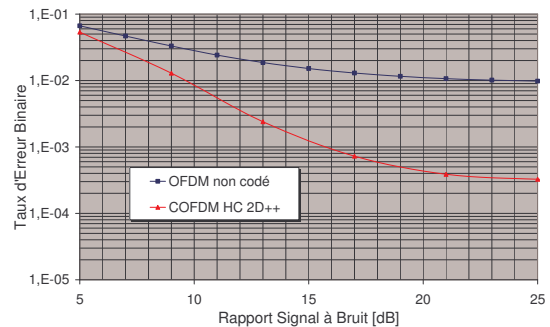


figure 50 : Code court sur canal de Rayleigh

Il existe plusieurs possibilités pour réduire le taux d'erreur résiduel en améliorant le codage de canal. Une première, évidente, est de chercher un code à plus grande capacité correctrice. Il n'est alors plus possible de conserver la même taille de mot de code dans la mesure où cela impliquerait une réduction du rendement du code. Utiliser une structure d'Hypercode tridimensionnelle permet par contre d'augmenter la capacité correctrice du code de manière notable, tout en conservant le rendement. Il faut par contre accepter une certaine latence du système dans la mesure où le mot de code est de taille plus conséquente. Des essais utilisant les Hypercodes concaténés ont été réalisés mais sans succès, ils ne seront pas présentés ici.

3.5.2.2 Code long : diversité temporelle

Le code 3D+ (17x17x18, 16x16x16) poinçonné se prête parfaitement au système OFDM tel qu'il a été défini. 4096 bits sont codés en un mot de code de 5202 bits, qui est poinçonné pour réduire sa taille à 5184 bits. Les 5184 bits sont ensuite découpés en 16 paquets de 324 bits qui correspondent chacun à un symbole OFDM (modulation QPSK). La latence générée par ce principe de codage est de 16 symboles OFDM, ce qui peut parfois être vu comme un défaut. Cependant, outre la capacité correctrice du code 3D supérieure, le fait de répartir avec un entrelacement le mot de code sur 16

symboles procure au système une certaine diversité temporelle qui n'existait pas avec le code court. Le fonctionnement en canal de Rayleigh fortement dispersif est donc nettement amélioré.

La figure 51 et la figure 52 montrent les résultats de simulation obtenus pour un système OFDM utilisant les codes 2D++ et 3D+, respectivement sur canaux Gaussien et multi-trajets. L'hypothèse selon laquelle une diversité temporelle est nécessaire est vérifiée : en utilisant un code 2D++ avec un mot de code réparti sur 16 symboles (bufferisation de 16 mots de code puis entrelacement), les performances sont améliorées. Les capacités correctrices du code 3D+ augmentent encore le gain de codage et permettent d'obtenir d'excellents résultats en canal de Rayleigh.

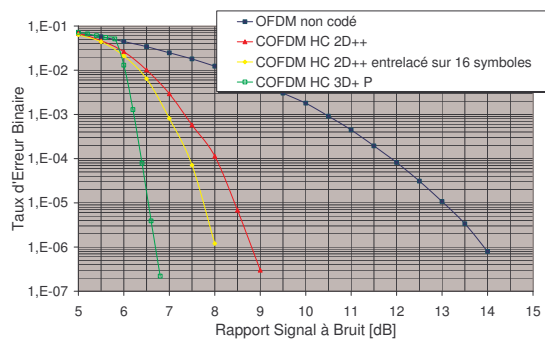


figure 51 : Structures de codes long, canal Gaussien (utilisation de la diversité temporelle)

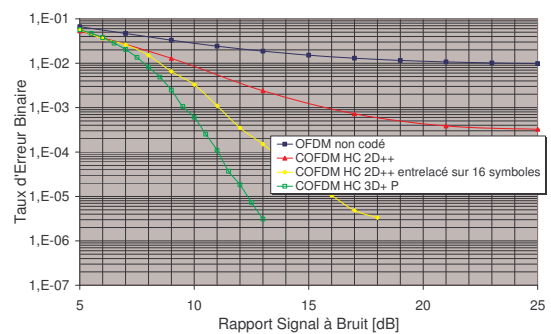


figure 52 : Structures de codes long, canal de Rayleigh (utilisation de la diversité temporelle)

Cette étude a montré pour un système OFDM modulé en QPSK la nécessité d'un codage de canal performant. Ce besoin de performance est essentiellement dû aux contraintes sévères du canal de propagation (fort Doppler essentiellement).

3.5.2.3 Le cas 16-QAM

Une modulation 16-QAM est beaucoup plus sensible aux dégradations apportées par le canal qu'une modulation QPSK. Aussi, le code 3D+ (17x17x18, 16x16x16) ne suffit pas à obtenir de bons résultats en canal de Rayleigh : un taux d'erreur résiduel subsiste. La solution consiste à employer un code à plus fort pouvoir correcteur. Le code 3D+ (9x9x8, 8x8x6) est plus performant que le code 3D+ (17x17x18, 16x16x16), son rendement est par contre plus faible. Le fait d'utiliser une modulation 16-QAM permet de conserver une efficacité spectrale globale intéressante : 1.5 bit/s/Hz (au lieu de 2 bit/s/Hz si un code 3D+ (17x17x18, 16x16x16) était utilisé). Le mot de code pour un 3D+ (9x9x8, 8x8x6) a une taille de 648 bits, ce qui correspond à un symbole OFDM dans le cas d'une modulation 16-QAM. Il est cependant nécessaire de conserver le principe de diversité temporelle : les mots de code sont groupés par 8 et un entrelacement de taille $8 \times 648 = 5184$ est fait. Les performances du système 16-QAM codé par un Hypercode 3D+ (9x9x8, 8x8x6) sont données dans le paragraphe 3.5.2.4.

3.5.2.4 Résultats finaux

Le système OFDM complet (incluant codage, synchronisation, estimation de canal) a été simulé pour différents schémas de modulations (voir figure 53). Le tableau 4 synthétise les résultats obtenus en indiquant dans les deux dernières colonnes le rapport signal à bruit nécessaire pour un taux d’erreur de 10^{-6} dans les deux cas extrêmes de canaux de propagation.

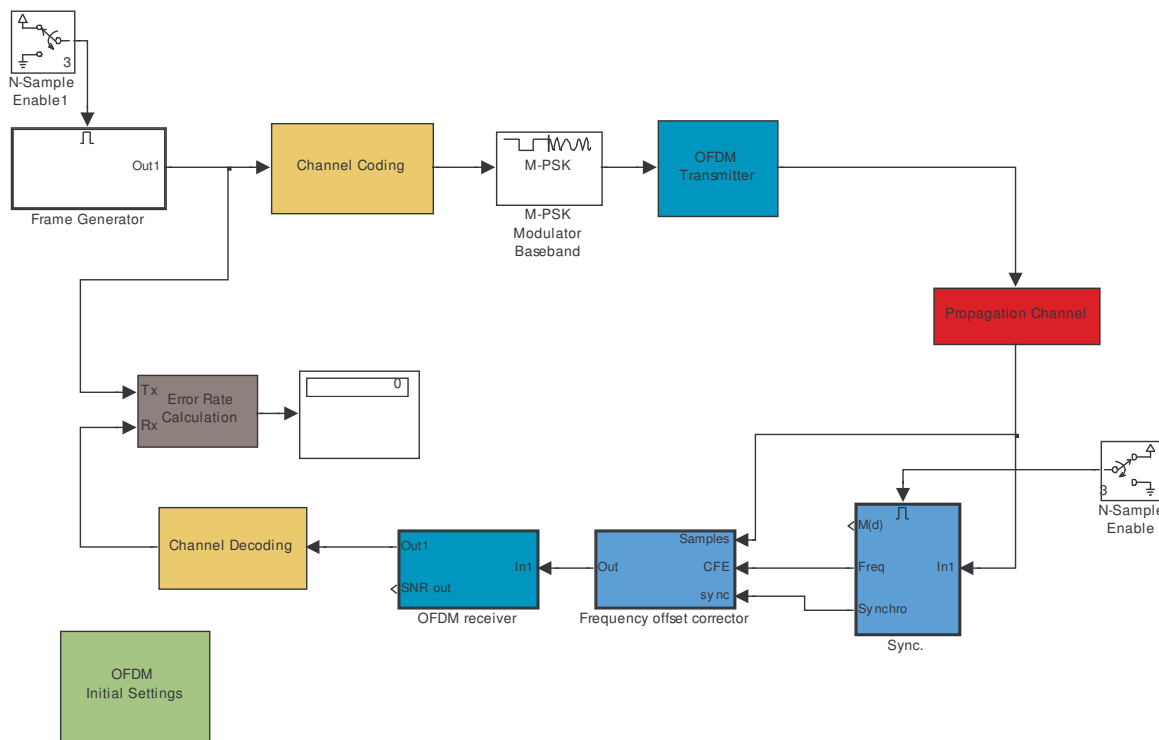


figure 53 : Synoptique du système COFDM bande de base

Modulation	Code	Débit net (Mbits/s)	Longueur de l’entrelacement	AWGN	Rayleigh
BPSK	Code ‘1’: 3D+ P (17x17x18, 16x16x16)	2.5	32 symboles	3.4 dB	7.7 dB
QPSK	Code ‘1’: 3D+ P (17x17x18, 16x16x16)	5.0	16 symboles	6.7 dB	13.7dB
16-QAM	Code ‘2’: 3D+ (9x9x8, 8x8x6)	7.5	8 symboles	11.1 dB	18.5dB

tableau 4 : Récapitulatif des résultats de simulation

La figure 54 donne les courbes de taux d’erreur binaire en fonction du rapport signal à bruit pour le système COFDM. Comme précédemment, la synchronisation temps - fréquence est réalisée grâce à l’algorithme de Shi-Serpedin. L’estimateur de canal fonctionne par l’interpolation par FFT de la réponse échantillonnée grâce aux porteuses pilotes. La réponse impulsionnelle du canal est seuillée en

plaçant le seuil à 20 dB du maximum de la réponse impulsionnelle, les mesures étant faites en module carré. Les simulations en canal de Rayleigh sont réalisées avec un étalement des retards maximal de 3.2 μ s, une fréquence Doppler de 1500 Hz. La distribution des trajets suit une décroissance exponentielle.

En BPSK, le mot de code s'étale sur 32 symboles OFDM. La longueur de l'entrelacement est donc plus longue. Le débit net (tenant compte du rendement de codage, de la mise en trame et de la structure du symbole OFDM) est de 2.5 Mbits/s, soit une efficacité spectrale de 0.5 bit/s/Hz. En QPSK, on double le débit et l'efficacité spectrale, la latence est ramenée à 16 symboles OFDM. Enfin, en 16-QAM, le débit net est de 7.5 Mbits/s, soit une efficacité spectrale de 1.5 bit/s/Hz. Dans le cas 16-QAM, le mot de code tient sur un symbole OFDM mais un entrelacement est réalisé en mélangeant 8 symboles OFDM pour créer une diversité temporelle. La taille de cet entrelacement peut être adaptée en fonction du canal de propagation.

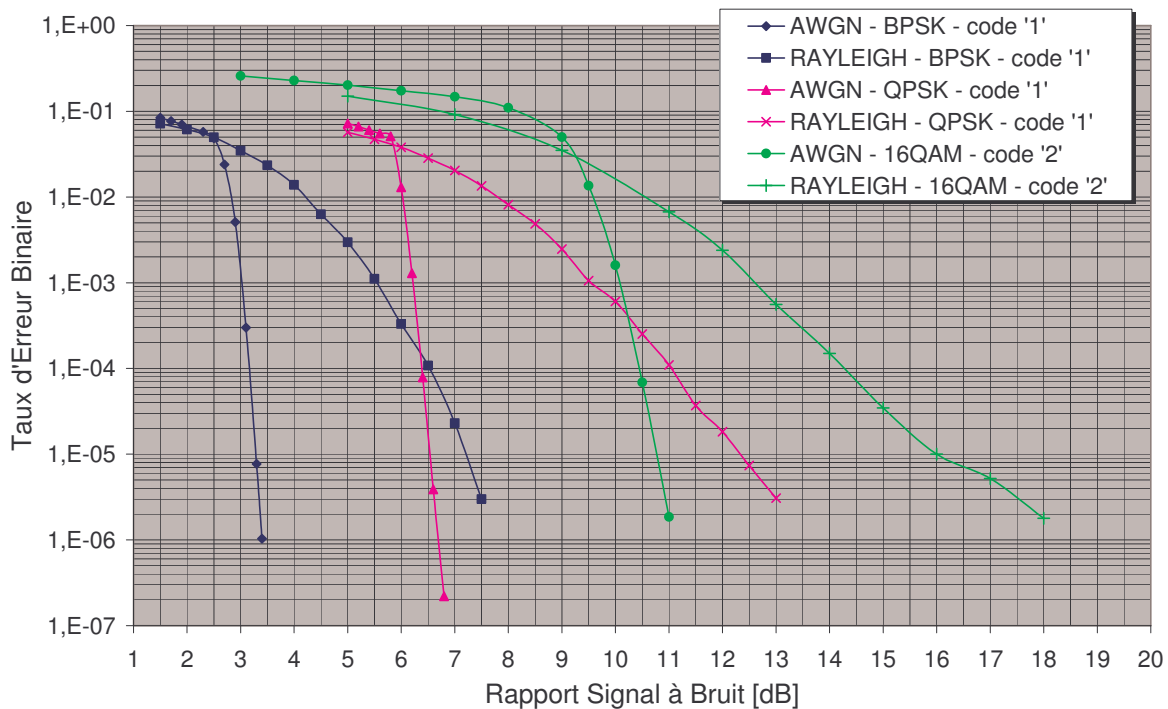


figure 54 : Comparatif des performances en fonction de la modulation, système COFDM

3.6 Conclusion

Les résultats de simulation ont confirmé que les Hypercodes étaient une solution attrayante pour le système COFDM de la société ADVANTEN. Les bonnes performances obtenues grâce à l'utilisation des Hypercodes pour les schémas de modulations étudiés sur les deux cas extrêmes de canaux de propagation ont permis de valider la synchronisation, l'estimation de canal, et le codage de canal. Les simulations réalisées ont montré l'importance de l'entrelacement et de la diversité temporelle qui en

découle. En canal Gaussien, l'entrelacement permet d'étaler les erreurs de l'estimateur de canal sur un plus long mot de code : le fonctionnement du récepteur est amélioré. En canal de Rayleigh, la notion de diversité temporelle prend tout son sens : l'entrelacement a pour rôle de casser les groupes d'erreurs et de répartir les bits erronés de manière aléatoire dans le mot de code. La capacité de correction des Hypercodes est alors exploitée de manière optimale. Les performances obtenues lors des simulations sont très satisfaisantes. En utilisant par exemple un schéma de modulation QPSK pour les porteuses, le débit net est de 5 Mbits/s, le rapport signal à bruit nécessaire pour un taux d'erreur binaire de 10^{-6} est de 6.7 dB en canal Gaussien et de 13.7 dB en canal de Rayleigh.

Références Bibliographiques du Chapitre 3

- [29] A. GLAVIEUX, M. JOINDOT, « Communications Numériques, Introduction », éditions Masson, 1996.
- [30] W. E. RYAN, « An Introduction to LDPC Codes », Dept. of Electrical and Computer Engineering, University of Arizona, August 2003.
- [31] F. GUILLOUD, « Generic Architecture for LDPC Codes Decoding », PhD thesis, COMELEC – Telecom Paris, July 2004.
- [32] C. BERROU, A. GLAVIEUX, P. THITIMAJSHIMA, « Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding : Turbo-Codes », IEEE, Trans. Comm., vol. 44, n° 10, pp. 1261-1271, October 1996.
- [33] K. LAJNEF, « Etude des Performances des Codes Turbo », Mémoire de Maîtrise ès Sciences Appliquées, Dept. de Génie Electrique et Génie Informatique, Ecole Polytechnique de Montréal, Juin 2001.
- [34] A. W. HUNT, « Hyper-Codes : High-Performance, Low-Complexity Error-Correcting Codes », Master of Engineering Thesis, Ottawa-Carleton Institute of Electrical Engineering, May 1998.

Chapitre 4 Réduction de PAPR

4.1 Introduction

4.1.1 Position du problème

La nature des signaux OFDM fait que le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne du signal peut être très important. En effet, les données sont séparées en N flux, chacun modulant de façon indépendante un ensemble de porteuses orthogonales. Le symbole OFDM est passé dans le domaine temporel par transformation inverse de Fourier. Les échantillons discrets du domaine temporel peuvent alors présenter des pics de forte amplitude, selon la manière dont les porteuses indépendantes se combinent. On définit alors le PAPR : Peak to Average Power Ratio, terme le plus souvent employé dans la littérature traitant ce sujet. Le PAPR est le rapport entre la puissance instantanée maximale du signal OFDM et sa puissance moyenne. Si x_n désigne les N échantillons temporels d'un symbole OFDM, le PAPR du symbole est donné par la relation suivante :

$$PAPR_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \frac{\max_n \{x_n^2\}}{E\{x_n^2\}} \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4-1)$$

La valeur maximale que peut atteindre le PAPR pour un signal OFDM dont les porteuses sont modulées en M-PSK est donnée par la relation suivante :

$$PAPR_{dB_max} = 10 \cdot \log_{10} N \quad (4-2)$$

Fort heureusement, la probabilité d'atteindre cette valeur maximale est très faible et il est essentiel d'étudier la caractéristique statistique du PAPR. Rappelons par (4-3) l'expression du signal OFDM :

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot \exp\left(\frac{j \cdot 2\pi \cdot k \cdot n}{N}\right) \quad (4-3)$$

Les X_k (sous-porteuses modulées) sont des variables aléatoires indépendantes et distribuées de manière identique. D'après le théorème de la limite centrale, et pour N suffisamment grand, les parties réelles et imaginaires de x_n sont des variables Gaussiennes indépendantes. L'enveloppe du signal est donc une variable aléatoire de Rayleigh et la puissance du signal suit une loi du Chi-2 à deux degrés de liberté. D'après [35], la fonction de répartition d'une telle variable aléatoire peut s'exprimer, en première approximation, ainsi :

$$\Pr\{PAPR > Y\} = 1 - (1 - e^{-Y})^N \quad Y > 0 \quad (4-4)$$

L'équation (4-4) exprime la probabilité pour que le PAPR soit plus grand que la valeur Y . Ce calcul est approximatif, il sous estime la distribution réelle du PAPR dans le cas d'un signal OFDM à bande

limité. Cependant, les résultats présentés dans [35] montrent qu'il est suffisamment proche de la réalité pour être utilisé dans le cadre de nos applications. La figure 55 montre la fonction de répartition complémentaire théorique du PAPR pour plusieurs valeurs de N .

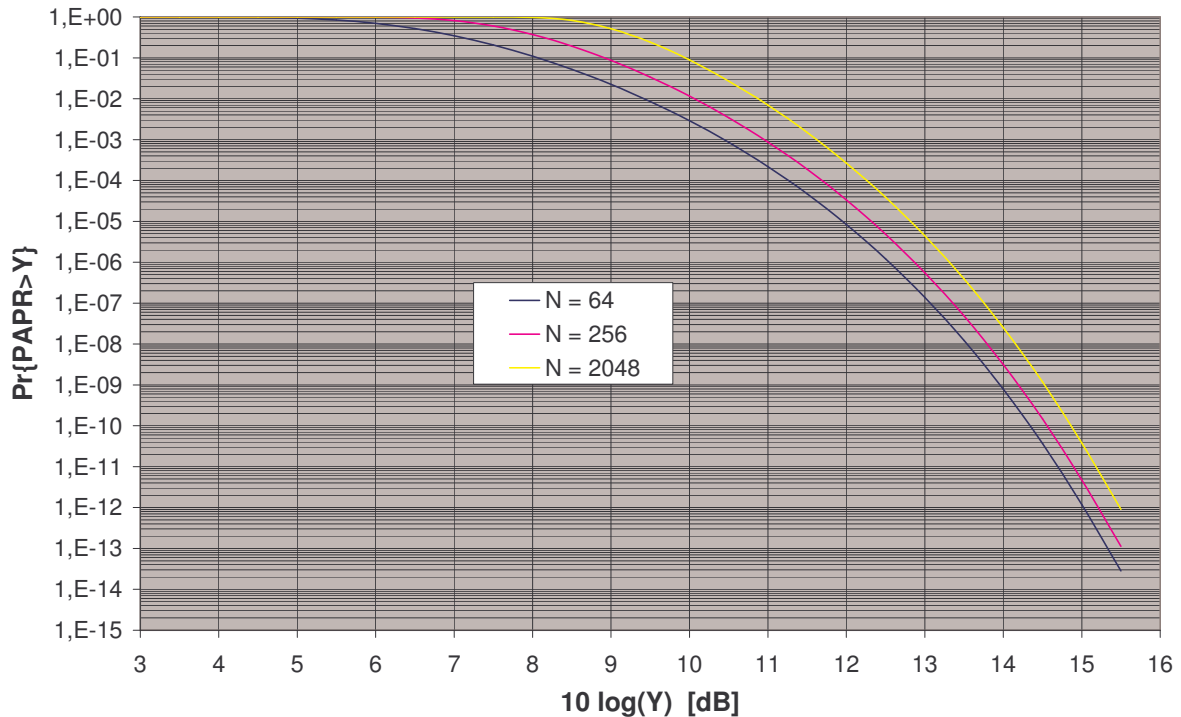


figure 55 : Fonction de répartition complémentaire du PAPR

Le fort rapport pic à puissance moyenne des signaux OFDM est gênant à cause des non-linéarités du système radio. Ces non-linéarités vont causer un seuillage plus ou moins brutal (suivant le régime de fonctionnement du composant : compression ou saturation) des pics du signal dont l'intégrité n'est plus préservée. La conséquence directe de ceci est une dégradation du taux d'erreur binaire (voir constellation de la figure 56) et une densité spectrale de puissance pouvant sortir d'un gabarit imposé à cause des produits d'intermodulation (voir figure 57).

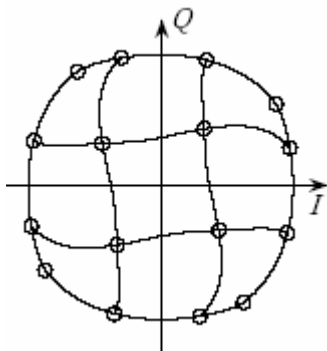


figure 56 : Dégradation de la constellation

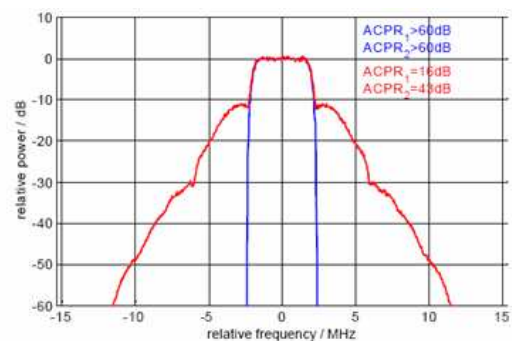


figure 57 : Dégradation du spectre à cause des non-linéarités

Le principal problème de non linéarité dans la chaîne d'émission - réception est situé au niveau de l'amplificateur de puissance. Il est possible d'utiliser la plupart des autres composants dans leur zone de fonctionnement linéaire en gardant une marge importante par rapport au point de compression sans perte conséquente d'efficacité en puissance. L'amplificateur de puissance a des performances opposées lorsque l'on considère le rendement et la linéarité. Travaillant sur un système embarqué, il serait judicieux de l'utiliser dans son régime le plus efficace car étant donné les puissances mises en jeu (de quelques watts à quelques dizaines de watts), le rendement est capital. Malheureusement, c'est dans cette zone qu'il est le moins linéaire.

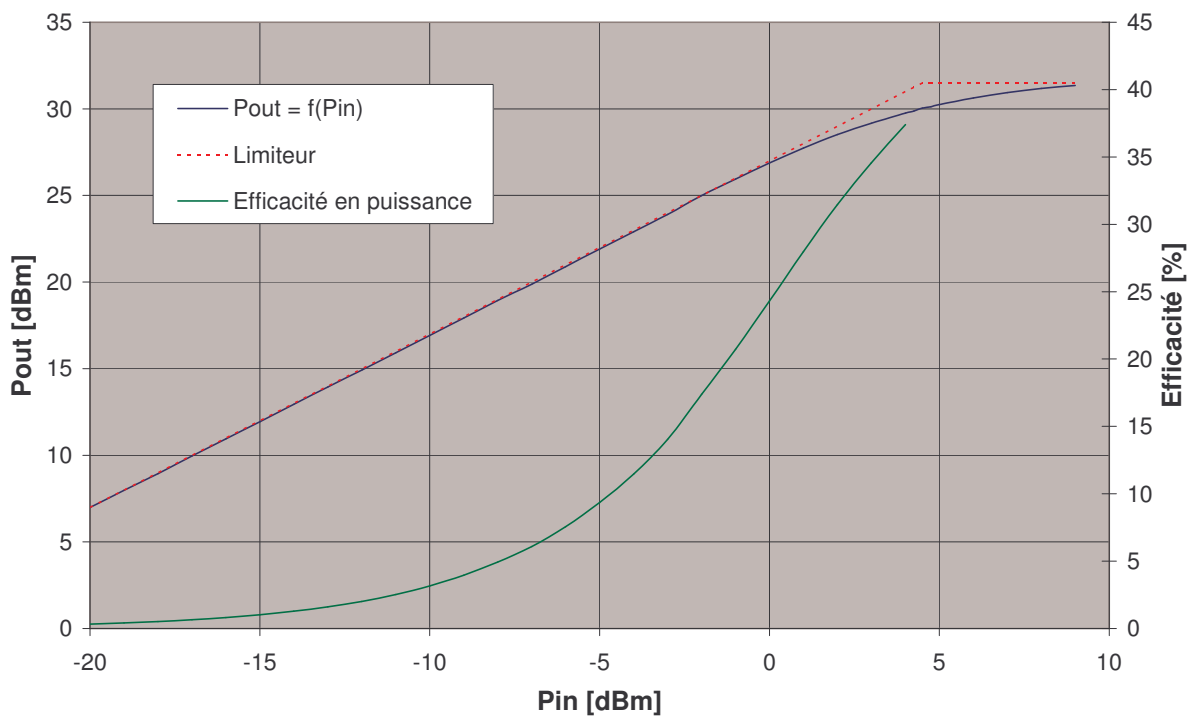


figure 58 : Comportement non-linéaire d'un amplificateur de puissance

La figure 58 montre les résultats de mesure d'un amplificateur spécifié pour une puissance de 1 W, fonctionnant à 2.45 GHz. La courbe rouge en pointillés montre le comportement idéal d'un quadripôle limiteur (une zone linéaire et une zone de saturation). Pour des faibles puissances, l'amplificateur (courbe bleue) a un fonctionnement linéaire, puis, sa caractéristique s'éloigne de celle du limiteur : c'est la zone de compression. Enfin, la puissance de sortie ne pouvant augmenter indéfiniment, l'amplificateur sature : on retrouve le comportement limiteur. Pour un amplificateur en classe A ou classe AB, il apparaît que la meilleure efficacité en puissance est obtenue pour un fonctionnement dans le régime de compression.

Afin de transmettre correctement le signal OFDM, l'amplificateur doit être utilisé en régime linéaire pour toute la dynamique des signaux. Plus cette dynamique est réduite, et plus il sera possible de s'approcher de la zone de compression et donc d'augmenter le rendement global du système. C'est

pour cette raison que la réduction du PAPR des signaux OFDM est un enjeu capital lors de la conception d'un tel système multi-porteuses, et il l'est d'autant plus lorsque ce système est embarqué.

4.2 *Etat de l'art des techniques de réduction de PAPR*

4.2.1 Méthodes par codage de bloc

Selon cette catégorie de techniques, seul un jeu limité de symboles peut être transmis : ceux correspondant aux mots de code. Ces mots de code sont choisis de telle sorte que la puissance instantanée des signaux correspondants soit inférieure à un seuil prédéfini. Le problème des symboles générant des échantillons temporels avec une variation d'enveloppe trop importante est donc totalement éliminé.

Le codage est un ajout de redondance sur le symbole, la limite théorique montre que même si très peu de redondance est nécessaire pour une réduction excellente du PAPR, ceci n'est réalisable que pour un nombre réduit de porteuses [36]. Pour coder un symbole, une stratégie simple est de tester de manière exhaustive toutes les possibilités de redondance en utilisant des tables, comme dans [37]. D'autres options réduisent les possibilités de valeur de la phase de certaines porteuses [38]. Les codes peuvent être des séquences de Golay ou de Reed Muller comme dans [39].

Le codage de bloc est relativement efficace et donne des résultats appréciables en termes de PAPR (valeur finale de 3 dB à 6 dB selon les techniques mises en œuvre dans [39]). Il souffre cependant de sérieux désavantages. Tout d'abord, le codage de bloc introduit une perte de débit pouvant aller de 25 à 50 %. De plus, les techniques de codage de bloc sont applicables seulement à des systèmes où le nombre de porteuses est faible (4 à 16 selon [36]) et où les constellations utilisées sont d'un ordre faible (1 à 4 bits par porteuse).

Les inconvénients précités réduisent énormément l'utilité du codage de bloc dans le but spécifique de réduire le PAPR sur une application réelle. En théorie, les facultés de corrections d'erreur de ces codes pourraient être conjointement utilisées, mais il a été montré dans [36] et [40] que la séparation des fonctions de correction d'erreur et de réduction de PAPR améliorerait les performances du système global.

4.2.2 Méthodes probabilistes

4.2.2.1 « Selected Mapping » (SLM)

La technique Selected Mapping, ou SLM est introduite dans [41], [42] et [43]. Selon SLM, un symbole OFDM donné dans le domaine fréquentiel est utilisé pour générer D symboles représentant la même information. Le symbole parmi les D ayant le plus faible PAPR est transmis. Les D symboles sont obtenus en multipliant les composantes fréquentielles du symbole initial par des vecteurs de

rotation dont chaque composante est choisie de manière aléatoire, mais fixée. Le schéma de la figure 59 illustre le fonctionnement de SLM.

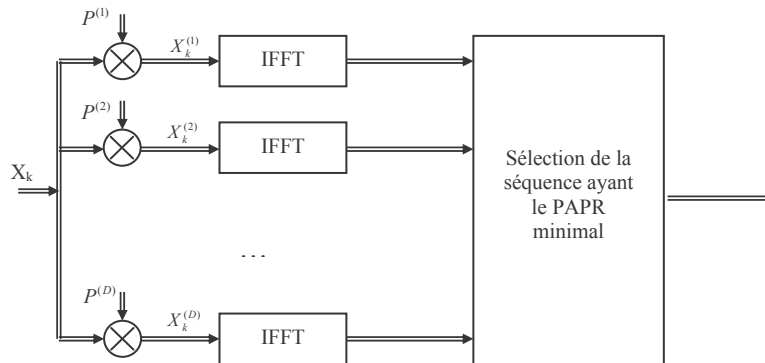


figure 59 : Selected Mapping

Au niveau du récepteur, il est nécessaire de connaître pour chaque symbole reçu quelle séquence a été transmise, autrement dit, quel vecteur $P^{(i)}$ de rotation a été utilisé. Les auteurs de SLM proposent deux techniques. Une première solution serait d'effectuer D démodulations et décodages de canal en parallèle et de choisir, suivant les résultats de convergence annoncés par le décodeur, la séquence la plus probable. Etant donné la complexité d'un démodulateur et d'un décodeur de canal pour un système réel, cette proposition n'est pas viable. Une autre possibilité est de transmettre avec le symbole une information supplémentaire contenant l'information de séquence transmise codée de manière très robuste. Dans notre cas d'application, cette information serait par nécessité transmise sur un certain nombre de porteuses réservées du symbole OFDM. Cela pose un problème de logique de fonctionnement de l'algorithme. En effet, les informations à ajouter au symbole ne sont à priori pas connues. Il faut donc appliquer SLM au symbole codé à transmettre pour connaître la séquence à utiliser et l'information associée. Cette information doit ensuite être codée puis, ajoutée au symbole initial. Que l'on travaille dans le domaine temporel ou fréquentiel, les porteuses ajoutées peuvent tout à fait dégrader le PAPR.

La complexité de l'algorithme SLM est assez importante : D IFFT sont nécessaires pour chaque symbole transmis. Si les résultats annoncés dans la littérature pour SLM sont avantageux, cette technique en l'état ne paraît pas adaptée aux systèmes embarqués pour des liaisons point à point.

4.2.2.2 « Partial Transmit Sequences » (PTS)

La technique appelée « Partial Transmit Sequences » a été présentée dans [42], [43], [44] et [45]. Le principe de PTS est illustré par le schéma de la figure 60.

Le vecteur X (symbole OFDM dans le domaine fréquentiel) est découpé en D sous vecteurs sans recouvrement. Il n'y a pas de règles particulières quant au découpage de X . Le bloc d'optimisation

génère les facteurs de rotation b en fonction du signal temporel de manière à réduire au maximum les pics du signal. Chaque composante d'un sous vecteur de X est multipliée par un même facteur b . Le récepteur doit connaître les D composantes de rotation qui ont été utilisées à l'émission pour assurer la démodulation et le décodage.

La technique PTS souffre des mêmes défauts que SLM : complexité importante (nombre de IFFT important), nécessité de transmettre une information supplémentaire pour assurer le décodage.

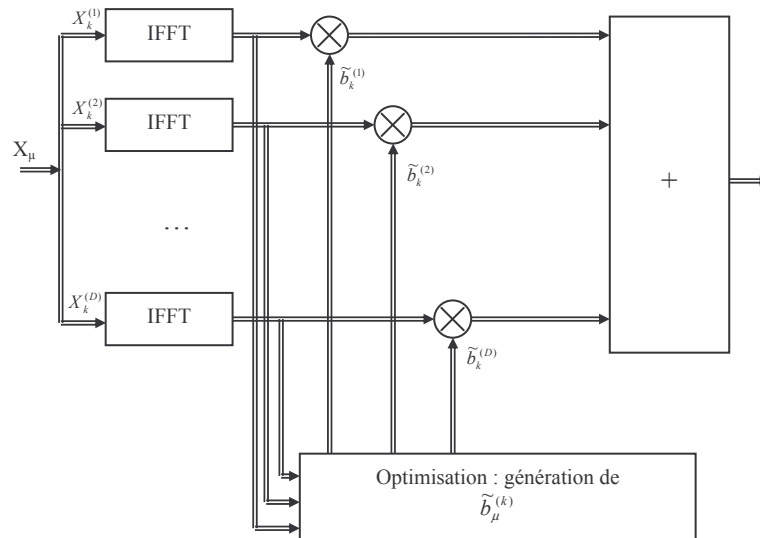


figure 60 : Partial Transmit Sequences

4.2.2.3 « Tone Injection » (TI) et « Active Constellation Extension » (ACE)

Les techniques « Tone Injection » ([46]) et « Active Constellation Extension » ([47] et [48]) reposent sur le même principe de base. L'idée est d'utiliser des modulations à constellations non-bijectives. Ainsi, à chaque groupe de bits, le modulateur peut faire correspondre plusieurs états de phase et d'amplitude différents. Avec la méthode TI, ce sont des translatées de la constellation d'origine qui sont utilisées, avec ACE, la constellation d'origine est « étendue » tout en conservant une certaine logique qui permet une démodulation simple (voir figure 61). Dans [47], Krongold développe et applique ACE au cas pratique d'utilisation d'une technique de réduction de PAPR pour des communications sans fil OFDM : le système est sur-échantillonné et l'algorithme travaille sur l'enveloppe complexe du signal, l'amplitude maximale des signaux est limitée. L'auteur montre les bonnes performances atteintes grâce à la technique ACE. Malheureusement, le coût de l'implémentation de ACE est très élevé au point de restreindre, d'après l'auteur de [47], son utilisation à des systèmes de diffusion où le nombre d'émetteurs est faible et pour lesquels il est possible d'accepter un certain coût algorithmique. On remarquera cependant les travaux exposés dans [48], où ACE est mis en œuvre dans le cadre d'un système WiMAX.

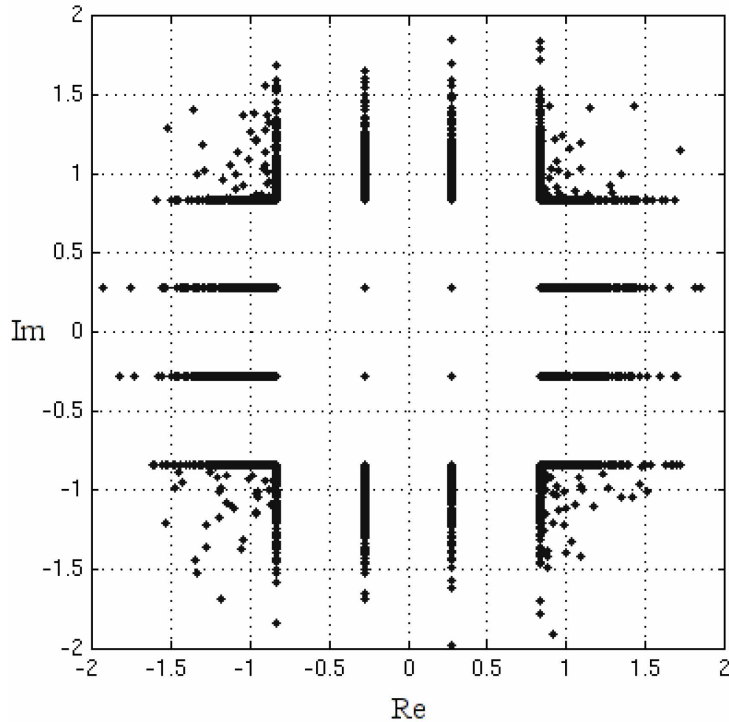


figure 61 : Constellation ACE pour une modulation 16-QAM (illustration d'après [48])

4.2.2.4 « Tone Reservation » (TR)

Selon le principe de la technique de réservation de porteuses présenté par Tellado et Cioffi dans [46], [49] et [50], un certain nombre de porteuses du symbole OFDM sont utilisées afin de réduire le PAPR global du symbole dans le domaine temporel. En ajoutant au signal original une permutation circulaire d'un signal temporel appelé noyau et construit à partir des porteuses réservées, il est possible de réduire l'amplitude de certains pics. Comme le noyau est construit à partir des porteuses réservées, il n'y a pas d'énergie ajoutée sur les porteuses de données qui ne sont donc pas modifiées : le récepteur OFDM est inchangé et fonctionne très simplement en « oubliant » les porteuses réservées. Tout le traitement se fait dans le domaine temporel de manière itérative. D'après les auteurs, le calcul est relativement simple et les performances sont excellentes. La méthode « Tone Reservation » ou TR sera détaillée dans le paragraphe 4.3.5.

4.2.3 Méthodes de seuillage (ou clipping)

Un procédé efficace pour réduire le rapport pic à puissance moyenne est d'éliminer purement et simplement les pics des échantillons du domaine temporel. On peut imaginer fixer un seuil A et le limiteur d'amplitude est alors défini ainsi :

$$y(x) = \begin{cases} x & \text{si } |x| < A \\ A \cdot \exp(j \cdot \arg(x)) & \text{si } |x| \geq A \end{cases} \quad (4-5)$$

Cette technique permet de réduire de façon certaine le PAPR des signaux OFDM. Cependant, il est évident que ce n'est pas si simple. Le fait de limiter l'amplitude des signaux provoque des distorsions. On peut distinguer deux possibilités de limitation : limitation du signal échantillonné à la fréquence de Nyquist, ou limitation du signal sur-échantillonné. Dans le premier cas, le bruit causé par l'effet limiteur (clipping noise) se trouve dans la bande du signal seulement, le bruit hors bande étant éliminé par le filtre reconstituteur et/ou le filtre interpolateur. Dans le second cas, le signal utile est un peu moins dégradé, mais on pollue hors bande (cf. [51]). Kim et Stüber proposent dans [51] une technique de reconstruction itérative pour signaux OFDM à amplitude limitée. Des résultats de simulation sont présentés pour des canaux à bruit additif Gaussien ou à multi-trajets statiques. Il semblerait que l'algorithme de reconstruction permette de s'affranchir du bruit de seuillage au niveau du récepteur, mais les simulations concernent des signaux qui n'ont pas été sur-échantillonnés et qui sont faiblement seuillés. On peut donc s'attendre à ce que le PAPR des signaux analogiques soit peu réduit...

Dans [52], une analyse des effets de distorsion dus à la limitation d'amplitude des signaux OFDM est faite. Les résultats annoncés sont plutôt optimistes. Cependant, même si les erreurs causées par la dégradation du signal sont souvent négligeables, les émissions hors bande générées par le seuillage sont intolérables dans la plupart des applications.

Les travaux présentés dans [53], [54], [55] et [56] par Armstrong et son équipe sont fort intéressants. L'idée originale ([53]) est de clipper le signal sur-échantillonné afin d'éviter la remontée de pics difficile à contrôler qui est due aux caractéristiques du filtre de reconstruction. Afin de supprimer les émissions hors bande générées par le seuillage, l'auteur propose une nouvelle forme de filtrage fréquentiel qui limite fortement les remontées des pics. Cette technique sera étudiée en détail dans le paragraphe 4.3.4.

4.2.4 Conclusion

Des méthodes basées sur du codage de bloc ont été vues, elles ne sont à l'heure actuelle applicables qu'à des systèmes à très faible nombre de porteuses. Les techniques probabilistes « Selected Mapping » (SLM) et « Partial Transmit Sequences » (PTS) sont efficaces d'après leurs auteurs, mais leur implémentation dans un système reste délicate. Les techniques utilisant des constellations non bijectives (TI, ACE) sont performantes mais la complexité au niveau du transmetteur est importante. Les méthodes de seuillage paraissent intéressantes dans la mesure où l'on s'assure la maîtrise du bruit de seuillage hors bande et dans la bande utile. La technique Tone Reservation (TR) est inspirée du seuillage, mais elle ne distord pas le signal, ceci, bien sûr, au prix d'une complexité calculatoire plus importante et d'une légère perte d'efficacité spectrale.

Le choix d'une technique de réduction de PAPR adaptée à des systèmes embarqués est soumis à plusieurs contraintes. Tout d'abord, la complexité de l'algorithme utilisé doit être minimale. En effet, le gain acquis au niveau du rendement de l'amplificateur de puissance par réduction de la valeur du

PAPR ne doit pas être compromis par un surcoût notable en consommation dû à la complexité de l'algorithme de réduction. D'autre part, il n'est pas souhaitable que la technique de réduction de PAPR choisie réduise de manière démesurée l'efficacité spectrale globale du système. Enfin, la puissance moyenne du signal ne doit pas être trop augmentée et il est préférable que les porteuses au sein du symbole OFDM aient des puissances relatives qui soient proches.

Si l'idée de réduire le PAPR est la voie à suivre pour choisir une technique plutôt qu'une autre, il faut garder à l'esprit des critères objectifs de sélection. En effet, l'étendue des travaux sur le sujet est immense et il est facile de se perdre dans la quantité d'information. Concrètement, pourquoi chercher à réduire le PAPR ? Trois points de repère peuvent être utilisés comme axes directeurs :

- La qualité (en termes de TEB) de la liaison radio
- La réduction de la consommation
- Le fait que le système doive éventuellement répondre à une norme, ou tout au moins pouvoir être utilisé à proximité de systèmes similaires fonctionnant dans des canaux voisins impose un gabarit fréquentiel à respecter

Ce sont ces trois aspects concrets qui vont guider nos choix.

4.3 Mise en œuvre de techniques de réduction de PAPR

4.3.1 Introduction

Afin de choisir une technique de réduction de PAPR, il a été nécessaire d'aller plus loin qu'un état de l'art. En effet, les techniques présentées dans la littérature sont souvent mises en valeur par les auteurs par le contexte particulier d'une simulation. Pour obtenir des résultats plus justes, nous avons mis en œuvre les techniques qui nous semblaient les plus proches de la réalité d'un système embarqué. Les critères qui semblaient alors importants étaient la simplicité, la capacité à diminuer le PAPR et la préservation du signal original.

4.3.2 Réduction de PAPR et sur-échantillonnage

La reconstruction de pics lors de la conversion numérique – analogique peut complètement fortement limiter la réduction de PAPR préalablement effectuée. D'après [47], ceci est d'autant plus vrai quand une certaine corrélation existe entre les échantillons, comme c'est le cas dans une séquence d'échantillons d'un symbole OFDM dont le PAPR a été réduit. Il est donc nécessaire de sur-échantillonner le signal avant d'appliquer la réduction de PAPR, quel que soit son schéma de réduction. De bons résultats sont obtenus pour un facteur de sur-échantillonnage avant réduction compris entre 2 et 8, la valeur de 4 paraissant un bon compromis entre performances et consommation de ressources.

4.3.3 Modèle d'amplificateur utilisé

Certaines des simulations dont les résultats sont présentés dans la suite de l'étude utilisent un modèle d'amplificateur non-linéaire. Ce modèle a été déterminé d'après une série de mesures réalisées sur l'amplificateur de puissance actuellement utilisé sur les produits ADVANTEN. Les fonctions AM/AM et AM/PM ont été relevées. Le modèle de Saleh est utilisé, d'après ce modèle, les fonctions AM/AM et AM/PM d'un amplificateur peuvent s'écrire ainsi :

$$F_{AM/AM}(u) = \frac{\alpha_1 \cdot u}{1 + \beta_1 \cdot u^2}$$

$$F_{AM/PM}(u) = \frac{\alpha_2 \cdot u^2}{1 + \beta_2 \cdot u^2}$$
(4-6)

Où u est l'amplitude normalisée du signal. La normalisation se fait en fonction de la puissance de saturation, à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur. Les coefficients α_1 , α_2 , β_1 , et β_2 sont les paramètres du modèle de Saleh permettant d'ajuster au mieux les fonctions AM/AM et AM/PM mesurées au modèle. Il est à noter que ce modèle ne prend pas en compte les effets mémoire de l'amplificateur.

4.3.4 Seuillage

4.3.4.1 Principe

La technique de seuillage ou clipping paraît intéressante dans la mesure où elle s'avère simple et efficace en termes de réduction de PAPR. Dans [53] à [56] un nouveau concept visant à réduire la remontée des pics lors du passage du signal dans le domaine continu et à diminuer la puissance du bruit hors bande est introduit. L'idée de départ est illustrée sur la figure 62.

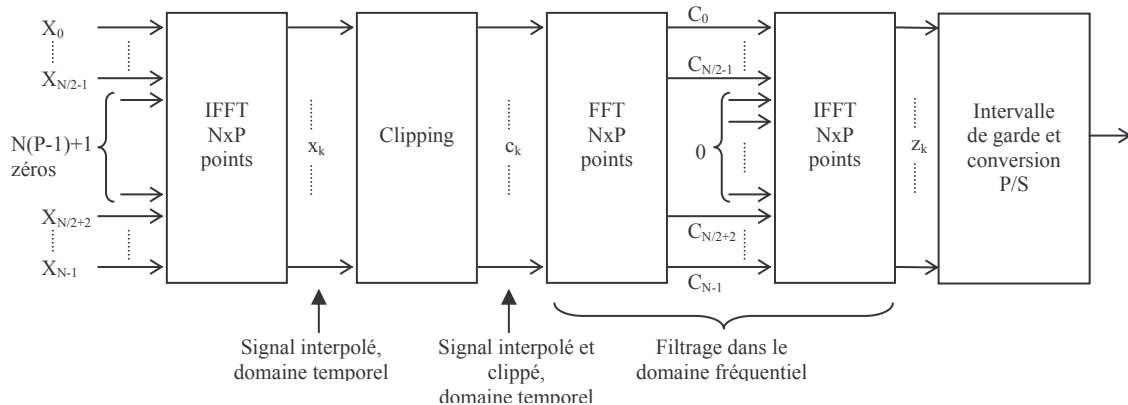


figure 62 : Seuillage et filtrage dans le domaine fréquentiel

Il s'agit d'interpoler le signal OFDM grâce à une IFFT de taille NP (P étant le facteur de sur-échantillonnage) puis de seuiller le signal temporel. Un passage dans le domaine fréquentiel est

ensuite effectué grâce à un bloc FFT, seules les composantes dans la bande du signal utile sont transmises à un opérateur IFFT pour revenir dans le domaine temporel (nulling). Les notations X_k et x_k font référence au signal OFDM non seuillé, respectivement dans le domaine fréquentiel et temporel. Les notations C_k et c_k font référence au signal OFDM seuillé, respectivement dans le domaine fréquentiel et temporel. Enfin, z_k est le signal OFDM seuillé, après filtrage fréquentiel, exprimé dans le domaine temporel.

Le filtrage tel qu'il est réalisé suivant le synoptique de la figure 62 est encore trop gênant : il provoque des remontées de pics trop importantes (voir figure 63, « nulling »). Afin d'améliorer les performances de l'algorithme, plusieurs solutions ont été présentées dans [54] et [56]. Dans [54], l'intérêt de réaliser plusieurs opérations seuillage / filtrage est montré. Dans [56], les auteurs montrent l'importance de la manière dont est réalisé le filtrage fréquentiel.

Les résultats présentés dans [53] à [56] utilisent une définition du PAPR particulière donnée par :

$$PAPR' = 10 \cdot \log_{10} \frac{\max_k \{(z_k)^2\}}{E\{x_k^2\}} \quad 0 \leq k \leq NP - 1 \quad (4-7)$$

Scientifiquement, ceci n'a pas d'intérêt dans la mesure où, contrairement aux techniques à réservation de porteuses, il n'y a pas d'énergie ajoutée au symbole OFDM et donc, pas de risque de « fausse réduction de PAPR ». D'autre part, cette valeur de $PAPR'$ ne reflète pas le vrai rapport pic à puissance moyenne en sortie de l'algorithme. En effet, le clipping a tendance à diminuer la puissance moyenne du signal : la valeur $PAPR'$ est donc un temps soit peu optimiste. Un calcul correct de PAPR utiliserait z_k au dénominateur au lieu de x_k :

$$PAPR = 10 \cdot \log_{10} \frac{\max_k \{(z_k)^2\}}{E\{z_k^2\}} \quad 0 \leq k \leq NP - 1 \quad (4-8)$$

4.3.4.2 Le filtrage dans le domaine fréquentiel

Dans [56], plutôt que de mettre à zéro toutes les composantes inutiles du spectre au niveau du filtrage, un masque fréquentiel est appliqué. En effet, il n'est pas nécessaire de rejeter à l'infini les composantes non désirées : il suffit de les atténuer suffisamment pour rentrer dans la norme. Les auteurs de [56] utilisent les contraintes spectrales de la norme Hiperlan II pour définir un masque fréquentiel. Ces contraintes sont assez relâchées, nous utiliserons un masque plus sévère défini sur la figure 64. Il est nécessaire de garder une certaine marge au niveau de la définition du masque par rapport à l'allure du signal réellement attendue pour tenir compte des non linéarités de l'amplificateur de puissance qui généreront des produits d'intermodulation d'ordre impair. Cette marge est difficile à déterminer par un calcul théorique, aussi, nous avons choisi d'optimiser les paramètres du masque en tenant compte du spectre visualisé après le modèle d'amplificateur non linéaire (modèle de Saleh).

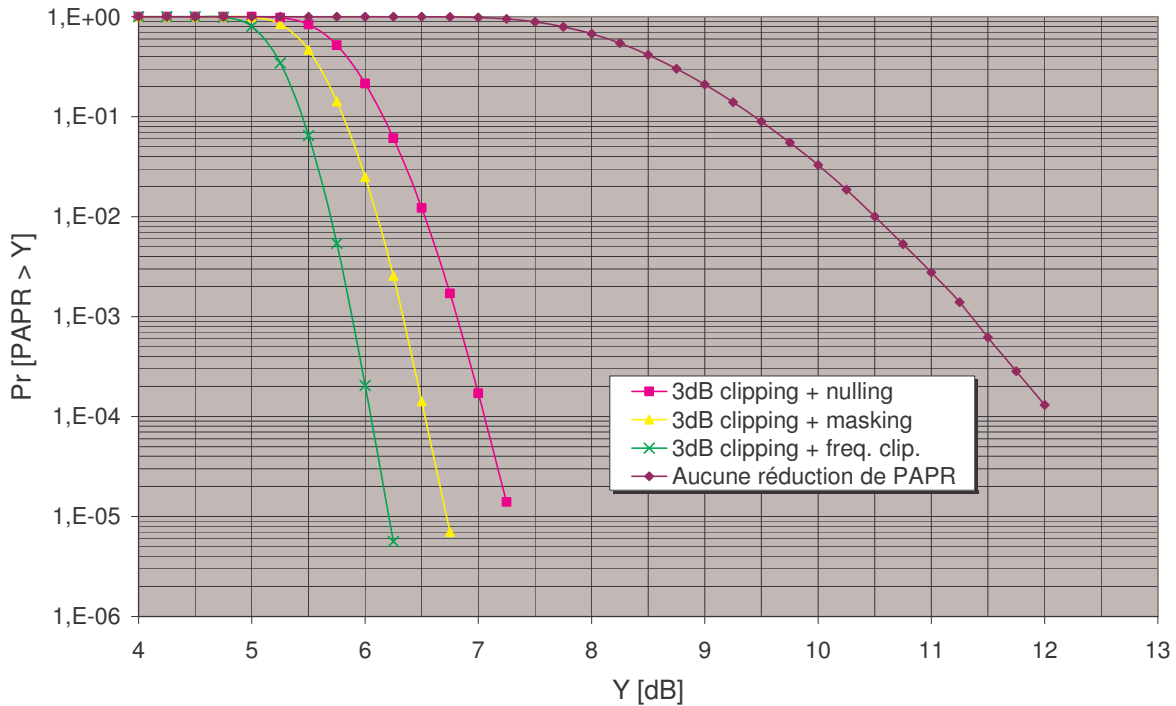


figure 63 : Effets du filtrage fréquentiel sur la réduction de PAPR

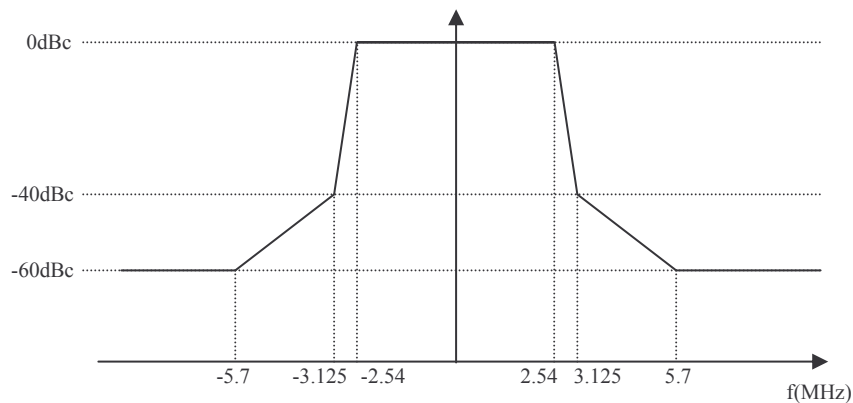


figure 64 : Masque pour le filtrage fréquentiel

Au niveau des échantillons C_k le masque peut être utilisé de deux manières. Il est possible de multiplier chaque échantillon du domaine fréquentiel par son correspondant du masque. Dans les résultats présentés, cette technique est appelée « masking ».

Il est aussi possible de procéder plus intelligemment, en mesurant l'amplitude des échantillons C_k , et, par comparaison avec les valeurs correspondantes du masque fréquentiel, ajuster les valeurs des C_k seulement si leur amplitude dépassait celle préconisée par le masque. En termes de remontée de pics, cette technique donne de meilleurs résultats. Cette technique de seuillage des échantillons dans le domaine fréquentiel est notée « freq. clip. » sur la figure 63.

4.3.4.3 Améliorations par opérations de seuillage / filtrage successives

Armstrong montre dans [54] l'intérêt de répéter les opérations de seuillage / filtrage. Ce principe est à utiliser dans un système avec modération : le coût d'une opération est celui d'une IFFT, d'une FFT et de deux seuillages (l'un dans le domaine temporel, l'autre dans le domaine fréquentiel). Les résultats en termes de réduction de PAPR sont intéressants.

La figure 65 montre les performances obtenues en termes de réduction de PAPR. Pour la technique de filtrage fréquentiel qui donne les meilleurs résultats (clipping fréquentiel), le gain pour une probabilité de dépassement de 10^{-4} est de 6 dB quand un seul traitement est réalisé. Pour quatre opérations successives, le gain passe à 7.8 dB.

Une étude dans le domaine fréquentiel intégrant un amplificateur de puissance non-linéaire est plus adaptée pour qualifier le gain apporté par le fait de réaliser plusieurs seuillages successifs. La figure 66 montre le résultat d'une telle simulation. Le type de filtrage fréquentiel choisi est le « masking ». L'algorithme de réduction de PAPR est répété respectivement 1, 2 et 4 fois pour les courbes bleue (CH1), rouge (CH2) et noire (CH3). L'écart entre les remontées spectrales (produits d'intermodulation d'ordre 3) peut paraître faible (à peine 2 dB entre une et quatre répétitions). Mais si l'on considère le respect d'une norme, diminuer la puissance dans le canal adjacent de 2dB permet (en collant au plus près du masque fréquentiel correspondant à la norme), de remonter de 2dB la puissance moyenne émise, ce qui est loin d'être négligeable en matière de bilan de liaison.

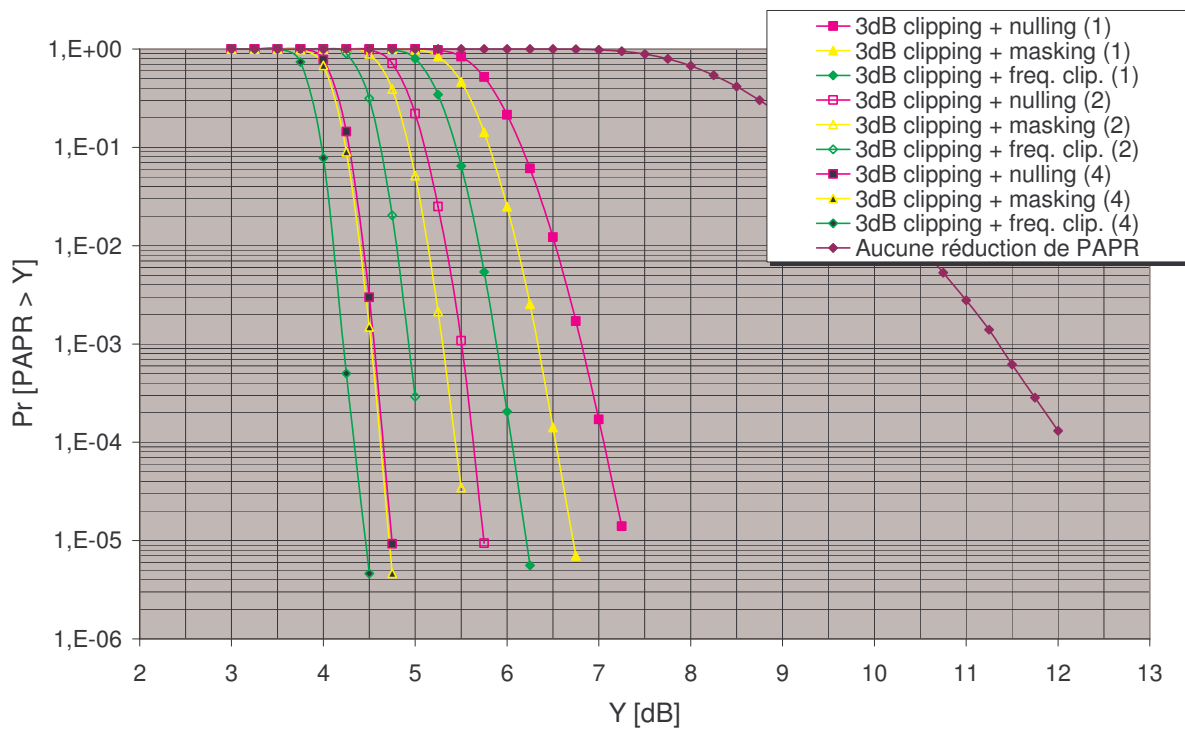


figure 65 : Opérations seuillage / filtrage successives

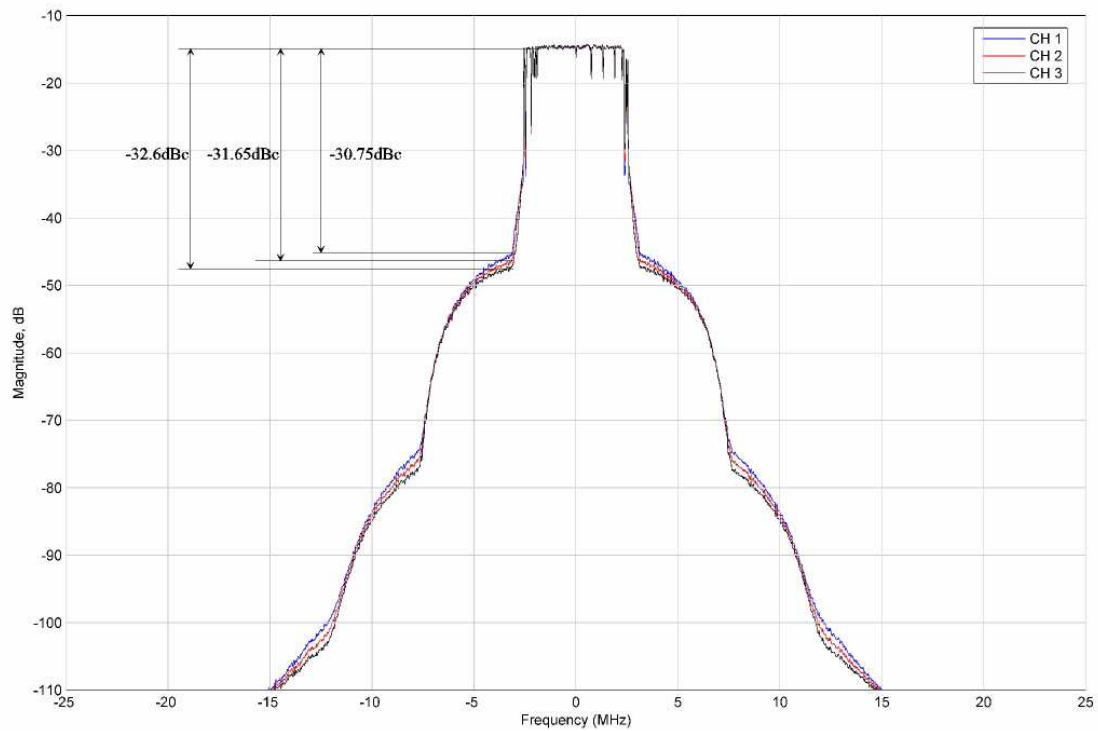


figure 66 : Spectre du signal en sortie d'amplificateur. 1, 2, et 4 opérations seuillage / filtrage

4.3.4.4 L'effet du seuillage sur le TEB

Panta et Armstrong ont étudié dans [55] l'effet du bruit de seuillage sur taux d'erreur binaire. La conclusion de leurs travaux est que l'influence du bruit de seuillage est assez minime devant d'autres phénomènes (évanouissements, bruit du canal, bruit du récepteur). Le bruit de seuillage est ajouté au niveau de l'émetteur, et de ce fait, il est aussi affecté par les évanouissements d'un canal de Rayleigh : son effet sur le rapport signal à bruit au niveau du récepteur est faible pour les porteuses qui sont dans un évanouissement profond. Le schéma de la figure 67 montre la manière dont le bruit de seuillage est ajouté au signal.

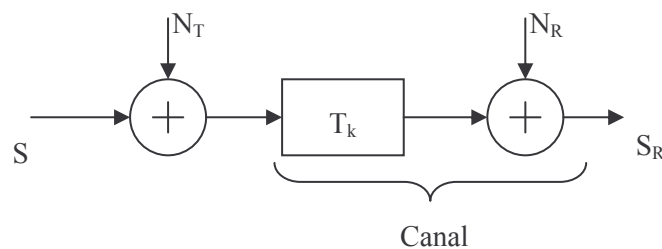


figure 67 : Le bruit de seuillage est ajouté au niveau de l'émetteur

Le bruit de seuillage par sous porteuse est noté N_T , le signal original est S , T_K est la fonction de transfert du canal, variable dans le temps, N_R est le bruit additif blanc Gaussien du canal et du récepteur. Les puissances de S , N_T et N_R sont les mêmes pour chacune des sous porteuses, alors que T_K dépend des caractéristiques d'évanouissement du canal. Le rapport signal à bruit au niveau de S_R pour la $k^{\text{ième}}$ sous porteuse est donné par :

$$SNR_k = \frac{T_k^2 S}{T_k^2 N_T + N_R} = \frac{S}{N_T + N_R / T_k^2} \quad (4-9)$$

La courbe de la figure 68 montre comment évolue le bruit de seuillage (mesuré hors bande) en fonction du niveau du seuil, ces résultats ont été obtenus par simulation d'un système OFDM à 256 porteuses dont 208 sont modulées en QPSK. La figure 69 montre le rapport signal à bruit au niveau du récepteur pour une porteuse k quand le niveau de seuillage et le rapport signal à bruit lié au canal varient. Cette étude est faite en fonction de la grandeur T_k à l'image de la profondeur des évanouissements. Trois valeurs de seuillage sont choisies : 3 dB, 6dB et absence de seuillage, ainsi que trois valeurs de rapport signal à bruit « canal » : 0, 15 et 30 dB.

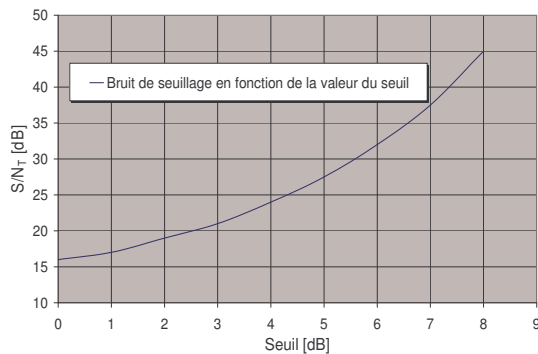


figure 68 : Bruit de seuillage en fonction du clipping

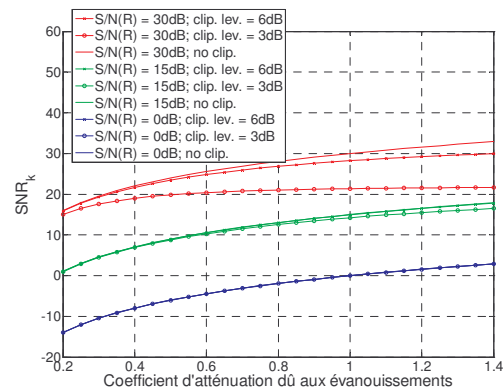


figure 69 : Bruit de seuillage en fonction des évanouissements

Les résultats de calcul donnés par la figure 69 montrent que quand le rapport signal à bruit est « faible » (entre 0 et 15 dB), l'influence du seuillage est faible devant le bruit du canal quelque soient les conditions d'évanouissements. Pour un rapport signal à bruit fort (30 dB), le seuillage dégrade le rapport signal à bruit. Ces résultats mènent à penser que sur canal de Rayleigh, le seuillage n'aura pas une influence importante sur les performances du récepteur, dans la mesure où à fort rapport signal à bruit, un TEB résiduel existe déjà. La courbe de la figure 70 montre comment évolue le taux d'erreur binaire en fonction du seuillage pour un canal Gaussien, sans codage de canal et pour un rapport signal à bruit fixé à 10 dB (en modulation QPSK). La variation du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal à bruit est étudiée (voir figure 71) pour différents niveaux de seuillage en canal Gaussien sans codage de canal.

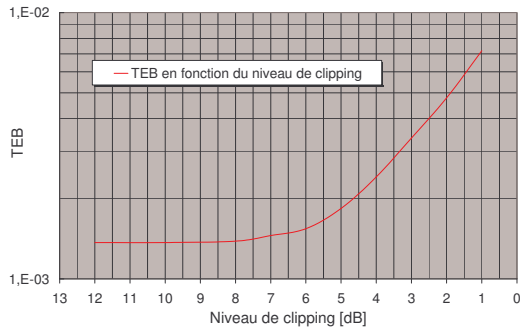


figure 70 : TEB en fonction du niveau de seuillage (SNR = 10 dB)

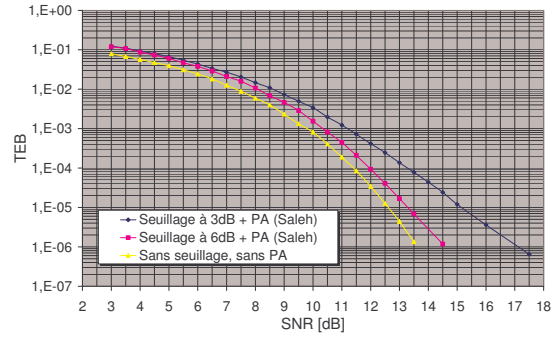


figure 71 : TEB en fonction du rapport signal à bruit pour différentes valeurs de seuillage

En canal de Rayleigh avec fort Doppler, sans codage de canal, il y a peu d'intérêt à tracer la courbe $TEB = f(SNR)$ en raison du taux d'erreur résiduel. La variation du taux d'erreur résiduel en fonction du niveau de seuillage est par contre une donnée intéressante. Des résultats de simulation sont donnés dans le tableau 5. Le canal est un canal de Rayleigh avec décroissance exponentielle de la puissance des trajets, le temps d'étalement maximal des retards est de 3.2 μs , la fréquence de Doppler vaut 1500 Hz et l'écart entre les oscillateurs locaux vaut 5 KHz. Les simulations sont faites sur 0.5 secondes réelles.

Niveau de Clipping	3 dB	6 dB	10 dB	Sans
TEB résiduel	$1.0 \cdot 10^{-2}$	$9.1 \cdot 10^{-3}$	$9.0 \cdot 10^{-3}$	$9.0 \cdot 10^{-3}$

tableau 5 : TEB résiduel en fonction du niveau de seuillage, canal de Rayleigh avec Doppler

Les résultats de simulation sur canal de Rayleigh confirment ce qui avait été pressenti : le bruit de seuillage est négligeable devant les effets des évanouissements et du Doppler.

L'étude du seuillage sur des signaux modulés en 16-QAM est plus pessimiste. Pour caractériser le bruit de seuillage, la distribution des parties réelles et imaginaires des signaux est mesurée pour différentes valeurs de seuillage. Les résultats sont donnés sur la figure 72. Un seul seuillage est effectué, suivi d'un filtre dans le domaine fréquentiel de type « frequency clipping », le masque utilisé étant de forme rectangulaire, avec une bande rejetée à -60dBc.

La dégradation du signal due au seuillage est telle que la probabilité de franchir une frontière de décision n'est pas négligeable dès lors qu'un seuillage trop dur est effectué sur le signal. Pour se garantir de ne pas avoir de taux d'erreur résiduel trop important, il faudrait seuiller à un niveau supérieur à 5 dB environ. Les résultats donnés sur la figure 73 montrent que pour un seuillage du

signal à un niveau supérieur ou égal à 5 dB de sa valeur moyenne, la réduction de PAPR est inférieure à 4 dB (pour une probabilité de dépassement de 10^{-4}).

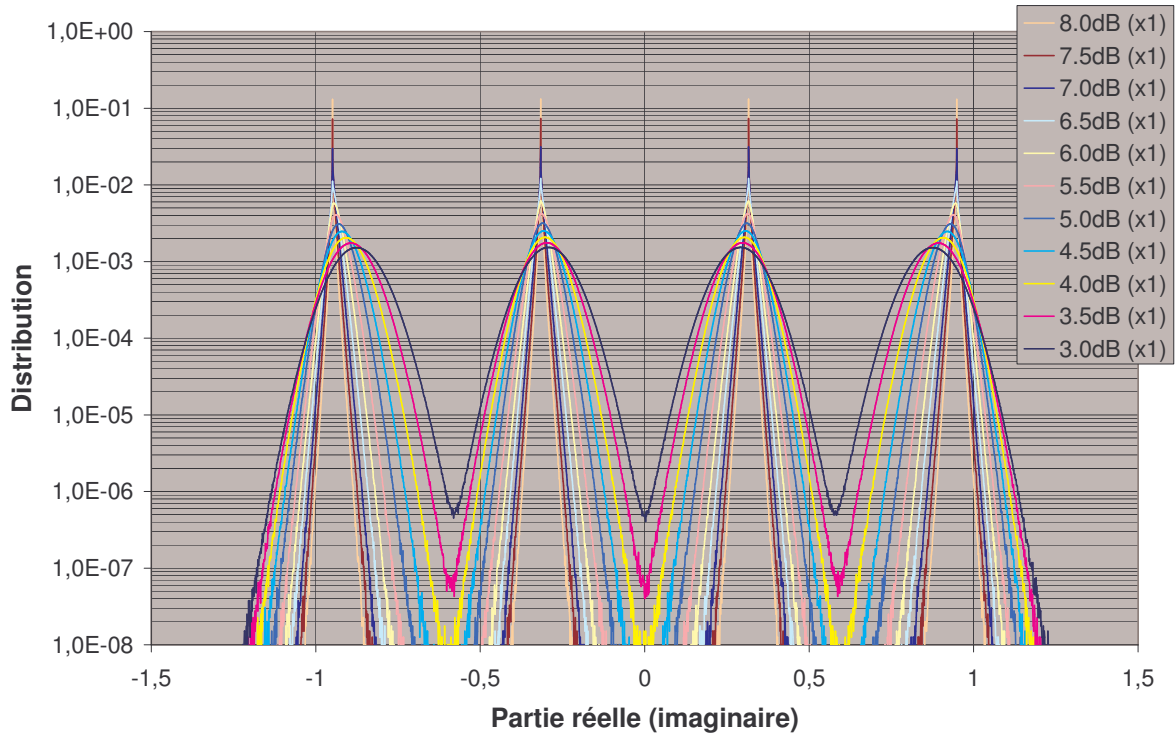


figure 72 : Distribution des parties réelles et imaginaires d'un signal OFDM (16-QAM) seuillé

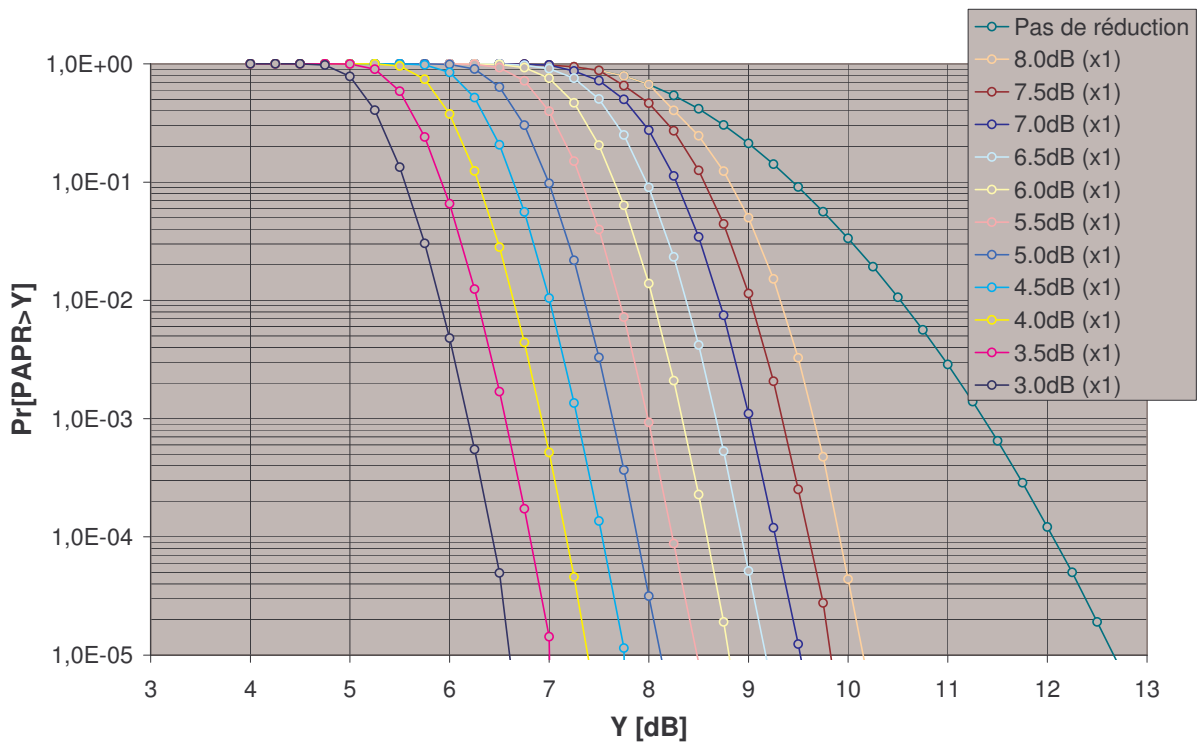


figure 73 : Fonction de répartition complémentaire du PAPR pour un signal OFDM (16-QAM) seuillé

4.3.4.5 Discussion sur les performances du seuillage

Suivant le niveau de seuillage et la technique de filtrage fréquentiel utilisée, les performances du seuillage en matière de réduction de PAPR peuvent être intéressantes. Pour des modulations utilisant peu d'états de phases (QPSK, BPSK), il semblerait que les dégradations du signal soit supportables, les erreurs pouvant être corrigées par le codage de canal. Lorsque l'on s'intéresse à des modulations à plus grand nombre d'état de phase (16-QAM), on remarque que le compromis entre dégradation du signal et réduction de PAPR mène à des résultats qui sont atteignables – comme cela sera montré plus loin dans cette étude – avec des techniques de réduction de PAPR qui ne dégradent pas le signal. Dans l'état actuel, il semble donc que les solutions de seuillage ne soient pas adaptées à des modulations à forte efficacité spectrale, dans la mesure où leur robustesse à des distorsions est plus faible.

4.3.5 Technique de réservation de porteuses

4.3.5.1 Principe

Le signal OFDM est constitué de la somme de N porteuses orthogonales, chacune étant modulée au rythme $1/T'_s$. La transformée de Fourier inverse permet de passer de l'espace fréquentiel des porteuses au domaine des échantillons temporels du signal. Rappelons ici l'expression générale du signal OFDM dans le domaine temporel (utilisation de la définition normée de la transformée de Fourier):

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot \exp(j \cdot 2\pi k n / N) \quad (4-10)$$

Soit Q l'opérateur de IFFT, la matrice Q est constituée des éléments $q_{n,k}$ ainsi définis :

$$q_{n,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp(j \cdot 2\pi k n / N) \quad (4-11)$$

Le vecteur x des échantillons temporels s'écrit :

$$x = QX \quad (4-12)$$

On définit C comme étant le vecteur des porteuses réservées. C contient donc des zéros aux autres emplacements. La linéarité de l'opérateur IFFT permet de décrire l'ajout des porteuses réservées aux porteuses utiles dans le domaine temporel :

$$x + c = Q(X + C) \quad (4-13)$$

On suppose alors que l'ajout d'une quantité vectorielle c correctement choisie au vecteur x permet de limiter l'amplitude des pics dans le signal temporel OFDM. La réduction de PAPR est efficace et réelle si les conditions suivantes sont vérifiées :

- X pourra être décodé à partir de $X+C$ sans dégrader les performances du modem.

- Le calcul de c est simple.
- La puissance moyenne du symbole OFDM n'est pas augmentée dans de trop fortes proportions.
- La puissance des porteuses réservées n'est pas démesurément supérieure à la puissance des porteuses de données.

Si C contient de l'énergie seulement aux emplacements des porteuses réservées, la première condition est naturellement vérifiée. Il suffit, au niveau du récepteur, d'ignorer les porteuses réservées. Bien entendu, les porteuses réservées ne contiennent pas d'information utile, elles servent uniquement à la réduction de PAPR. Selon leur nombre, la perte en efficacité spectrale globale est plus ou moins importante. La méthode TR est en quelque sorte une méthode de seuillage. Les pics de x qui sont au dessus d'un certain niveau y seront ramenés par l'ajout de c (idéalement, c est la somme de plusieurs impulsions de Dirac $\delta[n]$ décalées dans le temps et dont les amplitudes et phases respectives permettent de compenser les pics de x). Ainsi, si x_{red} est le signal « seuillé » :

$$\begin{aligned}
 x_{red} &= x + c \\
 x - x_{red} &= \sum_i \beta_i \delta[n - m_i] \\
 c &= -\sum_i \beta_i \delta[n - m_i]
 \end{aligned} \tag{4-14}$$

Dans (4-14), les β_i sont les valeurs de dépassement et les m_i les positions de ces dépassements. δ est l'impulsion de Dirac. La transformée de Fourier de δ est large bande, ce qui ne permet pas de préserver les informations des porteuses de données. Contrairement à la méthode de seuillage « brutale » qui ramène du bruit dans toute la bande du signal utile, TR calcule c de manière à ce que les remontées spectrales se fassent uniquement aux emplacements des porteuses réservées. On définit alors p appelé noyau de réduction tel que :

$$p[n] \approx \delta[n] \tag{4-15}$$

Les caractéristiques de p sont les suivantes :

- $P = Q^{-1}p$ contient des valeurs différentes de zéro seulement aux emplacements réservés.
- $p_0 = 1$ et $[|p_1|, |p_2|, \dots, |p_{N-1}|]$ est aussi petit que possible (idéalement 0).

Par ailleurs, on note $p[((n-m_i))_N]$ la permutation circulaire de rang m_i de p . Selon la norme (au sens mathématique du terme) qui est choisie, plusieurs manières de calculer p existent. Voici celle qui est présentée dans [46] et que nous avons retenue :

$$p = \frac{\sqrt{N}}{L} Q' \cdot 1_L \tag{4-16}$$

Où Q' est la matrice IFFT réduite aux colonnes correspondant aux emplacements réservés et où 1_L est le vecteur unitaire de longueur L , L étant le nombre de porteuses réservées. Le noyau de réduction p dépend uniquement du nombre et de la position des porteuses réservées. Il peut donc être calculé une fois pour toutes et stocké en mémoire afin de minimiser le coût algorithmique. Tellado et Cioffi ont proposé un algorithme itératif basé sur la méthode du gradient pour calculer c à partir de p et x pour des signaux réels. Voici l'adaptation (pseudo-code) de cet algorithme au cas OFDM, où les vecteurs prennent des valeurs complexes :

Initialisation :

```
c = [0, 0, ..., 0]T = 0N ;
iteration = 0 ;
[maxvalue, maxposition] = max_search(x) ;
```

Tant que (max_value > A) && (iteration < maxiter):

```
xred = x + c ;
[maxvalue, maxposition] = maxsearch(xred) ;
c = c - (maxvalue - A) . μ . exp(i . angle(xred(max_position)) . p[ ((n - max_position))N ] ;
iteration = iteration + 1 ;
```

fin :

```
out = x + c ;
```

« A » est une constante correspondant à la valeur à laquelle un pic est idéalement réduit. A est calculé en fonction de la puissance moyenne et du « PAPR cible ». Le coefficient μ règle conjointement la vitesse et la finesse de convergence.

4.3.5.2 Résultats de simulation et performances

La technique TR est évaluée ainsi : on compare les probabilités avec ou sans réduction que le PAPR soit supérieur à un niveau Y donné. Le filtrage interpolateur est bien sûr à prendre en compte. Si l'algorithme travaille sur un signal échantillonné à F_s , puis filtré à $4.F_s$, l'interpolation va reconstruire des pics et le gain est quasi nul. C'est ce qui est illustré par la figure 74. P est le facteur d'interpolation. $TR(m, n, p)$ indique que l'algorithme TR est appliqué avec un nombre maximal de m itérations, que le PAPR cible est de n dB, et que le coefficient μ (voir pseudo code) vaut p . Selon la définition du PAPR comme le rapport du maximum du module carré du signal à sa valeur moyenne au carré, le PAPR du signal « réduit » devrait inclure au dénominateur la composante de réduction c . Cependant, cette définition du PAPR pourrait induire en erreur car une augmentation de la puissance moyenne, sans réduction des pics pourrait très bien causer une (fausse) réduction du PAPR. Aussi, pour la méthode TR, la convention d'usage est d'utiliser cette définition du PAPR :

$$PAPR^* = 10 \cdot \log_{10} \frac{\max_k \{(x_k + c_k)^2\}}{E\{x_k^2\}} \quad 0 \leq k \leq NP - 1 \quad (4-16)$$

Il ne s'agit en aucun cas de la valeur réelle du rapport pic à puissance moyenne du signal « réduit », mais cette définition permet de vérifier qu'une technique de réduction basée sur l'ajout de composantes fréquentielles au signal OFDM original réalise une « vraie » réduction des pics, et non pas une augmentation de la puissance moyenne. C'est cette définition qui est utilisée pour les résultats présentés sur la figure 74 et la figure 75. Le fait de sur-échantillonner le signal OFDM ne dégrade que peu le PAPR du signal original (courbes rouge et verte, figure 74). Si TR est appliqué au signal échantillonné à F_s , l'algorithme est relativement efficace (courbe bleue), le gain est de 3.7 dB pour une probabilité de dépassement de 10^{-3} . Par contre, le fait de sur-échantillonner après TR (courbe orange) dégrade très fortement les performances de l'algorithme. La solution est de faire travailler TR sur un signal déjà sur-échantillonné (courbe marron), le gain est alors de 3.6 dB pour une probabilité de dépassement de 10^{-3} .

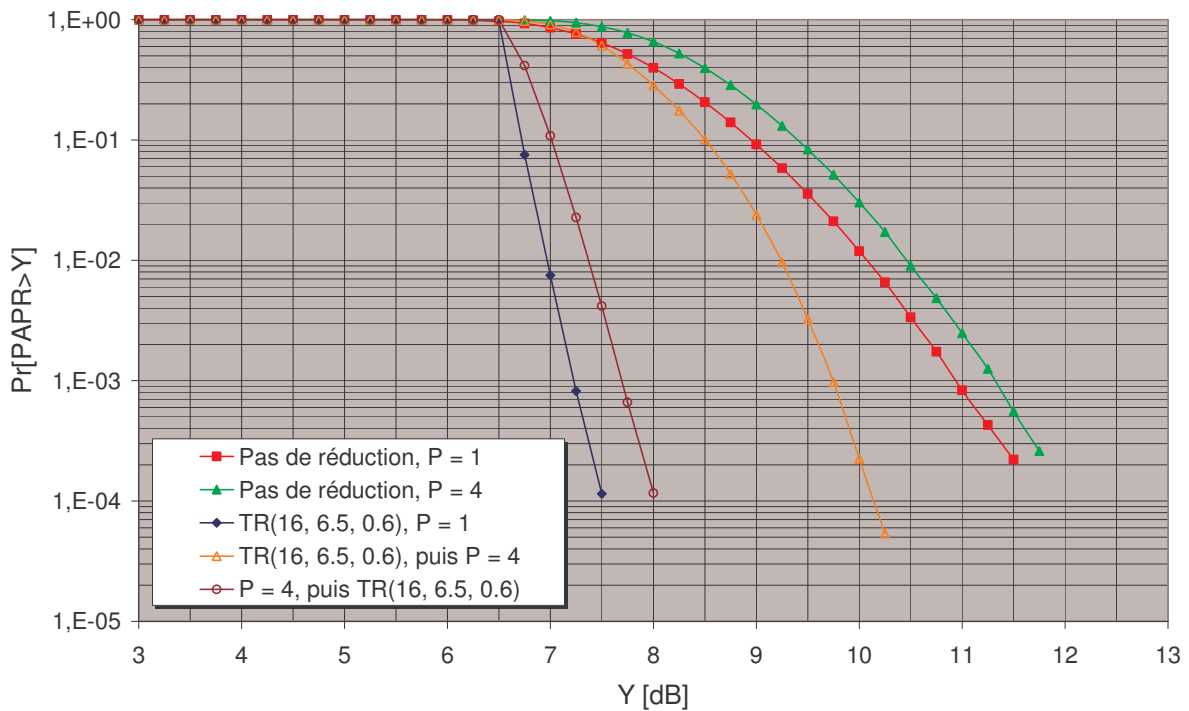


figure 74 : Performances de Tone Reservation, système sur-échantillonné, QPSK

Pour réduire la complexité de l'algorithme TR, il n'est pas forcément nécessaire de le faire travailler sur le signal sur-échantillonné à la fréquence la plus élevée. Si par exemple on souhaite un signal échantillonné à $8.F_s$, TR peut être appliqué au signal à $4.F_s$, le signal étant interpolé à $8.F_s$ après TR. La dégradation reste mineure (voir courbes vertes de la figure 75).

Les performances de TR peuvent être améliorées en augmentant le nombre d'itérations (figure 75). Dans [49], les auteurs de TR montrent que la position des porteuses réservées joue un rôle important sur les performances et que les meilleurs résultats sont obtenus pour un placement aléatoire. Dans notre cas, nous avons choisi de placer 6 des porteuses réservées aux endroits où l'estimateur de canal

commet le maximum d'erreur du fait du phénomène de Gibbs lié au fenêtrage rectangulaire de la réponse impulsionnelle, les 12 autres étant réparties de manière aléatoire sur le spectre.

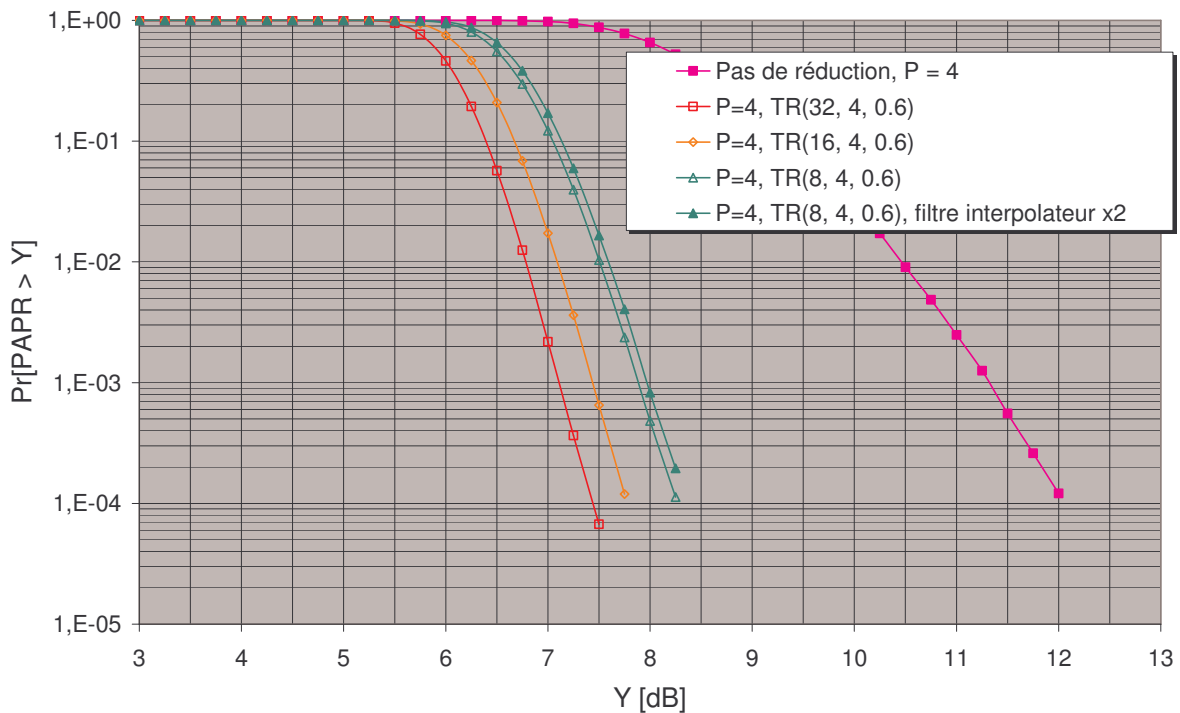


figure 75 : Performances de TR en fonction du nombre d'itérations

4.3.5.3 Limites de la méthode « TR »

Le principal problème posé par la méthode TR est l'amplitude des porteuses réservées. Si l'algorithme est utilisé sans contrainte autre que le nombre d'itérations, les porteuses réservées peuvent avoir un niveau beaucoup plus élevé que celui des porteuses modulées par des données (voir figure 76). Si les pics du signal dans le domaine temporel ont été réduits, l'homogénéité de puissance sur le spectre est perdue. Ceci sera d'autant plus vrai que le nombre de porteuses réservées est faible devant le nombre total de porteuses et la raison en est simple : pour compenser un pic avec peu de porteuses réservées, il faut qu'elles aient beaucoup d'énergie.

Krongold propose dans [47] une modification de l'algorithme TR pour contraindre l'amplitude des porteuses réservées. Malheureusement, la complexité calculatoire devient très importante pour des résultats en terme de réduction de PAPR qui restent modestes, même s'ils sont déjà bons (cf. [47] p. 125). Nous avons imaginé une technique de réduction de PAPR inspirée de TR, mais qui permettrait de contrôler l'amplitude des porteuses réservées le plus simplement possible.

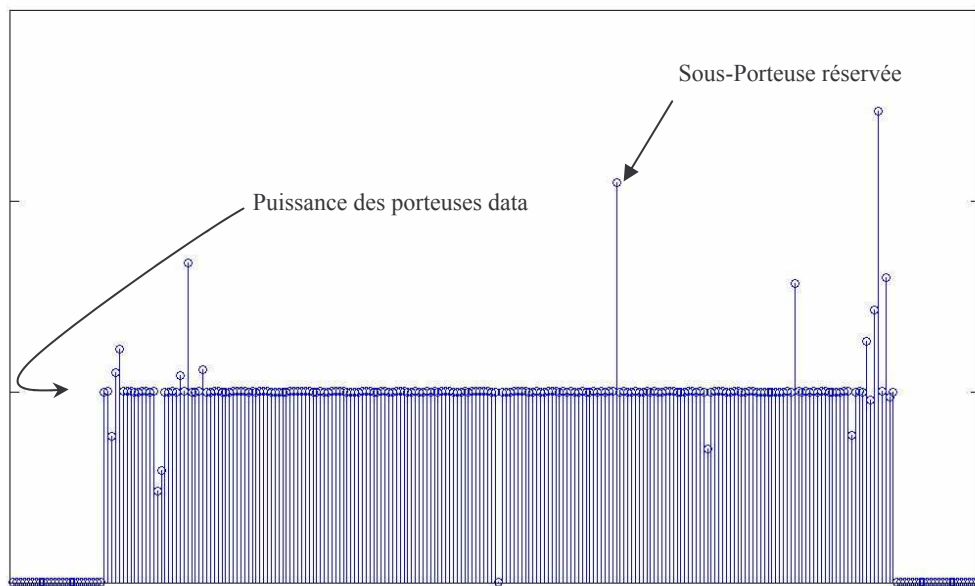


figure 76 : Puissance instantanée du signal, représentation dans l'espace discret des fréquences

4.3.6 La méthode OTOP

4.3.6.1 Introduction

A chaque itération de TR, il est difficile de savoir quelle quantité d'énergie contient chaque porteuse réservée. En fait, la même quantité d'énergie est ajoutée sur chaque porteuse réservée à chaque itération. La difficulté est de prévoir comment évolue la somme vectorielle sur chacune des porteurs. D'autre part, le calcul se faisant dans le domaine complexe, le dépassement d'une amplitude donnée n'arrive pas forcément au même moment pour toutes les porteurs. Enfin, si le module d'une porteuse réservée dépasse un certain seuil à l'itération k , il n'est pas impossible qu'à l'itération $k+1$, son amplitude soit diminuée. Contrôler à chaque itération l'amplitude sur les porteurs réservés demande de repasser dans le domaine fréquentiel, ou de maintenir à jour une table contenant les termes de phase et d'amplitude de chaque itération pour chaque porteuse réservée, ce qui est relativement complexe. Nous avons présenté dans [57] la technique OTOP (One Tone for One Peak) qui résout le problème de l'amplitude des porteurs réservés.

4.3.6.2 Principe

L'innovation avec OTOP repose sur le fait que, contrairement à TR, il n'y a pas de relation particulière de phase entre les porteurs réservés. Pour chaque symbole OFDM, la phase de ces porteurs est calculée de manière itérative pour compenser le pic le plus fort du symbole courant. Le signal de réduction de PAPR est ainsi mieux adapté à chaque symbole OFDM. La figure 77 montre comment la

phase d'une porteuse réservée est ajustée lors d'une itération donnée. OTOP travaille sur les échantillons du domaine temporel.

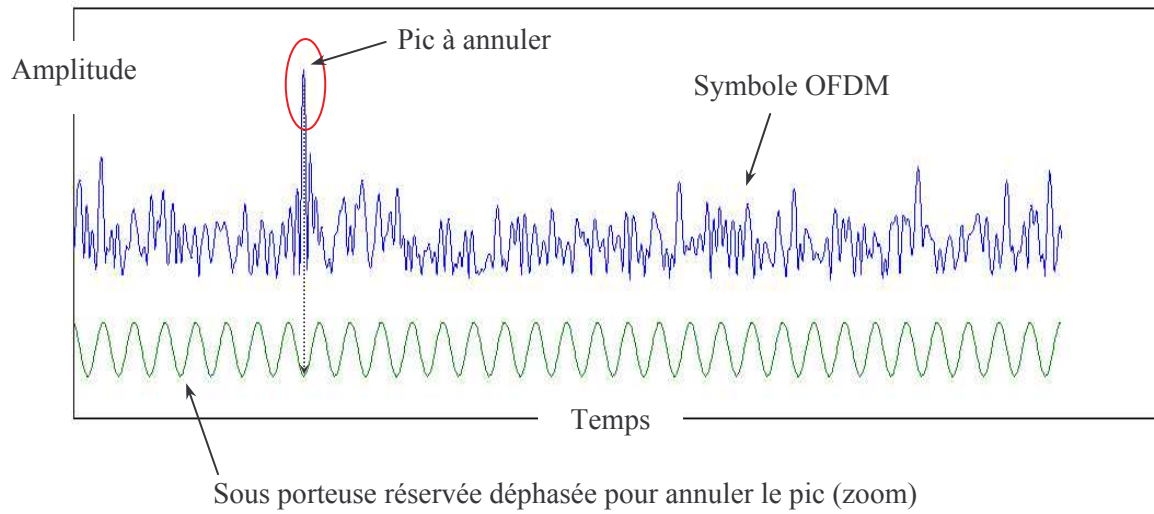


figure 77 : Principe de OTOP

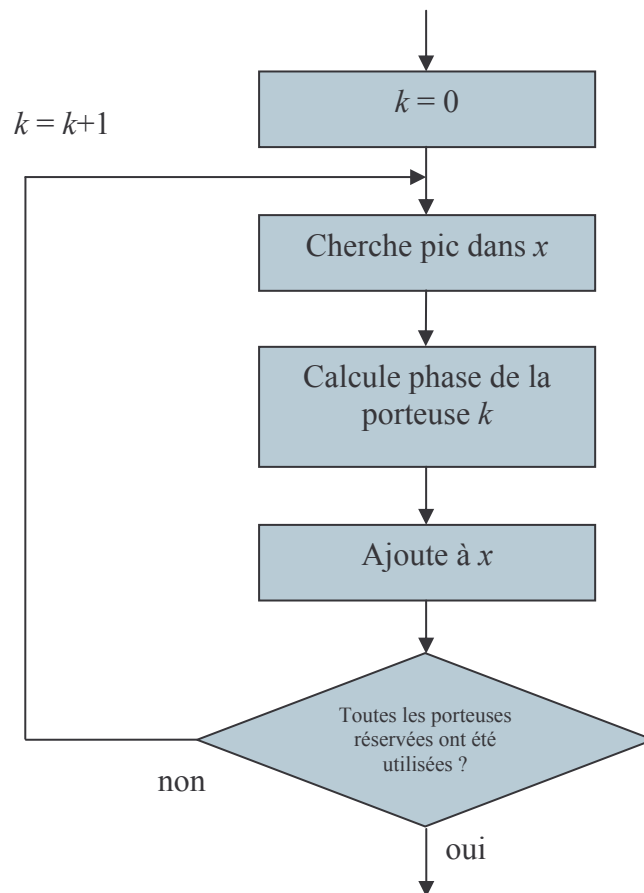


figure 78 : Algorithme OTOP

Le schéma de la figure 78 illustre le fonctionnement de l'algorithme OTOP. Pour un symbole OFDM donné, à chaque itération, OTOP localise l'échantillon de plus forte amplitude, la phase de la porteuse réservée en cours d'utilisation est alors ajustée de manière à compenser ce pic (déphasage de π). Ce signal est alors ajouté au symbole OFDM. OTOP vérifie alors s'il y a encore des porteuses réservées qui n'ont pas été utilisées, si c'est le cas, le processus itératif continue. Sinon, la réduction de PAPR pour le symbole OFDM courant est terminée.

Comme OTOP ne modifie pas l'amplitude des porteuses réservées, mais seulement la phase, la puissance des porteuses réservées est maîtrisée. Le pseudo-code correspondant à l'idée originale de OTOP est donné ci-dessous. « `table_trigo` » est le tableau [$NP \times L$] qui contient les sinus et cosinus pour les L porteuses réservées.

Initialisation :

$$c = [0, 0, \dots, 0]^T = 0_N;$$

$$xred = x;$$

pour $k=0$ à $L-1$:

$$[maxvalue, maxphase, maxposition] = \mathbf{maxsearch}(xred);$$

$$buffer1 = \mathbf{angle}(\mathbf{conjugué}(\mathbf{table_trigo}(k*N*P+maxposition)));$$

$$buffer2 = \mathbf{exp}(i \cdot (\mathbf{buffer1} + maxphase));$$

*pour $j=0$ à $N*P-1$:*

$$c_{temp} = buffer2 * \mathbf{table_trigo}(k*N*P+j);$$

$$x_{temp}(j) = xred(j) - c_{temp};$$

$$[maxvalue2, maxphase, maxposition] = \mathbf{maxsearch}(xred);$$

si $maxvalue2 < maxvalue$:

$$xred = x_{temp}$$

fin

Dans cet exemple de pseudo code, on utilise une porteuse réservée seulement si elle permet de réduire l'amplitude du pic, sinon, elle est « sautée ». L'algorithme pourrait être répété une seconde fois, en travaillant seulement avec les porteuses qui n'ont pas été utilisées à la première passe, mais le gain est faible.

4.3.6.3 Optimisations de OTOP

Il est possible d'affiner la convergence de OTOP en utilisant les porteuses réservées en plusieurs passes. A chaque passe, seulement une fraction de l'énergie allouée aux porteuses réservées est utilisée.

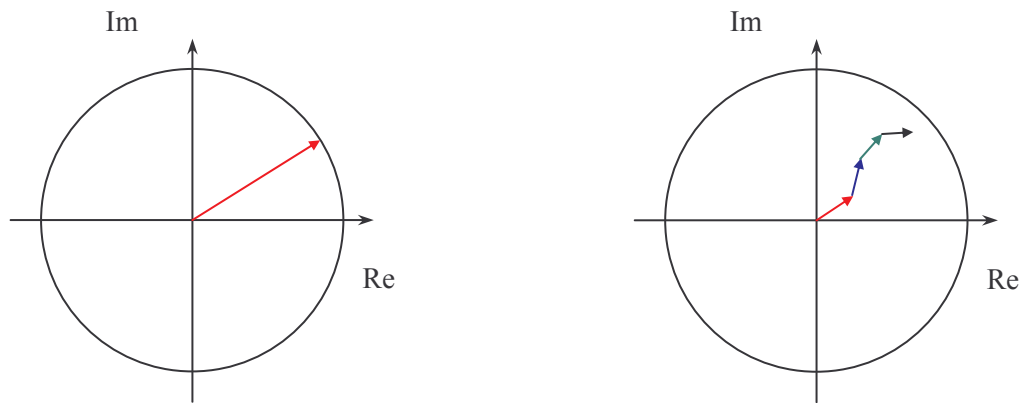


figure 79 : Affinage de la convergence

La figure 79 illustre ce principe lorsque 4 passes sont faites. L'amplitude finale des porteuses réservées est bien sûr plus faible que l'amplitude maximale allouée : le contrôle ne porte plus que sur la limite maximale. Les impacts de cette amélioration seront étudiés dans la section 4.3.6.4.

4.3.6.4 Résultats de simulation et performances

Les performances de l'algorithme OTOP sont d'abord évaluées pour un système OFDM à 256 porteuses modulées en 16-QAM (dont 208 utilisées). Il est à noter que des performances de réduction similaires sont obtenues pour un système modulé en QPSK. Un sur-échantillonnage par 4 est effectué avant d'appliquer OTOP. 18 porteuses réservées sont utilisées, soit environ 8.6% du nombre de porteuses utiles, leur amplitude est limitée à celle des porteuses de données. Les calculs sont faits pour 1, 2 et 4 passes de l'algorithme OTOP. Les résultats (voir figure 80) sont intéressants puisque, pour la complexité relativement réduite de l'algorithme, la réduction de PAPR est non-négligeable (environ 2.7 dB pour une probabilité de dépassement de 10^{-4}).

L'amélioration du fonctionnement par le fait de multiplier le nombre de passes est surtout visible dans la zone de faible PAPR. En effet, dans cette région, le symbole OFDM ne comporte plus un seul pic de forte amplitude mais plusieurs d'amplitude plus faible (répartition de l'énergie sur le symbole). La probabilité qu'un pic secondaire croisse et devienne plus important que le pic courant sur lequel l'algorithme travaille est donc non-négligeable. Un algorithme avec une convergence plus fine devient utile.

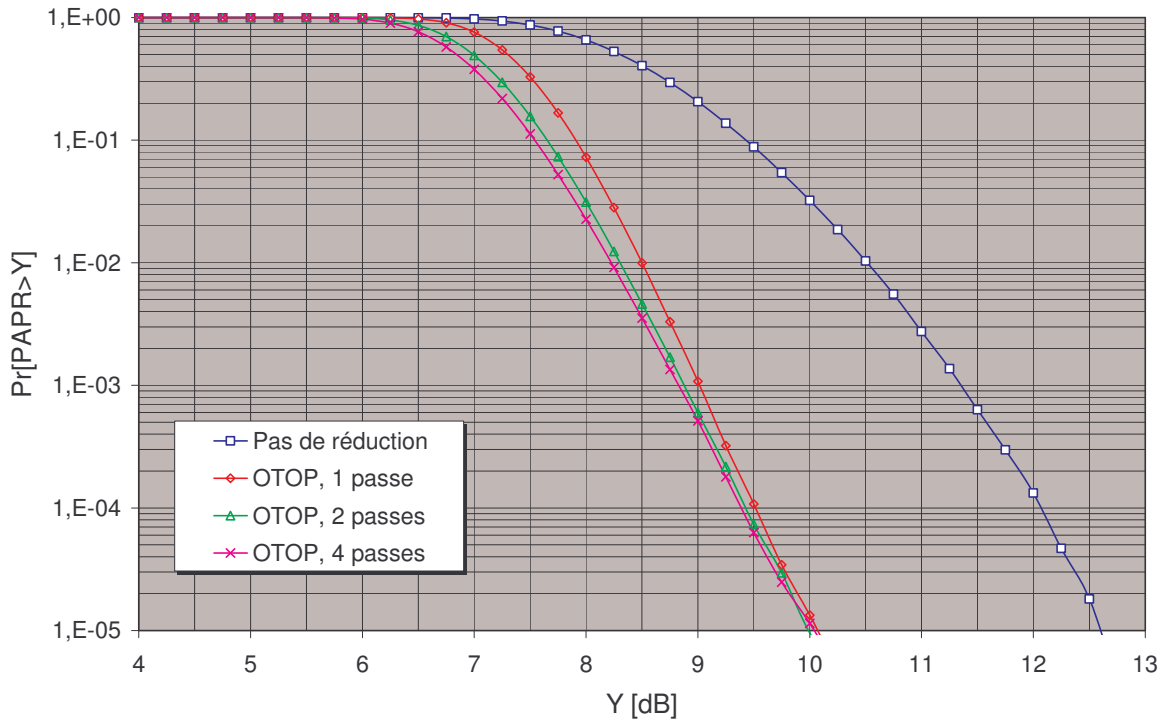


figure 80 : Performances de OTOP pour 1, 2 et 4 passes

Lorsque plusieurs passes de OTOP sont utilisées, l'énergie finale dans chaque sous-porteuse réservée est, par construction, inférieure à l'énergie des porteuses de données. Il est donc possible d'accepter une contrainte plus large pour l'amplitude des porteuses réservées à chaque passe, sachant que statistiquement, il y a peu de chances pour que l'énergie des porteuses de données soit dépassée. La figure 81 montre l'amélioration apportée par ceci. Comme toutes les techniques de réduction de PAPR fonctionnant sur le principe des porteuses réservées, OTOP est très sensible au nombre de porteuses allouées à la réduction de PAPR. La figure 82 montre les résultats de simulation obtenus pour 18 et 28 porteuses de réduction (4 passes).

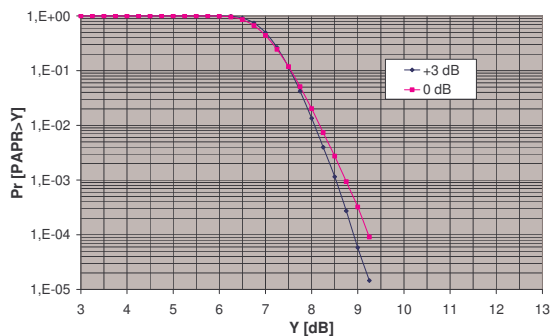


figure 81 : Niveau de puissance plus grand accordé à chaque passe d'OTOP

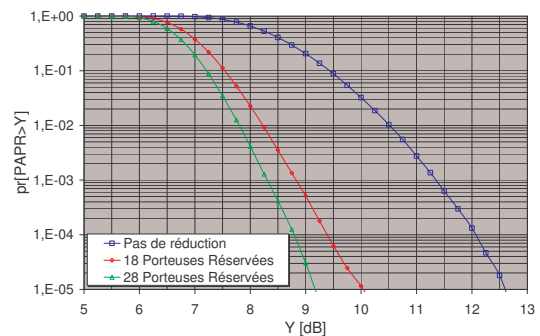


figure 82 : Influence du nombre de porteuses réservées sur OTOP

L'effet du placement des porteuses réservées dans le symbole OFDM sur l'efficacité de OTOP a également été étudié. L'estimateur de canal mis en œuvre utilise un fenêtrage dans le domaine temporel et une interpolation fréquentielle grâce à une opération de IFFT. Le phénomène de Gibbs fait que des erreurs d'estimation apparaissent pour certains emplacements de porteuses. Il serait judicieux d'utiliser ces porteuses comme porteuses de réduction de PAPR.

Des simulations ont été faites en plaçant les porteuses réservées de trois manières différentes. Tout d'abord, les porteuses réservées sont placées aux fréquences d'indices les plus élevés, ensuite, elles ont été régulièrement réparties sur tout le spectre, et finalement, une petite partie des porteuses est placée aux emplacements où l'estimateur de canal commet le plus d'erreur, le reste étant aléatoirement réparti dans le spectre. Les résultats de simulations obtenus montrent que la réduction de PAPR avec OTOP n'est pas influencée par le placement des porteuses réservées (les variations de gain sont inférieures à 0.1 dB), contrairement à la méthode TR (voir [49] et [50]).

4.3.6.5 Implémentation matérielle

La technique OTOP présentée dans [57] a été retenue comme technique de réduction de PAPR pour le futur produit OFDM ADVANTEN. Une implantation de cet algorithme a été prototypée sur un FPGA (Field Programmable Gate Array) de manière à en évaluer les performances qui peuvent être modifiées par le fait de travailler en arithmétique entière. Ceci a permis de déterminer précisément la complexité de l'algorithme et des optimisations ont pu découler de ces travaux.

Il est en effet possible de réduire la complexité de l'algorithme OTOP en ne travaillant que sur les échantillons de plus forte amplitude. Un tri est donc effectué sur les échantillons du domaine temporel (voir figure 83). Aucune dégradation des performances n'a été observée en ne travaillant que sur le seizième des échantillons de plus forte amplitude. L'opération de tri est bien sûr faite une seule fois par symbole OFDM.

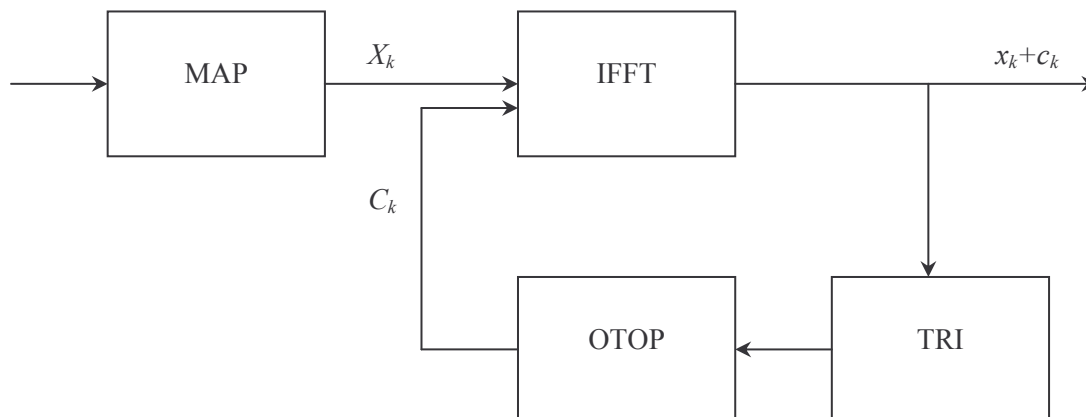


figure 83 : Implémentation de OTOP

Dans ce schéma d’implantation, OTOP travaille sur les échantillons du domaine temporel, mais l’algorithme renvoie à la fin du processus itératif les C_k , qui sont les porteuses réservées dans le domaine fréquentiel, ceci pour plusieurs raisons. Tout d’abord, cela permet d’éviter l’accumulation d’erreurs de quantification liées à la réduction itérative du PAPR du signal temporel. On peut espérer de cette façon que ces erreurs de quantification n’auront d’influence que sur la réduction du PAPR, et pas sur les porteuses modulées. Ensuite, comme on ne travaille que sur le seizième des échantillons, il serait dommage de recalculer le vecteur x_k en entier à chaque itération. Enfin, cette variante permet la réutilisation du bloc IFFT, et donc, la réduction de la consommation de ressources.

4.4 Conclusion

L’étude bibliographique préliminaire sur le problème du PAPR et ses éventuelles solutions a montré que si la littérature sur le sujet est riche et variée, les solutions techniquement réalistes et utilisables dans un système embarqué se font plus rares. La technique de seuillage est intéressante dans la mesure où elle est simple est très maîtrisable. Le filtrage dans le domaine fréquentiel qui suit le seuillage a l’avantage de ne pas créer de remontées de pics trop importantes. Au besoin, il a été vu que répéter les opérations de seuillage-filtrage pouvait améliorer sensiblement l’efficacité de la méthode, au prix, bien sûr d’une complexité plus élevée. Il a été montré que le bruit de seuillage pouvait être négligé devant les paramètres plus sévères du canal pour des modulations QPSK (ou à nombre d’états plus faibles). Ceci devient par contre délicat lorsque des schémas de modulation du type 16-QAM (ou à plus grand nombre d’états de phase) sont mis en œuvre.

La technique de réservation de porteuses (TR) présente un intérêt certain dans la mesure où elle permet un seuillage « propre », sans distorsion du signal. Malheureusement, l’ajout de contraintes d’amplitude sur les porteuses de réduction augmente considérablement la complexité de TR tout en réduisant son efficacité. Une méthode plus simple a été proposée (OTOP), qui assure une parfaite maîtrise de l’amplitude de chacune des porteuses réservées. La réduction de PAPR obtenue grâce à OTOP est plus faible que celle du seuillage, mais la complexité de l’algorithme est très faible, et la réduction se fait sans distorsion du signal OFDM quelle que soit la constellation utilisée.

Références Bibliographiques du Chapitre 4

- [35] H. OCHIAI, H. IMAI, « On the Distribution of the Peak to Average Power Ratio in OFDM Signals », IEEE Trans. On Comm, vol. 49, n°2, February 2001.
- [36] C. SCHUGERS, M. B. SRIVASTAVA, « A Systematic Approach to Peak-to-Average Power Ratio in OFDM », Electrical Engineering Dept. UCLA.
- [37] T. WILKINSON, E. JONES, « Minimisation of the Peak to Mean Enveloppe Power Ratio of Multicarrier Transmission Schemes by Block Coding », Proceedings, VTC'95, Chicago IL, pp. 25-28, 1995.
- [38] A. KAMERMAN, A. KRISHNAKUMAR, « OFDM Encoding With Reduced Crestfactor », Symposium on Comm. Vehicular Technology in the Benelux, Louvain-La-Neuve, Belgium, pp. 182-186, 1994
- [39] J. A. DAVIS, J. JEDWAB, « Peak-to-Mean Power Control in OFDM, Golay Complementary Sequences and Reed-Müller Codes », IEEE Trans. on Information Theory, vol. 45, n°7, November 1999.
- [40] D. WULICH, L. GOLDFIELD, « Reduction of Peak Factor in Orthogonal Multicarrier Modulation by Amplitude Limiting and Coding », IEEE Trans. on Comm., vol. 47, n°1, January 1999.
- [41] R. W. BÄUML, R. F. H. FISCHER, J. B. HUBER, « Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping », Universität Erlangen Nürnberg.
- [42] S. H. MÜLLER, R. W. BÄUML, R. F. H. FISCHER, J. B. HUBER, « OFDM With Reduced Peak-to-Average Power Ratio by Multiple Signal Representation », Annals of Telecommunications, vol. 52, n° 1-2, pp. 58-67, February 1997.
- [43] S. H. MÜLLER, J. B. HUBER, « A Comparison of Peak Power Reduction Schemes for OFDM », Proc. of the IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM'97, pp. 1-5, November 1997.
- [44] S. H. MÜLLER, J. B. HUBER, « A Novel Peak Power Reduction Scheme for OFDM », PIMRC-97, Helsinki, Finland, pp. 1090-1094, September 1997.
- [45] C. TELLAMBURA, « Improved Phase Factor Computation for the PAR Reduction of an OFDM Signal Using PTS », IEEE Comm. Letters, vol. 5, n° 4, April 2001.
- [46] J. TELLADO, J. M. CIOFFI, « Peak Power Reduction for Multicarrier Transmission », Proceedings GLOBECOM'98, Sydney, Australia, 1998.
- [47] B. S. KRONGOLD, « New Techniques for Multicarrier Transmission Schemes », PhD Thesis, University of Illinois, 2003.
- [48] C. CIOCHINA, F. BUDA, H. SARI, « An Analysis of OFDM Peak Power Reduction Techniques for WiMAX Systems », Sequans Communications, Paris, France.
- [49] J. TELLADO, J. M. CIOFFI, « PAR Reduction in Multicarrier Transmission Systems, Information Systems Laboratory, Durand 112, Stanford University, February 1998.
- [50] J. TELLADO, J. M. CIOFFI, « Revisiting DMT's PAR », Stanford University, February 1998.
- [51] D. KIM, G. L. STÜBER, « Clipping Noise Mitigation for OFDM by Decision-Aided Reconstruction », IEEE Comm. Letters, vol. 3, n° 1, January 1999.
- [52] A. R. S. BAHAI, M. SINGH, A. J. GOLDSMITH, B. R. SALTZBERG, « A New Approach for Evaluating Clipping Distortion in Multicarrier Signal », IEEE Journal on Selected Areas on Communications, vol. 20, n° 5, May 2002.
- [53] J. ARMSTRONG, « New OFDM Peak-to-Average Power Reduction Scheme », IEEE VTC 2001, May 2001.
- [54] J. ARMSRTRONG, « Peak-to-Average Power Reduction for OFDM by Repeated Clipping and Frequency Domain Filtering », Electronics Letters, vol. 38, n° 5, February 2002.
- [55] K. R. PANTA, J. ARMSTRONG, « Effects of Clipping on the Error Performance of OFDM in Frequency Selective Fading Channels », IEEE Trans. on Wireless Communications, vol. 3, n° 2, March 2004
- [56] H. A. SURaweera, K. R. PANTA, M. FERAMEZ, J. ARMSTRONG, « OFDM Peak-to-Average Power Reduction Scheme With Spectral Masking », accepted for International Symposium on Communication Systems Networks and Digital Signal Processing (CSNDP 2004), July 2004.

- [57] E. BOUQUET, S. HAESE, M. DRISSI, C. MOULLEC, K. SAYEGRIH, « An Innovative and Low Complexity PAPR Reduction Technique for Multicarrier Signal », Proceedings ECWT 2006, Manchester UK, September 2006.

Chapitre 5 Réalisation du modem radio COFDM

5.1 Organisation du travail

A ce stade d'avancement de la thèse, un certain nombre de résultats de simulation étaient disponibles pour démarrer la phase de réalisation du modem OFDM ADVANTEN. Comme la plupart de nos produits, ce modem sera a priori découpé en deux cartes : l'une pour le traitement du signal numérique, et l'autre pour les fonctions radio. La conception de la carte de traitement du signal numérique est prise en charge en interne de la société ADVANTEN. Le travail de cette thèse s'est alors orienté vers la conception et la réalisation de la carte radio du modem. D'autre part, l'étude et la simulation d'un système de pré-distorsion numérique du signal a fait l'objet d'un stage d'élève ingénieur durant l'été 2006.

5.2 Structure de la chaîne radio

5.2.1 Architecture de récepteurs radio

5.2.1.1 Introduction

Le but d'un récepteur radio est de transformer une énergie radio électrique captée par une antenne en une information interprétable pour son utilisateur. Cette transformation doit s'opérer en préservant le mieux possible l'information. Les tolérances de dégradation varient bien sûr beaucoup avec l'application. Les performances d'un récepteur peuvent être évaluées selon plusieurs paramètres : la sensibilité, la sélectivité, la réjection des fréquences images, la réjection des produits d'intermodulation, l'auto-immunité, et, dans le cas de modulation à enveloppe non-constante, la linéarité.

La sensibilité d'un récepteur radio représente sa capacité à démoduler un signal reçu de faible puissance. Dans le cadre d'une transmission analogique, on parle généralement d'une puissance d'entrée nécessaire pour obtenir un signal démodulé ayant un rapport signal à bruit déterminé. Pour des communications numériques, la sensibilité est donnée comme la puissance nécessaire à l'entrée pour obtenir un taux d'erreur binaire fixé. Si l'on néglige les signaux interférents (bruit « externe »), la sensibilité du récepteur dépend de deux paramètres essentiels : le facteur de bruit à l'entrée du récepteur et la largeur de bande du filtre FI (fréquence intermédiaire) le plus étroit. A facteur de bruit identique, plus la largeur de bande du filtre FI est importante, et plus la sensibilité sera diminuée, car le récepteur intégrera du bruit dans une largeur de bande plus importante. Les autres paramètres de qualité du récepteur vont avoir tendance à réduire d'une manière ou d'une autre la sensibilité du récepteur. On parle alors de désensibilisation.

La sélectivité d'un récepteur est sa faculté de rejeter les signaux des canaux adjacents. C'est un paramètre qu'il est parfois délicat de respecter tant les contraintes peuvent être importantes dans certains systèmes (70 à 90 dB de réjection). Il est parfois plus aisé de ne pas utiliser simultanément deux systèmes travaillant dans des canaux adjacents, plutôt que d'optimiser le filtrage.

La réjection des fréquences images concerne les récepteurs à structure hétérodyne. En effet, ce type de récepteur présente des réponses à des fréquences autres que celle que l'on souhaite recevoir, dont les valeurs dépendent des fréquences intermédiaires. Un choix correct des valeurs des FI et des filtres s'impose, il est assez facile d'obtenir des réjections des fréquences images de l'ordre de 70 à 100 dB.

La réjection des produits d'intermodulation peut s'avérer plus délicate. Les différents éléments non-linéaires du circuit (mélangeurs actifs, amplificateurs...) peuvent contribuer à créer des réponses non voulues du récepteur à des fréquences pouvant tomber dans la bande des filtres RF et FI. Seuls un choix et une utilisation correcte des composants de la chaîne de réception peuvent limiter l'apparition de ce type de défaut. Il ne faut cependant pas dramatiser, une réjection des produits d'intermodulation de l'ordre de 70 dB s'atteint sans trop de difficultés.

L'auto-immunité d'un récepteur est surtout une question de qualité de conception. Il s'agit de ne pas réduire la sensibilité à cause d'un signal (ou de ses harmoniques) généré par la carte elle-même qui se trouverait dans la bande des filtres RF et FI et « masquerait » un signal plus faible à recevoir.

La linéarité de la chaîne de réception a plusieurs effets. Tout d'abord, il va de soi que plus la chaîne est linéaire, moins le signal à démoduler sera distordu, ce qui est capital dans le cas de modulations à enveloppe non-constante, comme l'OFDM. Ensuite, une saturation des étages d'entrée du récepteur par un signal perturbateur, même éloigné de la fréquence à recevoir, est possible et va créer une désensibilisation du récepteur. Le rôle des filtres RF est à ce stade primordial, mais pour les signaux forts qui se trouveraient dans la bande, il est nécessaire de prendre les précautions nécessaires lors du choix des composants du « Front-end » (LNA...).

D'autres paramètres de qualité pourraient être listés : stabilité en fréquence, bruit de phase des oscillateurs, rayonnement, adaptation à l'environnement (température, vibrations...)... Dans tous les cas, la démarche idéale de conception sera la même : étude du besoin, chiffrage des paramètres de qualité, choix d'une structure et des composants. Dans la pratique, il est nécessaire de prendre en compte la disponibilité des composants sur le marché, puisque, dans une démarche industrielle « produit », le composant miracle qui réunit toutes les qualités mais que l'on ne peut acheter dans les délais ou par les quantités souhaitées n'est d'aucune utilité. La conception de la chaîne radio pour le modem OFDM a suivi cette ligne directrice : « Que peut-on faire de mieux en utilisant les composants de meilleure qualité disponibles en restant dans des coûts et délais raisonnables ? ».

5.2.1.2 Architecture I/Q avec changement de fréquence

La structure la plus classique pour un récepteur de signaux modulés numériquement consiste à effectuer une ou plusieurs transpositions de fréquence, puis, au moyen d'un mélangeur en quadrature, de récupérer les signaux analogiques en bande de base. Le schéma de la figure 84 illustre ce procédé.

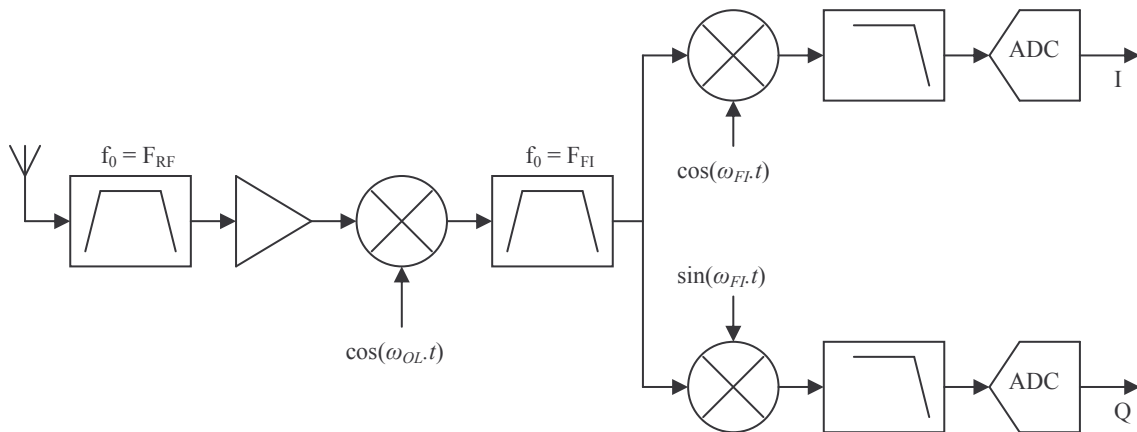


figure 84 : Architecture classique de récepteur à changement de fréquence

Soit le signal après le filtre FI (cas d'un signal modulant sinusoïdal):

$$\cos((\omega_{FI} - \omega_m)t) = \cos(\omega_{FI}t) \cdot \cos(\omega_m t) + \sin(\omega_{FI}t) \cdot \sin(\omega_m t) \quad (5-1)$$

Où ω_m est la pulsation instantanée du signal modulant (exemple ici d'une modulation en bande latérale inférieure). Après chacun des mélangeurs (voie I et voie Q), les signaux s'écrivent :

$$\begin{aligned} \cos((\omega_{FI} - \omega_m)t) \cdot \cos(\omega_{FI}t) &= \frac{1}{2} \cos(\omega_m t) + \frac{1}{2} \sin((2\omega_{FI} + \omega_m)t) \\ \cos((\omega_{FI} - \omega_m)t) \cdot \sin(\omega_{FI}t) &= \frac{1}{2} \sin(\omega_m t) + \frac{1}{2} \sin((2\omega_{FI} - \omega_m)t) \end{aligned} \quad (5-2)$$

Par filtrage passe bas, les termes haute-fréquence sont éliminés et on récupère bien sur les voies I et Q les parties réelles et imaginaires du signal bande de base.

Des structures dérivées de celle de la figure 84 permettent de supprimer la réponse à la fréquence image. Il s'agit des structures de Hartley et de Weaver. La complexité de la chaîne de réception est augmentée et il n'est pas facile de trouver des circuits intégrés mettant en œuvre ces structures, nous verrons au paragraphe 5.2.2.5 comment une structure de Weaver peut être mise en œuvre au niveau de l'émission. La réjection de la fréquence image dépend fortement de la qualité de la quadrature et de l'équilibrage des voies en amplitude. Avec les composants existants, des réjections de 30 à 40 dB sont

courantes, ce qui n'est pas forcément suffisant : le filtrage reste nécessaire. Pour supprimer la fréquence image, le récepteur homodyne ou à conversion directe est une solution avantageuse par sa simplicité.

5.2.1.3 Système à conversion directe (architecture homodyne)

Avec une structure à conversion directe, le problème de la réjection de l'image ne se pose même pas : la fréquence image n'existe pas puisque la transposition se fait directement en bande de base. Il y a donc, par rapport aux structures hétérodynes, plusieurs avantages. Le récepteur est moins complexe et moins coûteux : économie de filtres, nombre d'oscillateurs et de synthèse de fréquence réduit. Il en découle un encombrement réduit, une consommation limitée. Le schéma de la figure 85 montre comment fonctionne une telle structure.

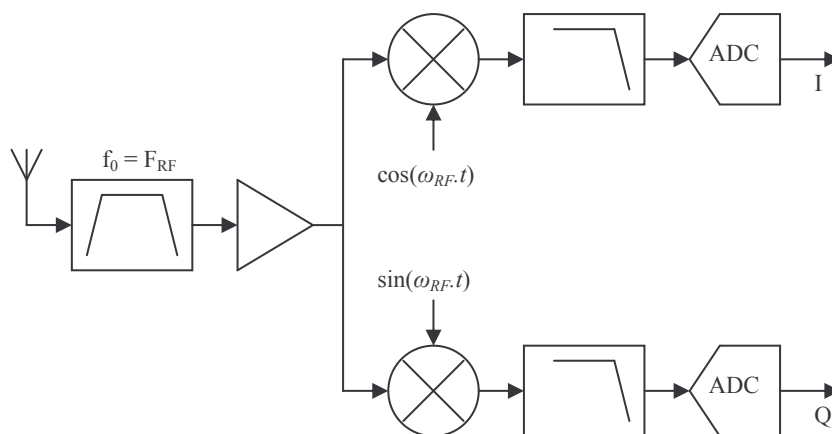


figure 85 : Récepteur homodyne ou à conversion directe

L'architecture de récepteur à conversion directe, bien que simple d'apparence peut causer de sérieux problèmes de mise en œuvre. Tout signal à la fréquence F_{RF} présent entre l'antenne et l'entrée des mélangeurs sera retrouvé en sortie du récepteur sous la forme d'un offset continu. Le gain global de la chaîne pouvant être important, cet offset peut complètement saturer le récepteur. Une première source d'offset provient du mélange entre la fuite de l'oscillateur local (OL) vers le port RF avec lui-même. L'isolation inverse d'un mélangeur n'est pas infinie et les désadaptations qui existent à chaque liaison inter-étage vont causer la réinjection du signal d'OL à l'entrée du mélangeur. La figure 86 (traits en pointillés) illustre ce principe pour l'une des branches du récepteur. La seconde source d'offset est liée à la présence de signaux brouilleurs de forte amplitude à l'entrée du récepteur. Ces signaux d'amplitude importante vont, par couplage, se retrouver également sur l'entrée d'OL du mélangeur, et par produit avec eux-mêmes, générer une tension continue en sortie (voir figure 86, traits mixtes). Plusieurs solutions existent pour limiter le problème de l'offset. Il est par exemple possible de coupler les sorties des filtres en bande de base en AC. C'est une solution simple qui pose problème dans la plupart des cas car les modulations classiquement utilisées (M-PSK...) contiennent de l'énergie au

point DC. Il est possible de compenser l'offset statique au niveau du récepteur par une boucle asservie, c'est ce que fait Analog Devices dans le circuit AD8347 par exemple. Cette solution est efficace tant qu'il n'y a pas de signaux interférents de forte puissance arrivant de manière brutale. Une autre solution consiste à utiliser une FI très faible (quelques kilohertz), et à traiter le signal en numérique. Cette technique est quasi impossible à mettre en œuvre dans un système où les canaux sont proches car la fréquence image peut devenir un canal adjacent.

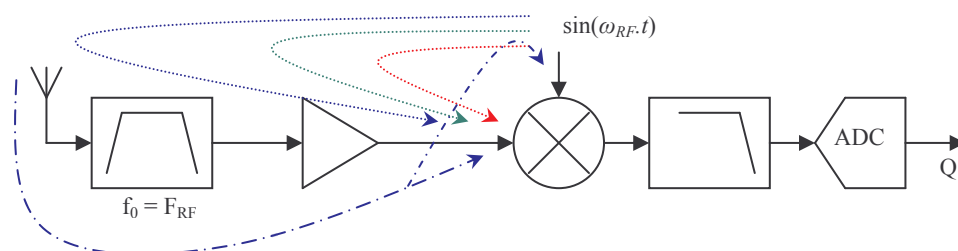


figure 86 : Génération d'offset dans une structure de récepteur homodyne (voie Q)

La contribution de la fuite d'OL par couplage sur la carte peut être réduite en utilisant des composants mélangeurs qui contiennent des doubleurs ou diviseurs de fréquence. Le VCO travaille donc au double ou à la moitié de la fréquence d'OL, le couplage est limité. Le circuit intégré AD8348 (Analog Devices) utilise ce principe.

Dans les mélangeurs intégrés, les structures couramment employées sont à base d'amplificateurs différentiels. Il existe alors un autre défaut qui va générer un offset continu sur les sorties du mélangeur en quadrature : il s'agit du désappariement de la paire différentielle.

5.2.1.4 Système à fréquence intermédiaire numérique

Les structures à conversion directe ou à changement de fréquence qui utilisent un démodulateur à quadrature analogique souffrent du problème de désappariement des voies I et Q. Une différence d'amplitude ou un défaut de quadrature entre les deux voies crée une déformation de la constellation et dégrade le taux d'erreur binaire. La figure 87 et la figure 88 montrent l'effet de ces défauts sur une constellation 16-QAM. Ce sont ces erreurs difficilement maîtrisables qui vont faire reculer la place de l'analogique au profit du numérique dans le récepteur. En effet, si l'on imagine une structure à transposition de fréquence, où la FI serait directement numérisée, beaucoup de problèmes liés à l'électronique analogique sont évités. Les problèmes de quadrature et d'équilibre des voies ne se posent plus, et comme il y a une transposition de fréquence, les soucis d'offset continus sont éliminés. La figure 89 montre d'une manière simplifiée comment fonctionne un système récepteur à « fréquence intermédiaire numérique ». La fréquence intermédiaire, après avoir été correctement filtrée, est numérisée. La conversion en bande de base se fait par traitement du signal numérique, grâce à

l'utilisation d'un DDC (Digital Down Converter). Les problèmes de quadrature et de reproductibilité sont résolus à ce niveau.

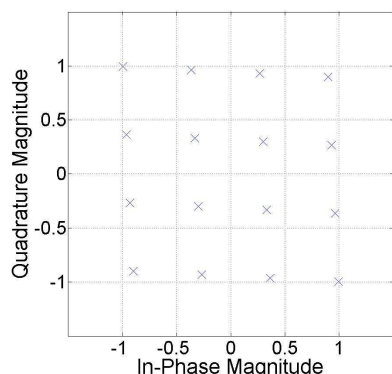


figure 87 : Défaut de quadrature

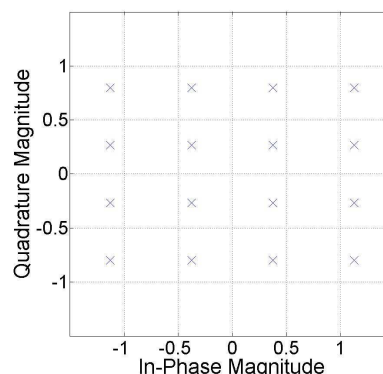


figure 88 : Défaut d'équilibre des voies

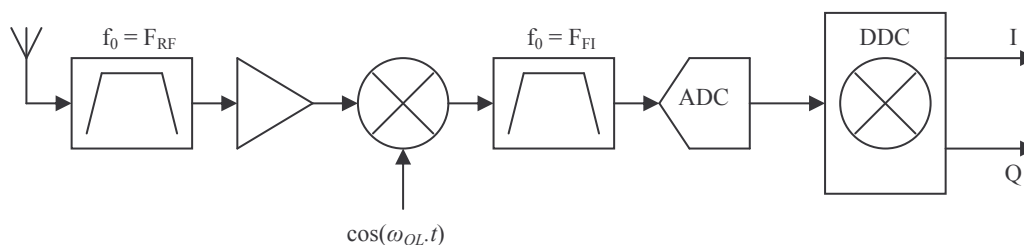


figure 89 : Structure à « FI numérique »

Les techniques particulières d'échantillonnage adaptées à ce type de structure de récepteur seront détaillées dans le chapitre sur la conception (5.3). Il est utile à ce stade de noter qu'il est possible sous certaines conditions de numériser le signal à une fréquence inférieure à FI, et de ramener le signal autour d'une FI plus faible en utilisant les propriétés de périodicité des signaux échantillonnés.

5.2.2 Architecture d'émetteurs

5.2.2.1 Introduction

La fonction principale d'un émetteur radio est la transmission d'un signal d'information. Cette transmission se fait en modulant une fréquence porteuse suivant un schéma particulier. L'utilisation d'une fréquence porteuse est nécessaire dans la mesure où la fréquence des signaux d'information est généralement trop faible pour que l'onde électromagnétique générée ait une énergie suffisante pour être véhiculée sur un canal hertzien. L'émetteur devra bien entendu distordre le moins possible le signal modulé à transmettre. Les principales qualités d'un émetteur radio sont le temps de réveil et extinction, la sensibilité par rapport aux variations de charge (load-pull), la réjection des raies parasites

(spurious), le rapport signal à bruit du signal transmis, la puissance émise dans le canal adjacent, la stabilité en fréquence et la distorsion d'intermodulation.

Le temps de réveil et d'extinction sont surtout importants dans les systèmes où le temps est partagé entre plusieurs utilisateurs, ou entre des phases d'émission et d'écoute du canal. Il faut faire attention à la tendance inverse : un temps de réveil de l'émetteur trop court mais mal maîtrisé peut causer des régimes transitoires particuliers qui vont générer du bruit sur toute la bande RF (pollution par brouillage impulsif).

Le Load-Pulling caractérise la variation de la fréquence en fonction de la charge vue par l'émetteur. Suivant la structure de la chaîne d'émission, cette variation de charge peut être liée à un changement de l'adaptation de l'antenne, mais aussi de manière interne, par exemple, à la mise sous tension des composants.

La réjection des raies parasites est la capacité de l'émetteur à ne pas générer de fréquences discrètes qui seraient des résultantes de mélanges internes, ou de leurs différentes harmoniques. La réglementation sur l'usage des bandes de fréquences précise généralement les niveaux à ne pas dépasser en fonction de la fréquence et du type d'application.

La puissance générée dans le canal adjacent peut être due à un problème de filtrage du signal modulé, ou à des produits d'intermodulation d'ordres impairs, causés par les non-linéarités de la chaîne de transmission. Le bruit de phase des oscillateurs locaux est aussi une des causes de « débordement » dans le canal adjacent.

La distorsion d'intermodulation est un phénomène créé par des signaux de forte puissance qui sont captés par l'antenne d'émission et, à cause d'une mauvaise isolation des amplificateurs, réémis après mélange avec les signaux utiles. L'isolation des amplificateurs utilisés dans un régime proche de la saturation est dégradée et rend ce phénomène possible. Il est possible d'améliorer le fonctionnement du système en utilisant des coupleurs directifs ou des circulateurs.

Comme pour la conception du récepteur, le design d'un émetteur sera également soumis aux critères d'environnement, d'application, de coût ainsi que de disponibilité (voir d'existence !) des composants électroniques. On retrouve en émission les structures duales de celles utilisées pour la réception, les conséquences des défauts mis en avant n'étant pas forcément les mêmes. En fonction du schéma de modulation utilisé, il existe aussi des architectures où la modulation est appliquée directement sur la polarisation de l'amplificateur de puissance (AM, ASK), sur le VCO ou la boucle PLL (FM, FSK, MSK...). Les architectures en quadrature de phase se prêtent bien à la mise en œuvre de modulations numériques, seules ces structures seront étudiées ici.

5.2.2.2 Architecture I/Q avec changement de fréquence

La structure d'émission est symétrique à celle du récepteur. Le signal en bande de base est d'abord transposé autour d'une FI à l'aide d'un mélangeur en quadrature. Puis, un second changement de fréquence amène le signal autour de la porteuse RF. Les défauts de quadrature et d'équilibre entre les voies se retrouveront dans l'émetteur à architecture homodyne. Ils peuvent s'étudier au niveau d'un émetteur en termes de fuite d'OL et de réjection de la fréquence image. La figure 90 montre le synoptique d'une chaîne d'émission hétérodyne.

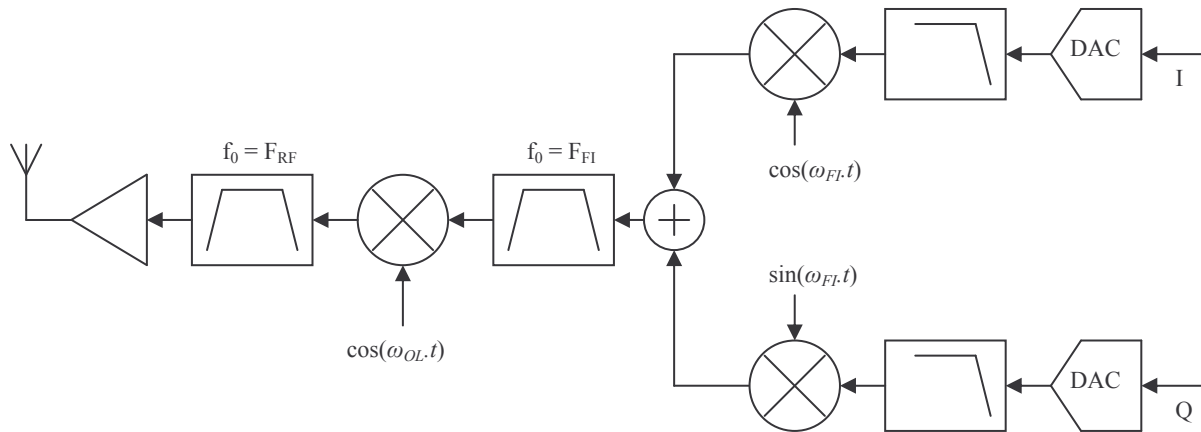


figure 90 : Architecture d'émetteur hétérodyne

Qu'il y ait une fréquence intermédiaire ou non, les défauts d'équilibre et de quadrature entre les voies vont poser des problèmes de réjection de l'image et de l'oscillateur local. Comme ces signaux se trouvent dans la bande utile, ils ne seront pas filtrés. Dans le cas d'un transmetteur hétérodyne, ils seront transposés autour de la porteuse finale de la même manière que le signal utile.

Considérons le mélangeur en quadrature avec les défauts de phase σ (écart entre la quadrature idéale et la quadrature réelle) et d'amplitude ε (rapport entre les amplitudes des deux voies G_I et G_Q). Il est possible de montrer que la tension de sortie du modulateur s'écrit ainsi :

$$v_s(t) = \frac{1}{2} \left[G_I \cos((\omega_{FI} + \omega_m)t) - G_Q \cos((\omega_{FI} + \omega_m)t - \sigma) + G_I \cos((\omega_{FI} - \omega_m)t) + G_Q \cos((\omega_{FI} - \omega_m)t - \sigma) \right] \quad (5-3)$$

Donc, si l'on considère le cas où $\sigma = 0$ (pas d'erreur de quadrature) :

$$v_s(t)_{|\sigma=0} = \frac{1}{2} \left[(G_I - G_Q) \cos((\omega_{FI} + \omega_m)t) + (G_I + G_Q) \cos((\omega_{FI} - \omega_m)t) \right] \quad (5-4)$$

Et si $\varepsilon = 1$ (pas d'erreur d'amplitude : $G_I = G_Q = G$) :

$$v_s(t)_{|\varepsilon=1} = \frac{G}{2} [\cos((\omega_{FI} + \omega_m)t) - \cos((\omega_{FI} + \omega_m)t - \sigma) + \cos((\omega_{FI} - \omega_m)t) + \cos((\omega_{FI} - \omega_m)t - \sigma)] \quad (5-5)$$

A partir de (5-4) et (5-5), il est possible d'exprimer la réjection de bande latérale dans les deux cas $\sigma = 0$ et $\varepsilon = 1$, respectivement :

$$rej_{|\sigma=0} = 20 \cdot \log_{10} \frac{1+1/\varepsilon}{1-1/\varepsilon} \qquad rej_{|\varepsilon=1} = 10 \cdot \log_{10} \frac{1+\cos\sigma}{1-\cos\sigma} \quad (5-6)$$

Avec les composants du marché, des réjections de bande latérale de l'ordre de -35 à -40 dBc sont courantes. La réjection de l'OL dépend elle de la présence d'offsets continus sur les voies I et Q et de leur écart. Ces offsets peuvent être corrigés à une température donnée en modifiant la polarisation des entrées I et Q d'un mélangeur en quadrature. Après correction, la réjection de l'OL peut atteindre -40 à -55 dBc.

5.2.2.3 Système à conversion directe (architecture homodyne)

La figure 91 montre l'architecture d'un émetteur homodyne. Cette structure très simple souffre cependant des défauts de réjection d'OL et de bande latérale évoqués dans le paragraphe 5.2.2.2. Il existe des structures intégrées permettant l'utilisation d'un VCO à la fréquence double ou moitié de la fréquence d'émission, ce sont de bons choix. En effet, si le VCO utilisé fonctionne à la fréquence d'émission, le VCO peut être perturbé par les signaux radio sortant de l'amplificateur de puissance. C'est le phénomène de « pulling » qu'il est très difficile de limiter dans ce type de structure.

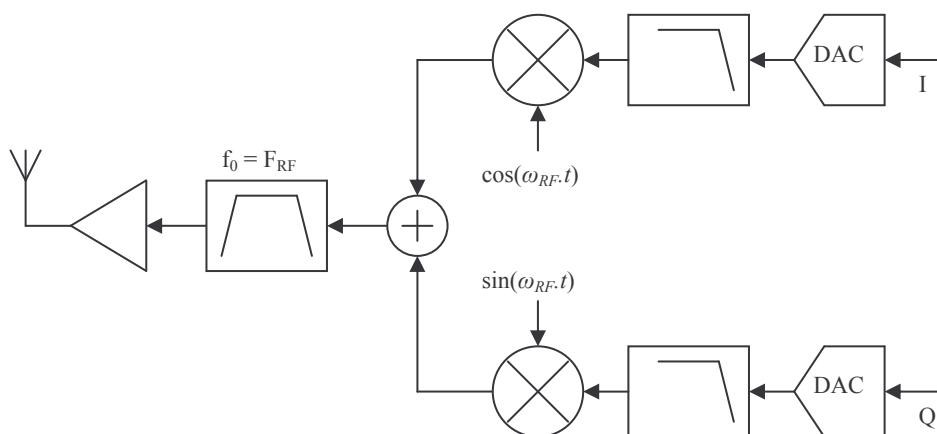


figure 91 : Architecture d'émetteur homodyne

5.2.2.4 Système à fréquence intermédiaire numérique

Comme pour le récepteur, l'utilisation d'une architecture à fréquence intermédiaire numérique résout les problèmes de quadrature et d'équilibre entre les voies. Le problème de pulling ne se pose pas non plus puisqu'une transposition de fréquence reste nécessaire, les composants actuels ne permettant pas encore de générer directement le signal en RF. Le filtre en sortie du DAC a pour but de reconstruire le signal analogique en éliminant les répliques décalées de la fréquence d'échantillonnage.

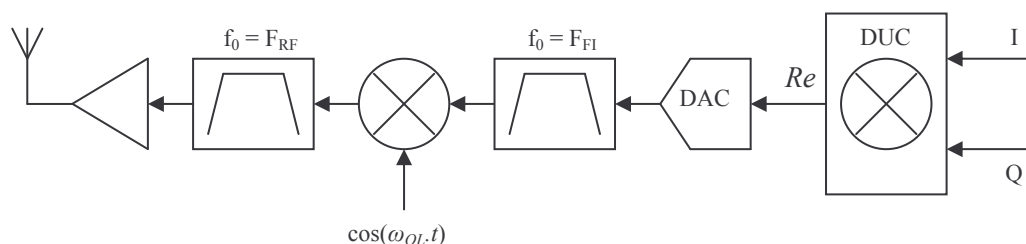


figure 92 : Architecture d'émetteur à FI numérique

5.2.2.5 Structure de Weaver « semi-numérique »

Dans un segment radio utilisant un système de prédistorsion numérique du signal servant à compenser les non-linéarités de la chaîne, une voie de retour de l'information transmise vers le processeur de traitement du signal est nécessaire. Il est donc préférable que la réponse impulsionnelle de l'ensemble transmetteur – voie de retour, soit la plus courte possible, avec un temps de groupe présentant peu de variations. Dans ce but, le relâchement des contraintes sur les gabarits des filtres est important. En effet, un masque sévère implique généralement l'utilisation de technologies de filtres comme les FOS (Filtres à Ondes de Surface), qui peuvent présenter des variations de temps de groupe importantes.

La structure de Weaver (figure 93) permet, par construction, de rejeter la composante de signal se trouvant à la fréquence image (voir annexe A). La transposition est faite en deux étapes. Le signal réel $x(t)$ est d'abord transposé autour d'une FI, à ce stade, deux signaux en quadrature sont obtenus. Après filtrage, les voies sont appliquées à l'entrée d'un mélangeur en quadrature qui donne le signal à la fréquence RF. A ce niveau la réjection de la fréquence image et de l'OL2 et soumise aux mêmes règles que pour une structure homodyne ; à un détail près cependant : l'OL2 et l'image, en plus d'être atténués par la réjection inhérente à la structure de Weaver, se trouvent loin du signal utile. Il est donc possible d'utiliser un filtre qui pourra avoir un gabarit aux contraintes relâchées. Un raisonnement parallèle peut être appliqué au filtre travaillant en FI : partant d'un signal bande de base centré sur 0 Hz, il n'y a pas d'image créée par mélange avec OL1.

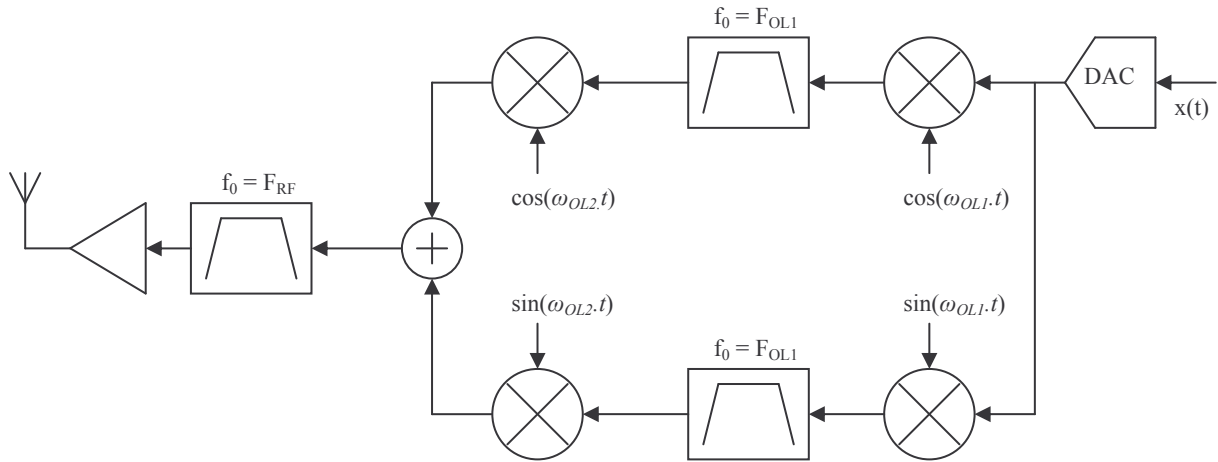


figure 93 : Structure de Weaver (réjection de l'image)

La figure 94 montre comment la structure de Weaver peut être adaptée à des signaux en quadrature (cas général des modulations de phase numériques). L'annexe A donne le détail des calculs qui montrent la réjection de la fréquence image. Sur ce synoptique, le premier mélange de fréquence est réalisé par traitement du signal numérique (DUC). Les seuls défauts de quadrature sont alors ceux du mélangeur sortant le signal RF. Ces défauts peuvent éventuellement être compensés par la chaîne de traitement numérique, qui, contrairement à un système analogique, permet de compenser sans trop de difficulté les défauts de quadrature.

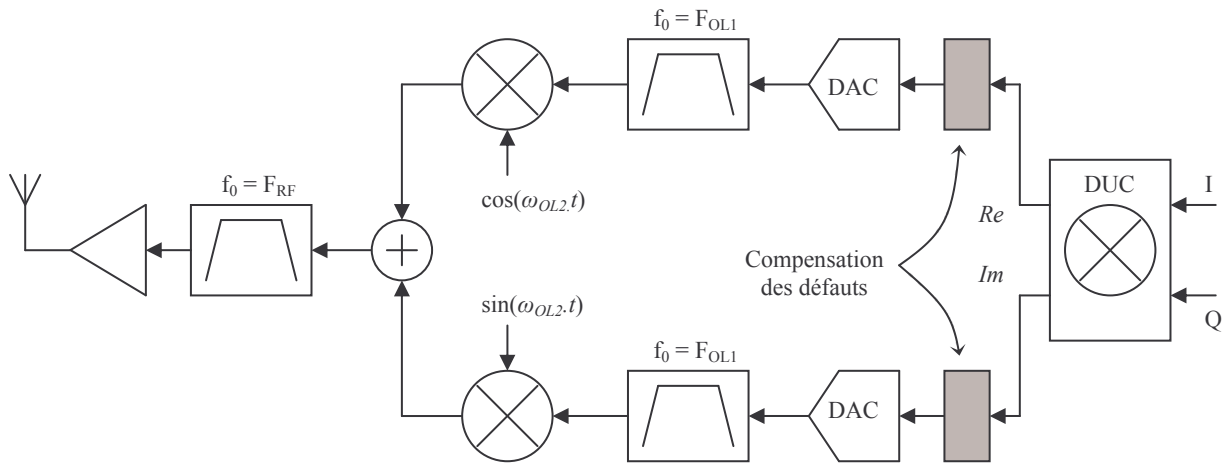


figure 94 : Structure de Weaver « semi-numérique »

Cette structure « quasi-idéale » pose tout de même un défi technologique : la bande passante des entrées I et Q du mélangeur en quadrature doivent avoir une largeur de bande suffisamment élevée, la fréquence intermédiaire pouvant avoir une valeur avoisinant quelques centaines de MHz. A l'heure où ces lignes sont écrites, le marché de l'électronique ne propose pas encore de composants ayant des caractéristiques répondant à ce besoin de qualité. Remarquons tout de même l'arrivée imminente (fin

2006) des circuits modulateurs en quadrature ADL537x de Analog Device, qui ont une largeur de bande en entrée de 700 MHz, avec des performances préliminaires annoncées plutôt satisfaisantes.

5.3 Conception de l'architecture du modem radio COFDM

5.3.1 Introduction

L'architecture retenue pour la carte radio COFDM sera présentée dans ce sous-chapitre. Nous étudierons ensuite quelques points importants du design comme le calcul de sensibilité du récepteur et les techniques particulières d'échantillonnage mises en œuvre. Les particularités de l'architecture RF élaborée seront également discutées.

L'architecture choisie pour la carte radio du futur modem ADVANTEN est un système à fréquence intermédiaire numérique, comme sur la figure 89 pour la réception et sur la figure 92 pour l'émission. Pour simplifier le filtrage de la fréquence image au niveau RF, il est préférable de choisir une FI assez élevée (quelques centaines de MHz). Cette valeur de FI est par contre limitée par la rapidité des convertisseurs. Le compromis que nous avons trouvé consiste à utiliser deux changements de fréquence. Afin de limiter le nombre d'oscillateurs et de circuits de synthèse de fréquence, il est judicieux d'utiliser des structures symétriques à l'émission et à la réception.

5.3.2 Synoptique global

La figure 95 montre l'architecture retenue pour la partie émission du modem radio ADVANTEN. On retrouve en haut du synoptique les fonctions de conversions et en bas, la chaîne d'amplification. La fréquence intermédiaire générée en numérique a une valeur de 70 MHz. Après filtrage de reconstruction, une première conversion est faite vers la fréquence de 374 MHz. La seconde conversion amène le signal dans la bande de 2.45 GHz.

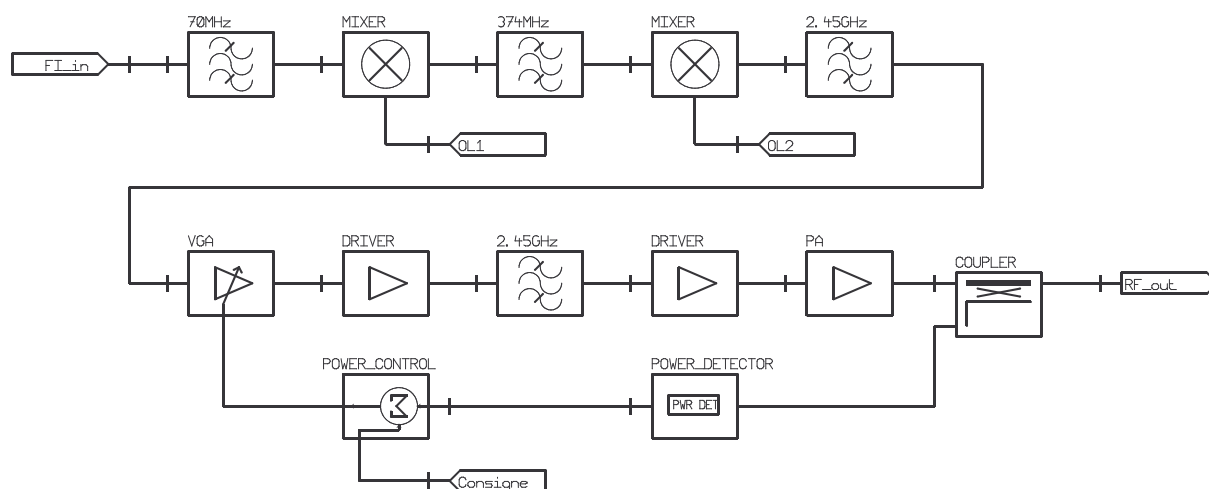


figure 95 : Architecture de l'émetteur

La fréquence image principale se trouve donc à $2.45 \text{ GHz} - 2 \times 374 \text{ MHz} = 1702 \text{ MHz}$, et est donc facilement rejetée par filtrage. La chaîne d'amplification comporte un amplificateur à gain variable asservi par une boucle de régulation. La puissance est mesurée au travers d'un coupleur directionnel, ceci permet de contrôler la puissance réellement émise (sans prendre en compte la partie réfléchie par la charge) et ce, sur la gamme de température souhaitée (-40°C à $+85^\circ\text{C}$).

La structure choisie pour le récepteur est illustrée par le schéma de la figure 96. L'architecture retenue est symétrique à celle d'émission. Cela permet d'utiliser les mêmes oscillateurs locaux. On réduit ainsi le nombre de VCO et de boucles de synthèses de fréquence. La partie haute du schéma montre le Front-End radio. Un premier filtre est nécessaire pour ne pas polluer l'entrée du LNA (Low Noise Amplifier) avec des signaux forts hors bande. Les deux amplificateurs faible bruit apportent un gain global d'une trentaine de décibels, ce qui permet de masquer une bonne partie du reste de la chaîne vis-à-vis du facteur de bruit à l'entrée du récepteur. La double conversion se fait ensuite de manière à ramener le signal OFDM autour de 70 MHz , fréquence intermédiaire pouvant être traitée par la chaîne numérique. Le contrôle automatique de gain en réception agit à ce niveau. La mesure de puissance se faisant sur le signal prêt à être numérisé, les variations de puissance du signal dans le domaine numérique en fonction de la température seront très faibles. La dynamique de contrôle de gain est de l'ordre de 80 dB .

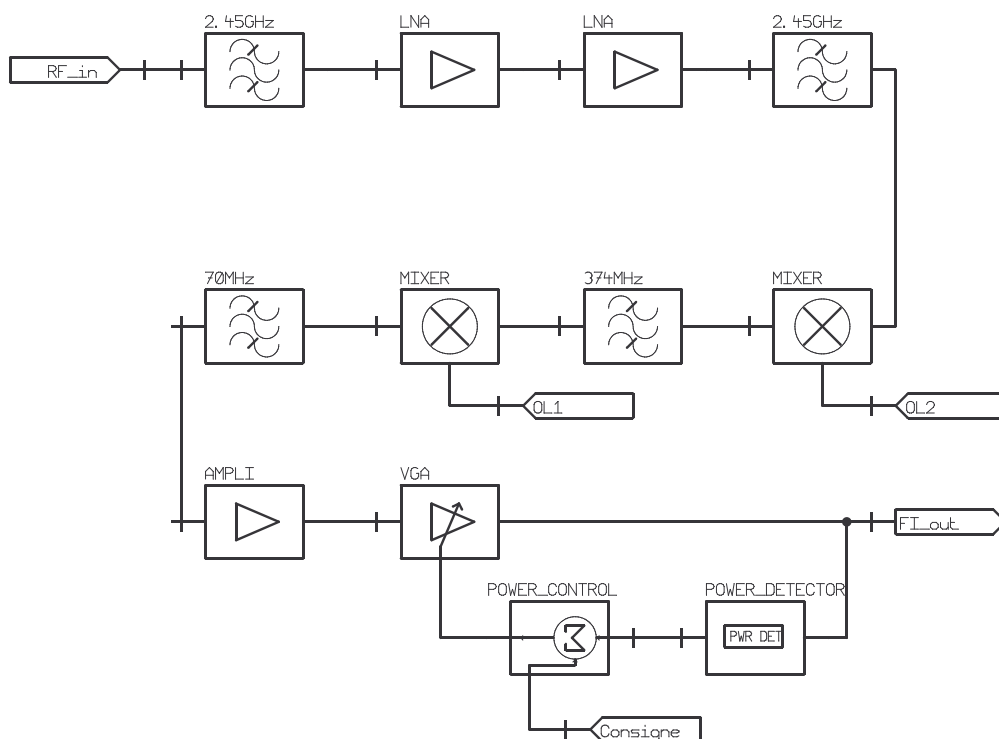


figure 96 : Architecture du récepteur

5.3.3 Particularités notables du système, étude des points clés

5.3.3.1 Principe de sous-échantillonnage

Au niveau du récepteur, il est possible d'échantillonner le signal centré sur 70 MHz à une fréquence plus basse, grâce aux principes de la technique de sous-échantillonnage ([61]). Ceci est bien sûr très intéressant : ralentir la cadence de la chaîne de traitement numérique diminue fortement sa consommation.

Lorsqu'un signal analogique est échantillonné au rythme t_s , une attention toute particulière doit être apportée au choix de t_s afin de préserver l'allure du signal. Le théorème Shannon sur l'information et le critère de Nyquist nous apprennent qu'un signal analogique doit être échantillonné à une fréquence au moins égale au double de sa fréquence maximale f_a . Cette affirmation suppose que le signal contient de l'énergie répartie de la fréquence nulle (DC) à f_a . Le respect du critère de Nyquist évite le repliement du signal sur lui-même. En effet, la version échantillonnée du signal analogique contient des répliques du signal centrées autour des harmoniques de $f_s = 1/t_s$. Il y a donc repliement si $f_a > f_s/2$ (voir figure 97).

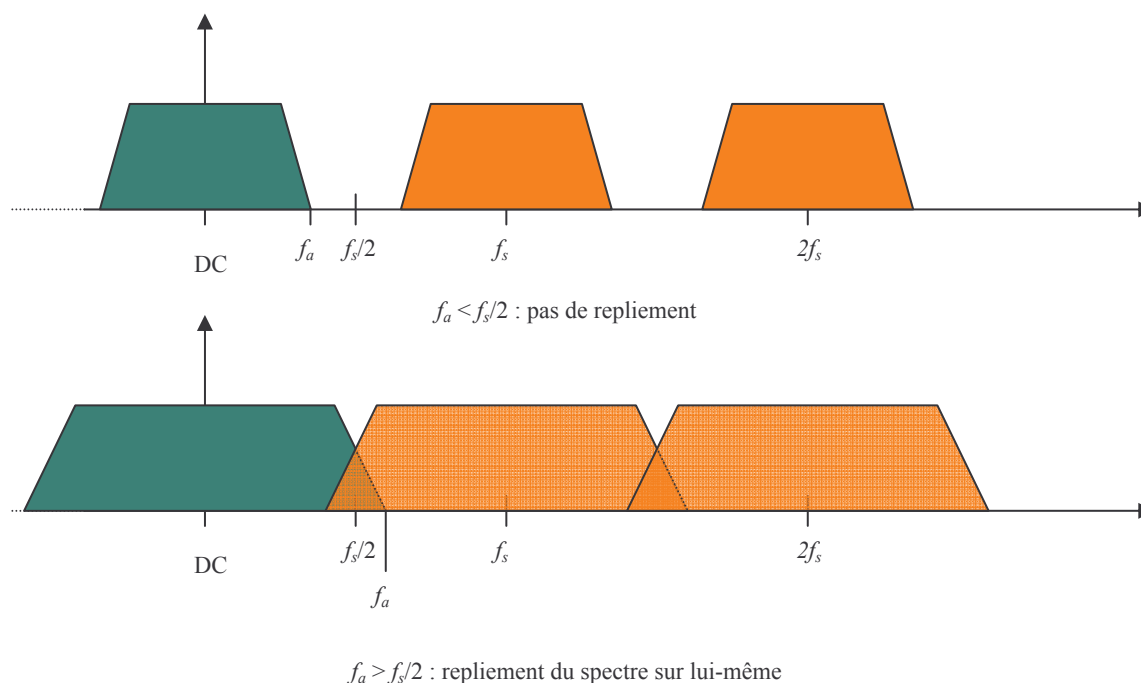


figure 97 : Echantillonnage d'un signal analogique et repliement de spectre

Pour les signaux dont la largeur de bande ne s'étend pas jusqu'au continu, le critère ne porte plus sur la fréquence maximale du signal mais sur la largeur de bande de celui-ci. Un signal de largeur de bande f_a doit être échantillonné au minimum à la cadence $2f_a$, en principe. En fait, lors de l'échantillonnage d'un signal qui n'est pas en bande de base (échantillonnage « passe-bande »), il est

indispensable d'observer la position des parties repliées du spectre pour déterminer la fréquence d'échantillonnage. La figure 98 illustre différents cas possibles. Par commodité, seule la partie positive du spectre est représentée. La version « originale » du signal échantillonné est représentée en bleu. Les répliques translatées de $k.f_s$ du signal échantillonné sont représentées en vert et rouge respectivement pour la partie positive et négative de la densité spectrale de puissance du signal. Le premier cas illustré montre le spectre d'un signal échantillonné « passe-bas » : le signal contient de l'énergie de DC à 1 MHz. Une fréquence d'échantillonnage de 2 MHz suffit pour éviter le repliement de spectre. Dans le second cas, le signal a toujours une largeur de bande de 1 MHz, mais il est cette fois centré sur 1 MHz, une fréquence d'échantillonnage de 3 MHz est indispensable pour ne pas replier le spectre. Si la fréquence centrale du signal augmente (troisième cas de la figure 98), l'échantillonnage à 2 MHz redevient possible. Enfin, dans le dernier cas étudié, le signal est centré sur 2 MHz, et f_s vaut 2.5 MHz.

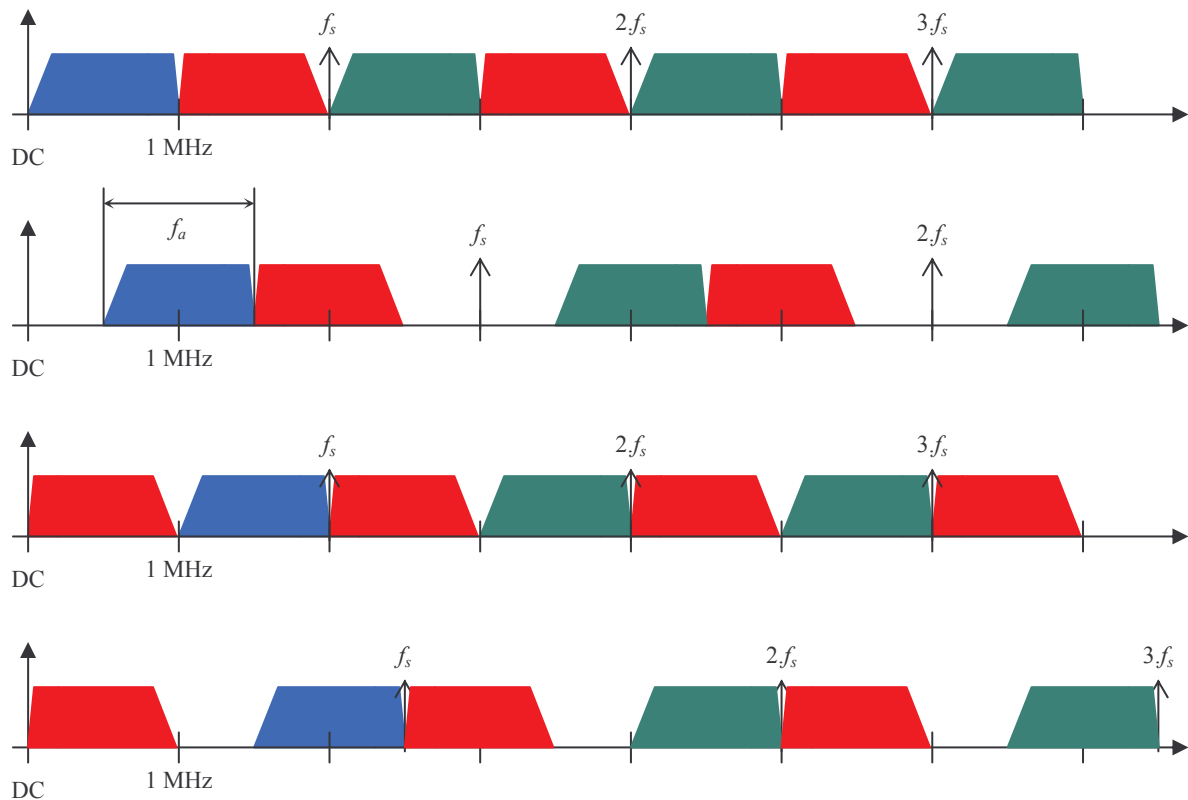


figure 98 : Echantillonnage d'un signal à largeur de bande limitée

Le but de ces exemples était de montrer qu'il est nécessaire de prendre un certain nombre de précautions lors de l'échantillonnage « passe-bande » d'un signal centré sur une FI et de largeur de bande limitée. La valeur de la fréquence d'échantillonnage minimale est une fonction du rapport entre la plus haute fréquence du signal (f_{max}) et sa largeur de bande (B). Une étude au cas par cas est souvent la meilleure technique pour trouver un compromis. Il est utile de noter toutefois que plus le rapport entre f_{max} et B est grand, plus f_s tend vers $2.B$.

La figure 98 montre différents cas d'échantillonnage avec une fréquence f_s toujours supérieure à f_{max} , si les conditions d'échantillonnage par rapport à la largeur de bande du signal sont respectées, il est possible d'échantillonner un signal à bande limitée centré sur FI à une fréquence $f_s < FI$. La chaîne de traitement numérique du signal travaille ensuite sur une réplique du signal, qui a été transposé à basse fréquence par l'opération d'échantillonnage (voir figure 99). Toutes les répliques du signal sont de parfaites répétitions du signal original : n'importe laquelle peut donc être utilisée. Le choix de f_s se fera de manière à éviter le repliement du spectre. Une fois le signal numérisé, la réplique de plus basse fréquence est filtrée, puis convertie numériquement en bande de base au moyen d'un circuit type « Digital Down Converter », qui renverra les signaux I et Q en quadrature de phase. Suivant la fréquence d'échantillonnage et la réplique choisie, il est possible que le spectre du signal soit inversé, comme c'est le cas sur la figure 99. Ce n'est pas du tout un problème car l'opération d'inversion du spectre se fait très bien dans le domaine numérique au niveau du DDC.

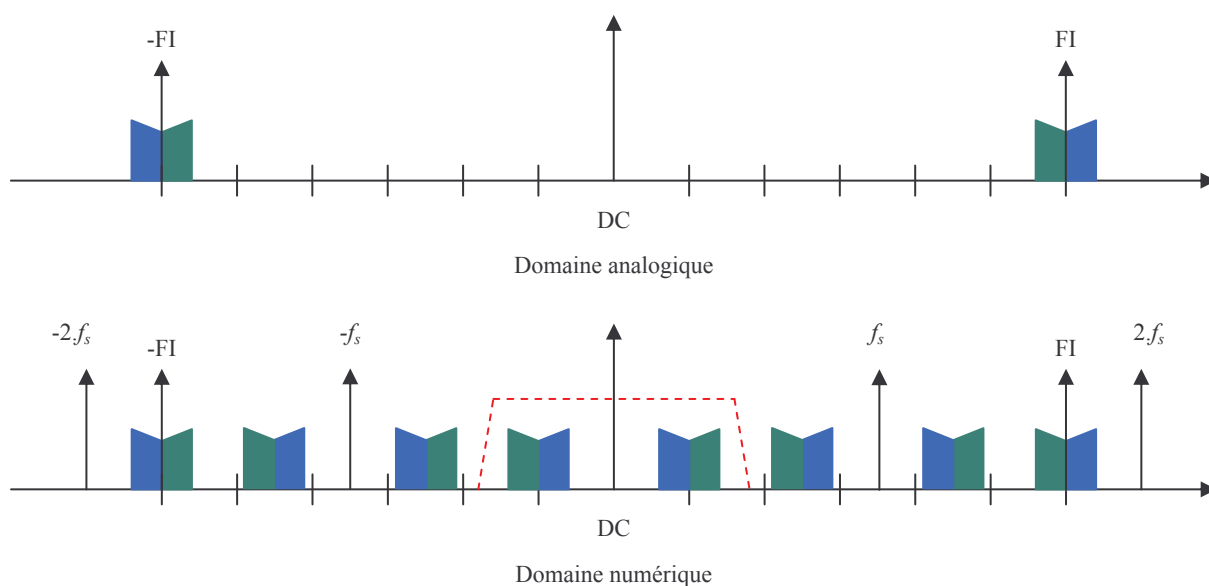


figure 99 : Sous-échantillonnage d'un signal FI

Si la théorie du sous-échantillonnage est simple et présente de nombreux avantages, la mise en œuvre d'un système utilisant ce principe est plus délicate. En effet, les convertisseurs analogiques – numériques ont généralement des performances qui ont été optimisées pour numériser des signaux se trouvant dans la bande de Nyquist ([61]). Même si la largeur de bande de l'entrée du convertisseur est souvent plus importante que f_s , des paramètres tels que le nombre de bits effectifs (ENOB : effective number of bits) et le SFDR (Spurious Free Dynamic Range) deviennent souvent mauvais quand les signaux à numériser contiennent de l'énergie à des fréquences supérieures à $f_s/2$. Ce sont ces critères qui devront guider le choix du composant. Sans rentrer dans les détails, il est utile de noter que l'effort de qualité se situera au niveau de l'échantillonneur-bloqueur. Comme la technique de sous-

échantillonnage et le concept de fréquence intermédiaire numérique sont bien développés, les convertisseurs ayant les bonnes propriétés se trouvent assez aisément tout de même.

5.3.3.2 Sensibilité

Comme cela a été expliqué au début de ce chapitre, la sensibilité d'un récepteur est un critère très important puisqu'il détermine la portée de la liaison radio. Il est donc logique de consacrer une partie de la phase de conception d'un système radio à l'optimisation de la sensibilité du récepteur. Dans les calculs présentés ici, on suppose que la sensibilité du récepteur est seulement limitée par le bruit d'origine thermique. Ce cas est bien sûr idéal par rapport à la réalité, où la borne inférieure de sensibilité est plutôt contrainte par le bruit ambiant (interférences...) et les produits d'intermodulation qui vont perturber le fonctionnement du récepteur. Pour simplifier le calcul de sensibilité ([58]), la distinction est faite entre le facteur de bruit du récepteur pour le canal courant (F_{IN}), le facteur de bruit à la fréquence image (F'_{IN}), et le facteur de bruit dû à l'oscillateur local (F''_{IN}). Le facteur de bruit à l'entrée du récepteur (F_T) est donc :

$$F_T = F_{IN} + F'_{IN} + F''_{IN} \quad (5-7)$$

Rappelons que le facteur de bruit (ici noté F) s'exprime dans une échelle linéaire, tandis que le facteur de bruit (noté en minuscule f), s'exprime dans une échelle logarithmique (en décibels). Cette convention est choisie par analogie avec les notations anglo-saxonnes (Noise Factor (F), linéaire et Noise figure (f), logarithmique). La sensibilité d'un récepteur se calcule alors ainsi ([58], [59], [60]) :

$$s_V = \sqrt{F_T \cdot k \cdot T \cdot B \cdot \frac{S+N}{N} \cdot Z_0} \quad (5-8)$$

Dans (5-8), s_V est la sensibilité du récepteur en Volts, B est la largeur de bande du bruit au niveau du détecteur (en Hz), k est la constante de Boltzmann ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$), T est la température du système en Kelvin, $(S+N)/N$ est le rapport signal+bruit à bruit requis pour assurer la démodulation, Z_0 est l'impédance à l'entrée du système en Ohms. La sensibilité est souvent exprimée en dBm pour un récepteur radio (impédance d'entrée 50 Ohms) :

$$s_{dBm} = 20 \cdot \log_{10} (s_V \cdot 10^6) - 107 \quad (5-9)$$

La contribution de chacun des étages du récepteur précédent le démodulateur dans le calcul de F_{IN} s'obtient en utilisant la formule de Friis ([58], [59]). Ainsi, pour n étages :

$$F_{IN} = 1 + \sum_{i=1}^n \frac{F_i - 1}{\prod_{j=0}^{i-1} G_j} \quad \text{avec: } G_0 = 1 \quad (5-10)$$

Où G_j est le gain (linéaire) de l'étage j et F_i le facteur de bruit de l'étage i . La contribution du bruit à la fréquence image est généralement très faible devant F_{IN} grâce au filtrage passe-bande et pourra être négligée. La contribution du bruit large bande dû à l'oscillateur local est explicitée par le dessin de la figure 100 : à cause des défauts d'isolation entre les ports du mélangeur, le bruit large bande aux fréquences s'écrivant $n.f_{OL} \pm f_{FI}$ au niveau du port OL est retrouvé sur le port FI (avec des pertes de conversion importantes cependant).

Il y a plusieurs cas où la contribution du bruit dû à l'oscillateur local ne doit pas être négligé : utilisation d'un mélangeur passif, fort niveau d'OL, faible gain de la chaîne d'amplification située avant le mélangeur. Les mélangeurs actifs intégrés permettent d'utiliser de très faibles puissances d'OL (-10 dBm typique pour le AD8343 par exemple). Un étage d'amplification suffisant en amont de la conversion de fréquence combiné à l'utilisation d'un mélangeur actif de bonne qualité permettent de négliger la contribution du bruit large bande dû à l'oscillateur local.

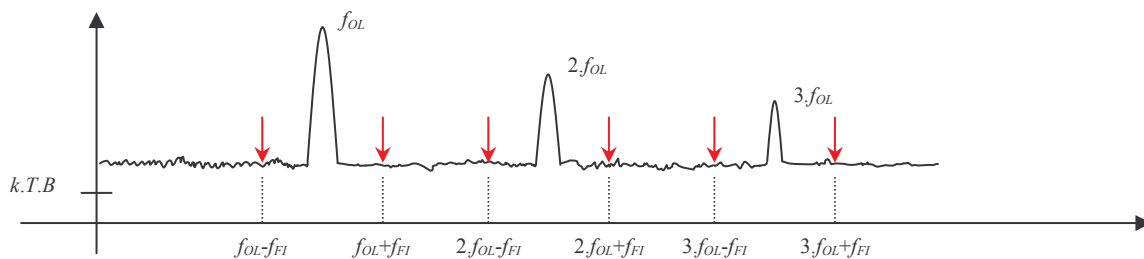


figure 100 : Contribution du bruit large bande de l'oscillateur local

Compte tenu de ces hypothèses simplificatrices, nous avons optimisé la conception du front-end radio du récepteur OFDM ADVANTEN de manière à réduire au mieux le facteur de bruit. Le tableau 6 résume les caractéristiques des éléments de la chaîne de réception.

Le facteur de bruit du récepteur est calculé d'après (5-10) et on obtient :

$$f_T = 3.2 \text{ dB}$$

D'après les résultats de simulation du chapitre 3, on apprend qu'un rapport signal à bruit de 6.7 dB est nécessaire pour obtenir un taux d'erreur binaire de 10^{-6} en canal Gaussien, les porteuses étant modulées en QPSK. La sensibilité du récepteur est calculée d'après (5-8) et (5-9) :

$$s_{dB} = -94.9 \text{ dBm} \quad (B = 8.3 \text{ MHz})$$

Il est nécessaire d'insister sur le fait que ce calcul de sensibilité théorique est optimiste, il ne tient pas compte des brouilleurs (externes ou internes à la carte électronique) et des imperfections du canal. Dans la pratique (cadre de manipulations sur table), il est courant d'observer des variations de quelques dB par rapport à ces chiffres.

Composant	Facteur de bruit (dB)	Gain (dB)
Commutateur RF	0.4	-0.4
Filtre RF	1	-1
LNA	1	15.5
LNA	1	15.5
Filtre RF	1	-1
Commutateur RF	0.7	-0.7
Balun	1.5	-1.5
Mélangeur	16.2	5.4
Atténuateur	2	-2
Filtre FOS FI ₁	7.6	-7.6
Atténuateur	2	-2
Mélangeur	10.5	5.4
Commutateur différentiel	0.5	-0.5
Atténuateur	2	-2
Filtre FOS FI ₂	7.5	-7.5
Atténuateur	2	-2
Amplificateur FI	5	18

tableau 6 : Paramètres de bruit de la chaîne de réception

5.3.3.3 Contrôle automatique de gain en réception

Le contrôle automatique de gain (CAG) est une section primordiale d'un récepteur radio puisqu'il permet à celui-ci de délivrer un signal d'amplitude constante quelles que soient les variations de puissance à l'antenne. La dynamique de contrôle de ce système est un premier facteur déterminant, en effet, il n'est pas rare qu'un récepteur ait à traiter des signaux d'une puissance pouvant évoluer de -100 à -30 dBm. Si l'on ajoute à cela une marge de tolérance sur le gain de la chaîne de réception pour compenser des variations en température, une dynamique de 90 dB de contrôle est un chiffre logique... Le deuxième facteur déterminant de la boucle CAG est sa capacité à réaliser une mesure de puissance du signal utile : en effet, l'asservissement de gain ne doit pas se faire sur un signal brouilleur, ou sur le signal dans le canal adjacent. Enfin, la rapidité d'action d'une boucle de CAG est un réglage à ne pas négliger. Si elle est trop rapide, la CAG va annuler les variations de l'enveloppe du signal, ce qui n'est bien sûr pas souhaitable. Si elle est trop lente, le temps de « réveil » du récepteur sera mis en défaut. Il sera alors nécessaire d'insérer des symboles de « bourrage » au niveau de l'émission au début de chaque trame pour amortir ce temps de réveil et ne pas perdre les premiers symboles utiles.

Le schéma de la figure 101 montre d'une manière simplifiée comment fonctionne la boucle de CAG. Une partie de la puissance de sortie est prélevée (couplage résistif) et convertie en tension (V_{RMS}). La valeur de consigne (V_{set}) permet de déterminer la valeur de la puissance de sortie (dans une plage donnée). Le contrôleur proportionnel-intégral (PI) assure la stabilité du système bouclé. Enfin, le gain entre P_{out} et P_{in} est commandé par la tension de sortie du PI : V_{agc} . La relation entre le gain de l'amplificateur réglable et V_{agc} est linéaire en dB. Le schéma du contrôleur PI est donné par la figure 102.

La fonction de transfert d'un tel circuit est :

$$V_{agc} = k \left[V_{set} + \frac{R_2}{R_1} (V_{set} - V_{RMS}) + \frac{1}{R_1 \cdot C_1 \cdot s} (V_{set} - V_{RMS}) \right] \quad (5-11)$$

Avec :

$$k = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (5-12)$$

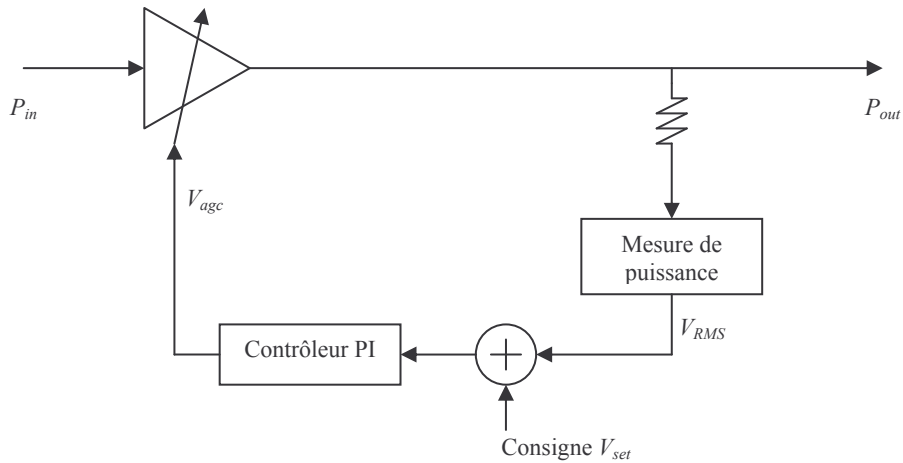


figure 101 : Boucle de contrôle automatique de gain

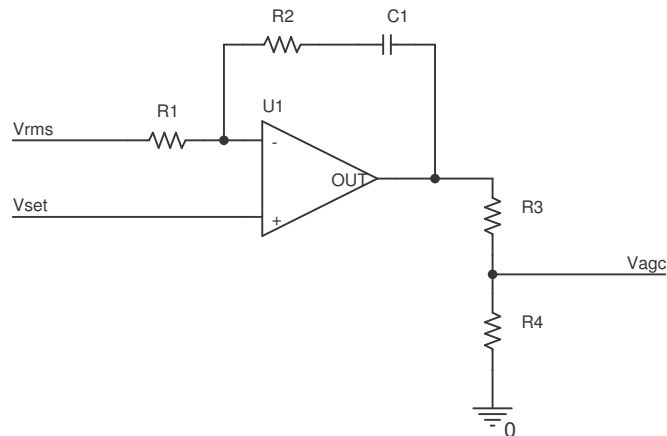


figure 102 : Contrôleur proportionnel-intégral

Afin de déterminer les valeurs des composants, le fonctionnement de la boucle de CAG de la figure 101 a été simulé. Pour simplifier les calculs, les fonctions de transfert de l'amplificateur à gain variable et du détecteur de puissance sont considérées linéaires en dB, et bornées par une caractéristique de limiteur. Dans la pratique, les choses sont un peu différentes : ces composants intègrent des constantes de temps qui vont modifier la convergence de la boucle de CAG. D'après les données du constructeur, ces constantes sont négligeables devant celles de l'intégrateur mis en œuvre. La durée d'un symbole OFDM est de 45 μ s environ (voir chapitre 2). Afin de ne pas gêner la modulation, nous avons choisi d'asservir le contrôle automatique de gain en 200 μ s environ. La figure

103 montre la manière dont la CAG de réception réagit à des échelons de puissance. A 4 ms, la puissance à l'entrée de la CAG passe de -75 à -15 dBm, à 6 ms, la puissance revient à -75 dBm. Après réglage, la stabilisation du niveau de sortie à +/- 1dB demande environ 220 μ s.

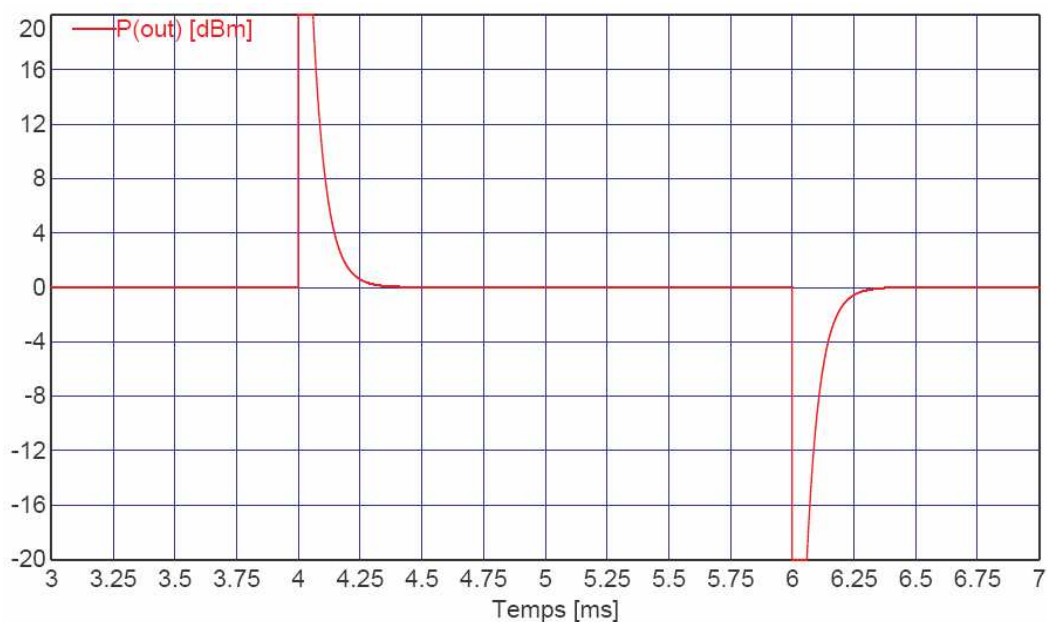


figure 103 : Réponse de la CAG de réception à des échelons de puissance de 60 dB

Pour des variations de puissance à l'entrée plus faibles, il va de soi que le temps de réponse est plus court. La figure 104 montre les résultats de simulations obtenus dans les mêmes conditions que précédemment, mais avec des variations de puissance de 10 dB. Le temps de stabilisation de niveau de sortie à +/- 1 dB est alors de 120 μ s.

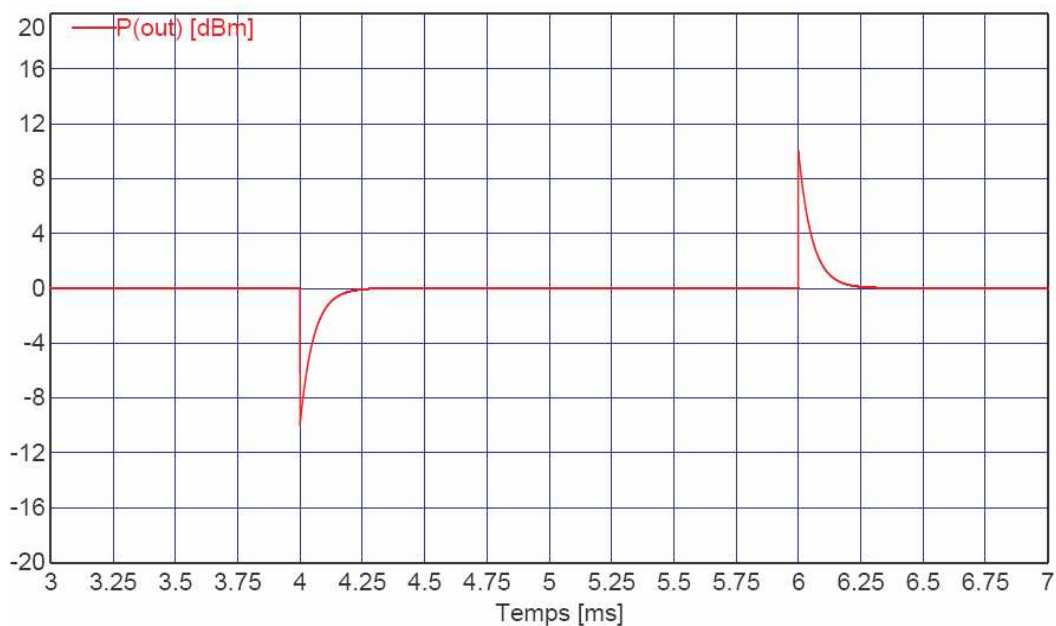


figure 104 : Réponse de la CAG de réception à des échelons de puissance de 10 dB

Enfin, nous nous sommes intéressés à la rapidité de réaction de la boucle par rapport à un changement de la consigne fixée par l'utilisateur. A ce niveau, il n'y a pas de limite haute pour la vitesse de réaction de la boucle car la modulation n'est pas annulée par un changement de la consigne utilisateur. La structure particulière du contrôleur proportionnel-intégral permet justement un asservissement rapide sur un changement de consigne. La figure 105 montre les résultats obtenus. La consigne passe de 0 dBm à 5 dBm au temps 14 ms et à 16 ms, la consigne passe de 5 dBm à -10 dBm. Ici, nous avons volontairement déréglé le paramètre k du contrôleur PI, ceci permet de mettre en évidence le dépassement de la consigne.

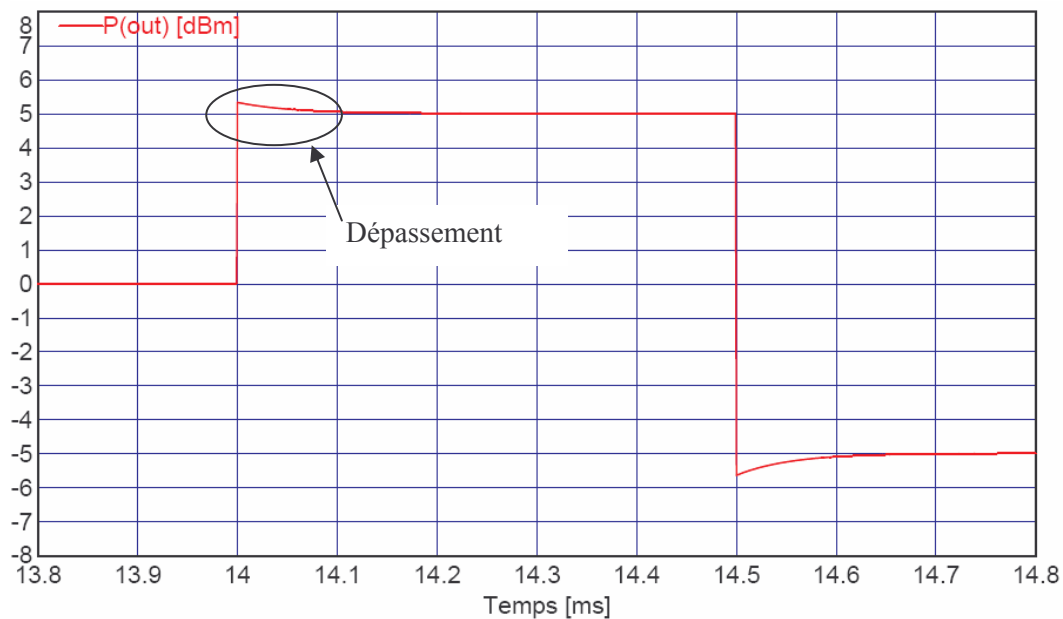


figure 105 : Réponse de la CAG de réception à un changement de la consigne utilisateur

Ces simulations ont permis de valider le schéma de la boucle de contrôle automatique de gain. Dans de nombreux cas, faire varier le niveau de la puissance de sortie (consigne) n'est pas utile. Le cadre d'un système OFDM est différent. Suivant la technique de réduction de PAPR qui a été utilisée à l'émission, la dynamique du signal peut varier de quelques dB. Garder la liberté de fixer la puissance du signal qui alimente le convertisseur analogique – numérique est un atout qui permet d'utiliser au mieux la dynamique de ce composant. Le circuit de contrôle automatique de gain en réception a été réalisé, les résultats de mesure seront présentés dans le paragraphe 5.4.4.

5.3.3.4 Contrôle automatique de gain en émission

Le rôle du contrôle automatique de gain à l'émission est de maintenir la puissance émise à un niveau constant déterminé par l'utilisateur. Il s'agit de compenser les variations de gain liées à la température ou aux ondulations dans la bande de fréquence. Contrairement au récepteur, où les variations de la puissance d'entrée de la CAG peuvent être très grandes, les écarts de puissance sur la gamme de température et de fréquence sont limités à une dizaine de décibels en plus ou en moins. La plage de

contrôle de puissance configurable par l'utilisateur est par contre plus importante : pour le modem en cours de développement on souhaite pouvoir régler la puissance de sortie entre -8 et 20 dBm. En gardant une marge de 10 dB de chaque côté, la dynamique de contrôle s'étend sur presque 50 dB. Les contraintes de rapidité de la boucle sont les mêmes que pour le récepteur. Une vitesse trop importante annulera la modulation, tandis que si la boucle est trop lente, le temps de retournement du modem (dans le sens Rx vers Tx) deviendra gênant. La figure 106 montre la boucle de CAG de l'émetteur. Une partie de la puissance émise est prélevée grâce à un coupleur directif. La mesure porte ainsi sur la puissance émise, la partie réfléchiée étant dissipée dans la charge intégrée au coupleur. Le contrôleur PI est identique à celui de la figure 102. La constante de temps et les gains de la boucle pouvant cependant varier pour s'adapter aux composants utilisés à l'émission.

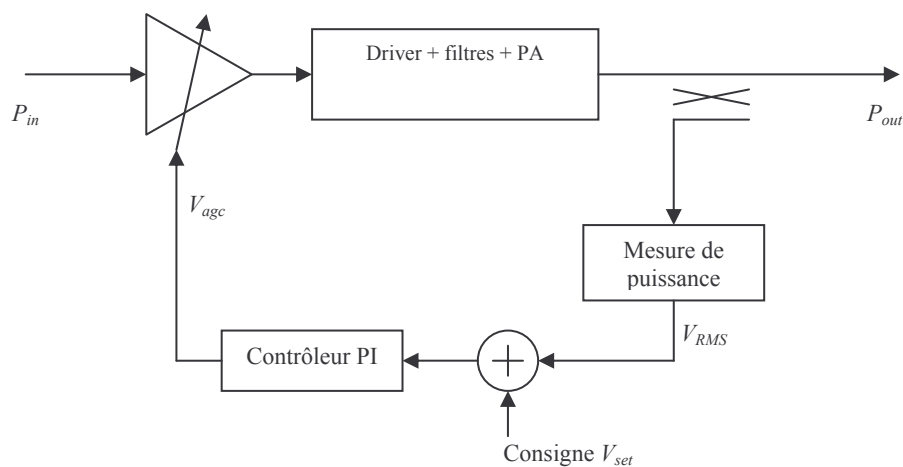


figure 106 : Contrôle automatique de gain à l'émission

La boucle de CAG à l'émission est simulée. Dans un premier temps, nous nous intéressons à la variation de la sortie quand la puissance d'entrée change. Le stimulus d'entrée est défini ainsi : une rampe de puissance avec une évolution lente modélise les variations en température, au bout de 4 ms, la puissance d'entrée chute de 10 dB et à 6 ms, elle augmente de 10 dB. La figure 107 montre les résultats obtenus. Le temps de stabilisation du niveau de sortie à +/- 1dB est de l'ordre de 190 μ s. Cette « lenteur » de l'asservissement devrait permettre de ne pas annuler la modulation des signaux émis.

La réponse à des changements de la consigne utilisateur est ensuite simulée. Lorsque le paramètre k est bien réglé, le dépassement est quasi nul. Il est alors possible d'atteindre la valeur de consigne de manière quasi-immédiate (par rapport à la durée du symbole OFDM). La figure 108 montre la réponse obtenue pour un changement de la consigne de la manière suivante : démarrage à 14 dBm, à 14 ms, la consigne est de 20 dBm et à 16 ms, elle passe à 10 dBm. Ces résultats de rapidité sont bien sûr à relativiser : la réponse de l'amplificateur de puissance à des variations brusques de la puissance

d'entrée est mal connue et n'est pas modélisée dans le cadre de cette simulation. Il y a de fortes chances que le comportement réel soit plus lent.

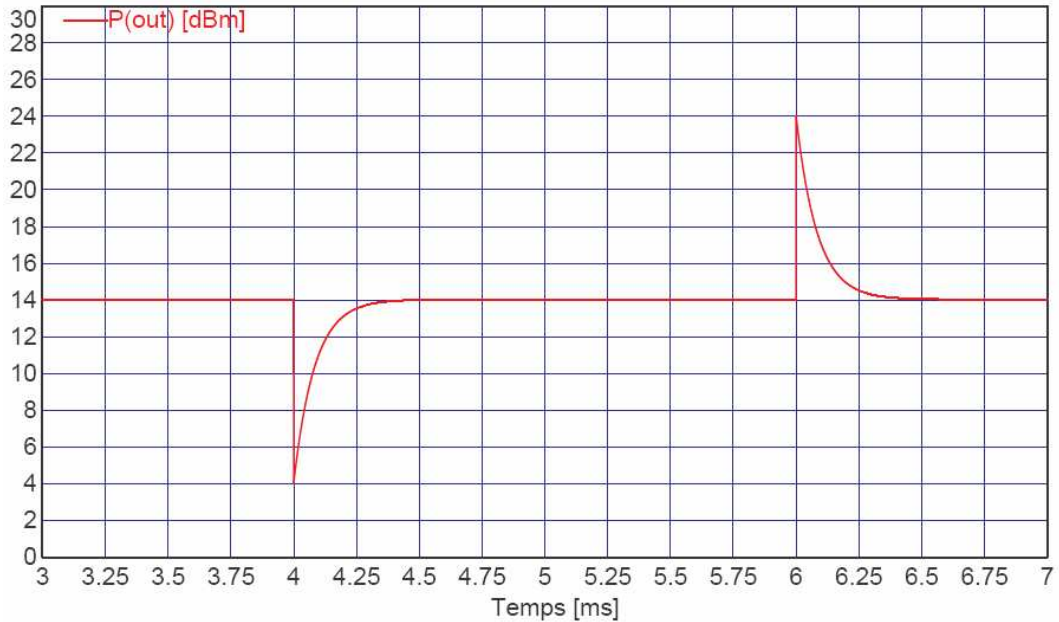


figure 107 : Réponse de la CAG d'émission

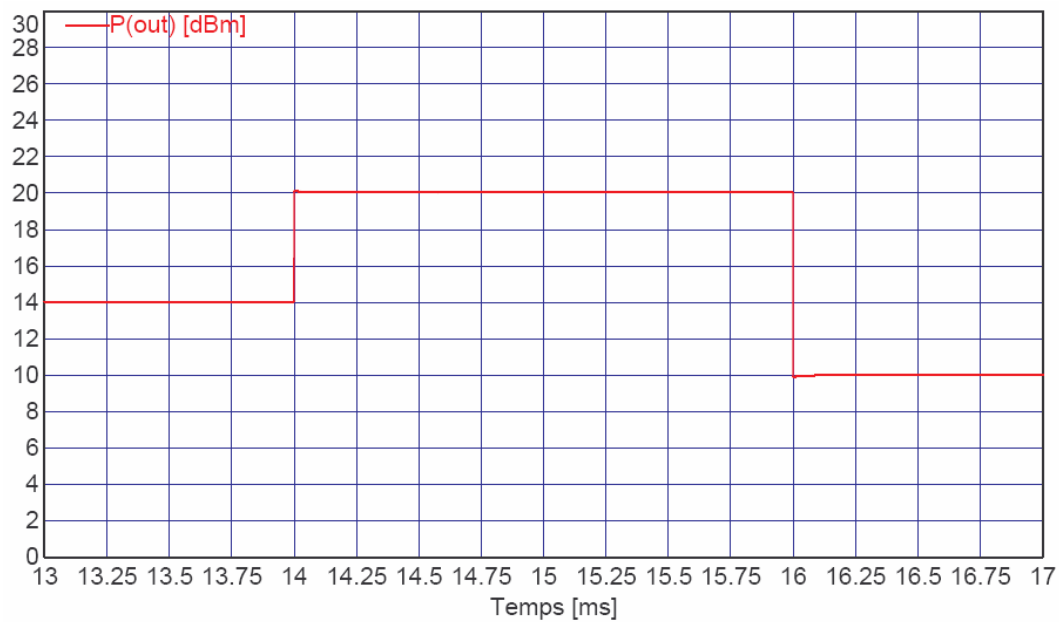


figure 108 : Réponse de la CAG d'émission à des changements de la consigne

Les simulations réalisées ont permis de valider le dimensionnement et le fonctionnement de la boucle de contrôle automatique de gain en émission. Même si le modèle de simulation n'est pas complet car les constantes de temps des amplificateurs sont mal connues, ces résultats peuvent servir de base de départ solide pour la conception du prototype de la carte radio du modem ADVANTEN.

5.3.3.5 Chaîne de retour

Afin de linéariser la chaîne d'émission, nous souhaitons mettre en œuvre une technique de prédistorsion numérique ([62]). La figure 109 montre d'une manière schématique comment fonctionne la prédistorsion numérique. Une partie du signal en sortie de l'amplificateur de puissance est prélevée et ramenée en bande de base. Ce signal de retour est alors comparé avec l'original. Si la chaîne de retour est linéaire, on peut supposer que les différences entre les deux signaux sont liées aux distorsions créées par la chaîne d'émission. Le procédé de prédistorsion numérique consiste à prendre en compte ces différences pour ajuster le signal original de manière à compenser les distorsions.

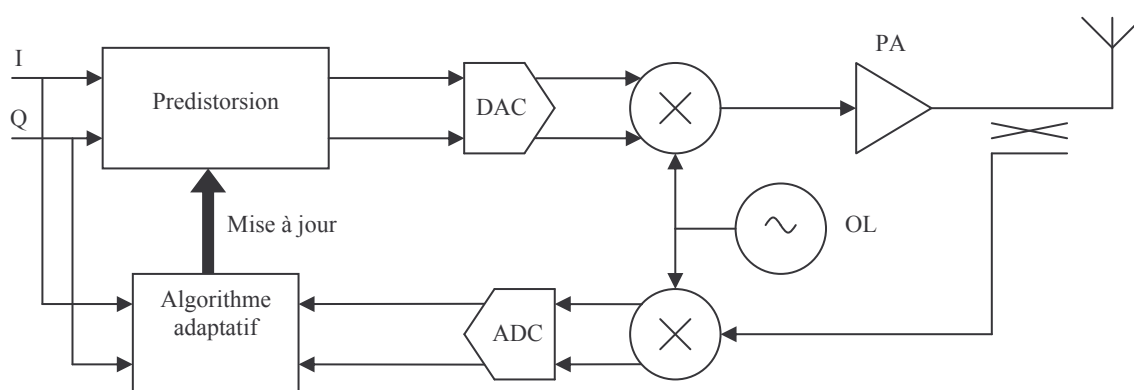


figure 109 : Principe simplifié de la prédistorsion numérique adaptative

L'ajout d'une chaîne de retour dans un système émetteur-récepteur déjà existant n'est pas un gros problème. L'essentiel de la structure existe déjà (cf. figure 95 et figure 96) : fonctions de conversion du récepteur, coupleur directif... Pour des systèmes fonctionnant en half-duplex, le récepteur peut effectivement servir de chaîne de retour. Cependant, le signal de retour diffère du signal normalement capté par l'antenne de réception en deux points :

- La puissance : celle du signal de retour est bien plus importante que celle d'un signal radio reçu
- La largeur de bande : pour effectuer une prédistorsion correcte, il est nécessaire de conserver les produits d'intermodulation tels qu'ils ont été générés (au moins ceux d'ordre 3). La largeur de bande des signaux en mode « réception » est par contre réduite au minimum possible pour diminuer la puissance du bruit

Il apparaît donc logique que le signal de retour n'« entre » dans la chaîne de réception qu'après les amplificateurs faible bruit (LNA). La puissance est suffisante et cela limite le nombre de défauts sur le chemin de retour. De plus, le facteur de bruit du récepteur ne sera pas dégradé car le commutateur sera inséré après les LNAs. La chaîne de réception de la figure 96 est large bande jusqu'à la sortie du dernier mélangeur. C'est donc à ce niveau qu'il va falloir insérer un autre commutateur pour prélever le signal de retour et effectuer un filtrage « large bande ». La figure 110 montre comment

l'architecture initiale du récepteur est modifiée pour permettre de traiter un signal de retour servant à la prédistorsion numérique adaptative des signaux. Un commutateur RF a été ajouté pour sélectionner le signal venant soit du coupleur de la carte radio (FEEDBACK), soit un signal « EXT », prélevé à la sortie d'un amplificateur externe. Le signal de retour est disponible sur la sortie « WIDEBAND », tandis que le signal reçu filtré se retrouve sur la sortie « FI-RX ». Pour simplifier le schéma, les boucles de CAG n'ont pas été représentées ici. Il y en a une sur chaque sortie, car la dynamique des signaux est très différente.

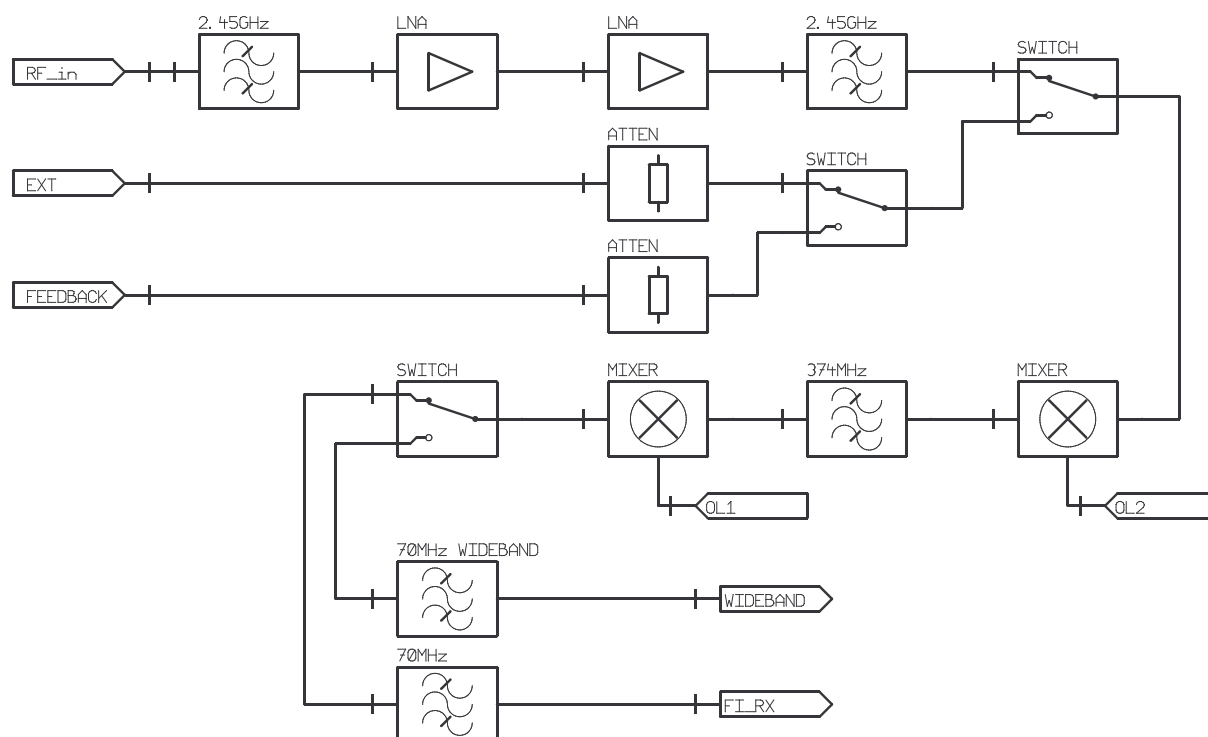


figure 110 : Chaîne de retour

Les modifications du récepteur peuvent paraître mineures, l'ajout de la chaîne de retour dans le système n'est cependant pas anodin. En effet, le nombre de composants, de signaux à transiter sur la carte augmente considérablement. La conception de la carte électronique devient donc plus complexe. Les fruits des travaux du stage d'élève ingénieur sur la mise en œuvre d'une solution de prédistorsion numérique ont également montré les contraintes sévères qui étaient imposées aux composants de la chaîne de retour.

5.3.4 Conclusion

L'étude des architectures des émetteurs et récepteurs radio a permis de déterminer celle qui a priori, détériorait le moins le signal OFDM. La structure utilisant une fréquence intermédiaire « numérique » a paru intéressante car elle permet de s'affranchir des défauts de quadrature. La troisième partie de ce sous-chapitre a été consacrée à l'étude des particularités de notre futur modem. Le synoptique global du produit a été donné. Nous avons vu que le principe du sous-échantillonnage au niveau du récepteur

permettait de limiter la consommation de la chaîne de traitement du signal numérique. Un calcul de sensibilité du récepteur a été fait, il a été établi qu'une sensibilité théorique de -94.9 dBm était envisageable. Des points délicats comme les boucles de contrôle automatique de gain du récepteur et de l'émetteur ont été détaillés. Les simulations réalisées ont permis de valider les schémas retenus. Enfin, nous avons abordé la mise en œuvre d'une chaîne de retour, permettant l'utilisation de la prédistorsion numérique. Les grandes lignes de la conception de la carte radio de notre modem ont été parcourues. La suite de l'étude a porté sur le choix et la caractérisation des composants que nous allons utiliser.

5.4 Caractérisation de composants et de fonctions électroniques

5.4.1 Techniques de mesure des paramètres linéaires

5.4.1.1 Analyseur vectoriel de réseau et calibrage

L'extraction des paramètres S d'un composant électronique en fonction de la fréquence est faite grâce à un analyseur de réseau vectoriel. Afin d'annuler les défauts de la connectique et des câbles, un calibrage de l'appareil est fait. Suivant la technique de calibrage classique SOLT (Short Open Load Thru), on présente aux extrémités des câbles de mesure les trois standards : court-circuit, circuit ouvert et charge adaptée, une mesure de transmission est également faite, la mesure d'isolation pouvant être omise. Le calibrage se fait dans le plan du dernier connecteur : les défauts de l'analyseur, des connecteurs et des câbles sont annulés jusqu'à ce plan. Le problème réside dans le fait que les composants électroniques non-connectorisés ne peuvent se mesurer au bout d'un câble : ils sont soudés sur un circuit imprimé. La méthode SOLT ne permet pas de corriger les effets du substrat (pertes, désadaptation, rayonnement...) et de la transition entre le substrat (circuit microstrip, coplanaire ou autre...) et le câble coaxial. Le tableau 7 résume les caractéristiques de plusieurs techniques de calibrage envisageables.

Dans le cadre des mesures de nos composants, nous avons distingué deux cas de figure : les mesures en « basses fréquence » (< 600 MHz), pour lesquelles un calibrage standard SOLT et une extension de port donnent des résultats suffisants, et les mesures en haute fréquences (> 1GHz), pour lesquelles nous avons utilisé la technique TRL.

Lorsque nous travaillons en « basse fréquences » le calibrage de l'analyseur de réseau est d'abord fait en utilisant la technique SOLT dans le plan des connecteurs. Le plan de calibrage est ensuite ramené par calcul au niveau des broches des composants en utilisant la fonction « port extension » de l'analyseur de réseau. Les images de la figure 111 illustrent ceci : le standard REFLECT du kit TRL que nous avons réalisé est utilisé comme référence.

Technique	Simplicité	Précision	Applicable en μ -onde ?	Paramètres affectés	Hypothèses sur le substrat
Port extension	++	-	non	Port 1 : S_{11} , S_{21} , S_{12} Port 2 : S_{22} , S_{12} , S_{21}	Pas de pertes, pas de désadaptation
Time Domain Gating	+	+	oui	S_{11} ou S_{22}	Pas de pertes, bonne séparation des réponses
De-Embedding	-	++	oui	Tous	Disposer d'un modèle des paramètres S du substrat
SOLT	+	++	non	Tous	Avoir des standards sur le substrat
TRL (ou TRL*)	+	+	oui	Tous	Pas de désadaptation d'impédance

tableau 7 : Techniques de calibrage

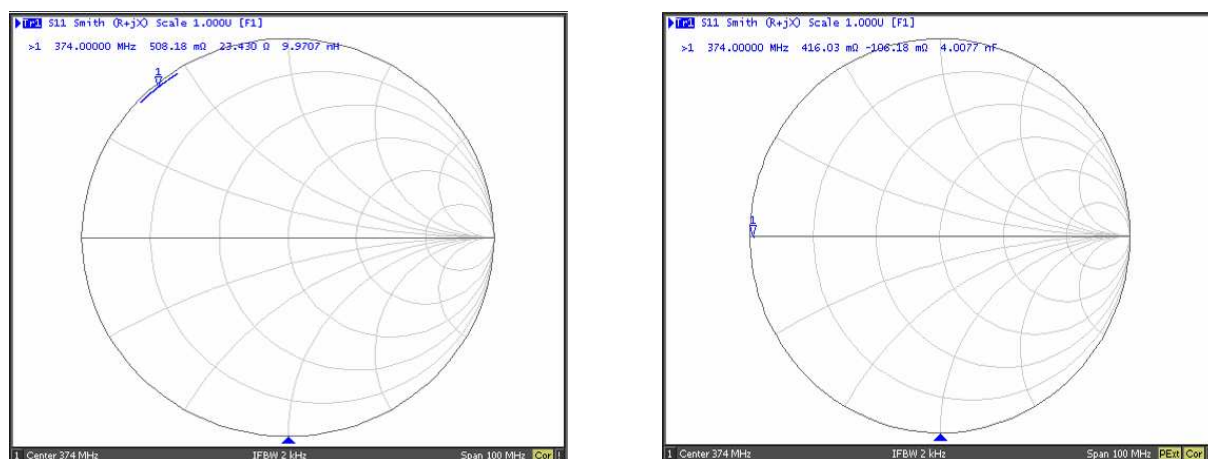


figure 111 : Calibrage SOLT puis décalage du plan de mesure (mesure d'un court-circuit)

5.4.1.2 La technique de calibrage TRL

La technique TRL a été choisie pour sa simplicité de mise en œuvre et ses performances reconnues. Comme pour la méthode SOLT, cette technique introduit un vecteur de correction de 12 termes. Pour calculer ces termes, on utilise des standards dont les paramètres S sont connus. Ces standards sont une ligne (THRU), un court-circuit ou un circuit ouvert (REFLECT), et une ligne d'une longueur électrique différente de la première (LINE). Le calibrage TRL est le plus usuel pour les environnements non coaxiaux.

Avec TRL, les erreurs de calibrage apparaissent quand le substrat utilisé pour les standards est différent de celui utilisé pour le composant à mesurer. Une autre source d'erreur est la répétabilité entre les standards. Si la technique de réalisation des standards est relativement bien maîtrisée (réalisation des circuits imprimés par des techniques professionnelles), le report et la soudure des connecteurs est plus délicate.

La mesure des lignes est une phase importante dans la caractérisation d'un kit TRL. Les délais de propagation dans les standards doivent être mesurés avec une bonne précision. Si le temps de propagation spécifié diffère de la réalité, il en résulte une erreur de phase linéaire en fonction de la fréquence.

Le phénomène de dispersion peut affecter la qualité du calibrage TRL. La dispersion existe quand un médium de transmission présente un temps de groupe non constant : le déphasage n'est alors plus linéaire en fréquence. La technique TRL n'est pas gênée par la dispersion si deux conditions sont respectées :

- Le standard THRU doit être défini comme ayant une longueur électrique nulle et le centre de la ligne est le plan de référence
- Les lignes de transmission utilisées comme standard de calibrage ont des caractéristiques de dispersion identiques

5.4.1.3 Conception d'un kit TRL

Le standard THRU est un morceau de ligne d'impédance caractéristique identique à celle du standard LINE. L'idéal est d'utiliser la même technologie (microstrip, coplanaire waveguide...) que celle qui sera mise en œuvre pour les cartes de caractérisation des composants. Les pertes dans la ligne n'ont pas besoin d'être connues. Si une longueur nulle est spécifiée dans les paramètres du kit (lors du réglage de l'analyseur de réseau), le plan de référence est situé au milieu de la ligne THRU. Dans ce cas, la longueur électrique de ce standard doit être soustraite de toutes les autres lignes du kit TRL lors de la définition. Le standard REFLECT est plus facilement réalisé par un morceau de ligne en court-circuit, car les effets de bord en circuit ouvert sont délicats à maîtriser. L'amplitude du coefficient de réflexion doit être la plus proche possible de 1 mais n'a pas besoin d'être connue. Il est pratique de placer le court-circuit dans le plan de référence défini par THRU, ainsi, la longueur de la ligne REFLECT est la moitié exactement de celle de la ligne THRU. Le standard LINE est idéalement un délai temporel. L'impédance caractéristique de LINE est utilisée comme référence d'impédance des mesures. La différence de longueur électrique entre THRU et LINE doit se situer entre 20° et $160^\circ \pm k.180^\circ$. L'écart de phase optimal entre les standards THRU et LINE est 90° au milieu de la bande de fréquence visée par les mesures. Enfin, il n'est pas nécessaire de connaître les pertes dans les lignes.

La photo de la figure 112 montre le kit TRL réalisé pour nos mesures. Le kit construit est prévu pour fonctionner dans la bande de 2.45 GHz, bien qu'il puisse être utilisé de 600 à 4400 MHz. En dehors de cette bande de fréquence, la différence de longueur électrique entre THRU et LINE n'est plus comprise dans l'intervalle $[20^\circ, 160^\circ]$ modulo π , des erreurs de mesures importantes peuvent être commises.

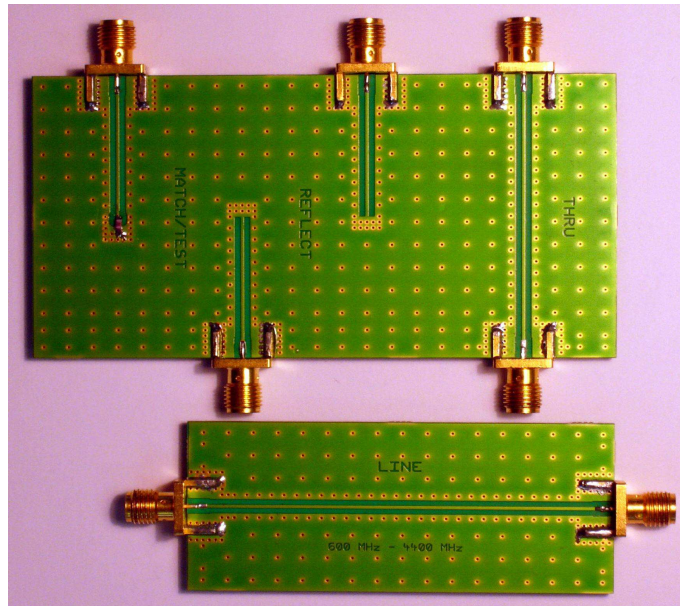


figure 112 : Kit TRL en technologie « Guide d'onde coplanaire avec plan de masse »

Les standards de ce kit ont une impédance caractéristique de 50 Ohms qui a été vérifiée par une mesure de réflectométrie (voir figure 113). Cette mesure permet également de déterminer de manière précise l'écart de longueur électrique entre les standards THRU et LINE. L'impédance mesurée est légèrement inférieure à 50 Ohms (48.5 Ohms), mais reste dans la gamme prévue par le calcul en tenant compte des marges de tolérance sur la précision de gravure et les caractéristiques géométriques du substrat. Ce calcul prévoyait une impédance caractéristique comprise entre 47.4 et 52.6 Ohms.

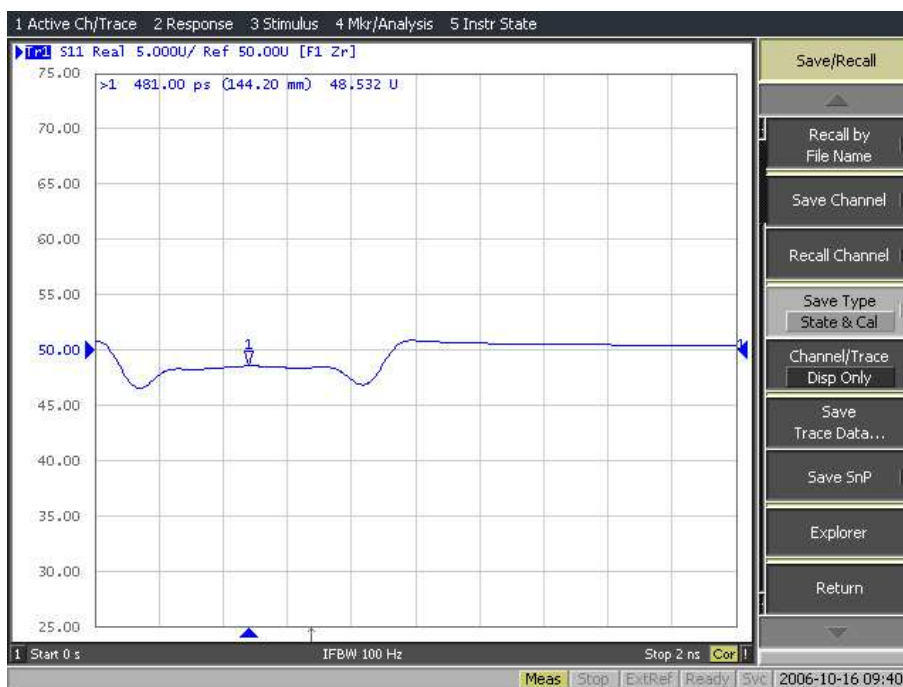


figure 113 : Etude des standards du kit TRL en réflectométrie

5.4.2 Techniques de mesure des paramètres non-linéaires

5.4.2.1 Mesure du point de compression à 1 dB

Le point de compression à 1dB est défini par les coordonnées du point de la courbe $P_{out} = f(P_{in})$ d'un quadripôle actif pour lequel l'écart entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée additionnée du gain linéaire du composant est de 1 dB. La figure 114 illustre ceci pour un des amplificateurs que nous avons mesurés. Suivant que l'on relève l'abscisse ou l'ordonnée du point de compression à 1 dB, on parle de compression à l'entrée (noté P_{1dBin}) ou à la sortie (noté P_{1dBout}).

La connaissance du point de compression à 1 dB d'un amplificateur est très utile. Cette donnée renseigne en effet sur la zone linéaire de l'amplificateur. Pour des modulations à enveloppe non constante, comme c'est le cas de l'OFDM, on utilise les amplificateurs avec une certaine marge qui est spécifiée par rapport à ce point de compression à 1 dB. Ceci permet de préserver l'intégrité des signaux. Ce recul est souvent nommé par son appellation anglo-saxonne : « back-off ».

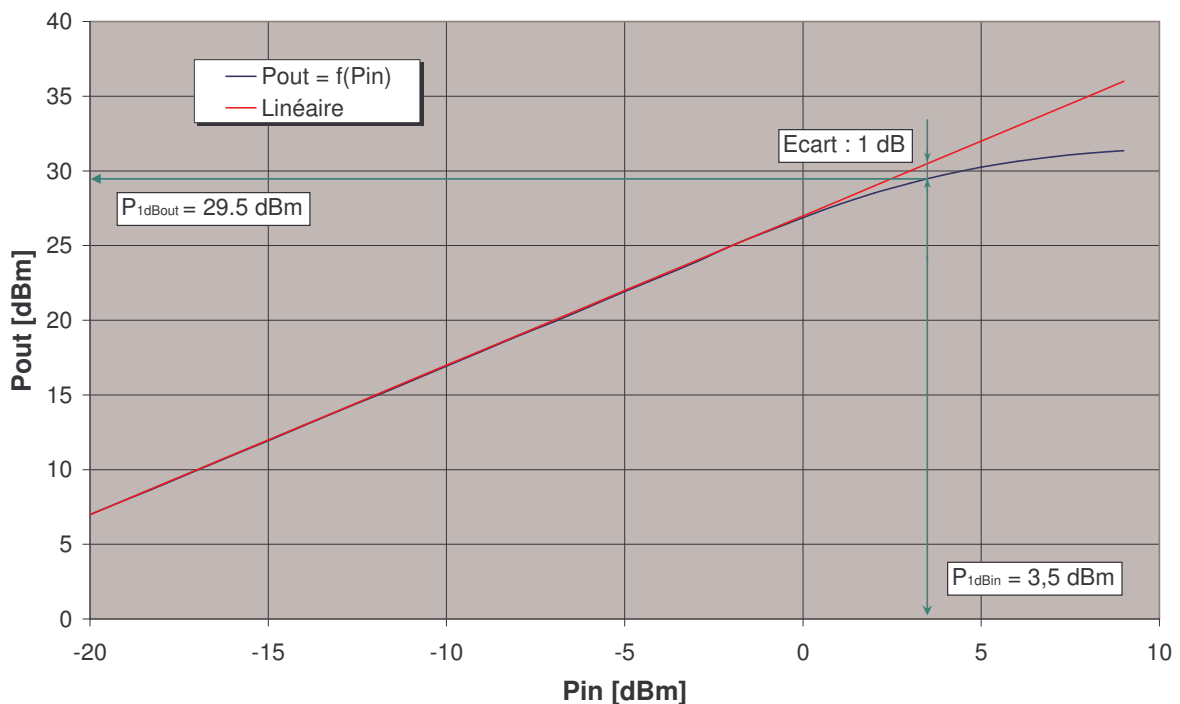


figure 114 : Définition du point de compression à 1 dB



figure 115 : Protocole de mesure du point de compression à 1 dB

Il est très facile de mesurer le point de compression à 1 dB d'un amplificateur. Il suffit d'alimenter son entrée avec un signal (porteuse pure) dont on fait varier la puissance. La puissance de sortie est alors mesurée à l'aide d'un Wattmètre. Le tracé de la courbe $P_{out} = f(P_{in})$ permet de déterminer la position du point de compression à 1 dB. La figure 115 illustre le protocole de mesure.

5.4.2.2 Mesure du point d'interception IP_3

Le point d'interception IP_3 est une grandeur qui caractérise la puissance des produits d'intermodulation d'ordre 3 d'un quadripôle non-linéaire. C'est une donnée très utile puisque ces produits se retrouvent généralement dans le canal adjacent et sont très difficiles à filtrer (voir figure 116).

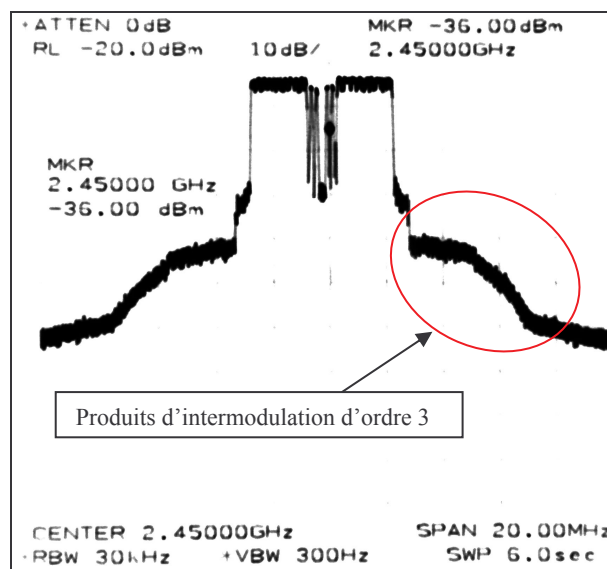


figure 116 : Impact des produits d'intermodulation sur la densité spectrale de puissance

La fonction de transfert d'un quadripôle non-linéaire (figure 117) peut s'écrire de cette manière :

$$V_s = G_0 + G_1 V_e + G_2 V_e^2 + \dots + G_n V_e^n \quad (5-13)$$

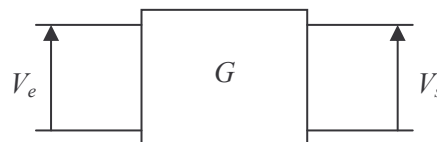


figure 117 : Quadripôle

Si ce quadripôle est alimenté par un signal composé de la somme de deux cosinus, soit :

$$V_e = a_1 \cos(\omega_1 \cdot t) + a_2 \cos(\omega_2 \cdot t) \quad (5-14)$$

Alors on montre que le signal de sortie contient de l'énergie à toutes les pulsations pouvant s'écrire :

$$\omega = m \cdot \omega_1 \pm n \cdot \omega_2 \quad \text{où } m \text{ et } n \text{ sont des entiers naturels} \quad (5-15)$$

Ces raies parasites sont appelées produit d'intermodulation. La distorsion d'intermodulation d'ordre 3 est la plus gênante. En effet, les produits $2\omega_1 - \omega_2$ et $2\omega_2 - \omega_1$ sont très proches de ω_1 et ω_2 et sont donc difficiles à éliminer par filtrage.

La caractérisation de la distorsion d'intermodulation d'ordre 3 (DIM3) est souvent quantifiée par le point d'interception IP3 (Intermodulation Product 3). Ce point virtuel est situé à l'intersection du prolongement de la partie linéaire de deux fonctions de transfert :

- Puissance des composantes fondamentales en fonction de la puissance des signaux d'entrée
- Puissance des produits dus à la DIM3 en fonction de la puissance des signaux d'entrée

La figure 118 montre comment est déterminé le point d'interception IP3 à l'entrée (IIP3) ou à la sortie (OIP3) en prenant pour exemple un amplificateur que nous avons mesuré.

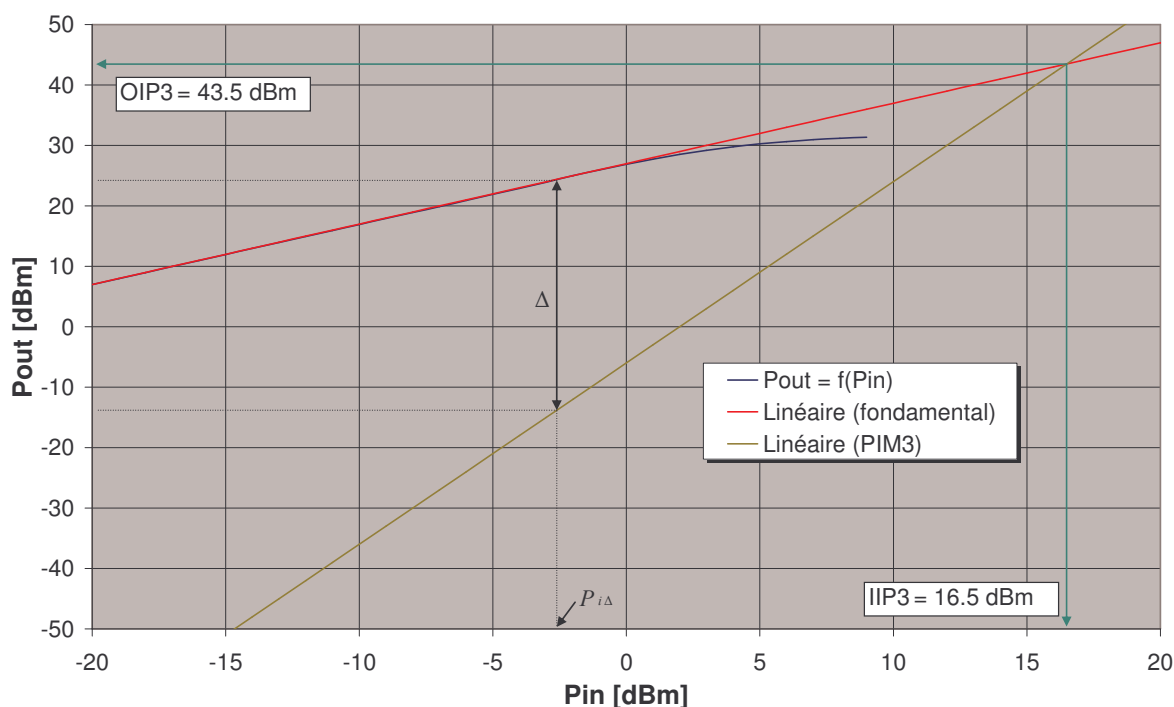
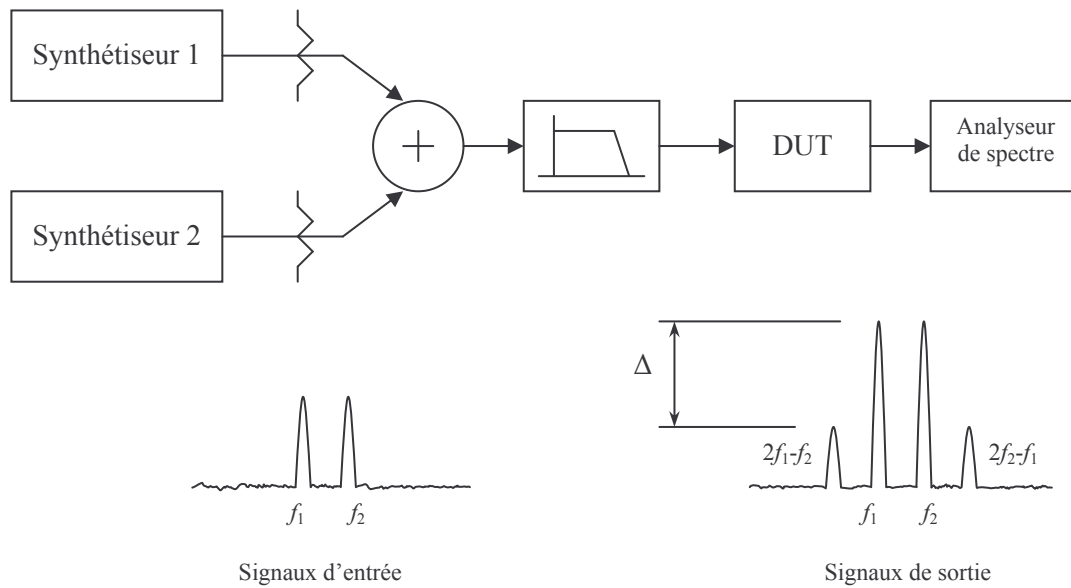


figure 118 : Définition du point d'interception d'IP3

L'IP3 d'un quadripôle se mesure en injectant à l'entrée du circuit à mesurer la somme de deux signaux sinusoïdaux (voir figure 119). Le relevé à l'analyseur de spectre des puissances des fondamentaux et des produits d'intermodulation permet de déterminer le point d'IP3. Les atténuateurs en sortie des synthétiseurs améliorent l'isolation entre les sorties de ces deux appareils. L'ajout d'isolateurs et d'amplificateurs sur chacune des sorties serait un plus. Le filtre passe bas a pour rôle d'éviter la présence d'harmoniques au niveau de l'entrée du composant à mesurer.


figure 119 : Protocole de mesure de l'IIP3

La pente des fonctions de transfert des fondamentaux et des produits d'intermodulation d'ordre 3 est connue : elle est respectivement de 1 et de 3 (en théorie), sur une échelle en dB. Il est possible de calculer la valeur de l'IIP3 sans avoir besoin de tracer les deux droites de la figure 118. Il suffit de mesurer la différence de niveau entre les fondamentaux et les produits d'intermodulation d'ordre 3 (Δ en dB) pour une puissance d'entrée donnée $P_{i\Delta}$ (puissance de la somme des signaux à f_1 et f_2 , en dBm). La valeur de l'IIP3 est alors donnée par :

$$IIP3 = P_{i\Delta} + \frac{\Delta}{2} \quad (5-16)$$

Notons également que :

$$OIP3 = IIP3 + G_{lin} \quad (5-17)$$

Où G_{lin} est le gain en dB dans la zone linéaire du quadripôle.

5.4.2.3 Mesure des fonctions de conversion AM/AM et AM/PM

Les fonctions de conversions AM/AM et AM/PM d'un amplificateur sont utiles pour pouvoir créer un modèle simulable du composant. Les modèles de Saleh et de Rapp (cf. [65]) sont deux exemples qui utilisent ce type de représentation. La fonction de conversion AM/AM exprime les variations de l'amplitude de sortie en fonction de l'amplitude d'entrée. La fonction AM/PM représente les variations de la phase de sortie en fonction de l'amplitude d'entrée. Ces données caractérisent donc la manière dont le signal est distordu en amplitude et en phase dans la zone de compression du composant (et à fortiori, de saturation) mesuré pour une fréquence donnée.

Les fonctions de conversions d'un amplificateur peuvent être caractérisées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel disposant des bonnes options. Il faut pouvoir fixer la fréquence et faire un balayage en puissance. Un atténuateur sera dans la majorité des cas indispensable sur la sortie de l'amplificateur mesuré pour ne pas dépasser la puissance maximale acceptable sur les ports de l'analyseur de réseau. Suivant les puissances nécessaires à l'alimentation du port d'entrée de l'amplificateur à mesurer, un second amplificateur linéaire peut être nécessaire pour jouer le rôle de « driver » entre la sortie de l'analyseur et l'entrée du composant à mesurer. Les composants ajoutés doivent bien sûr être pris en compte lors du calibrage de l'appareil. Le schéma de la figure 120 illustre le protocole de mesure.

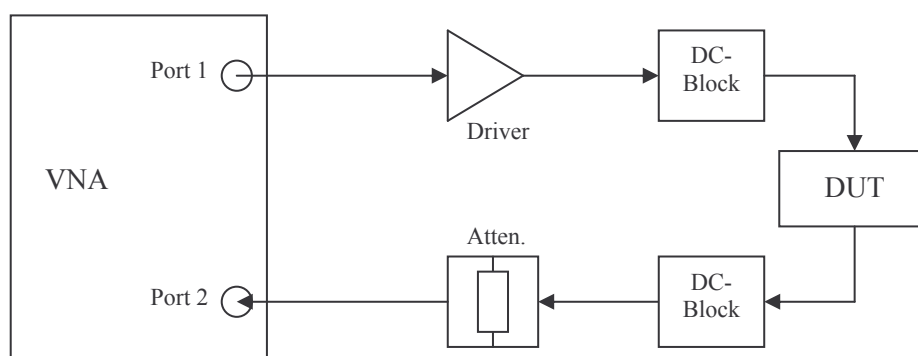


figure 120 : Protocole de mesure des fonctions AM/AM et AM/PM d'un quadripôle

5.4.3 Mesures des composants de la chaîne radio

5.4.3.1 Filtrés FI

Trois filtres FI ont été caractérisés : deux sont centrés sur 70 MHz (filtre A et filtre B) et un autre à 374 MHz (filtre C). Les mesures sont réalisées au moyen d'un analyseur de réseau 4 ports E5071B. Les filtres B et C fonctionnent en mode différentiel, nous avons profité des fonctionnalités avancées de l'analyseur (mode différentiel intégré) pour les mesures. Comme ces mesures sont assez répétitives, seuls les résultats correspondant au filtre A seront présentés ici. Le filtre A a été caractérisé en température sur la gamme de température de fonctionnement du modem, à savoir : -40°C à $+85^{\circ}\text{C}$ car cela n'était pas fait par le fabricant.

Le filtre A est d'abord caractérisé à 25°C de manière à extraire un modèle de paramètres S « standard ». L'adaptation d'impédance du filtre est calculée au moyen du logiciel ANSOFT. Une nouvelle mesure est faite après câblage du filtre et des circuits d'adaptation. L'abaque de Smith de la figure 121 et le graphique de la figure 122 montrent les résultats de mesure obtenus.

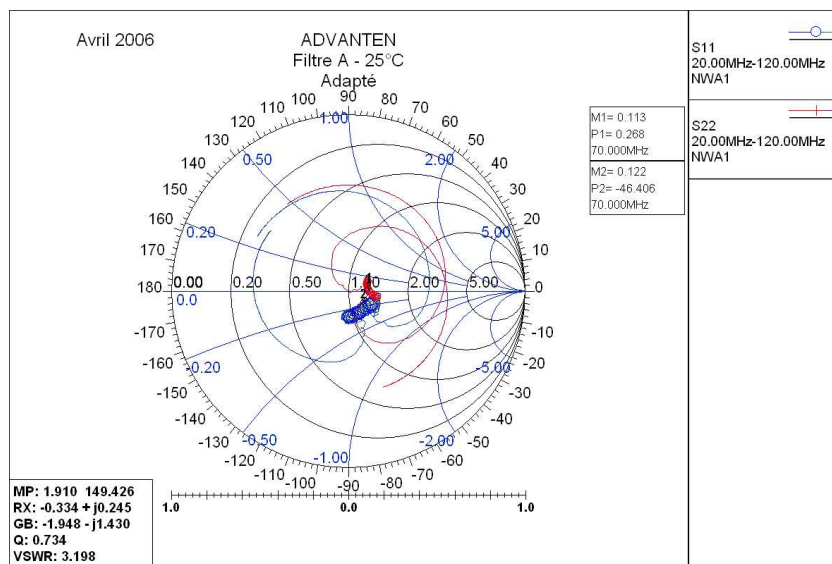


figure 121 : Abaque de Smith, adaptation du filtre A

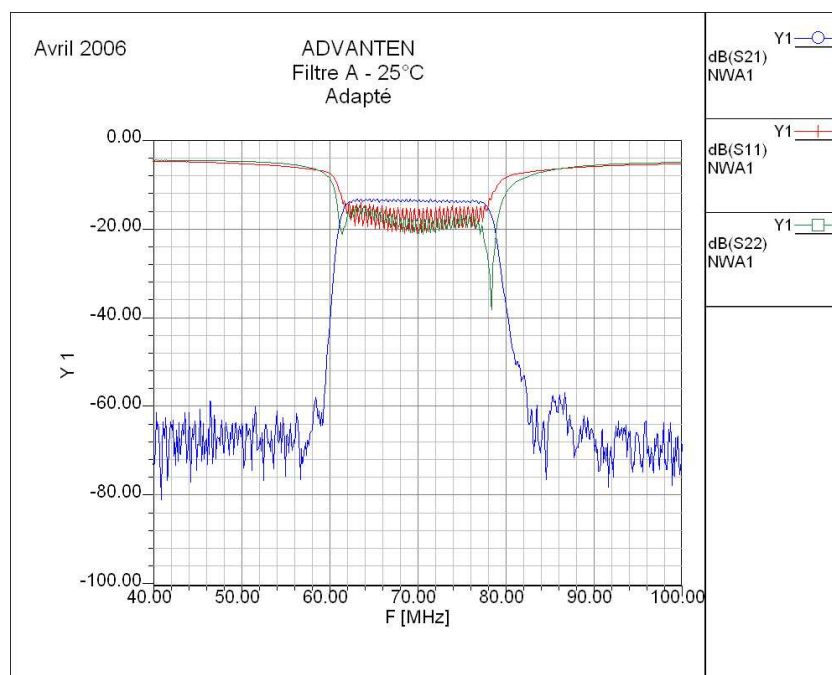


figure 122 : Diagramme rectangulaire, transmission et réflexion du filtre A

Ces résultats ont validé le schéma d'adaptation d'impédance du filtre. Notons que l'adaptation « large-bande » a nécessité l'adjonction d'atténuateurs sur les ports d'entrée et de sortie du filtre en plus du circuit réactif, les pertes mesurées ici sont donc un peu plus élevées que celles prévues par le fabricant. Le filtre A n'était pas bien spécifié en température. Nous l'avons donc caractérisé sur la gamme de température -40°C à +85°C sans son circuit d'adaptation. Le comportement d'un FOS en température se résume en principe à un décalage de la fréquence centrale, c'est ce que nous voulions vérifier.

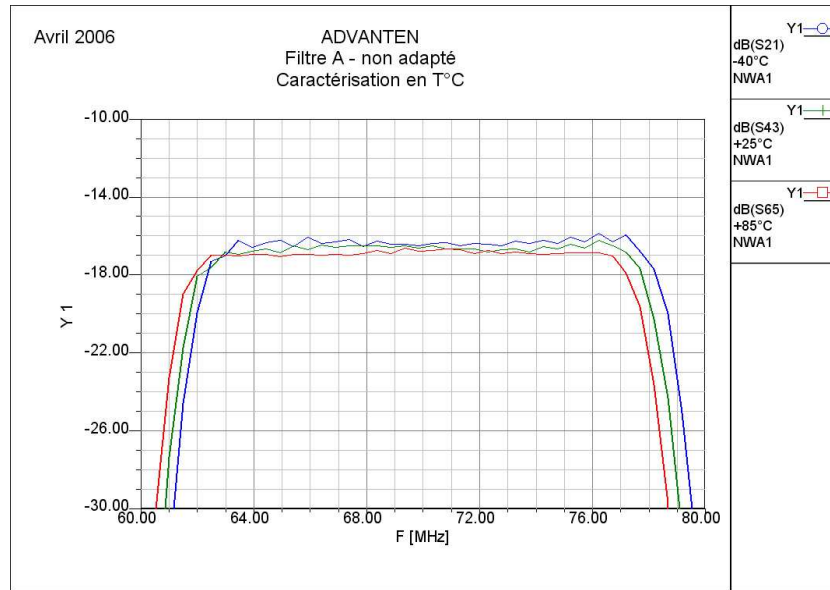


figure 123 : Comportement du filtre A en température

Le décalage de la fréquence centrale en température est dépendant du coefficient de température du substrat utilisé pour le filtre (technologie FOS), ce décalage s'exprime ainsi :

$$\Delta f_0 = \Delta T \cdot k_T \cdot f_0 \tag{5-18}$$

Pour le filtre mesuré, k_T vaut -94 ppm/°C, le décalage moyen attendu entre -40°C et +85°C est de 822.5 KHz. Cette valeur est confirmée par la mesure. Les variations d'amplitude dans la bande passante du filtre sont inférieures au décibel, nous considérons que cette variation est tolérable.

5.4.3.2 Mélangeurs

Les mélangeurs intégrés utilisés fonctionnent en mode différentiel sur tous leurs ports. Les mesures d'impédances ont été réalisées dans ce mode. Ne disposant pas des options nécessaires de l'analyseur de réseau pour réaliser des mesures dans des bandes de fréquences différentes entre le port d'entrée et celui de sortie, la caractérisation des mélangeurs est faite port par port. Le tableau 8 explique comment sont connectés les ports pendant la mesure.

Mesure en cours	Port FI	Port OL	Port RF
S_{11} (FI)	Mesure VNA	Synthétiseur	Charge 50 Ω
S_{11} (RF)	Charge 50 Ω	Synthétiseur	Mesure VNA
S_{11} (OL)	Charge 50 Ω	Mesure VNA	Charge 50 Ω

tableau 8 : Protocole de mesure utilisé pour les mélangeurs

Lors de la mesure des impédances d'accès aux ports RF et FI, il est préférable de polariser correctement le mélangeur, c'est pourquoi un signal d'OL est injecté.

Grâce aux fichiers de paramètres S fournis par le fabricant, nous avons pu précalculer les composants des réseaux réactifs d'adaptation des différents ports. Des cartes de test (voir photo de la figure 124)

ont été réalisées pour confirmer ces adaptations. Les mesures ont montré que les calculs étaient exacts à 70 MHz et à 374 MHz. A 2.45 GHz, quelques modifications mineures des composants des circuits d'adaptation ont dues êtres prises en compte.

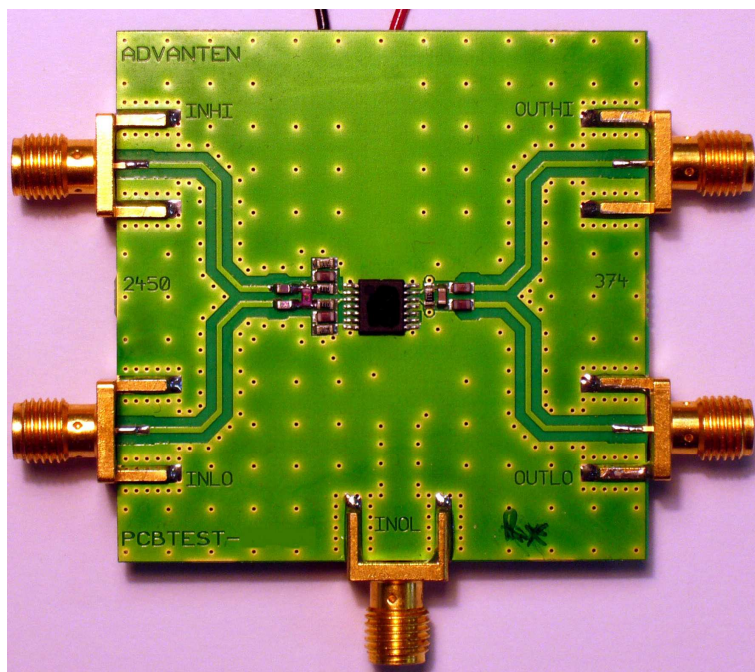


figure 124 : Carte de test des mélangeurs

Le graphe de la figure 125 montre l'adaptation du port RF du premier mélangeur du récepteur après modifications du circuit réactif. Avec un coefficient de réflexion inférieur à -17.5 dB sur toute la gamme de fonctionnement du modem (2.4 – 2.5 GHz) nous considérons cette adaptation comme excellente.

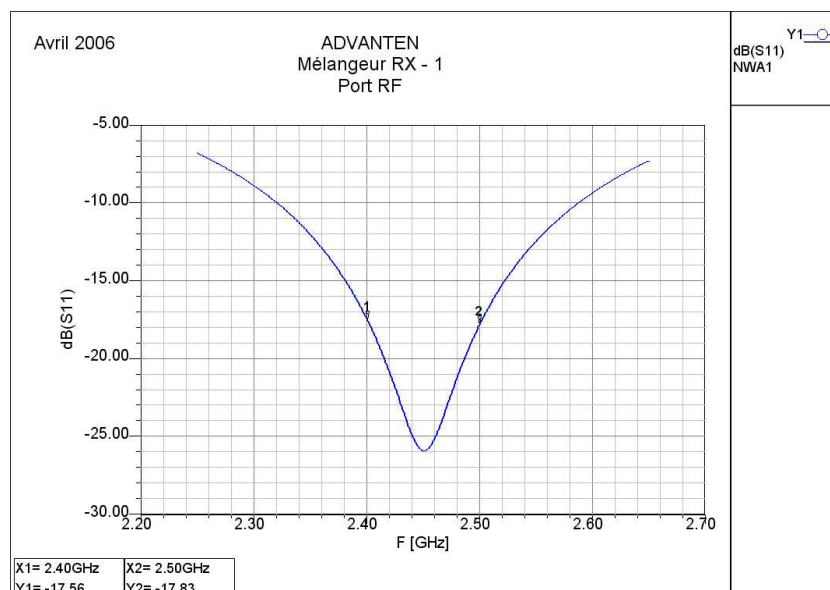


figure 125 : Adaptation du port RF du 1^{er} mélangeur du récepteur

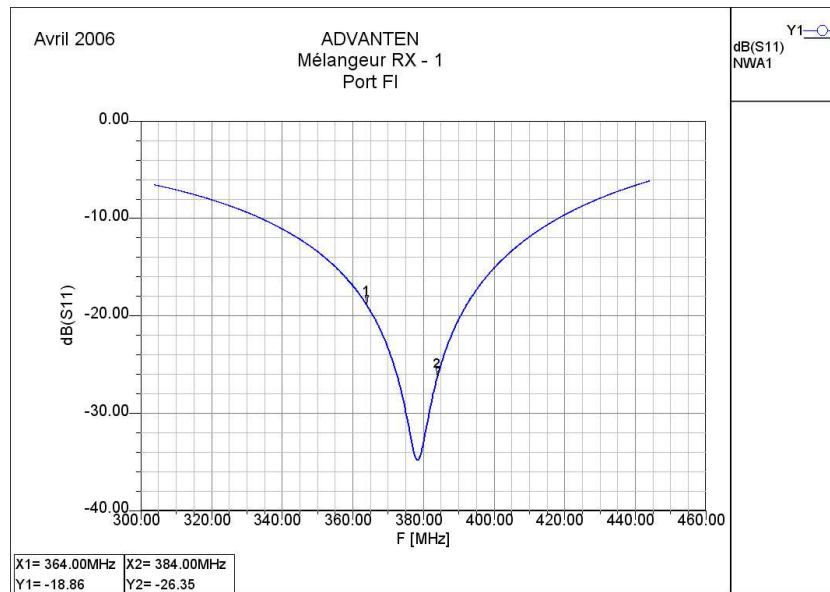


figure 126 : Adaptation du port FI du premier mélangeur du récepteur

La figure 126 montre les résultats de l'adaptation du port FI du premier mélangeur du récepteur. L'ensemble des résultats de mesures pour les quatre mélangeurs sont récapitulés dans le tableau 9. Les valeurs des coefficients de réflexion sont données pour la bande de fréquence utile. Soit respectivement des bandes de 100 MHz, 20 MHz et 15 MHz pour les fréquences centrales de 2.45 GHz, 374 MHz, et 70 MHz.

Mélangeur	Conversion	Réflexion port OL	Réflexion port in	Réflexion port out
Emission 1	70 MHz → 374 MHz	< -20.0 dB	< -12.4 dB	< -20.4 dB
Emission 2	374 MHz → 2.45 GHz	< -17.0 dB	< -26.5 dB	< -11.3 dB
Réception 1	2.45 GHz → 374 MHz	< -17.0 dB	< -17.5 dB	< -18.8 dB
Réception 2	374 MHz → 70 MHz	< -20 dB	< -26.0 dB	< -8.4 dB

tableau 9 : Récapitulatif des mesures d'impédance d'accès des mélangeurs intégrés

Le chiffre de -8.4 dB (en italique dans le tableau 9) pour le coefficient de réflexion de la sortie à 70 MHz du second mélangeur en réception semble un peu mauvais. En fait, l'adaptation est plutôt bande étroite. En effet, le coefficient de réflexion est de -35.6 dB à 70 MHz, et inférieur à -15.7 dB pour une largeur de bande de 6 MHz. Ce n'est qu'en considérant une bande de 15 MHz, que le coefficient de réflexion peut atteindre -8.4 dB. La réception des signaux OFDM (largeur de bande environ 5.1 MHz) se fera donc sans problème. La question de l'adaptation peut par contre se poser dans le cadre de l'utilisation du récepteur comme chaîne de retour pour la prédistorsion numérique. Une adaptation large bande avec un atténuateur est dans ce cas envisageable (possible grâce à l'utilisation d'un commutateur RF, voir synoptique de la figure 110) car les signaux arrivant sont forts et non bruités.

5.4.3.3 Amplificateur faible bruit et amplificateur driver

Les résultats de mesure de l'amplificateur faible bruit (LNA : Low Noise Amplifier) et du driver ont été regroupés car les puissances mises en jeu pour la mesure et les méthodes sont similaires. Pour le LNA, nous avons choisi de l'adapter de manière à optimiser les coefficients de réflexion plutôt que le facteur de bruit. En effet, les variations de figure de bruit entre Γ_{opt} et l'adaptation sont faibles ($NF_{min} = 0.93$ dB, et $NF@50\Omega = 0.97$ dB). Par contre, les filtres utilisés en RF sont très sensibles à des désadaptations d'impédance. Pour le driver, le problème du facteur de bruit se pose moins, mais comme ces composants sont utilisés dans la chaîne d'émission (voir figure 95) autour d'un filtre à 2.45 GHz sensible aux désadaptations, c'est encore les coefficients de réflexion que nous avons cherché à optimiser.

Les paramètres linéaires des composants sont mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau calibré avec la méthode TRL. Le tableau 10 donne un récapitulatif des résultats de mesure pour les deux composants dans la bande 2.4-2.5 GHz.

Paramètre S	LNA	Driver
S_{11}	< -18.0 dB	< -25.1 dB
S_{22}	< -17.8 dB	< -17.6 dB
S_{21}	15.55 ± 0.15 dB	22.2 ± 0.10 dB
S_{12}	< -22.9 dB	< -29.2 dB

tableau 10 : Récapitulatif des mesures des paramètres linéaires dans la bande 2.4-2.5 GHz

Les paramètres non-linéaires (point de compression à 1 dB et IP3) de ces deux composants ont également été mesurés. Les protocoles de mesure mis en oeuvre sont ceux de la figure 115 et de la figure 119. La photo de la figure 127 montre la manipulation en place pour la mesure d'IP3.

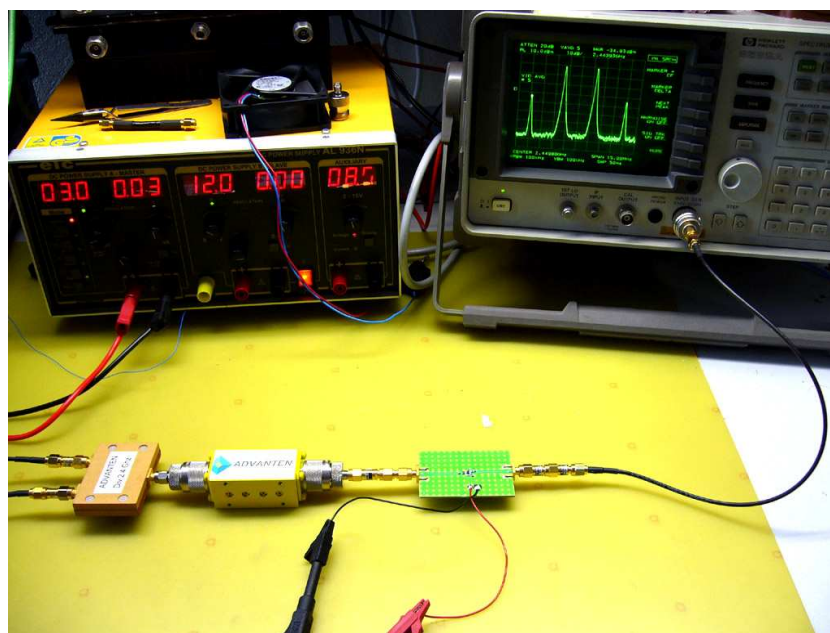


figure 127 : Photo de manipulation : mesure de l'IP3

Le tableau 11 donne les valeurs de point de compression à 1 dB et d'IP3 pour les deux amplificateurs étudiés. Les résultats de mesure sont très proches de ce que le fabricant annonçait.

Composant	P_{1dBout} (annoncé)	P_{1dBout} (mesuré)	OIP3 (annoncé)	OIP3 (mesuré)
LNA	17.2 dBm	17.0 dBm	28.8 dBm	27.6 dBm
Driver	14.9 dBm	14.7 dBm	26.1 dBm	25.4 dBm

tableau 11 : Résultats de mesure des paramètres non-linéaires (LNA, Driver)

5.4.3.4 Amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance est un composant qui a un rôle critique dans la chaîne de radio COFDM. Pour faire un choix, nous avons caractérisé trois amplificateurs (technologies HBT InGaP) (A, B et C) en petits signaux et en régime non-linéaire. Les comparatifs ont porté sur la compression, la puissance des produits d'intermodulation à niveau de sortie égal, et l'efficacité en puissance. Nous avons ensuite extrait les fonctions de conversion AM/AM et AM/PM pour l'amplificateur sélectionné.

Le tableau 12 récapitule les valeurs des paramètres S pour les trois amplificateurs caractérisés en petits signaux (mesure utilisant la technique TRL).

Paramètre S	Amplificateur A	Amplificateur B	Amplificateur C
S_{11}	< -17.8 dB	< -9.0 dB	< -10.0 dB
S_{22}	< -23.8 dB	< -12.4 dB	< -13.8 dB
S_{21}	26.5 ± 0.1 dB	25.7 ± 0.4 dB	31.6 ± 0.5 dB
S_{12}	~ -52.1 dB	~ -37.7 dB	~ -61.5 dB

tableau 12 : Paramètres linéaires des amplificateurs de puissance mesurés

Les adaptations ont été réalisées en suivant les conseils des notes d'application des fabricants. L'adaptation de l'amplificateur A est bien meilleure (malgré de légers ajustements des réseaux pour B et C) et plus facile à obtenir que celles des amplificateurs B et C. L'amplificateur C présente un intérêt pour son gain et son isolation très importante.

Plutôt que de déterminer la valeur du point de compression à 1 dB pour chacun des trois amplificateurs, nous avons tracé les courbes de gain « normalisées » par rapport à leur gain linéaire (voir figure 128). Il est en effet intéressant d'observer la manière dont le gain s'éloigne de sa valeur linéaire en fonction de la puissance de sortie. L'amplificateur A offre la possibilité de modifier son point de polarisation, nous l'avons étudié pour une alimentation en 5 et 3.3 V, pour un courant de repos de 300 mA. Les courbes de la figure 128 montrent que même si l'ampli A (alimenté en 5 V) et l'ampli B ont un point de compression à 1 dB proche, les caractéristiques de linéarité de l'ampli A seront bien meilleures que celles de l'ampli B : en effet, le gain de l'amplificateur B décroît de manière non négligeable dès que la puissance de sortie atteint 23 dBm. Le même type de conclusions peut être tiré de la comparaison des courbes de gain normalisé des amplificateurs A (alimenté en 3.3 V) et C. Dès qu'une puissance de sortie de 14 dBm est atteinte, le gain de l'amplificateur C s'éloigne nettement de la caractéristique linéaire.

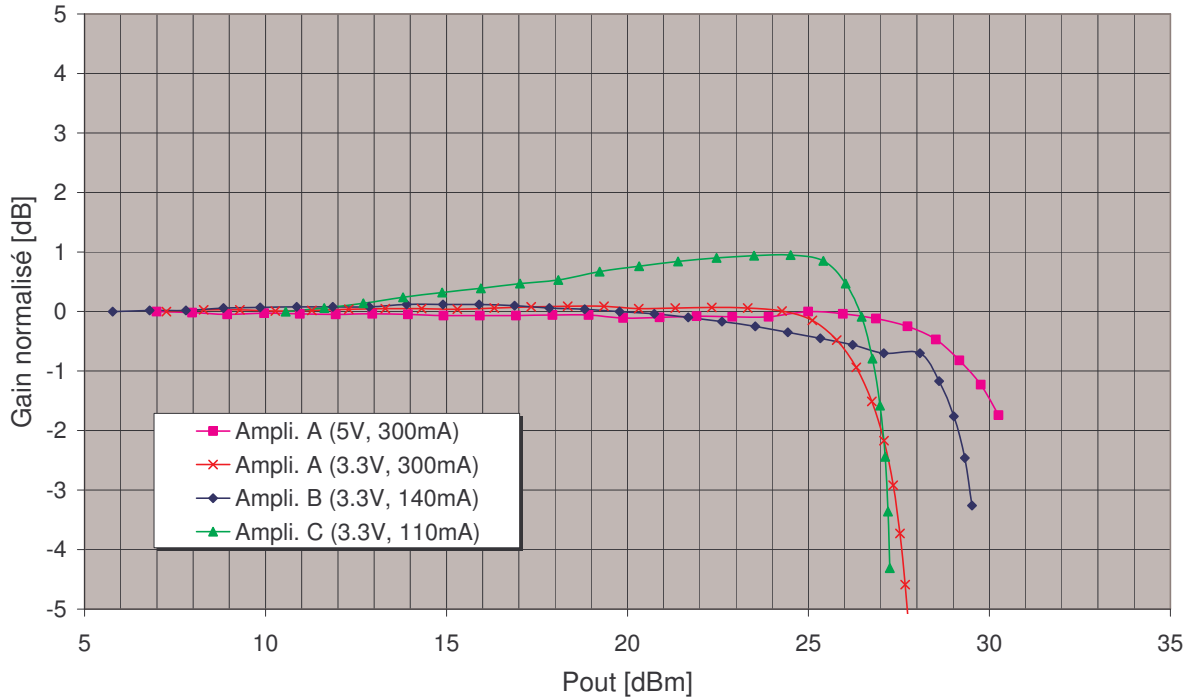


figure 128 : Gain normalisé pour les trois amplificateurs de puissance

Nous nous sommes ensuite intéressés à la puissance des produits d'intermodulation d'ordre 3 en fonction de la puissance de sortie. Le protocole de mesure de la figure 119 est utilisé. La figure 129 montre les résultats de mesure que nous avons obtenus.

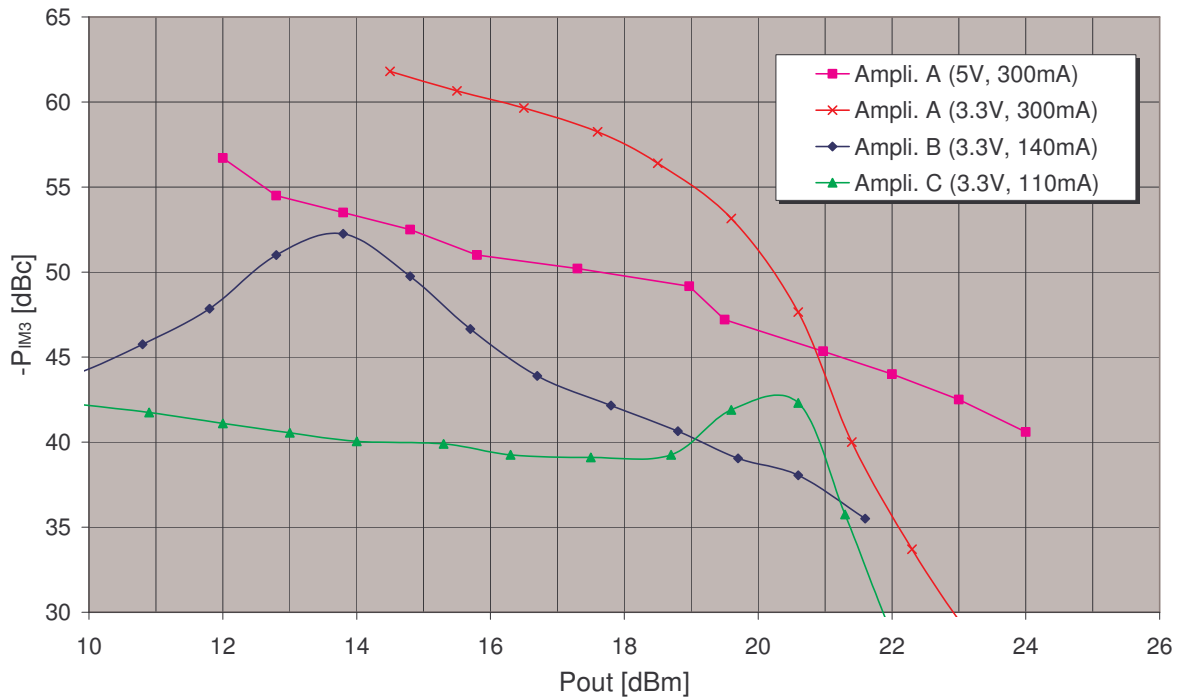


figure 129 : Puissance des produits d'intermodulation en fonction de la puissance de sortie

Pour des puissances de sortie inférieures à 20 dBm, l'amplificateur C est le moins bon candidat, la puissance des produits d'intermodulation étant à peu près constante à -40 dBc. L'amplificateur A, dans les deux cas de polarisation, donne les meilleurs résultats. Lorsque la puissance de sortie dépasse 20 dBm, la puissance des produits d'intermodulation pour l'amplificateur A (en 3.3 V) et pour l'amplificateur C augmente très rapidement. Alors que l'amplificateur B présente des performances moyennes, l'amplificateur A (en 5 V) reste relativement bon jusqu'à 23 dBm avec une puissance des produits d'intermodulation à -42.5 dBc.

La meilleure linéarité de l'amplificateur A est liée à la valeur plus importante du point de compression à 1 dB. Le recul plus important qui existe pour cet amplificateur est bien sûr synonyme d'une efficacité en puissance moins grande. Le graphe de la figure 130 montre l'efficacité en puissance (PAE : Power Added Efficiency) en fonction de la puissance de sortie.

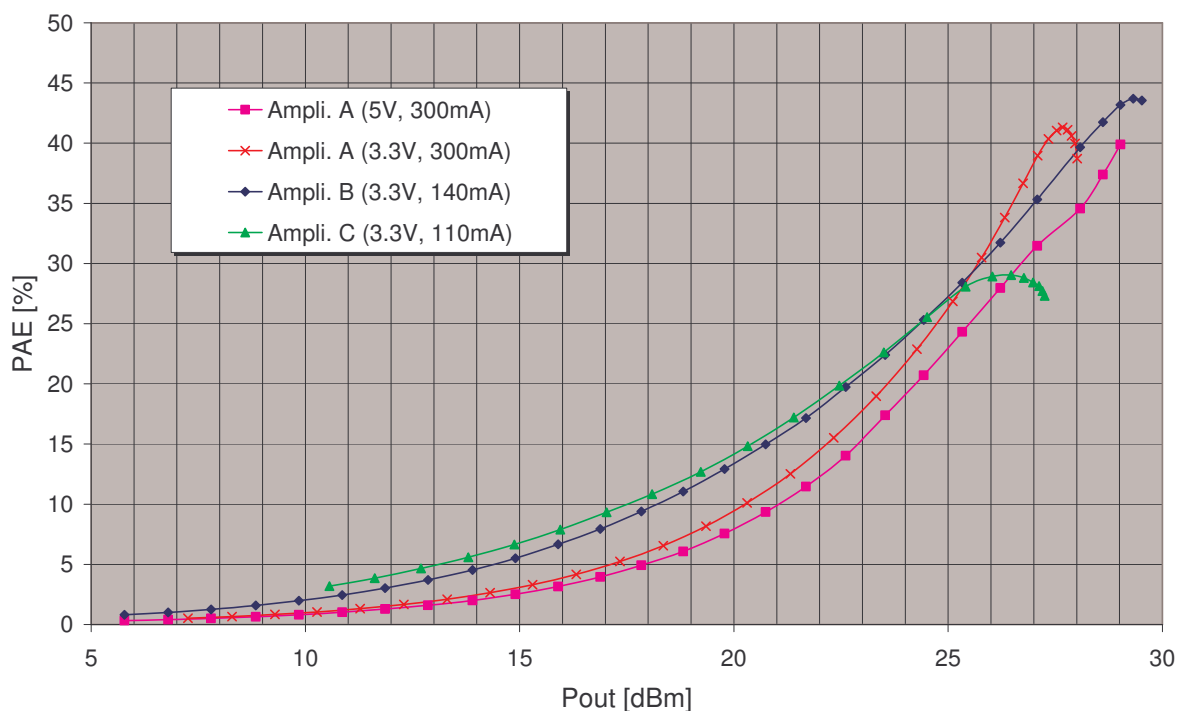


figure 130 : Efficacité en puissance en fonction de la puissance de sortie

Si l'on compare l'efficacité en puissance des amplificateurs mesurés pour une puissance de sortie de 20 dBm, l'amplificateur C est le mieux placé, suivi de près par l'amplificateur B. On voit aussi que le changement de la polarisation de l'amplificateur A (5 V ou 3.3 V) n'apporte pas un gain d'efficacité significatif, alors que la perte en terme de linéarité est importante.

Le tableau 13 résume pour chacun des amplificateurs les paramètres qui ont servi à déterminer lequel serait le plus adapté au système OFDM ADVANTEN. La donnée d'EVM (Error Vector Magnitude) est extraite des fiches techniques des composants selon la disponibilité.

Paramètre	P1dB (dBm)	IM3 (dBc)		PAE (%)		EVM (%)	
		@ 20dBm	@ 23dBm	@ 20dBm	@ 23dBm	@ 20dBm	@ 23dBm
Condition	-						
Ampli. A (5V, 300mA)	29.5	-46.5	-42.5	8.0	15.1	1	4
Ampli. A (3.3V, 300mA)	26.4	-51.0	-30	9.5	18.0	ND	ND
Ampli. B (3.3V, 140mA)	28.5	-38.7	-33	13.5	20.9	1	3
Ampli. C (3.3V, 110mA)	26.8	-42.5	> -30	14.0	21.2	3	9

tableau 13 : Récapitulatif des paramètres des amplificateurs de puissance mesurés

L'amplificateur C a été éliminé à cause de la forte dégradation de la constellation qu'il génère (EVM de 3 % à 20 dBm quand les autres amplificateurs ont des EVM spécifiés à 1%), La puissance des produits d'intermodulation pour cet amplificateur est d'ailleurs jugée trop importante à faible puissance, et croit très rapidement dès que la puissance dépasse 21 dBm, ce qui limite la gamme de son utilisation.

La valeur du point de compression à 1 dB de l'amplificateur A (en 3.3 V) est un peu faible par rapport aux puissances auxquelles on souhaite l'utiliser. D'autre part, le faible gain en rendement apporté par le changement de la polarisation ne justifie pas la perte en linéarité.

L'amplificateur A (en 5 V) et l'amplificateur B semblent les deux meilleurs candidats pour l'application visée. Le premier présente d'excellentes caractéristiques de linéarité, mais est un peu en reste quand à la consommation électrique. Le second a un rendement meilleur (environ 5% de plus), au prix d'une linéarité moins bonne (puissance des produits d'intermodulation de près de 10 dB plus élevée à $P_{out} = 23$ dBm).

Les mesures des paramètres linéaires des composants avaient plutôt fait pencher la balance du côté de l'amplificateur A (plus facile à adapter, gain plus constant sur la gamme de fréquence). La décision a finalement été confirmée par des contraintes industrielles : l'amplificateur A est disponible en petites quantités, ce qui n'est pas le cas de l'amplificateur B.

Une mesure à l'analyseur de réseau a permis de déterminer de manière précise les fonctions de conversions AM/AM et AM/PM de l'amplificateur sélectionné. La mesure respecte le protocole établi (voir figure 120). Les résultats ont permis de créer un modèle SIMULINK du composant. Ce modèle a servi au travail de stage sur la prédistorion numérique qui s'est déroulé au sein de la société ADVANTEN durant l'été 2006.

La figure 131 montre les caractéristiques AM/AM et AM/PM mesurées à la fréquence de 2.45 GHz. Comme il est assez délicat de faire correspondre la courbe AM/PM à une fonction particulière, le

modèle se décompose en un modèle de Rapp pour la partie AM/AM, tandis que la variation de phase en fonction du gain a été tabulée dans une mémoire.

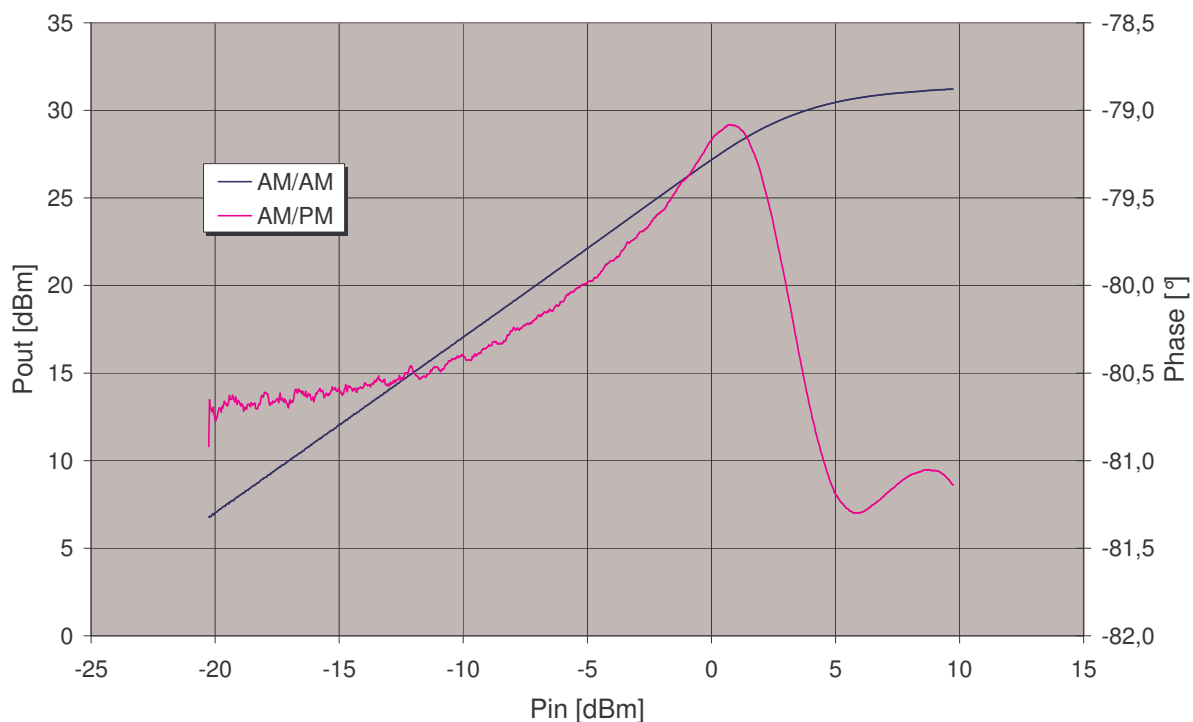


figure 131 : Fonctions de conversion de l'amplificateur A

Trois amplificateurs de puissance ont été caractérisés. Ce travail a permis de choisir un composant qui semblait bien adapté au besoin. La facilité de mise en œuvre et les bonnes propriétés de linéarité de l'amplificateur sélectionné sont autant de qualités qui faciliteront le design du futur modem. Les mesures ont porté sur les paramètres S en petits signaux ainsi que sur des grandeurs non-linéaires : point de compression, puissance des produits d'intermodulation d'ordre 3. L'efficacité en puissance a également été mesurée.

5.4.4 Contrôle automatique de gain en réception

Le circuit de contrôle automatique de gain comporte deux circuits intégrés amplificateurs à gain variable et un filtre. L'utilisation de deux amplificateurs était nécessaire pour couvrir la large dynamique souhaitée (de l'ordre de 80 dB). Etant donné le fort gain de l'ensemble, le filtre joue un double rôle : celui de limiter la bande des signaux bien sûr, mais aussi d'apporter une petite isolation entre les deux amplificateurs. Le risque d'auto-oscillation est ainsi limité. Un convertisseur numérique analogique doté d'une référence de tension de précision permet de générer la tension de commande qui détermine le niveau de sortie. La photo de la figure 132 montre le prototype de circuit réalisé.

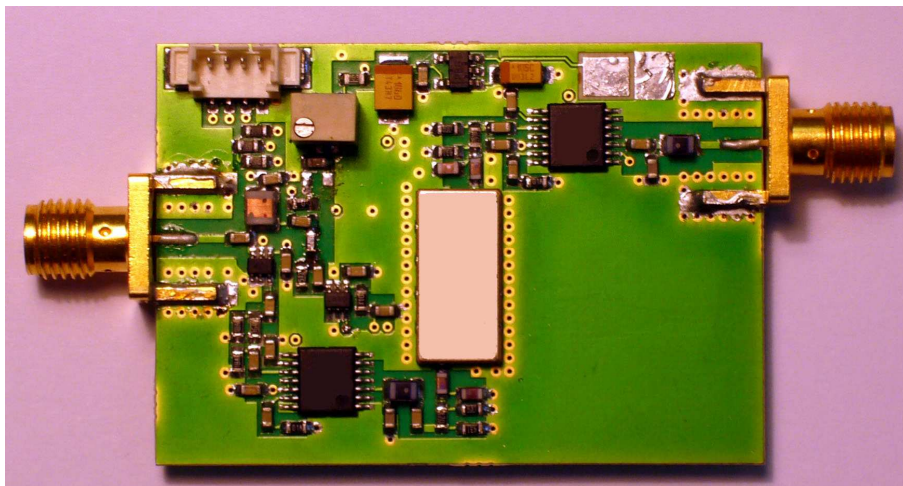


figure 132 : Circuit de contrôle automatique de gain en réception

Les mesures sont faites dans un premier temps en boucle ouverte pour mesurer les adaptations d'entrée et de sortie ainsi que le gain en fonction de la tension de commande. Le coefficient de réflexion en entrée est bon : il reste inférieur à -20 dB sur la gamme de fréquence qui nous intéresse quelque soit la valeur de gain. En sortie, malgré une dégradation pour les forts gains (> 60 dB), l'adaptation reste plutôt de bonne qualité, puisque le coefficient de réflexion ne dépasse pas -16 dB.

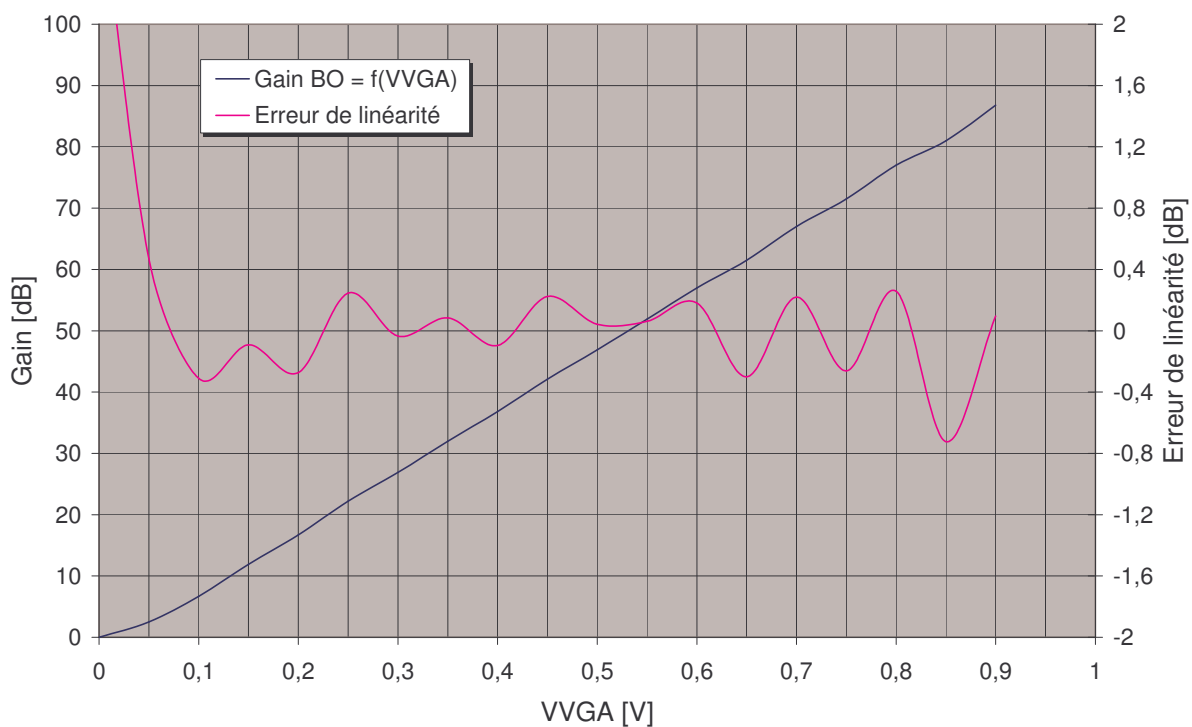


figure 133 : Gain en boucle ouverte de la CAG en fonction de la tension de commande

La figure 133 montre la variation du gain de la CAG de réception en boucle ouverte en fonction de la tension de commande. Dans une plage de gain s'étalant de +2 à +87 dB, l'erreur de linéarité est

inférieure à 0.8 dB. Toujours en boucle ouverte, le gain du circuit en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la tension de commande (VVGa) est visualisé (voir figure 134)

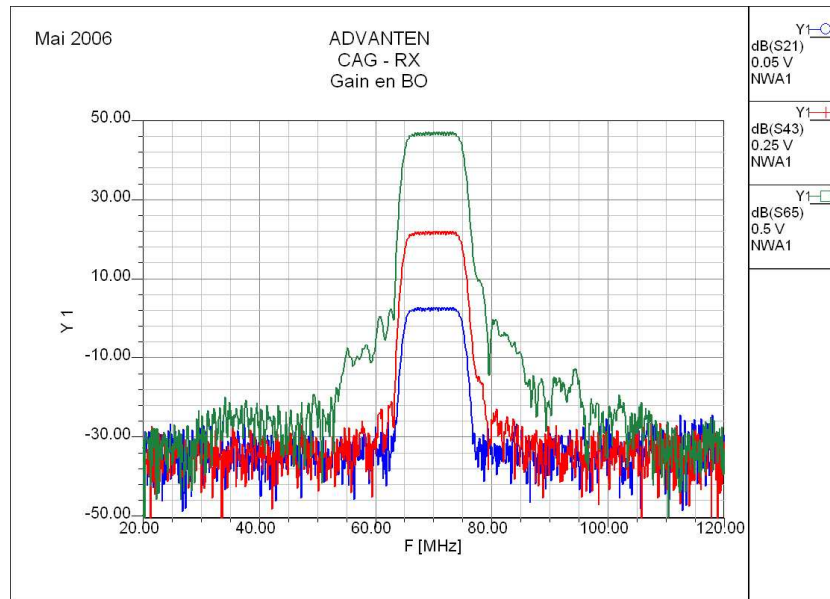


figure 134 : Gain en boucle ouverte de la CAG Rx pour différentes valeurs de VVGa

Le circuit de contrôle automatique de gain a ensuite été étudié en boucle fermée. La tension RSSI (Received Signal Strength Indicator) est une tension à l'image de la puissance d'entrée, cette tension étant dérivée de la tension de commande des amplificateurs à gain variable, elle est proportionnelle au gain de la CAG. Le temps de réponse à un échelon de puissance a été mesuré en observant les variations de la tension RSSI lors d'un changement brutal de la puissance d'entrée. Le protocole de mesure est celui de la figure 135.

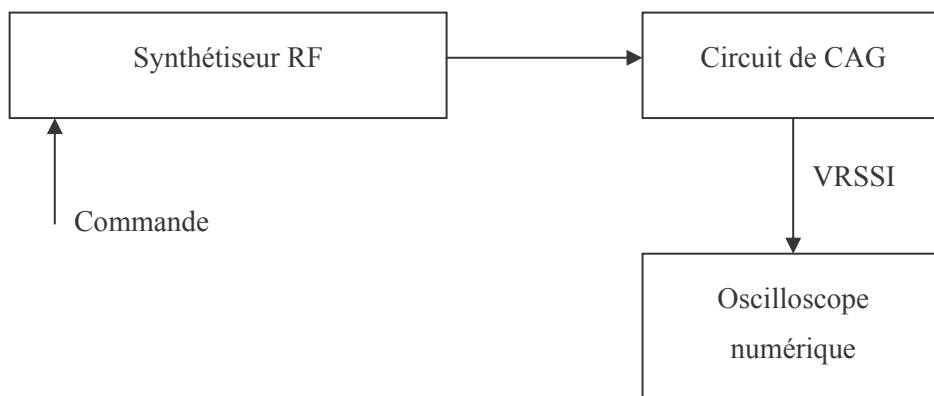


figure 135 : Protocole de mesure du temps de réponse de la CAG

Le synthétiseur est réglé de manière à envoyer un signal RF à 70 MHz d'une puissance de -40 dBm de manière commutée (tout ou rien : signal ou absence de signal). La figure 136 et la figure 137 montrent les résultats obtenus (captures d'écran de l'oscilloscope numérique). Le comportement de la CAG est assez symétrique. Le temps de réaction est estimé à 197 us, ce qui est très proche des valeurs simulées.

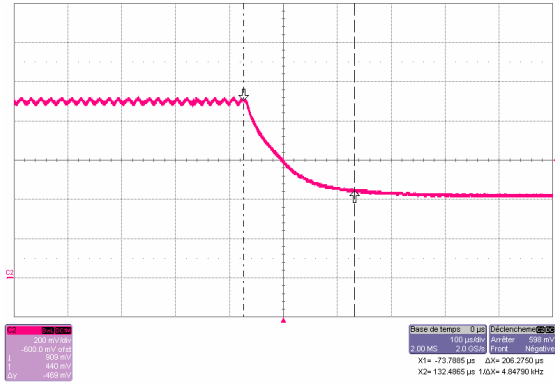


figure 136 : VRSSI, OFF to -40 dBm

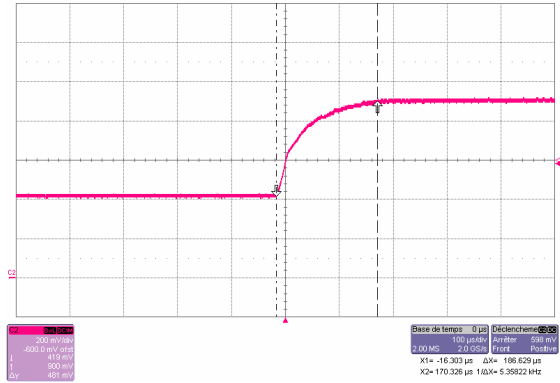


figure 137 : VRSSI, -40 dBm to OFF

Le composant qui mesure la puissance, même s'il renvoie une tension proportionnelle à la puissance d'entrée en dBm, réalise une mesure du niveau de la tension d'entrée. La conséquence de ceci est que deux signaux qui ont la même puissance RMS mais une forme d'onde différente (facteur de crête différent) ne produiront pas la même tension à la sortie du détecteur.

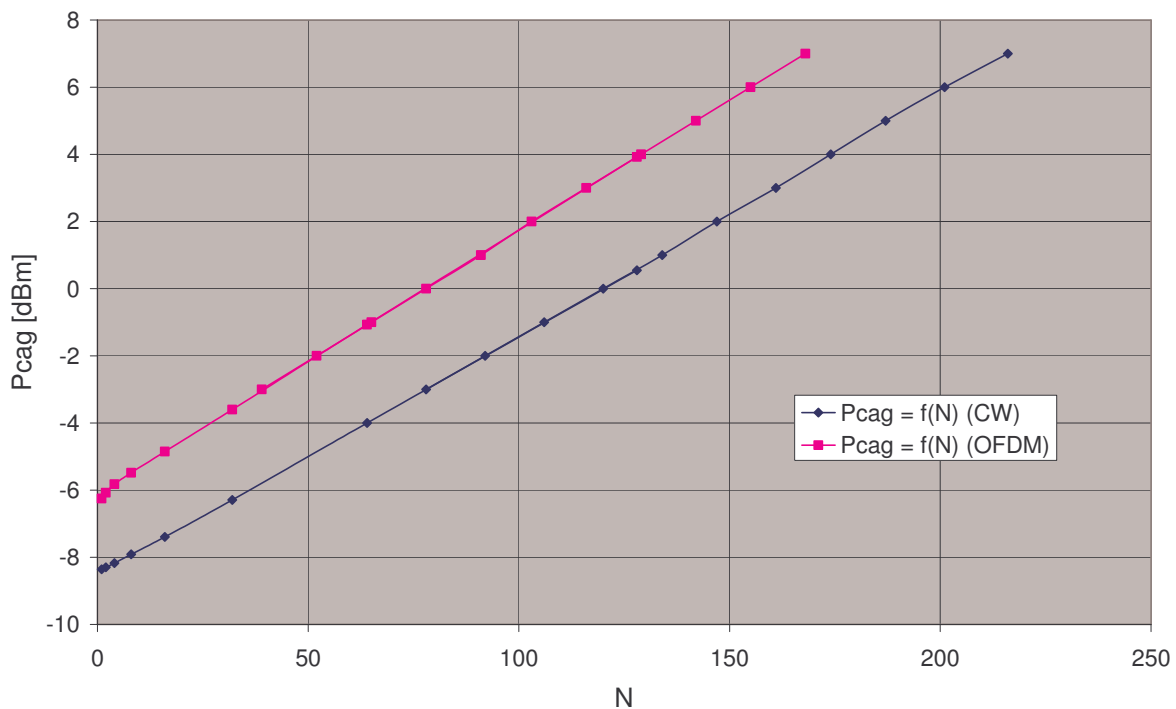


figure 138 : Niveau de sortie en fonction de la commande N

Nous avons mesuré la valeur de la puissance du signal de sortie en fonction de la consigne (valeur N envoyée au convertisseur numérique – analogique) pour un sinus pur (CW : Continuous Wave) et pour des signaux OFDM. La puissance d'entrée étant fixée à -35 dBm. La figure 138 donne sous forme graphique les résultats obtenus. Cette mesure démontre bien l'utilité de connaître précisément la nature des signaux qui alimentent le récepteur lors du réglage de la boucle de CAG.

Le graphe de la figure 139 montre comment l'excellente linéarité du détecteur permet de mesurer la puissance d'entrée en utilisant la tension RSSI. Les erreurs commises restent inférieures à ± 0.8 dB sur la gamme de puissance.

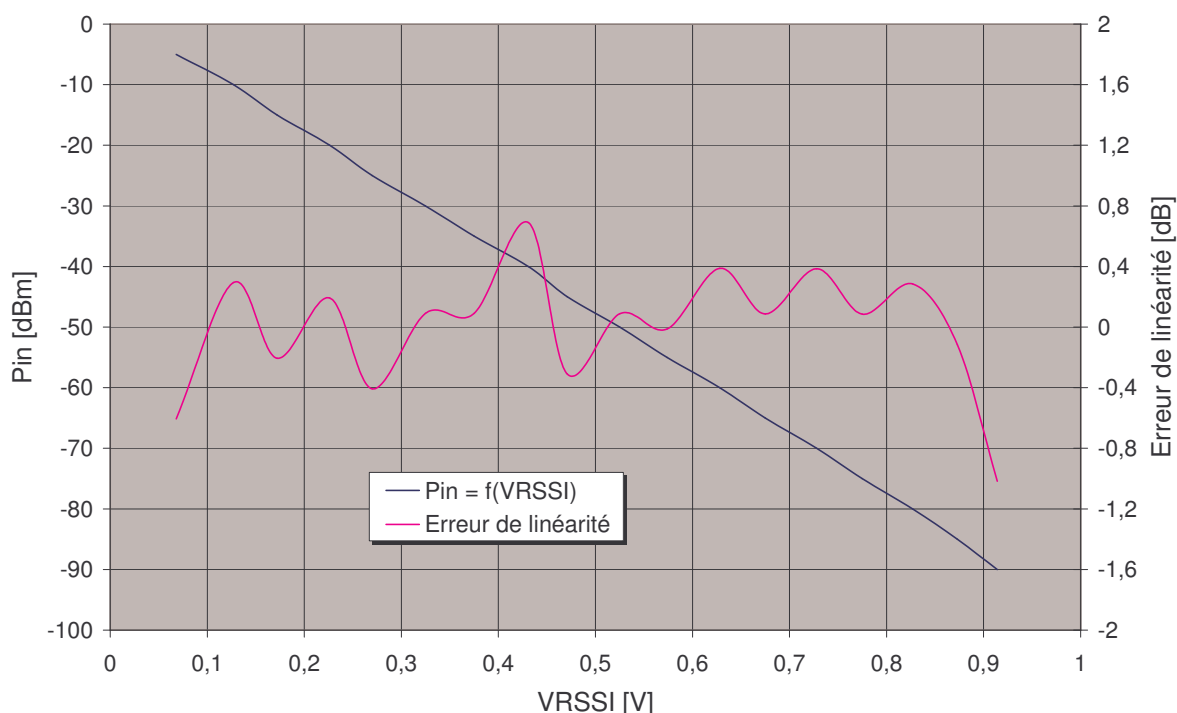


figure 139 : Mesure de la puissance grâce à la tension RSSI

Pour compléter ces mesures, le circuit de CAG a été caractérisé en température. A niveau d'entrée constant, on s'intéresse aux variations de la puissance de sortie en fonction température. Nous avons pu mesurer que, pour des niveaux d'entrée de -75, -40 et -10 dBm, la variation de la puissance de sortie sur la gamme -40°C à $+85^{\circ}\text{C}$ est inférieure à ± 0.2 dB.

Les résultats de mesure du circuit de contrôle automatique de gain en réception correspondent bien à ce qui avait été simulé et sont très satisfaisants. Le schéma a été validé pour son utilisation dans le modem COFDM ADVANTEN. Un design suivant les mêmes lignes directrices pour la boucle de CAG à l'émission est en cours, nous en espérons d'aussi bons résultats.

5.5 Conclusion sur la phase de réalisation

La carte de traitement du signal numérique étant réalisée en interne de la société ADVANTEN, le travail de thèse s'est orienté vers la conception et la réalisation de la carte électronique radio du modem COFDM. La première partie de ce chapitre a été consacrée à l'étude des architectures des systèmes émetteurs et récepteurs radio. Les qualités et défauts des différentes structures passées en revue ont été détaillés. Ce travail préliminaire a permis de choisir une architecture qui semblait particulièrement adaptée à la transmission de signaux COFDM. L'architecture retenue repose sur une structure hétérodyne dans laquelle la première fréquence intermédiaire est traitée numériquement. Ceci permet de s'affranchir des défauts de quadrature des mélangeurs.

Les particularités et les points clés de notre système ont été étudiés dans la seconde partie de ce chapitre. La technique du sous-échantillonnage du signal en fréquence intermédiaire au niveau du récepteur permet de diminuer notablement la consommation des composants de traitement du signal numérique et du convertisseur analogique - numérique. Le choix des composants et la conception du front-end radio ont été faits dans l'optique de l'optimisation du facteur de bruit du récepteur. Un calcul de sensibilité préliminaire a montré qu'une sensibilité de -94.9 dBm était atteignable. Les boucles de contrôle automatique de gain en réception et en émission ont été simulées et réglées conformément aux besoins. Enfin, nous avons évoqué la manière dont une boucle de retour du signal pouvait être mise en œuvre de manière à réaliser une pré-distorsion numérique du signal en bande de base.

Pour terminer, nous avons présenté des techniques de caractérisation des paramètres linéaires et non-linéaires de composants électroniques RF. Ces techniques ont alors été mises en œuvre pour mesurer les principaux composants que nous allons utiliser pour la carte radio du modem COFDM ADVANTEN. Ces mesures ont eu pour but de compléter des données fabricants trop peu fournies (cas des filtres FOS), de vérifier un design d'adaptation d'impédance et/ou des paramètres non-linéaires (mélangeurs RF, amplificateur faible bruit et driver), ou de choisir un composant le mieux adapté à nos besoins et d'en extraire un modèle de simulation système (amplificateur de puissance). Enfin, les résultats de mesures du prototype du circuit de contrôle automatique de gain en réception sont présentés. Ces résultats ont prouvé la validité de notre travail préliminaire de simulation.

Références Bibliographiques du Chapitre 5

- [58] P. VIZMULLER, « RF Design Guide, Systems, Circuits, and Equations », ARTECH House, 1995.
- [59] Collectif d'auteurs sous la direction de M. VILLEGAS, « Radiocommunications Numériques /2 Conception de Circuits Intégrés RF & Microondes », Editions DUNOD, 2002.
- [60] F. de DIEULEVEULT, « Electronique Appliquée aux Hautes Fréquences », Editions DUNOD, 1999.
- [61] H.-M. SEO, C.-G. WOO, P. CHOI, « Relationship Between ADC Performances and Requirements of Digital-IF Receiver for WCDMA Base-Station », IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 52, n°5, September 2003.
- [62] G. BAUDOIN, P. JARDIN, R. MARSALEK, « Linéarisation des Amplificateurs de Puissance par Pré-Distorsion avec Prise en Compte des Effets Mémoire », GRETSI 2003.
- [63] AGILENT TECHNOLOGIES, « Introduction to Fixture Simulation Function of the ENA Series RF Network Analyzers : Network De-Embedding / Embedding and Balanced Measurements », Product Note n°E5070/71-11.
- [64] AGILENT TECHNOLOGIES, « In Fixture Microstrip Devices Measurements Using TRL* Calibration », Product Note n°8720-2.
- [65] T. IHALAINEN, T. HIDALGO-STITZ, « Multi-Carrier Systems and PAPR Problems », Institute of Communications Engineering, Tampere University of Technology, Finland, October 2004.

Conclusion Générale & Perspectives

Le travail de cette thèse concernait la conception et la réalisation d'un modem sans fil fonctionnant dans la bande des 2.4 GHz et utilisant la modulation COFDM. Le but étant, pour la société ADVANTEN, de combler une lacune du marché grâce à ce produit innovant tout en élargissant sa gamme de savoir-faire technologique. Ce travail s'est décomposé en plusieurs étapes.

Dans un premier temps, une étude des canaux de propagation a été menée. Ceci a permis de mieux comprendre les caractéristiques particulières de propagation dans le cadre des applications visées par ADVANTEN : étalement des retards plutôt faible et dispersion Doppler importante. Ces considérations nous ont amené à choisir un modèle de canal mobile « pire cas » qui a servi lors des simulations système que nous avons réalisées par la suite.

Le canal de propagation étant défini, nous avons présenté en détails la modulation OFDM en mettant l'accent sur les qualités qui nous semblaient intéressantes pour répondre au problème de radiocommunication posé. Les contraintes imposées par l'utilisation de la technique OFDM et ses sensibilités ont également été étudiées. Les travaux conjoints sur le canal de propagation et la modulation OFDM nous ont logiquement amené à chercher des mécanismes de synchronisation du récepteur et d'estimation de canal, qui sont nécessaires au bon fonctionnement du système modem OFDM.

Le second chapitre de cette thèse a été consacré à la synchronisation en temps - fréquence du récepteur OFDM et à l'estimation bi-dimensionnelle de la fonction de transfert du canal de propagation. Nous avons montré que l'erreur sur la fréquence d'échantillonnage pouvait être négligée si un oscillateur de qualité correcte était utilisé. La synchronisation porte donc sur le positionnement de la fenêtre FFT et la correction d'écart de fréquence entre les oscillateurs locaux. Un état de l'art des techniques de synchronisation a été réalisé. L'algorithme de Schmidl et Cox et les améliorations proposées par Shi et Serpedin ont alors semblés plus que convaincants.

La technique multi-porteuses OFDM confère à l'estimation de canal un caractère bi-dimensionnel sur l'espace temps-fréquence. Notre étude est essentiellement basée sur les travaux de Héland concernant l'estimation de canal grâce à des porteuses pilotes insérées dans le symbole OFDM. Les simulations que nous avons réalisées à ce stade nous ont permis de valider simultanément la synchronisation et l'estimation de canal sur canal à bruit additif blanc Gaussien et sur canal de Rayleigh à fort Doppler. Les résultats obtenus ont montré par la présence d'un taux d'erreur résiduel les faiblesses du système lorsque la fréquence Doppler était très importante. Ne souhaitant pas augmenter la complexité de l'estimateur de canal, nous avons poursuivi nos travaux en recherchant des techniques de codes correcteurs d'erreurs qui permettraient d'éliminer les erreurs résiduelles en canaux à forte mobilité.

Les codes correcteur d'erreur ont fait l'objet du chapitre trois de cette thèse. Après avoir exposé les différentes contraintes de notre système, un état de l'art des algorithmes de codage de canal est dressé. Après une étude comparative de résultats de simulation ou de données de développeurs d'IP (Intellectual Properties), nous avons porté notre choix sur l'utilisation des Hypercodes. La raison principale de ce choix est triple. Tout d'abord, ces codes sont très performants puisqu'ils approchent de très près la limite de Shannon. Ensuite, la taille de la structure multidimensionnelle du mot de code est très souple : ces codes peuvent être adaptés facilement à à peu près n'importe quelle taille de symbole OFDM. Enfin, l'utilisation de cet algorithme de codage de canal permet à ADVANTEN la maîtrise complète d'une partie importante du modem. Une étude détaillée des Hypercodes est présentée. Pour conclure ce chapitre, des résultats de simulation pour les différents types de canaux évoqués plus haut sont donnés. Ces résultats valident le choix des Hypercodes pour le dimensionnement du système COFDM que nous avons défini au chapitre deux.

A ce stade des travaux, un aspect important des modulations multi-porteuses méritait d'être traité. Les signaux OFDM ont en effet la particularité de présenter un très fort rapport entre la puissance instantanée maximale et la puissance moyenne. Ce rapport, appelé couramment PAPR (Peak-to-Average Power Ratio), entraîne des contraintes de linéarité importantes sur la chaîne de transmission et plus particulièrement sur l'amplificateur de puissance. Il existe des techniques permettant la linéarisation des amplificateurs de puissance (pré-distorsion numérique, Callum, feed-forward, feedback...), ces techniques n'ont pas fait l'objet de notre étude. Nous avons posé l'hypothèse que l'intérêt de réduire le PAPR des signaux OFDM prend tout son sens lorsque le comportement de la chaîne d'émission tend à se rapprocher de celui d'un limiteur. Cette hypothèse a été vérifiée pendant les travaux d'un stage d'élève ingénieur sur la pré-distorsion numérique adaptative des signaux OFDM. Dans le chapitre 4, après un bref état de l'art des différentes techniques de réduction de PAPR, nous avons travaillé de manière plus approfondie sur les techniques de seuillage des signaux et de réservation de porteuses. La dégradation des signaux modulés en 16-QAM pour le seuillage est trop importante pour pouvoir utiliser sereinement cette méthode. L'algorithme de réservation de porteuses paraissait intéressant, mais l'amplitude des porteuses réservées peut, au fur et à mesure des itérations, atteindre des niveaux très importants. C'est la raison qui nous a amené à proposer une technique originale baptisée OTOP (One Tone One Peak) qui a fait l'objet d'une publication. OTOP permet de réduire de manière significative le PAPR des signaux OFDM, tout en préservant les porteuses modulées et en limitant l'amplitude des porteuses réservées. En plus de résultats de simulation convaincants, cette technique a été mise en œuvre avec succès sur un composant programmable.

La dernière partie de ce travail de recherche concerne la conception de la tête radio du modem COFDM. Une étude des architectures d'émetteurs et de récepteurs a été faite. En tenant compte des besoins de la modulation OFDM nous avons convergé vers une structure qui nous semblait adéquate qui utilisait les composants électroniques disponibles sur le marché. Les particularités de l'architecture

choisie ont alors été évoquées. Après ce travail préliminaire, nous avons présenté les techniques de caractérisation de composants électroniques que nous allons utiliser. Les mesures effectuées ont porté sur les caractéristiques linéaires et non linéaires des composants. Elles ont permis de valider nos choix et d'extraire un modèle d'amplificateur de puissance pouvant être utilisé lors des phases de simulation systèmes des méthodes de réduction de PAPR.

L'ensemble de ces travaux ainsi que ceux réalisés pendant le stage d'élève ingénieur sur la prédistorsion numérique constituent une base de départ qui était indispensable à ADVANTEN pour pouvoir se lancer dans la conception d'un modem COFDM. Si un certain nombre de points ont été étudiés très en détails, donnant une idée assez précise de la faisabilité du projet, il reste cependant des aspects à éclaircir avant de concrétiser la réalisation de ce modem.

Depuis le démarrage de la thèse, le besoin de la société ADVANTEN a pu évoluer. Il sera nécessaire de redéfinir précisément quels sont les objectifs actuels de débit, puissance...

De plus, une étude poussée de l'influence des défauts de la chaîne radio (bruit de phase, variations de temps de groupe...) sur le comportement du système, et en particulier sur les performances de la prédistorsion numérique, serait utile.

Ces axes de recherches seront la dernière étape avant le prototypage d'une carte radio adaptée aux signaux COFDM et d'une carte « bande de base » assurant le traitement numérique des signaux et l'interfaçage avec les formats de données de l'utilisateur.

Glossaire

16-QAM : (16-) Quadrature Amplitude Modulation, modulation numérique d'amplitude en quadrature de phase à 16 états

AC : Alternative Current, courant alternatif

ADC : Analog to Digital Converter, convertisseur analogique vers numérique (= CAN)

AM : Amplitude Modulation, modulation analogique de l'amplitude de la porteuse

ASK : Amplitude Shift Keying, modulation numérique de l'amplitude de la porteuse

AWGN : Additive White Gaussian Noise, caractérise un canal à bruit additif blanc Gaussien

BCH : code correcteur d'erreurs de Bose, Ray-Chaudhuri, Hocquenghem

BPSK : Binary Phase Shift Keying, modulation numérique à deux états de phase de la porteuse

CAG : Contrôle Automatique de Gain

CAN : Convertisseur Analogique Numérique (= ADC)

Clipping Noise : Bruit large bande causé par le seuillage des signaux (OFDM)

COFDM : Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex, modulation multiporteuses OFDM mettant en œuvre un algorithme de codage de canal

CNA : Convertisseur Numérique Analogique (= DAC)

CW : Continuous Wave, porteuse pure non modulée par des signaux

DAC : Digital Analog Converter, Convertisseur Numérique Analogique (= CNA)

DC : Direct Current, courant continu

DDC : Digital Down Converter, opérateur de traitement du signal numérique

DFT : Discret Fourier Transform, opération de transformée de Fourier Discrète

DIM3 : Distorsion d'InterModulation d'ordre 3

DUC : Digital Up Converter, opérateur de traitement du signal numérique

DUT : Device Under Test, dans un protocole de mesure, désigne le composant en cours de caractérisation

DVB-S2 : Digital Video Broadcasting – Satellite 2, nouvelle norme de diffusion vidéo par satellite qui utilise la compression MPEG-4 et les codes correcteurs d'erreurs LDPC

ENOB : Effective Number Of Bits, nombre de bits réel utilisables lors d'une conversion analogique – numérique en tenant compte des limitations dues au bruit

EVM : Error Vector Magnitude, mesure de la distance entre la position idéale des points d'une constellation et leur position réelle

FFO : Fractional Frequency Offset

FFT : Fast Fourier Transform, algorithme rapide de calcul de la transformée de Fourier Discrète

FI : Fréquence Intermédiaire

FM : Frequency Modulation, modulation analogique de la fréquence de la porteuse

FOS : Filtre à Ondes (acoustiques) de Surface

FPGA : Field Programmable Gate Array

Front-End : Désigne la partie d'un système radio la plus proche de l'antenne. Typiquement, pour un récepteur : filtre et LNA, pour un émetteur : amplificateur de puissance...

FSK : Frequency Shift Keying, modulation numérique de la fréquence de la porteuse

GMSK : Gaussian Minimum Shift Keying, modulation numérique de fréquence mettant en oeuvre un filtre de Gauss et dont la déviation permet une occupation spectrale minimale

HiperLAN II : High PERformance radio LAN II, norme européenne de communication radio numérique utilisant la technologie OFDM

ICI : Inter-Carrier Interferences : caractérise les interférences entre les porteuses d'un système OFDM lors d'une perte d'orthogonalité

IDFT : Inverse Discrete Fourier Transform, opération de transformée de Fourier discrète inverse

IFFT : Inverse Fast Fourier Transform, algorithme de transformée de Fourier discrète inverse

IFO : Integer Frequency Offset

IIP3 : Input Intercept Point 3, abscisse du point d'interception d'ordre 3

ISI : Inter-Symbol Interferences : interférences entre symboles

LDPC : Low Density Parity Check : algorithme de codage de canal

LLR : Log-Likelihood Ratio, logarithme de rapport de vraisemblance, utilisé par le décodage SISO des Hypercodes afin de simplifier l'estimation des métriques

LNA : Low Noise Amplifier, amplificateur optimisé pour minimiser son facteur de bruit, utilisé au niveau d'un front-end de récepteur radio

MAP : Maximum A Posteriori

Mapping : Action de faire correspondre un état (de phase, amplitude, fréquence) à un symbole

M-PSK : M-Phase Shift Keying, modulation numérique à M états de la phase de la porteuse

OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplex

OL : Oscillateur Local

OIP3 : Output Intercept Point 3, ordonnée du point d'interception d'ordre 3

OTOP : One Tone One Peak, algorithme de réduction du PAPR des signaux OFDM

PA : Power Amplifier, amplificateur de puissance

PAPR : Peak-to-Average Power Ratio, Rapport entre la valeur maximale instantanée et la valeur moyenne de la puissance du signal considéré

PI : (contrôleur) Proportionnel Integral

PSAM : Pilot Symbol Aided Modulation, mise en œuvre de symbole pilotes afin de réaliser l'estimation de canal

QPSK : Quaternary Phase Shift Keying, modulation numérique à quatre états de la phase de la porteuse

RF : Radio-Fréquence

RS : Reed-Solomon, algorithme de codage de canal

RSSI : Received Signal Strength Indicator, indicateur de la puissance du signal capté par l'antenne de réception

SFDR : Spurious Free Dynamic Range, différence en dB entre le signal utile et les signaux parasites

SISO : Soft In Soft Out, décodeur de canal fonctionnant en décision douce (échantillons) à l'entrée et à la sortie

SNR : Signal to Noise Ratio, rapport signal à bruit

SOLT : Short Open Load Thru, technique de calibrage d'un analyseur de réseau

TEB : Taux d'Erreur Binaire

TF : Transformée de Fourier

TR : Tone Reservation, algorithme de réduction du PAPR des signaux OFDM

TRL : Thru Reflect Line, technique de calibrage d'un analyseur de réseau permettant la mesure de composants sur substrat en hyperfréquences

UMTS : Universal Mobile Telecommunication System, technologie de téléphonie mobile 3^{ème} génération

UWB : Ultra WideBand, technique de modulation radio basée sur la transmission d'impulsions de très courte durée, utilisée dans le cadre de transmission à courte distance et très haut débit

VCO : Voltage Controlled Oscillator, oscillateur commandé en tension

VNA : Vector Network Analyzer, analyseur de réseau vectoriel

WiMAX : Worldwide Interoperability for Microwave Access, famille de normes définissant des connexions à haut débit par voie hertzienne

Sur la réjection d'image grâce à une architecture de Weaver.

L'architecture mise en oeuvre est celle de la figure 140.

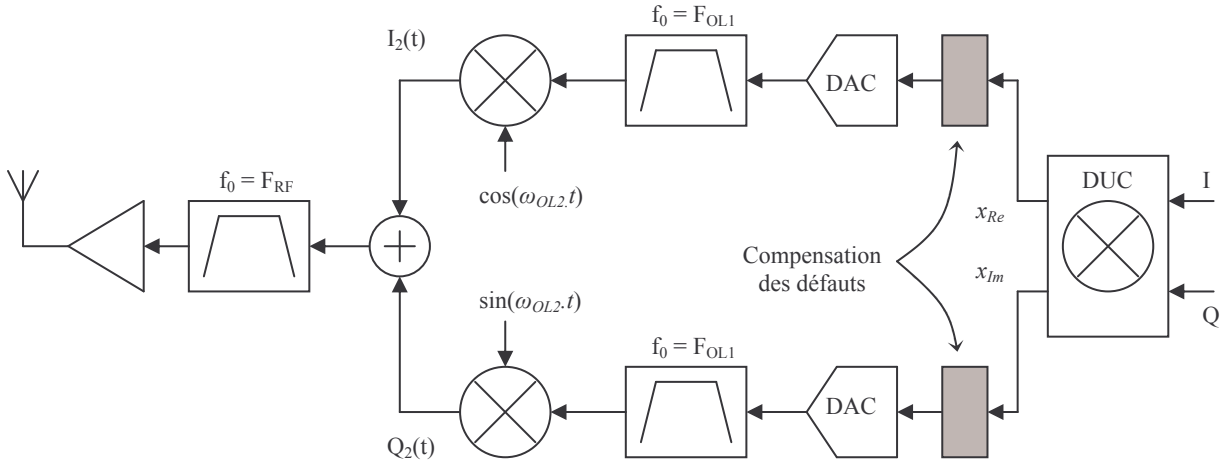


figure 140 : Architecture de Weaver dans un système numérique I/Q

Les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ sont des signaux réels. Ils correspondent respectivement à la partie réelle et imaginaire du signal en bande de base. Le DUC effectue les produits complexes de ses entrées $I(t)$ et $Q(t)$ par l'exponentielle complexe : opération de transposition autour de la fréquence intermédiaire de pulsation ω_0 :

$$\begin{aligned}
 x_{Re}(t) &= \left[\frac{I(t)}{2j} (e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t}) \right] - \left[\frac{Q(t)}{2} (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}) \right] \\
 x_{Im}(t) &= \left[\frac{I(t)}{2} (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}) \right] + \left[\frac{Q(t)}{2j} (e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t}) \right]
 \end{aligned} \tag{A1-1}$$

Le filtre de reconstruction conserve ces signaux, après le second mélange, on obtient :

$$\begin{aligned}
 I_2(t) &= A(t) + B(t) \\
 Q_2(t) &= C(t) + D(t)
 \end{aligned} \tag{A1-2}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 A(t) &= \frac{I(t)}{4j} \left[e^{j(\omega_2 + \omega_0)t} - e^{j(\omega_2 - \omega_0)t} + e^{j(-\omega_2 + \omega_0)t} - e^{j(-\omega_2 - \omega_0)t} \right] \\
 B(t) &= \frac{Q(t)}{4} \left[-e^{j(\omega_2 + \omega_0)t} - e^{j(\omega_2 - \omega_0)t} - e^{j(-\omega_2 + \omega_0)t} - e^{j(-\omega_2 - \omega_0)t} \right]
 \end{aligned} \tag{A1-3}$$

Et :

$$\begin{aligned}
 C(t) &= \frac{I(t)}{4j} \left[e^{j(\omega_2 + \omega_0)t} + e^{j(\omega_2 - \omega_0)t} - e^{j(-\omega_2 + \omega_0)t} - e^{j(-\omega_2 - \omega_0)t} \right] \\
 D(t) &= \frac{Q(t)}{4} \left[-e^{j(\omega_2 + \omega_0)t} + e^{j(\omega_2 - \omega_0)t} + e^{j(-\omega_2 + \omega_0)t} - e^{j(-\omega_2 - \omega_0)t} \right]
 \end{aligned}
 \tag{A1-4}$$

Le signal résultant est la somme de $I_2(t)$ et $Q_2(t)$:

$$I_2(t) + Q_2(t) = I(t) \cdot \sin((\omega_2 + \omega_0)t) - Q(t) \cdot \cos((\omega_2 + \omega_0)t)
 \tag{A1-5}$$

Qui peut s'écrire sous la forme :

$$-\text{Im}\left\{ (I(t) + jQ(t)) \cdot e^{-j(\omega_2 + \omega_0)t} \right\}
 \tag{A1-6}$$

Et qui est donc bien un signal réel à la pulsation $\omega_2 + \omega_0$ dont l'enveloppe complexe est $I(t) + jQ(t)$. L'image à la pulsation $\omega_2 + \omega_0$ a bien été éliminée. On constate également que le spectre du signal a été inversé, ce qui n'est pas fondamentalement un problème, puisque l'opération inverse peut très bien être réalisée à la réception.

Le travail de cette thèse, fruit d'une collaboration entre le laboratoire IETR et la société ADVANTEN est teinté d'une forte coloration industrielle.

L'offre actuelle du marché des radiocommunications numériques est assez pauvre en matière de systèmes de communication sans fil à haut débit adaptés à des besoins aussi particuliers que les liaisons véhicule à infrastructure ou véhicule à véhicule. Le but est, pour ADVANTEN, de combler cette lacune du marché en proposant un produit modem de haute technologie répondant aux contraintes de propagation (haute mobilité, multitrajet...) liées aux applications que nous visons (ferroviaire, avionique, robotique, nucléaire...).

Le principe de modulation multiporteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) conjoint à un codage de canal a semblé être une solution prometteuse pour atteindre les performances souhaitées du modem radio. Il devenait alors possible de mettre en œuvre au niveau du récepteur la diversité temps-fréquence pour améliorer la robustesse de transmission face au canal de propagation. D'autre part, la grande souplesse de conception inhérente au principe COFDM permet de s'adapter de manière optimale à un type de canal de propagation donné.

Une première partie du travail de cette thèse a consisté à étudier en détails les points délicats d'un modem radio COFDM. Les problèmes de la synchronisation du récepteur, de l'estimation de canal, du codage de canal et de la réduction du PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) ont été traités. Des solutions ont été apportées et validées par simulation système. La suite de l'étude a porté sur la réalisation de la tête radio du modem COFDM. Après avoir choisi une architecture d'émetteur-récepteur dont nous avons détaillé les particularités, des méthodes de caractérisation des composants électroniques sont présentées. Enfin, les premiers résultats de validation de composants ou de fonctions électroniques sont donnés.

Mots clés :

- COFDM
- Modem
- 2.45 GHz
- Estimation de canal
- Codage
- PAPR