

THÈSE

*présentée
pour obtenir le titre de*

**DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE
DE TOULOUSE**

Spécialité : Réseaux et Télécommunications

par

Olivier FLORENS

**AUGMENTATION DU DÉBIT DES LIAISONS RADIO
HAUTES FRÉQUENCES**

soutenue le janvier 2005 devant le jury composé de :

M. Jean-François HELLARD	Professeur à l'I.N.S.A Rennes	Rapporteur
M. Gérard ALENGRIN	Professeur à l'Université de Nice	Rapporteur
M. Francis CASTANIÉ	Professeur à l'INPT	Examineur
M. Jacques LANCIAUX	Ingénieur Rockwell-Collins France	Examineur
M. Daniel ROVIRAS (*)	Professeur à l'INPT	Examineur
Mme. Nathalie THOMAS (*)	Maître de Conférences à l'INPT	Examineur
(*) Directeur de thèse		

Remerciements

Je souhaite exprimer toute ma gratitude à tous ceux et à toutes celles qui m'ont aidé et soutenu durant ces années passées à préparer ma thèse .

Je tiens tout d'abord à remercier les professeurs Jean-François HELLARD et Gérard ALENGRIN de m'avoir fait l'honneur de s'intéresser à mon travail et d'accepter de rapporter cette thèse. Je remercie le président du jury, Francis CASTANIE, qui est aussi le directeur du laboratoire TéSA.

Un grand merci également à Jacques LANCIAUX de Rockwell-Collins France pour sa gentillesse et son aide tout au long de la thèse. J'espère être enthousiaste et curieux dans mon travail comme vous avez su le rester. Je remercie également Rockwell-Collins France pour le financement la thèse.

Je ne remercierai jamais assez Nathalie THOMAS et Daniel ROVIRAS pour leurs conseils, leur disponibilité, leur gentillesse et surtout leur patience. Sachez que ce fut un réel un plaisir de travailler avec vous et je vous souhaite tout le bonheur du monde.

Je garderai de ces années passées au laboratoire TéSA le souvenir d'une expérience agréable et enrichissante. J'y ai trouvé une ambiance chaleureuse favorisée par les pauses café animées par les commères Sylvie et André-Luc et par la grande disponibilité de Corinne, Marie, Jean-Yves , Martial, Bernard LACAZE et les autres qui m'ont accordé leur temps à chaque fois que je les sollicitais.

Le premier étage du laboratoire fut ma seconde maison. Dans le bureau de Farf et Jérôme résonne encore l'écho du "j'hoste" à l'accent australien que lançait Dan. Dans le bureau d'à coté Laurent préparait son tournoi de jeu de plateau et d'autres

activités qui ont contribué grandement à la convivialité du TésA. Il y avait enfin et surtout le bureau que je partageais avec Wilfried, thésard au TésA, Hasan puis Virginie et Vincent. Je n'oublierai jamais la gentillesse d'Hasan, il m'a donné envie de découvrir la Syrie et j'espère bien le revoir là bas. Will fut mon compère, nous avons organisé des tournois de Bookball (the game that has to be played with a book and a ball), de Risk ou de celui qui partirait le plus tard du bureau. Merci de ton soutien durant toutes ces années.

J'ai passé d'agréables moments avec tant d'autres que je me contenterai de remercier tous ceux qui ont contribué à cette aventure du TésA.

Beaucoup de choses se sont passées pendant ces années et depuis la soutenance j'ai l'impression de démarrer une nouvelle vie. J'aimerais dédier cette thèse aux personnes qui me sont le plus chères.

Maman, papa, il y a des choses que l'on ne peut pas apprendre le temps d'un doctorat : merci pour tout ce que vous m'avez transmis et pour la liberté que vous m'avez laissé dans mes choix.

Corine, je suis fier d'avoir une soeur comme toi. Tu as réussi à réaliser ce que je n'ai pu accomplir, j'espère que tu n'oublieras pas de profiter de la vie .

Diane, je te remercie pour toutes les fois où tu m'as aidé et pour la patiente dont tu as fait preuve. Les années partagées avec toi ont été merveilleuses, j'espère que les prochaines seront plus belles encore.

Résumé

Dans cette thèse nous étudions les limites théoriques du débit envisageable par transmission Hautes-Fréquences ainsi que les différentes techniques de modulation et démodulation adaptées au canal ionosphérique.

La première partie est dédiée à la description des communications HF : Dans un premier chapitre, nous décrivons l'ionosphère et ses propriétés. Nous utilisons le modèle de Watterson pour décrire le canal de propagation ionosphérique. Le chapitre deux brosse un état de l'art des solutions utilisées sur le canal HF, nous nous intéresserons en particulier aux transmissions haut débit.

La partie deux est consacrée à l'étude des limites théoriques du débit maximal que l'on peut atteindre sur le canal ionosphérique. Dans le chapitre trois, nous nous intéressons à la capacité des canaux sélectifs en fréquence puis nous étudierons l'influence de la variation temporelle sur cette capacité. Le chapitre suivant présente les résultats de simulations en terme de capacité des canaux HF.

La troisième partie est consacrée à la comparaison de l'égalisation adaptative et de la modulation multiporteuse. Dans le chapitre cinq, les principales techniques d'égalisation ainsi que les algorithmes d'adaptation sont présentés. Puis nous présentons le principe de transmission par multiplexage orthogonal (OFDM). Enfin, les différentes techniques de modulations seront comparées dans le chapitre six.

MOTS CLÉS : Canal ionosphérique, Canaux sélectifs en fréquence, fading, capacité, waterfilling, égalisation adaptative, OFDM.

Abstract

In this thesis we study the theoretical limits of data rate we can expect on High-Frequency transmissions. We also consider several modulation and demodulation technique adapted to ionospheric channel.

The first part of this work is dedicated to the description of HF communications. In the first chapter, we consider the ionospheric channel properties. We use Watterson model to describe ionospheric propagations. Chapter 2 is a HF transmission state of the art, high data rate communications are especially considered.

The second part is devoted to the maximal data rate theoretical limits on ionospheric channel. In the chapter 3, we study frequency selective channel capacity then we consider the effect of channel time variation on capacity. Chapter 4 presents simulations results.

In the third part, we describe the main equalization technics and the adaptative algorithms and we compare to the orthogonal multicarrier modulation. Equalization and OFDM performances are compared to propose the best waveform for the HF channel.

The third part is devoted to comparison between adaptative equalization and multicarrier modulation. In the chapter 5, we describe the main equalization technics and the adaptative algorithms. Orthogonal multicarrier modulation (OFDM) is then studied. Equalization and OFDM performances are compared in order to propose the best waveform for the HF channel in the chapter 6.

KEYWORDS : Frequency selective channel, fading, capacity, waterfilling, adaptive equalisation, OFDM.

Glossaire

- **AWGN** : Additive White Gaussian Noise
- **CDMA** : Code Division Multiple Access
- **CSI** : Channel State Information
- **DFE** : Decision Feedback Equalizer
- **DRM** : Digital Radio Mondiale
- **EQM** : Erreur Quadratique Moyenne
- **FFT** : Fast Fourier Transform
- **FOT** : Fréquence Optimale de Travail
- **FSE** : Fractionally Spaced Equalizer
- **FSK** : Frequency Shift Keying
- **HF** : Hautes fréquences
- **IFFT** : Inverse Fast Fourier Transform

- **IES** : Interférences entre symboles
- **ISB** : Independent Side Band
- **ITU-R** : International Telecommunication Union - Radiocommunication
- **LMS** : Least Mean Square
- **LTE** : Linear Transversal Equalizer
- **LUF** : Lower Usable Frequency
- **MAP** : Maximum A Posteriori
- **MIL-STD** : Military Standard
- **MLSE** : Maximum Likelihood Sequence Estimation
- **MSE** : Mean Square Equalizer
- **MUF** : Maximum Usable Frequency
- **OFDM** : Orthogonal Frequency Division Multiplexing
- **PSK** : Phase Shift Keying
- **QAM** : Quadrature Amplitude Modulation
- **RIF** : Réponse Impulsionnelle Finie

- **RLS** : Recursive Least Square
- **SNR** : Signal to Noise Ratio
- **SRE** : Symbol Rate Equalizer
- **SSB** : Single Side Band
- **STANAG** : Standardization Agreement
- **TEB** : Taux d'Erreur Binaire
- **TES** : Taux d'Erreur Symbole
- **US** : Uncorrelated Scatterers
- **WSS** : Wide Sense Stationary
- **WSSUS** : Wide Sense Stationary Uncorrelated Scatterers
- **ZFE** : Zero-Forcing Equalizer

Table des matières

Remerciements	iii
Résumé	v
Abstract	vii
Glossaire	ix
Introduction	1
I Les communications HF	5
1 Canal ionosphérique	7
1.1 Introduction	7
1.2 Description physique de l'ionosphère	8
1.2.1 L'ionisation	8
1.2.2 La réflexion des ondes	11
1.3 La propagation des ondes dans l'ionosphère	13
1.3.1 Les modes de propagation	13
1.3.2 La fréquence critique et l'angle critique	14
1.3.3 Les fréquences maximale et minimale utilisables	15
1.4 Influence de l'ionosphère sur la propagation des ondes	16
1.5 Les sources de bruits	18
1.6 Caractérisation des canaux sélectifs en fréquence et variant dans le temps	22
1.6.1 Représentation d'un canal linéaire variant dans le temps	22

1.6.2	Le canal WSSUS	23
1.6.3	Bande de cohérence du canal	24
1.6.4	Temps de cohérence	26
1.6.5	Classification des canaux	27
1.7	Modélisation du canal ionosphérique	28
1.7.1	Modèle de Watterson	28
1.7.2	Les canaux du CCIR	32
1.7.3	Restrictions sur la validité du modèle	33
2	Solutions de transmissions sur le canal HF	37
2.1	Les formes d'ondes standards	37
2.1.1	Modulations séries	38
2.1.2	modulations parallèles	41
2.2	Les solutions basées sur l'égalisation	42
2.2.1	Les différents types d'égaliseurs	42
2.2.2	La turbo-égalisation	43
2.3	Les solutions basées sur l'OFDM	44
2.4	Augmentation de la bande de fréquence utilisée	45
II	La capacité du canal ionosphérique	47
3	Etude théorique de la capacité	49
3.1	Introduction	49
3.2	La théorie de l'information	50
3.2.1	Présentation	50
3.2.2	Mesure de l'information	51
3.2.3	Le canal à bruit additif gaussien	54
3.3	La capacité des canaux sélectifs en fréquence	55
3.4	Canaux variant dans le temps	58
3.5	Calcul de la capacité dans le cas symbole par symbole	60
3.5.1	Canal parfaitement connu à l'émission et à la réception	60
3.5.2	Canal parfaitement connu à la réception seulement	62

3.5.3	Canal estimé avec erreur	62
3.5.4	Relation entre l'information mutuelle et l'estimation du canal	63
3.5.5	Bornes supérieure et inférieure de l'information mutuelle	64
3.5.6	Bornes de l'information mutuelle dans le cas du canal sélectif en fréquence	65
3.6	Calcul de la capacité dans le cas multi-symboles	66
3.6.1	Modèle de canal à temps discret	66
3.6.2	Capacité avec CSI	68
3.6.3	Capacité sans CSI	70
3.6.4	Bornes supérieure et inférieure de l'information mutuelle	71
4	Simulation de la capacité	73
4.1	Introduction	73
4.2	Comparaison des méthodes mono et multi-symboles	73
4.3	Simulation de la capacité avec CSI	75
4.4	Simulation de la capacité sans CSI	77
4.5	Bornes supérieure et inférieure de l'information mutuelle	78
4.6	Choix de la longueur de la trame	81
4.7	Probabilité de coupure pour les canaux HF	83
4.8	Densité de probabilité de la capacité	86
III	Comparaison des modulations mono et multi-porteuses en Haute-Fréquence	91
5	L'égalisation adaptative et l'OFDM	93
5.1	Introduction	93
5.2	Égalisation	93
5.2.1	Le MLSE	94
5.2.2	Égalisation LTE	95
5.2.3	Égalisation DFE	96
5.2.4	Égalisation FSE	98
5.2.5	les algorithmes d'adaptation	98

5.3	Modulations multiporteuses	104
5.3.1	Principe des transmissions multiporteuses	104
5.3.2	Orthogonal Frequency-Division Multiplex	107
5.3.3	Choix des paramètres de l'OFDM	111
6	Comparaison des performances OFDM-égalisation	115
6.1	Introduction	115
6.2	Canal invariant dans le temps	115
6.2.1	Comparaison des égaliseurs	116
6.2.2	Performances de l'OFDM	120
6.2.3	Comparaison des modèles de canaux	122
6.2.4	Comparaison en fonction de la taille de la constellation utilisée	124
6.3	Canal variant dans le temps	126
6.4	Conclusion	130
	Conclusion générale	132
A	Modélisation statistique des principales sources de bruits	137
A.1	Les interférences entre utilisateurs	137
A.2	Le bruit impulsionnel	138
B	Autres modèles de canaux ionosphériques	141
B.1	Modèle large bande	141
B.2	Modèle Pseudo Déterministe	143
C	Estimation de la distribution de la capacité	147
	Bibliographie	149

Introduction

Les communications Hautes Fréquences (HF) utilisent les fréquences comprises entre 3 et 30MHz, ce qui correspond à la gamme des longueurs d'ondes décamétriques. Ce type de communication permet d'établir des liaisons longue distance sans utiliser de câble, de satellite ou de station relais. En effet, les ondes décamétriques utilisées ont la propriété de se propager par réflexions successives sur les couches de l'ionosphère, c'est à dire les couches ionisées de l'atmosphère, et sur le sol. Les transmissions HF sont donc bien adaptées aux besoins des organisations militaires et paramilitaires ou de sécurité civile : les infrastructures sont légères et peu coûteuses, localisées aux points d'émission et de réception et permettent une grande mobilité. De plus, les communications HF présentent l'avantage d'utiliser un canal de propagation omniprésent autour du globe et quasiment indestructible.

Les communications HF représentaient la principale forme de communication longue distance au début de vingtième siècle mais elles ont été délaissées dans les années 1970 avec l'apparition des systèmes de communications par satellites permettant l'établissement de liaisons permanentes fiables sur une grande partie du globe terrestre. Elles connaissent aujourd'hui un regain d'intérêt, grâce aux technologies numériques qui permettent de diminuer les coûts mais également d'augmenter le débit et la fiabilité. L'objectif est de les intégrer dans la toile multimedia (Web, internet,). Rockwell-Collins a ainsi développé un système de messagerie, appelé HF messenger, utilisant le modem Collins Q9600. Ce modem permet actuellement de transmettre des données à un débit de 9600bits/s.

Le principal problème des transmissions HF est lié aux caractéristiques du canal

de propagation qui imposent des débits qui restent relativement bas comparés à ceux auxquels les utilisateurs sont habitués de nos jours. Ces faibles débits s'expliquent par les inconvénients inhérents au canal de propagation ionosphérique :

- L'établissement des liaisons HF est impossible dans un pourcentage non négligeable du temps : c'est le cas en particulier lorsque le canal subit des perturbations importantes dues à l'activité du soleil.
- Le canal ionosphérique produit des phénomènes de multi-trajets et des évanouissements du signal (fading).
- La bande HF est une bande relativement réduite. De plus, l'occupation de la gamme décamétrique et la demande d'allocation de canaux par des utilisateurs est considérable. La réglementation internationale limite la largeur de bande allouée à 3kHz.

Pour répondre aux attentes des utilisateurs, l'étude de l'augmentation du débit des communications HF fait l'objet d'une thèse dirigée conjointement par Rockwell-Collins France et le laboratoire TéSA dans le cadre d'un contrat CIFRE.

Dans un premier temps, le canal de propagation ionosphérique a été étudié dans le but de proposer un simulateur de la chaîne de transmission. Cette étude nous a permis de mieux comprendre les perturbations subies par les communications HF.

Nous nous sommes ensuite intéressés aux limites théoriques du débit de transmission pour des canaux de type HF. En effet, il est nécessaire de comparer le débit des systèmes HF avec le débit maximal que l'on peut atteindre sur ce type de canaux. Nous avons donc étudié la capacité du canal ionosphérique pour différentes conditions de propagation (modèles ITU-R [32]). Compte tenu du comportement sélectif en fréquence du canal ionosphérique, la capacité est calculée par la méthode du Water-Filling. De plus, nous avons étudié l'influence de la variation temporelle du canal sur la capacité. Ce travail a fourni les bornes maximales que peut atteindre le débit sur le canal HF. Ces bornes seront utilisées comme référence pour comparer les différentes techniques de modulations.

Les transmissions HF à hauts débits sont fortement perturbées par l'apparition d'interférences entre symboles dues aux effets de la propagation à trajets multiples.

La dernière phase de ce travail de thèse consiste à étudier les différentes solutions envisagées pour lutter contre ces perturbations. En particulier, nous avons comparé les deux principales techniques de lutte contre les multitrajets : la première est l'utilisation d'un égaliseur adaptatif lorsque l'information est transmise sur une seule porteuse, la seconde est l'utilisation d'une modulation multiporteuses pour laquelle l'information est transmise sur un grand nombre de sous-canaux à faible débits.

Le document s'articule autour de trois parties, la première étant consacrée à la description des communications HF. Le chapitre 1 est dédié à la description de l'ionosphère et de ses propriétés. Nous présenterons le milieu de propagation et les différentes perturbations subies par les signaux. Nous montrerons comment ces phénomènes ont été modélisés par Watterson. Dans le deuxième chapitre, nous présenterons les différentes solutions utilisées actuellement en HF et celles qui peuvent être envisagées pour augmenter le débit.

La partie 2 est dédiée à l'étude des limites théoriques du débit maximal que l'on peut atteindre sur le canal ionosphérique. Dans le chapitre 3, nous nous intéresserons à la capacité des canaux sélectifs en fréquence puis nous étudierons l'influence de la variation temporelle sur le calcul de la capacité. Le chapitre 4 présentera les résultats de simulations. Les erreurs d'estimation du canal seront associées à sa variation temporelle et une méthode d'optimisation de la fréquence d'estimation du canal sera proposée.

La troisième partie est consacrée à la comparaison des deux principales solutions pour combattre la sélectivité en fréquence du canal : L'égalisation adaptative et la modulation multiporteuse. Dans le chapitre 5, les principales techniques d'égalisation sont présentées ainsi que les algorithmes d'adaptation utilisés pour suivre les évolutions temporelles du canal. Puis nous présentons le principe de transmission par multiplexage orthogonal (OFDM) et les choix réalisés pour les différents paramètres du système de transmission. Enfin les résultats obtenus avec les différentes techniques de modulations seront comparées dans le chapitre 6 sur différents types de canaux

ionosphériques.

Première partie
Les communications HF

Chapitre 1

Canal ionosphérique

1.1 Introduction

L'ionosphère est la région la plus haute de l'atmosphère terrestre, elle s'étend approximativement de 50 à 1000 km d'altitude. L'ionosphère a la propriété de réfracter les ondes HF, il est ainsi possible d'établir des communications transhorizon sans utiliser d'installation de relais. L'onde ne se propage pas suivant un trajet direct de l'émetteur au récepteur mais utilise une ou plusieurs réflexions sur l'ionosphère et sur le sol pour parcourir la distance. Les communications HF peuvent ainsi être établies sur de longues distances malgré l'absence d'un trajet direct due à la courbure de la terre.

La bande de fréquences HF est essentiellement utilisée pour les communications maritimes, aéronautiques ou terrestres fixes et par les radio-amateurs. Elle correspond aux ondes de la gamme décamétriques, dont les fréquences sont comprises entre 3MHz ($\lambda = 100\text{m}$) et 30MHz ($\lambda = 10\text{m}$) (fig. 1.1).

Dans ce chapitre les caractéristiques de l'ionosphère et de la propagation HF vont être présentées. Une description du modèle de canal ionosphérique utilisé permettra de mieux comprendre les effets de l'ionosphère sur les communications HF.

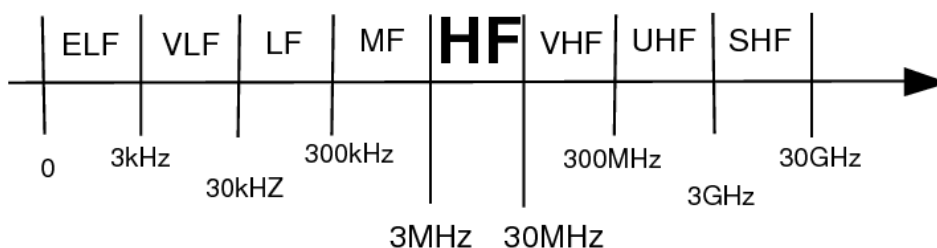


FIG. 1.1: La bande HF

1.2 Description physique de l'ionosphère

1.2.1 L'ionisation

La couche ionosphérique a la particularité d'être ionisée sous l'action des rayonnements d'origine solaire. En effet, lorsque les gaz, habituellement neutres, qui composent l'atmosphère sont soumis aux rayonnements solaires, des électrons peuvent être libérés et les atomes sont chargés positivement : ce sont des ions. Les principaux rayonnements qui participent à ce processus d'ionisation sont les rayonnements électromagnétiques, dont le spectre s'étend des rayons UV de faible longueur d'onde aux rayons X, et le rayonnement corpusculaire, constitué de particules émises par les éruptions solaires.

L'ionisation, caractérisée par la densité volumique des électrons, est un phénomène principalement présent dans la partie ionosphérique de l'atmosphère.

Les rayonnements solaires étant absorbés par l'atmosphère, leur intensité décroît lorsque l'altitude décroît. De plus, la recombinaison des ions et des électrons est très importante en-deçà de 100km d'altitude, l'ionisation est donc faible dans la partie basse de l'atmosphère.

D'autre part, l'ionisation est décroissante lorsque l'altitude augmente puisque la densité moléculaire de l'atmosphère est elle-même fortement décroissante.

Il existe donc une altitude où le degré d'ionisation est maximal. En réalité, l'ionisation est considérée comme stratifiée en fonction de l'altitude. Trois principales couches ont été définies et sont désignées par ordre d'altitude croissante par les lettres D, E et

F.

- **La couche D** est située dans une partie relativement dense de l'atmosphère entre 50 et 90km environ. Pourtant, c'est une région de faible ionisation car les ions formés se recombinent avec des électrons libres pour redevenir rapidement des atomes neutres. De plus, les rayonnements reçus pendant la nuit ne sont pas assez importants, cette couche disparaît ainsi au coucher du soleil. L'effet principal de la couche D est d'absorber l'énergie des ondes radioélectriques MF, HF et VHF. Le phénomène d'absorption augmente avec le degré d'ionisation, d'une part, et décroît avec la fréquence, d'autre part.

- **La couche E** se trouve à des altitudes comprises entre 90km et 120km. Elle est caractérisée par une ionisation relativement stable, dépendant également de l'angle d'élévation du soleil. La couche E est essentiellement un phénomène diurne avec une ionisation résiduelle pendant la nuit.

Il existe des couches éphémères qui se rajoutent aux couches ordinaires. La plus importante d'entre elles est la couche E sporadique notée Es. Elle permet en particulier de réfléchir des ondes radio jusqu'à 100MHz. Contrairement à la couche E ordinaire, la couche Es a une ionisation très fortement variable en fonction du temps et de l'espace. Prés de l'équateur, Es est un phénomène essentiellement diurne avec peu de variations saisonnières. Dans les zones australes, Es apparaît essentiellement pendant la nuit et les variations saisonnières restent faibles. Enfin, pour les latitudes moyennes, l'ionisation de la couche Es est faible, diurne et variant suivant les saisons.

- **la couche F** est une couche très vaste qui s'étend de 160km à 420km en fonction de la saison, de l'heure et de l'activité solaire. La couche F est présente la nuit, bien que le rayonnement solaire soit absent, et peut être divisée en deux couches F1 et F2 pendant la journée. L'altitude de la couche F1 est voisine de 250km mais varie en fonction du temps. Cette couche est seulement présente durant la journée et ne provoque qu'occasionnellement la réfraction des ondes vers le sol.

Du point de vue radiocommunication HF, la couche F2 est la plus importante mais elle est aussi la plus variable. Contrairement aux couches E et F1, l'ionisation de F2 n'augmente pas avec l'élévation du soleil : La densité volumique d'électron à midi est plus importante en janvier qu'en juin.

L'ionosphère est, de plus, un milieu dynamiquement instable. L'ionisation des différentes couches subit en effet de profondes modifications temporelles et spatiales. L'existence de l'ionosphère provient principalement du rayonnement solaire, il est donc évident que les variations de ce rayonnement au cours du temps et en fonction de la zone géographique provoquent une variation de l'ionisation. Les modifications d'ionisation subies par les différentes couches peuvent être classées selon deux types de variations [12] :

Les variations spatiales :

Les régions du globe terrestre sont classées selon trois régions géographiques : les zones australes (latitudes $> 60^\circ$), les zones de moyenne latitude ($30^\circ < \text{latitudes} < 60^\circ$) et les zones équatoriales (latitudes $< 30^\circ$). Le degré d'ionisation varie en fonction de ces zones géographiques.

Les variations temporelles :

Trois types de variations différents sont distingués :

- Les variations à court terme, c'est à dire ne dépassant pas quelques dizaines de minutes. Ces variations sont dues, entre autre, à la présence de perturbations se déplaçant au sein du milieu sous la forme d'ondes de pseudo période de quelques dizaines de minutes.
- Les variations à moyen terme ou journalières sont de l'ordre de quelques heures. Elles sont liées à la position du soleil. A titre d'exemple, l'altitude du maximum d'ionisation pour la couche F est d'environ 300km le jour et 350km la nuit.
- Les variations à long terme sont liées à l'activité solaire. Elles peuvent être de l'ordre de la saison (été, hiver) ou du cycle de l'activité solaire (11 ans).

1.2.2 La réflexion des ondes

L'ionosphère, en particulier les couches E et F, a la propriété de réfracter les ondes de la gamme décamétrique. En effet, les couches ionosphériques sont caractérisées par leur densité volumique d'électrons et peuvent être considérées comme des milieux avec des indices de réfraction différents. La loi qui lie l'indice de réfraction à la densité volumique des électrons dans les couches E et F est donnée par l'équation d'Appleton-Hartree [9] [75]. Une forme simplifiée de cette relation s'écrit :

$$n^2 = 1 - \left(\frac{f_p}{f}\right)^2 \quad (1.1)$$

Où f est la fréquence de l'onde transmise et f_p est la fréquence de plasma définie par :

$$f_p = \sqrt{\frac{Ne^2}{m_e \varepsilon_0}} \simeq 9\sqrt{N} \quad (1.2)$$

N est la densité d'électrons libres, e la charge d'un électron, m_e sa masse et ε_0 la constante diélectrique du vide.

Du fait des variations de l'indice de réfraction à l'intérieur même des couches, les ondes sont déviées suivant les lois de Descartes-Fresnel :

$$n_1 \sin \phi_1 = n_2 \sin \phi_2 \quad (1.3)$$

n_1 et n_2 sont les indices de réfraction des milieux 1 et 2, ϕ_1 et ϕ_2 sont les angles d'incidence de l'onde. L'onde est ainsi soumise à de nombreuses réfractions successives qui aboutissent à son retour vers le sol : ce phénomène est alors assimilé à une réflexion comme le montre la figure 1.2.

L'indice de réfraction dans l'ionosphère, donné par l'équation 1.1 dépend de la fréquence de l'onde d'une part et de la densité volumique d'électrons d'autre part. Cette densité doit donc être suffisamment importante pour générer des couches conductrices telles que les couches E et F, qui réfléchissent les ondes vers le sol et induisent un mode de propagation guidée entre la terre et les couches de l'ionosphère. Cependant, ce phénomène n'est possible que pour la bande de fréquence HF :

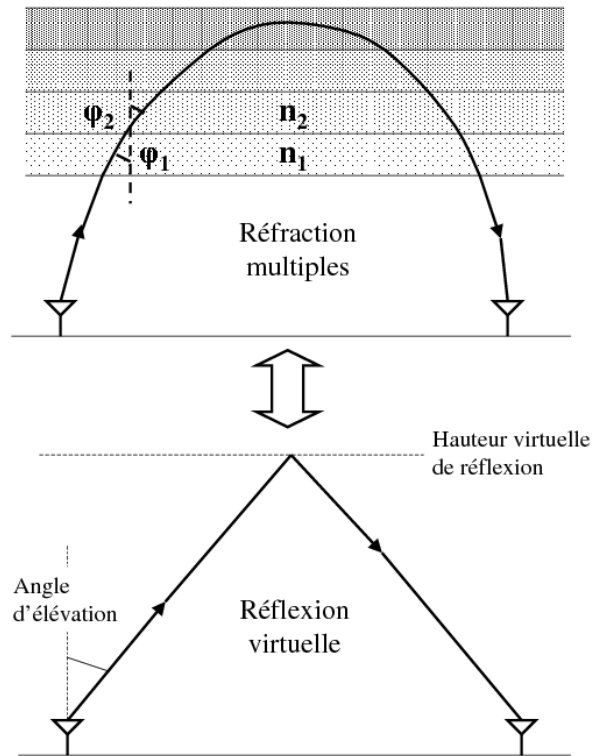


FIG. 1.2: Les réfractions multiples et la réflexion associée.

Si la fréquence est inférieure à 3MHz, l'onde sera entièrement absorbée par l'atmosphère.

Si la fréquence est supérieure à 30MHz, la réfraction des ondes n'est pas assez importante pour les dévier vers le sol.

1.3 La propagation des ondes dans l'ionosphère

1.3.1 Les modes de propagation

Nous avons vu que la structure stratifiée de l'ionosphère présente plusieurs couches de réflexion pour les ondes électromagnétiques de la gamme décimétrique. De plus, le sol est aussi un très bon réflecteur pour cette gamme de fréquences. Cela permet d'établir des liaisons HF par réflexions successives entre les différentes couches ionisées et le sol.

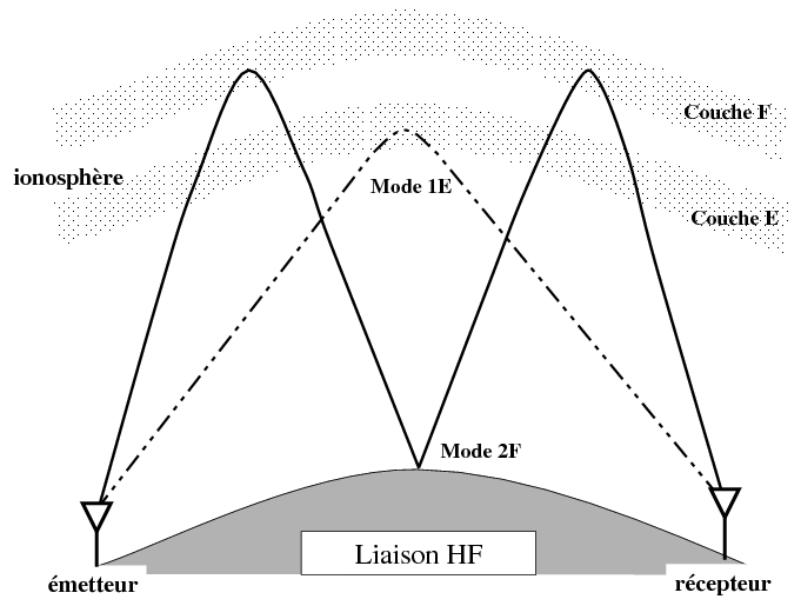


FIG. 1.3: Exemple de mode de propagation.

La distance maximale que l'on peut atteindre avec un seul saut est conditionnée par la courbure terrestre et l'altitude des couches ionisées. Une réflexion peut atteindre 4000km sur la couche F2. Si l'on veut établir une communication à une distance de 10000km il faut un trajet comportant plusieurs réflexions entre le sol et les couches

ionisées, par exemple 3 réflexions sur la couche F. Le mode de propagation de l'onde est désigné par le nombre de réflexions et la couche ionosphérique sur laquelle ont lieu les réflexions. Si la liaison est établie en un saut par une réflexion sur la couche F ou E, elle sera désignée respectivement par 1F ou 1E. Le mode 3F est obtenu par 3 réflexions sur la couche F et 2 sur le sol. Il existe aussi des propagations de mode mixte c'est à dire possédant des réflexions sur des couches différentes. Le mode 1E1F correspond à des réflexions respectivement sur la couche E, puis sur le sol et sur la couche F. Cela peut se produire lorsqu'il n'y a pas de couche E lors de la seconde réflexion (transition jour-nuit, liaisons trans-équatoriales..). La figure 1.3 présente une propagation de l'onde suivant les trajets 1E et 2F. En général, l'onde transmise se propage suivant des trajets différents. Le signal reçu est donc la somme de plusieurs modes de propagation.

De plus, le champ géomagnétique terrestre est à l'origine de l'existence de deux composantes, appelées mode ordinaire (-o) et mode extraordinaire (-x), issues de l'onde incidente. Ces composantes sont caractérisées par des chemins de groupe et de phase très voisins mais ont des rotations de polarisation opposées. Le mode ordinaire étant en général moins absorbé, il possède une plus grande influence.

1.3.2 La fréquence critique et l'angle critique

Nous avons vu que les ondes électromagnétiques de la gamme décimétrique se réfractent à travers les différentes couches de l'atmosphère jusqu'à revenir vers le sol. Il est possible de schématiser ce phénomène par une réflexion qui permettrait d'établir une liaison de même distance : cette réflexion, illustrée par la figure (1.2), est caractérisée par son angle d'élévation et par sa hauteur virtuelle.

A fréquence donnée, il existe un angle critique au-delà duquel la densité électronique de la couche n'est plus suffisante pour réfracter les ondes. La fréquence maximale qui permet d'obtenir un angle critique nul, c'est à dire une incidence verticale, est appelée fréquence critique. Cette fréquence est la limite supérieure de la gamme des fréquences utilisables pour des liaisons par réfraction ionosphérique. Elle peut être calculée pour chacune des couches. De plus, elle présente l'intérêt de pouvoir être

mesurée à l'aide d'une ionosonde.

Couche ionosphérique	Heure	Fréquence critique (MHz)
D	jour	0.1 - 0.3
E	jour	2 - 5
F_1	jour	4 - 6
F_2	jour	5 - 20
F_2	nuit	2 - 7

TAB. 1.1: Valeurs typiques des fréquences critiques

1.3.3 Les fréquences maximale et minimale utilisables

Pour établir une liaison HF, l'angle d'élévation utilisé n'est évidemment pas nul (incidence verticale), il est déterminé en fonction de la distance de transmission et des couches utilisées. Dans ces conditions, il existe une plage de fréquence utilisable, bornée par :

- la fréquence maximale utilisable, appelée MUF (Maximum Usable Frequency), qui est calculée par multiplication de la fréquence critique avec un facteur fonction de la distance de transmission. Si la fréquence utilisée est supérieure à la MUF, l'onde traverse l'ionosphère.

Pour de courtes distances, la MUF peut être déterminée à partir des couches E, F_1 et F_2 . Lorsque la distance de transmission augmente, seules les réflexions sur la couche F_2 sont considérées.

- la fréquence minimale utilisable, appelée LUF (Lower Usable Frequency), qui dépend des performances des équipements utilisés ainsi que de l'affaiblissement rencontré sur le trajet : c'est la fréquence limite en dessous de laquelle le rapport signal à bruit n'est plus acceptable. Si la fréquence est inférieure à la LUF, l'onde sera absorbée par l'atmosphère.

La bande de fréquence délimitée par la MUF et la LUF est généralement située entre 2 et 30MHz, ce qui correspond pratiquement à la gamme des ondes décamétriques.

La fréquence de travail doit être choisie proche de la fréquence maximale utilisable MUF. En pratique une Fréquence Optimale de Travail (FOT) est recommandée pour émettre. Elle est égale à 0.85 fois la moyenne de la MUF et permet ainsi de garder une marge par rapport aux variations à court terme de l'ionosphère.

1.4 Influence de l'ionosphère sur la propagation des ondes

Dans les sections précédentes nous avons décrit comment les ondes de la gamme de fréquence décamétrique se réfractent dans l'ionosphère ainsi que les modes et les fréquences de propagation. Dans cette partie nous nous intéressons aux effets de l'ionosphère sur les transmissions dans la gamme HF. Les caractéristiques de la propagation HF décrites ci-dessous sont directement induites par des phénomènes physiques liés à l'ionosphère comme cela est illustré par la figure (1.4).

les modes magnétoïoniques : L'ionosphère est un milieu anisotrope. La présence du champ magnétique terrestre entraîne la polarisation et la séparation de l'onde incidente en deux composantes magnétoïoniques appelées "mode ordinaire" et "mode extraordinaire". Ces deux ondes, polarisées elliptiquement et de sens opposé, ont des temps de propagation et des décalages Doppler différents. L'étalement des temps de propagation est de l'ordre de $200\mu s$ et l'étalement Doppler est de 0.01Hz.

Les multi-trajets : L'onde émise se sépare en plusieurs signaux qui vont se propager suivant différents trajets. Ce phénomène est lié, d'une part, à la stratification du milieu, qui induit une propagation des ondes sur des couches différentes ou suivant un rayon haut et bas dans une même couche, et, d'autre part, à la séparation des deux modes magnétoïoniques. La figure (1.4) présente une propagation suivant

deux trajets : l'un se propage par réflexion sur la couche E, l'autre par réflexion sur la couche F.

Les multi-trajets provoquent un étalement temporel de la réponse impulsionnelle du canal de transmission. Le signal reçu est donc la somme des signaux correspondants aux différents chemins. Si les retards introduits par les multi-trajets sont de l'ordre de grandeur de la durée d'un symbole, il y a une interférence entre les symboles reçus (Interférences Entre symboles IES).

Décalage Doppler : L'évolution moyenne de l'altitude et de l'ionisation des couches ionosphériques au cours du temps entraîne une variation des chemins de phase des ondes se propageant dans le milieu, qui se traduit pour chaque trajet par un décalage Doppler.

Ces phénomènes augmentent considérablement lorsque l'ionosphère est perturbée par exemple au lever et au coucher de soleil. On peut alors observer de très forts décalages en fréquence.

étalement spectral : Les fluctuations temporelles de l'altitude (phénomène 4 de la figure 1.4) et de l'ionisation autour de leur composantes moyennes introduisent un étalement spectral sur chaque trajet.

évanouissements temporels : la non-homogénéité de l'ionisation du milieu de propagation, dans les couches de réfraction, provoque l'apparition de multiples sous-trajets qui sont caractérisés par le même chemin de propagation et des temps de propagation très voisins : l'onde subit une réfraction diffuse. Le continuum de sous-trajets est illustré par le phénomène 3 sur la figure (1.4). Ce phénomène entraîne une dispersion temporelle du mode de propagation autour d'une composante moyenne c'est à dire une diffusion d'énergie du signal émis autour d'un retard moyen de propagation. Cela induit un fading de Rayleigh sur chaque trajet.

Les atténuations : lorsque l'onde traverse puis se réfracte dans l'ionosphère, l'énergie du signal subit l'absorption ionosphérique. Ce phénomène est important

dans la couche D et la partie basse de la couche E. De même, les réflexions de l'onde sur le sol s'accompagnent d'une absorption. Il en résulte que chaque mode propagé subit une atténuation différente en fonction du trajet, caractérisé par la hauteur des couches ionisées traversées, et du nombre de réfractions.

De plus, l'altitude à laquelle une onde est réfléchié dépend de sa fréquence. Le canal de transmission se comporte comme un filtre à phase non linéaire et l'on doit introduire une dépendance fréquentielle sur les temps de propagation. Toutefois, cette dépendance peut être négligée dans la bande utile d'un signal d'émission n'excédant pas quelques kHz et en dehors du voisinage de la fréquence maximale utilisable.

Le tableau 1.2 donne les valeurs des paramètres qui caractérisent les phénomènes que nous venons de décrire. Les valeurs exceptionnelles correspondent à des canaux de transmission particulièrement perturbés, comme cela peut être le cas au lever ou au coucher du soleil.

Le canal de transmission type est composé de deux trajets dont le retard relatif n'excède pas 5ms. La dispersion temporelle correspondant à chaque trajet est inférieure à quelques dizaines de μs , ce qui permet de considérer que les trajets sont séparables. Enfin le décalage Doppler et l'étalement spectral sont de l'ordre du Hertz ou du dixième de Hertz pour chaque trajet. Les valeurs affectées à ces paramètres permettront de définir différents modèles de canaux HF.

1.5 Les sources de bruits

Dans ce paragraphe nous étudierons quelles sont les différentes sources de bruits additifs sur le canal ionosphérique. Elles sont généralement classées dans deux familles suivant leurs origines :

Les bruits d'origine interne qui sont associées au système d'émission et de réception. Ce bruit est généré par les éléments qui composent le système de traitement de l'information tels que le récepteur, les amplificateurs et les filtres. Il existe deux types

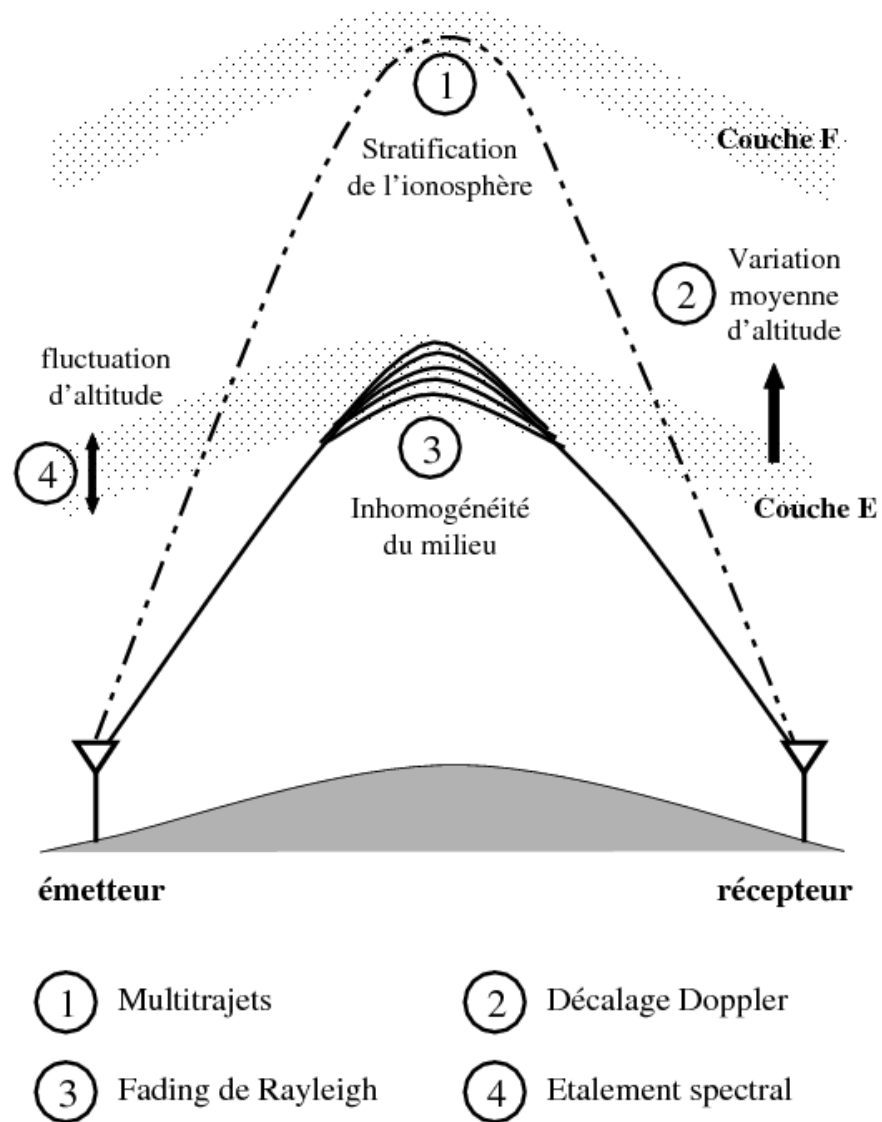


FIG. 1.4: Influence du milieu sur la propagation.

Caractéristique	Moyenne	Exceptionnelle
Nombre de modes et trajets principaux	Fonction de la distance. Inférieur à 8 par onde de ciel au seuil de 40dB plus une onde de sol pour les faibles distances	
Étalement multi-trajets des temps de propagation (Delay spread)	$\leq 5\text{ms}$ (au seuil de 40dB)	$\leq 8\text{ms}$ (au seuil de 40dB)
Étalement du temps de propagation par mode ou par trajet principal	Inférieur à quelques dizaines de μs	Quelques ms $< 5\text{ms}$
Décalage spectral par mode, par trajet	Quelques dixièmes de Hz $< 2.5\text{Hz}$	Quelques Hz $< 10\text{Hz}$
Étalement spectral par mode, par trajet	Quelques dixièmes de Hz $< 2\text{Hz}$ (spectre à 3dB)	Quelques Hz $< 5\text{Hz}$ (spectre à 3dB)

TAB. 1.2: Conditions "moyennes" et "exceptionnelles" aux latitudes moyennes.

de bruits internes distincts. Le premier est présent même lorsque qu'il n'y a pas de signal transmis, il est composé du bruit thermique, de grenaille... Le second est créé par la transmission (bruit de quantification, d'intermodulation).

Les bruits d'origine externe au système de transmission. Il faut distinguer les sources naturelles de celles d'origine artificielle. Les sources de bruits naturelles sont dues aux phénomènes physiques engendrés par l'environnement naturel. Les sources artificielles sont celles causées par l'activité humaine.

Les bruits externes sont prédominants dans la bande de fréquence HF, nous allons donc détailler les sources qui les composent. Le premier type de bruit externe est la famille des bruits naturels :

- Le bruit cosmique regroupe les perturbations introduites par les rayonnements d'origine extra-terrestre. Il se compose en particulier du bruit galactique lié aux rayonnements des étoiles et du bruit solaire. Ce type de bruit est négligeable dans les bandes inférieures à 10 MHz.

Le bruit solaire est lié à l'intensité du rayonnement solaire, c'est à dire à l'activité du soleil (cycle journalier, saisonnier ou éruption solaire). En cas de fortes variations du rayonnement solaire, le bruit solaire peut augmenter de façon importante et empêcher toute transmission HF. Ceci se produit en particulier pendant la phase de transition jour-nuit.

- Le bruit atmosphérique est le facteur prédominant du bruit naturel. Il est causé par les orages magnétiques et le mouvement des particules chargées. Il est constitué d'impulsions courtes dont les amplitudes et les périodes de récurrence sont aléatoires. De plus, il est superposé à un bruit de fond aléatoire. Le bruit atmosphérique varie suivant la saison, l'heure de la journée, la zone géographique et la fréquence. Son influence diminue lorsque la fréquence de transmission augmente.

Les origines des bruits artificiels peuvent être très variées. Les principales sources de bruit créées par l'activité humaine sont les suivantes :

- Le bruit industriel : l'activité industrielle crée de façon non-intentionnelle des bruits qui peuvent gêner les communications HF. Dans les zones urbaines ces sources de bruit peuvent être prépondérantes par rapport au bruit atmosphérique. Le bruit industriel provient, entre autre, des alimentations haute et basse tension, des allumages de moteur à explosion, des machines industrielles et des appareils électriques domestiques. L'influence de ces sources varie avec l'emplacement géographique (zones urbaines, suburbaines et rurales). En particulier, le bruit industriel peut être élevé dans le voisinage des zones urbaines ou des grands axes routiers.
- Les interférences radioélectriques : les ondes radioélectriques utilisées par les émetteurs de télévision, les émetteurs radiophoniques, les radars, etc... perturbent les communications HF.
- Les interférences entre utilisateurs HF : les interférences bandes étroites créées par les autres utilisateurs HF sont les sources de bruit prédominantes dans la bande HF. Il est donc important de choisir un canal de transmission le moins brouillé possible par les autres utilisateurs HF. Ceci est particulièrement difficile dans les régions développées.

Le bruit additif global est la somme de toutes les sources de bruits citées ci-dessus. Ces différentes sources de bruits peuvent être divisées en trois principales catégories en fonction de leur modélisation statistique :

Sources de bruits	description statistique
utilisateurs HF interférences radioélectriques	bande étroite ou impulsionnel en fréquence
bruit industriel foudre	impulsionnel en temps
galactique interne étalement spectral HF	bruit blanc gaussien

TAB. 1.3: modélisations statistiques correspondantes aux sources de bruits.

Les modèles statistiques cités dans le tableau (1.3) sont décrits plus précisément dans l'annexe (A) de manière à permettre la simulation des sources de bruits.

1.6 Caractérisation des canaux sélectifs en fréquence et variant dans le temps

1.6.1 Représentation d'un canal linéaire variant dans le temps

Lorsque le canal de propagation est modélisé par un filtre linéaire, il peut être décrit par sa fonction de transfert $H(f)$ ou par sa réponse impulsionnelle $h(\tau)$. Dans le cas d'un canal linéaire variant dans le temps, ces deux grandeurs dépendent de la variable t caractéristique de la variation temporelle du filtre : $H(f, t)$ et $h(\tau, t)$ [6].

La réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ représente la réponse du canal au temps t à une entrée impulsionnelle émise au temps $t-\tau$ où τ est la profondeur de la mémoire du filtre. Pour une entrée $e(t)$, la sortie $s(t)$ du canal est déterminée par la relation suivante :

$$s(t) = \int e(t - \tau).h(t, \tau)d\tau \quad (1.4)$$

La sortie du canal, $s(t)$, et sa transformée de Fourier $S(f)$ peuvent être calculées pour une entrée $e(t)$, de transformée de Fourier $E(f)$, en fonction de la fonction de transfert du canal $H(f,t)$:

$$S(f) = E(f)H(f, t) \quad (1.5)$$

$$s(t) = \int E(f).H(f, t).e^{j2\pi ft} df \quad (1.6)$$

La fonction de transfert $H(f,t)$ est la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle du canal $h(t,\tau)$ par rapport à τ .

$$H(f, t) = \int h(t, \tau).e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (1.7)$$

1.6.2 Le canal WSSUS

La fonction d'autocorrélation temps-fréquence d'un canal, dont la fonction de transfert $H(f,t)$ varie dans le temps, est définie par

$$R_H(f_1, f_2; t_1, t_2) = E[H(f_1, t_1)H^*(f_2, t_2)] \quad (1.8)$$

La fonction d'autocorrélation (1.8) dépend théoriquement de quatre variables. Cependant il est possible de simplifier cette expression en faisant des hypothèses sur les propriétés statistiques du canal. Dans un premier temps, nous considérerons les propriétés statistiques temporelles :

Stationnarité temporelle du canal : lorsque le canal est stationnaire en temps au sens large, la fonction d'autocorrélation ne dépend plus du temps mais uniquement d'une différence temporelle. Ce type de canal est appelé canal WSS (Wide Sense Stationary). Alors :

$$R_H(f_1, f_2; \Delta t) = E[H(f_1, t)H^*(f_2, t + \Delta t)] \quad (1.9)$$

Par dualité, un canal WSS en temps est un canal dont les composantes sont décorrélatées fréquentiellement [6] [74].

Décorrélation temporelle des trajets : les coefficients de la réponse impulsionnelle qui décrivent les signaux arrivant avec des retards différents ne sont pas corrélés : le canal est assimilé à une somme de composantes décorréelées. Un canal dont les composantes sont décorréelées dans le temps est par dualité un canal WSS en fréquence, la fonction d'autocorrélation ne dépend plus des fréquences mais uniquement d'une différence fréquentielle. Ce type de canal est appelé canal US (Uncorrelated Scatterers) dans l'espace des temps. Dans ce cas :

$$R_H(\Delta f; t_1, t_2) = E[H(f, t_1)H^*(f + \Delta f, t_2)] \quad (1.10)$$

Le canal ionosphérique peut être considéré comme un canal de type WSSUS, c'est à dire qu'il possède les deux propriétés définies ci-dessus. On remarque qu'un canal WSSUS possède les propriétés WSS et US dans les deux domaines temporel et fréquentiel. La fonction d'autocorrélation peut ainsi être définie par l'équation (1.11)

$$R_H(\Delta f; \Delta t) = E[H(f, t)H^*(f + \Delta f, t + \Delta t)] \quad (1.11)$$

La fonction de diffusion $S(\tau, \nu)$ (Scattering Function) est également utilisée pour décrire le milieu de propagation : elle représente la densité spectrale de puissance en fonction du décalage de fréquence et du retard en temps de propagation. La fonction de diffusion est la transformée de Fourier bidimensionnelle (par rapport aux variables Δf et Δt) de la fonction d'autocorrélation du canal.

$$S(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(\Delta f; \Delta t) e^{j2\pi(\tau\Delta f - \nu\Delta t)} d\Delta f d\Delta t \quad (1.12)$$

Cette fonction permet de quantifier les effets dispersifs moyens du canal : la dispersion temporelle introduite par l'inhomogénéité du milieu d'une part, la dispersion fréquentielle introduite par la variation temporelle du canal d'autre part.

1.6.3 Bande de cohérence du canal

Lorsque les trajets multiples qui se propagent dans le canal interfèrent entre eux, ils créent des évanouissements (atténuations de la puissance du signal reçu) qui varient en fonction de la fréquence : le canal est dit sélectif en fréquence [6] [68].

La sélectivité en fréquence peut être déterminée en considérant la bande de cohérence fréquentielle B_c du canal de propagation, elle peut être assimilée à la bande sur laquelle on peut considérer l'atténuation constante en fonction de la fréquence (fig. 1.5).

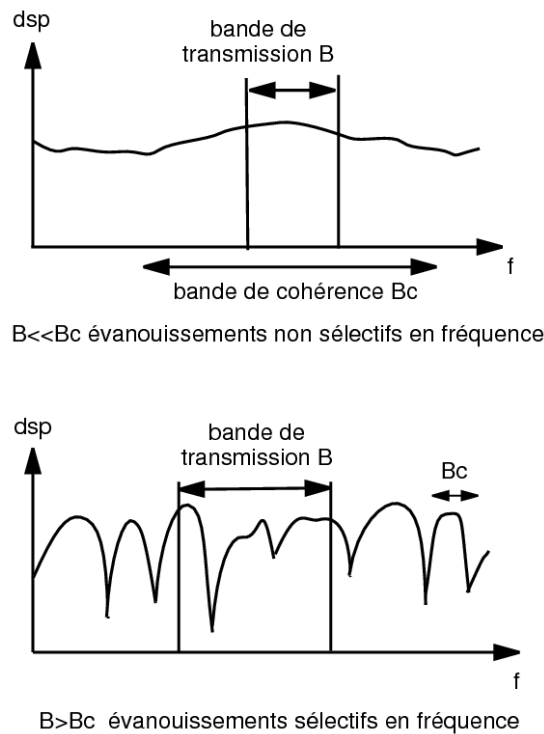


FIG. 1.5: La bande de cohérence comparée à la bande de transmission.

On définit la densité temporelle de puissance $S(\tau)$ par la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation en fréquence $R_H(\Delta f; 0)$. Cette densité caractérise la diffusion temporelle moyenne du canal :

$$S(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(\Delta f; 0) e^{j2\pi\tau\Delta f} d\Delta f \quad (1.13)$$

Soit T_m la plage temporelle pour laquelle la densité temporelle de puissance $S(\tau)$ est non nulle. Une mesure de l'étalement temporel T_m est le moment d'ordre 2 de la

fonction $S(\tau)$:

$$T_m = 2 \left[\frac{\int (\tau - \bar{\tau})^2 S(\tau) d\tau}{\int S(\tau) d\tau} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.14)$$

Où $\bar{\tau}$ représente le retard moyen.

$$\bar{\tau} = \frac{\int \tau S(\tau) d\tau}{\int S(\tau) d\tau} \quad (1.15)$$

En première approximation, la bande de cohérence du canal est égale à l'inverse de l'étalement temporel T_m du canal de propagation :

$$B_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (1.16)$$

1.6.4 Temps de cohérence

Lorsqu'il traverse le canal de transmission, le signal émis subit des évanouissements qui varient dans le temps.

Les variations temporelles du milieu de transmission peuvent être caractérisées par le temps de cohérence T_c du canal. T_c représente l'intervalle de temps sur lequel on peut considérer que le canal reste stationnaire.

On définit la densité spectrale de puissance Doppler $S(\nu)$ par la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation en temps $R_H(0; \Delta t)$. Cette densité spectrale caractérise la diffusion spectrale moyenne du canal :

$$S(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(0; \Delta t) e^{-j2\pi\nu\Delta t} d\Delta t \quad (1.17)$$

B_d est la plage fréquentielle pour laquelle la densité spectrale de puissance $S(\nu)$ est non nulle. Une mesure de l'étalement Doppler B_d est le moment d'ordre 2 de la fonction $S(\nu)$:

$$B_d = 2 \left[\frac{\int (\nu - \bar{\nu})^2 S(\nu) d\nu}{\int S(\nu) d\nu} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.18)$$

Où $\bar{\nu}$ représente la fréquence Doppler moyenne.

$$\bar{\nu} = \frac{\int \nu S(\nu) d\nu}{\int S(\nu) d\nu} \quad (1.19)$$

En première approximation, le temps de cohérence est égal à l'inverse de l'étalement du spectre Doppler B_d du canal de propagation :

$$T_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (1.20)$$

1.6.5 Classification des canaux

Les valeurs de la bande de cohérence B_c et du temps de cohérence T_c comparées respectivement à la bande B du signal transmis et à la durée d'un symbole T permettent de classer les canaux de propagation :

- **Si $B \ll B_c$** , l'atténuation introduite par le canal est constante pour toutes les fréquences. Il n'y a pas d'interférences entre symboles, l'égalisation du canal n'est donc pas nécessaire. **Le canal est non sélectif en fréquence (flat fading)**.
- **Si $B > B_c$** , le canal introduit des interférences entre symboles. L'atténuation subit par le signal transmis est variable en fonction de la fréquence. Il est nécessaire d'utiliser un système de réception adapté, par exemple un égaliseur, pour déterminer les symboles émis. **Le canal est sélectif en fréquence (frequency selective)**.
- **Si $T \ll T_c$** , Le canal est stationnaire pendant plusieurs symboles. **Le canal est à évanouissements lents (slow fading)**.
- **Si $T > T_c$** , le canal est non-stationnaire pendant la durée d'un symbole. **Le canal est à évanouissements rapides (fast fading)**.

La figure (1.5) présente les cas de canaux à évanouissements sélectifs et non sélectifs en fréquence.

Lorsque le canal est sélectif en fréquence la bande du signal transmis contient des fréquences où le signal sera fortement atténué. La disparition des composantes correspondant à ces fréquences perturbe fortement le signal reçu.

1.7 Modélisation du canal ionosphérique

Le signal reçu lors d'une transmission HF subit deux types de perturbations : le bruit et les distorsions. Le bruit est une perturbation additive, les différentes sources de bruits ont été présentées à la section 1.5. Les distorsions introduites par le canal HF englobent les dispersions temporelles et fréquentielles, les multi-trajets ainsi que le fading. Pour concevoir un modem HF, il est important de pouvoir simuler quantitativement l'effet de ces distorsions. De nombreux modèles ont été proposés pour construire des simulateurs de canaux HF. Le plus couramment utilisé actuellement, pour sa simplicité de mise en oeuvre, est le modèle bande étroite proposé par Watterson en 1970 [79]. De plus, ce modèle fait partie des recommandations du rapport ITU-R F.520 [32].

1.7.1 Modèle de Watterson

Ce modèle de canal ionosphérique a été établi pour une bande spectrale inférieure à 10kHz et un temps d'observation limité à une dizaine de minutes. Dans ces conditions, les caractéristiques statistiques de l'évolution temporelle du canal ionosphérique sont considérées comme stationnaires. Les composantes basse fréquence de l'évolution du canal, dues aux variations journalières ou saisonnières de l'ionisation des couches ionosphériques, sont donc négligées pour la durée d'observation et la bande de fréquence considérées.

Le modèle de Watterson est basé sur une structure à ligne à retards (tapped delay line), son schéma général est présenté par la figure (1.6).

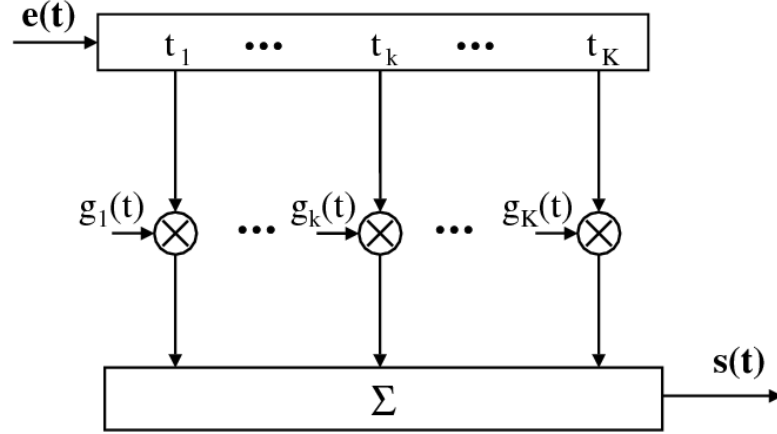


FIG. 1.6: Modèle de Watterson

L'enveloppe complexe du signal $e(t)$ est appliquée à l'entrée d'une ligne à retards munie de plusieurs prises. Chaque prise correspond à un retard τ_k associé au trajet k ($1 \leq k \leq K$). Sur chaque trajet, le signal retardé $e(t - \tau_k)$ est modulé en phase et en amplitude par multiplication par un gain complexe aléatoire stationnaire $g_k(t)$. Le signal de sortie $s(t)$ est la somme des signaux retardés et modulés :

$$s(t) = \sum_{k=1}^K g_k(t) e(t - \tau_k) \quad (1.21)$$

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e(t - \tau) h(t, \tau) d\tau \quad (1.22)$$

Où la réponse impulsionnelle variant dans le temps du canal s'écrit :

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^K g_k(t) \delta(\tau - \tau_k) \quad (1.23)$$

Par transformée de Fourier à t fixé, on en déduit une fonction de transfert variant dans le temps de la forme :

$$H(t, f) = \sum_{k=1}^K g_k(t) e^{-j2\pi f \tau_k} \quad (1.24)$$

Pour compléter la modélisation par ligne à retards du canal ionosphérique, Waterson a proposé les hypothèses suivantes :

a) Trajets séparables : la ligne à retards a un nombre limité de trajets séparables. Ces trajets correspondent aux différents chemins suivis par l'onde émise et sont généralement en nombre inférieur à 8. La ligne à retard permet de modéliser le phénomène de multitrajets décrit dans la section 1.4.

b) Trajets indépendants : les gains complexes multiplicatifs $g_k(t)$ sont des variables aléatoires gaussiennes, indépendantes et de moyenne nulle.

$$E[g_k^*(t)g_l(t + \Delta t)] = 0 \quad \forall k \neq l \quad (1.25)$$

c) Évanouissements de Rayleigh : les gains multiplicatifs $g_k(t)$ sont des processus complexes gaussiens. Les modules de leurs amplitudes sont distribués suivant la loi de Rayleigh : on dit que les trajets subissent un fading de Rayleigh.

d) Densité spectrale Gaussienne : les gains multiplicatifs $g_k(t)$ ont une densité spectrale de puissance de forme Gaussienne.

Expression des gains multiplicatifs

Les gains $g_k(t)$ sont exprimés de la manière suivante :

$$g_k(t) = g_{ko}(t) e^{-j2\pi f_{Dko}t} + g_{kx}(t) e^{-j2\pi f_{Dkx}t} \quad (1.26)$$

L'expression 1.26 prend en compte les deux composantes magnétoïoniques désignées par l'indice o pour le mode ordinaire et l'indice x pour le mode extraordinaire. Il est supposé que ces deux composantes sont statistiquement indépendantes. Les fréquences f_{Dko} et f_{Dkx} représentent les décalages Doppler associés à ces deux modes pour le trajet k. Le terme $e^{-i2\pi f_{Dko}t}$ permet de recentrer la densité spectrale de puissance du processus $g_{ko}(t)$ autour de la fréquence Doppler f_{Dko} . Ces décalages Doppler permettent de prendre en compte l'évolution moyenne de l'altitude de la couche ionosphérique qui propage le trajet (section 1.4).

L'équation 1.27 présente l'expression du gain $g_{ko}(t)$ correspondant au mode ordinaire, l'expression du gain $g_{kx}(t)$ est évidemment de forme similaire.

$$g_{ko}(t) = g_{koR}(t) + jg_{koI}(t) \quad (1.27)$$

Les gains $g_{koR}(t)$ et $g_{koI}(t)$ sont deux processus réels aléatoires, gaussiens, indépendants et stationnaires, de moyenne nulle et de même variance notée σ^2 .

Le module d'un tel processus gaussien complexe est distribué suivant une loi de Rayleigh. On considère la variable aléatoire $g_{ko}(t_i) = Re^{j\Phi}$, la loi de probabilité du module R s'écrit :

$$p_R(r) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (1.28)$$

La représentation du canal étant statistique, elle peut être caractérisée par les fonctions d'autocorrélation des gains. Pour chaque trajet propagé, ces fonctions sont de la forme :

$$R_{g_k}(\tau) = R_{g_{ko}}(0)e^{-2\pi^2\sigma_{ko}^2\tau^2 + j2\pi f_{Dko}\tau} + R_{g_{kx}}(0)e^{-2\pi^2\sigma_{kx}^2\tau^2 + j2\pi f_{Dkx}\tau} \quad (1.29)$$

Les valeurs $R_{g_{ko}}(0)$ et $R_{g_{kx}}(0)$ représentent les puissances des composantes magnétoïoniques. σ_{ko} et σ_{kx} sont les variances des décalages Doppler. Par convention, l'étalement fréquentiel des gains multiplicatifs autour des décalages Doppler est égal au double de la variance du décalage Doppler.

La densité spectrale de puissance $S_{g_k}(f)$ est la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation des gains :

$$S_{g_k}(f) = \frac{R_{g_{ko}}(0)}{\sqrt{2\pi}\sigma_{ko}} e^{-\frac{(f-f_{Dko})^2}{2\sigma_{ko}^2}} + \frac{R_{g_{kx}}(0)}{\sqrt{2\pi}\sigma_{kx}} e^{-\frac{(f-f_{Dkx})^2}{2\sigma_{kx}^2}} \quad (1.30)$$

Cette densité spectrale de puissance est représentée sur la figure 1.7 :

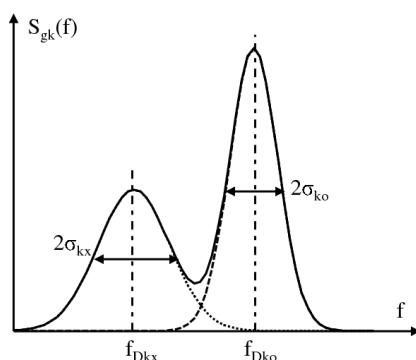


FIG. 1.7: représentation de $S_{g_k}(f)$

Les gains multiplicatifs permettent de modéliser les phénomènes d'étalement spectral et de fading de Rayleigh décrits dans la section 1.4.

1.7.2 Les canaux du CCIR

Le secteur des radiocommunications de l'International Telecommunication Union (ITU-R), anciennement CCIR, recommande l'utilisation de modèles standards de canaux pour simuler les performances des systèmes HF. Ces modèles sont basés sur le modèle de Watterson.

Les modèles de canaux que nous avons utilisés lors des simulations sont décrits dans le tableau 1.4. Les canaux appelés ITU-R "good", ITU-R "moderate" et ITU-R "poor" sont définis par la recommandation ITU-R F.520 [32]. Le canal HF "bad" est aussi couramment utilisé, il a une structure similaire aux canaux ITU-R mais décrit des conditions de propagation plus difficiles.

canal ITU-R "good"			
trajet	retard (ms)	gain moyen (dB)	spectre Doppler $G(f_D, 2\sigma)$ (Hz)
1	0	0	$G(0, 0.1)$
2	0.5	0	$G(0, 0.1)$
canal ITU-R "moderate"			
trajet	retard (ms)	gain moyen (dB)	spectre Doppler $G(f_D, 2\sigma)$ (Hz)
1	0	0	$G(0, 0.5)$
2	1	0	$G(0, 0.5)$
canal ITU-R "poor"			
trajet	retard (ms)	gain moyen (dB)	spectre Doppler $G(f_D, 2\sigma)$ (Hz)
1	0	0	$G(0, 1)$
2	2	0	$G(0, 1)$
canal HF "bad"			
trajet	retard (ms)	gain moyen (dB)	spectre Doppler $G(f_D, 2\sigma)$ (Hz)
1	0	0	$G(0, 2)$
2	4	0	$G(0, 2)$

TAB. 1.4: Paramètres des modèles de canaux de simulation

Ces modèles de canaux comportent seulement deux trajets, la différence des retards entre ces trajets définit l'étalement temporel T_m . Les trajets subissent des évanouissements de Rayleigh. Les gains multiplicatifs appliqués sur chacune des prises de la ligne à retard ont une densité spectrale de puissance qui est gaussienne. Le décalage Doppler moyen f_D est nul et l'étalement Doppler $B_d = 2\sigma$ est le même pour les deux trajets.

Une nouvelle recommandation a été émise par l'ITU-R, cependant, les canaux décrits précédemment restent couramment utilisés. La nouvelle recommandation ITU-R F.1487 [33] définit 10 canaux (tableau 1.5) correspondant à des régions de latitudes et de niveaux de perturbations différents. Tous les canaux définis par ITU-R F.520 sont repris par la recommandation ITU-R F.1487.

1.7.3 Restrictions sur la validité du modèle

Le modèle de Watterson est le modèle généralement utilisé pour la simulation du canal de transmission HF, bien que son domaine de validité soit limité. En effet, nous avons vu que ce modèle a été conçu et testé pour des largeurs de bande inférieures à

Canal ITU-R F.1487	étalement temporel T_m	étalement Doppler 2σ
Low lat. quiet cond.	0.5 ms	0.5 Hz
Low lat. moderate cond.	2 ms	1.5 Hz
Low lat. disturbed cond.	6 ms	10 Hz
Mid-lat. quiet cond.	0.5 ms	0.1 Hz
Mid-lat. moderate cond.	1 ms	0.5 Hz
Mid-lat. disturbed cond.	2 ms	1 Hz
Mid-lat. disturbed cond. NVIS	7 ms	1 Hz
High lat. quiet cond.	1 ms	0.5 Hz
High lat. moderate cond.	3 ms	10 Hz
High lat. disturbed cond.	7 ms	30 Hz

TAB. 1.5: Paramètres des modèles de canaux ITU-R F.1487

10KHz. De plus, l'hypothèse de stationnarité au sens large n'est vérifiée que lorsque le temps d'observation est inférieur à 10 minutes. Trois échantillons de mesures choisis statistiquement stationnaires et dont la durée totale n'excédait pas 36 minutes ont permis à Watterson de vérifier la validité de ses hypothèses. Ce modèle n'est pas applicable aux périodes de non-stationnarité telles que les périodes de lever et de coucher du soleil.

Par la suite, la validité du modèle a été examinée dans de nombreuses études portant sur le canal ionosphérique. Elles ont mis en évidence que certaines des hypothèses de Watterson ne sont pas valides pour certaines conditions de propagation :

Le fading de Rayleigh a été confirmé par différentes études [11] [65] pour des temps d'observation de l'ordre d'une dizaine de minutes. Cependant, pour des temps d'observation plus long (de l'ordre d'une heure) l'amplitude des processus complexes suit une loi log-normale [57]. D'autres part, lorsqu'il y a propagation d'une onde de sol, la composante reçue ne subit pas d'évanouissement temporel. On observe un évanouissement à distribution statistique suivant la loi de Rice.

L'indépendance des trajets n'est pas vérifiée dans de nombreux cas, en particulier lorsque les modes de propagation sont réfléchis par la même couche ionosphérique [41].

La densité spectrale de puissance de forme gaussienne ne repose pas sur une explication physique. Plusieurs modèles ont proposé une densité spectrale de forme

différente.

Le modèle de Watterson suppose des trajets séparables, ceci n'est valable qu'à la condition de limiter la bande spectrale B du canal à un quart de l'inverse de l'étalement temporel moyen ρ autour de chaque trajet [79] :

$$B < \frac{1}{4\rho} \quad (1.31)$$

L'étalement temporel autour d'un mode de propagation peut dans les cas extrêmes atteindre 2.2ms. Le modèle de Watterson pourrait dans ce cas simuler une bande de 110Hz de large seulement.

Ces restrictions sur la validité du modèle de Watterson ont été prises en compte par de nouveaux modèles qui proposent d'étendre le domaine de validité. Quelques uns de ces modèles sont présentés brièvement dans l'annexe B.

Cependant, le modèle statistique de Watterson reste représentatif du comportement d'une grande proportion des canaux ionosphériques. C'est pourquoi c'est le modèle que nous avons utilisé pour simuler le canal HF.

Chapitre 2

Solutions de transmissions sur le canal HF

Dans ce chapitre nous allons présenter les différentes solutions industrielles proposées pour les communications HF.

Dans un premier temps, les différentes formes d'ondes qui sont actuellement utilisées sur le canal ionosphérique sont présentées. Pour chaque type de formes d'ondes, en particulier celles qui sont adaptées aux transmissions haut-débit, nous décrirons les normes utilisées pour les communications HF.

Enfin, nous présenterons des solutions proposées pour augmenter le débit des communications HF lorsque la bande du canal utilisé est supérieure à 3kHz.

2.1 Les formes d'ondes standards

Nous nous intéressons en particulier aux formes d'ondes normalisées pour les communications militaires HF. Ces normes ont été développées par l'OTAN (Organisation du Traité Atlantique Nord) et par l'US DoD (United States Department of Defense). Les normes STANAG, (Standardization Agreement) publiées par l'OTAN, et MIL-STD (Military Standard), publiées par l'US DoD, sont les références actuelles pour la conception des modems HF.

La largeur de la bande de fréquence utilisée pour les communications HF est typiquement 3kHz, ce qui correspond à la largeur de bande nécessaire pour transmettre un message vocal en utilisant une modulation SSB (single sideband). Cette largeur de bande réduite impose des limites sur le débit maximum que l'on peut atteindre avec les modems HF. Certaines études ont proposé d'augmenter le débit de transmission en allouant plusieurs bandes HF de 3kHz à un seul utilisateur, ce qui permet d'augmenter la largeur totale de bande utilisée. Une autre solution consiste à utiliser des formes d'ondes de grande efficacité spectrale pour augmenter le débit. Ce paragraphe présente les formes d'ondes normalisées pour les communications HF.

La forme d'onde décrit le signal en bande de bande au niveau de l'émetteur et prend en compte la constellation utilisée, la mise en forme des symboles, la structure de la trame et le code correcteur d'erreur. Ce signal en bande de base est ensuite converti en signal radio grâce à une modulation SSB.

Les modems HF utilisent trois types de formes d'ondes : les modulations monoporteuses (ou modulations séries), les modulations multiporteuses (ou modulations parallèles) et la modulation FSK (Frequency Shift Keying). La modulation FSK n'étant pas utilisée par les transmissions hauts débits, elle ne sera pas présentée dans la suite de ce chapitre.

2.1.1 Modulations séries

Les modulations séries haut débit normalisées sont définies pour des débits de données supérieurs à 3200bits/s. Ces formes d'ondes sont décrites dans l'annexe C du MIL-STD-188-110B [45] et dans l'annexe B du STANAG 4539 [72].

Les bits d'information transmis sont protégés par un code correcteur d'erreur convolutionnel de rendement 3/4. Ils sont ensuite entrelacés par un entrelaceur par bloc. Il est possible de choisir entre 6 longueurs d'entrelacement comprises entre 0.12s et 8.64s en fonction du type d'application utilisée.

Les constellations utilisées sont du type PSK ou QAM à 2^Q ($Q \in \{2, 3, 4, 5, 6\}$)

symboles. Les modulations de type QPSK et 8-PSK sont utilisées pour les transmissions de débits binaire 3200bits/s et 4800bits/s respectivement. Lorsque l'on veut transmettre des données à un débit supérieur à 6400bits/s, la forme d'onde utilise une constellation QAM ($Q \geq 4$) comme indiqué sur le tableau 2.1.

Débits binaire bits/s	Modulation
3200	QPSK
4800	8PSK
6400	16QAM
8000	32QAM
9600	64QAM
12800	64QAM non codée

TAB. 2.1: Modulation utilisée en fonction du débit binaire

L'annexe A-3-1 du STANAG 4285 [73] propose une mise en forme des symboles en racine de cosinus surélevé avec un roll off égal à 0.2, cependant un roll off égal à 0.25 est fréquemment utilisé pour les simulations [62].

Les modulations séries utilisent une fréquence porteuse unique qui est modulée par une constellation PSK (Phase Shift Modulation) ou QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Le débit symbole $f_s = \frac{1}{T_s}$ de 2400bauds est choisi de manière à utiliser la bande B de 3kHz. Le signal est ensuite modulé autour d'une fréquence intermédiaire de 1800Hz puis filtré de manière à ce que la bande du signal d'entrée de l'émetteur radio soit 300-3300Hz.

La structure de la trame émise est présentée par la figure 2.1 : un paquet initial de 287 symboles est suivi de 72 trames constituées d'un paquet données de 256 symboles puis de 31 symboles connus (mini-probe). A la suite de ces 72 trames, un paquet de 103 symboles est introduit pour faciliter les acquisitions suivantes (décalage Doppler, ajustement de synchronisation,...). L'efficacité de cette trame est de 8/9 si l'on exclut le paquet initial de synchronisation.

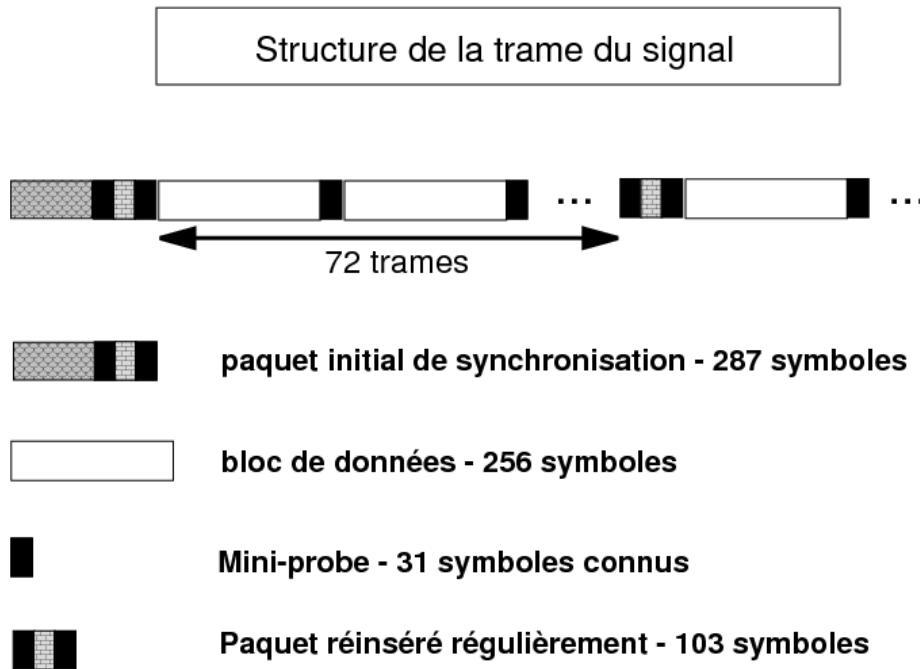


FIG. 2.1: Structure de la trame

Lorsque l'on transmet une constellation 64QAM ($Q=6$) à un débit symbole de 2400bauds, le débit binaire brut est égal à 14400bits/s. En considérant le rendement de la trame de $8/9$ et le rendement du codeur canal de $3/4$, le débit net pour l'utilisateur est alors égal à 9600bits/s. Il existe un mode qui permet de ne pas utiliser le codage canal de manière à augmenter le débit jusqu'à 12800bits/s.

Le modem Q9600 développé par Rockwell-Collins répond aux attentes de la norme MIL-STD-188-110B, il permet ainsi d'atteindre des débits allant jusqu'à 9600bits/s. De tels débits permettent d'utiliser des applications multimédia : il est ainsi possible d'envoyer et de recevoir des e-mails grâce au système HF messenger [70] couplé au modem Q9600.

2.1.2 modulations parallèles

Deux types de modulations parallèles sont également utilisées par les communications HF :

- La modulation DPSK (Differential phase-shift keying) à 16 sous-porteuses est décrite dans l'annexe A du standard MIL-STD-188-110B. Les 16 sous-porteuses, non-orthogonales, sont modulées simultanément pour produire un symbole de 13.33 ms, soit un débit symbole de 75 Bauds sur chaque sous-porteuse. Le débit symbole global est égal à 1200 bauds et permet de transmettre des informations à un débit compris entre 75 bits/s et 2400 bits/s. Les débits de 1200 bits/s et 2400 bits/s sont obtenus avec une modulation DPSK qui comporte 4 états. Les effets de la sélectivité fréquentielle du canal sont corrigés en utilisant la diversité en fréquence c'est à dire en envoyant la même information sur plusieurs fréquences. Par exemple, les 16 sous-porteuses transmettent les mêmes données lorsque l'on utilise un débit de 75bits/s. Au contraire pour un débit de 2400bits/s aucune redondance n'est introduite.
- La modulation à 39 sous-porteuses, décrite dans l'annexe B du MIL-STD-188-110B, est une modulation de type OFDM. Les symboles OFDM sont émis à un débit de 44,44 bauds, ce qui produit un symbole de 22.5 ms sur chaque sous porteuse. Ce type de forme d'onde permet de transmettre des débits compris entre 75 bits/s et 2400bits/s. La séquence de bits émise par la source est codée par un code correcteur d'erreur Reed-Solomon puis entrelacée. Cette forme d'onde utilise une modulation de type DQPSK. Il est possible d'utiliser la diversité de fréquence pour les débits compris entre 75bits/s et 600bits/s.

Ces deux types de modulations ne permettent pas d'établir des communications haut débit, c'est à dire de débit supérieur à 3200bits/s, cependant il est intéressant de noter que des modems basés sur des modulations de type parallèles sont utilisés en HF.

2.2 Les solutions basées sur l'égalisation

2.2.1 Les différents types d'égaliseurs

Lorsque l'on utilise une transmission monoporteuse, la période du symbole HF, $T_s = \frac{1}{2400} = 0.416\text{ms}$, est inférieure à l'étalement temporel des retards, ce qui cause des interférences entre symboles (IES). Les modèles de canaux décrits par le tableau 1.5 peuvent introduire des IES importantes qui s'étendent sur plusieurs symboles consécutifs. Pour le canal "High lat. disturbed condition" l'étalement temporel maximal est de 7ms, soit une durée de 16.8 périodes symbole. Il est donc nécessaire d'utiliser au niveau du récepteur, un égaliseur, dont le but est d'estimer les symboles transmis à partir du signal perturbé reçu. De manière à prendre en compte les variations temporelles du canal, on utilise des égaliseurs adaptatifs qui suivent l'évolution de sa réponse impulsionnelle.

Les structures d'égaliseurs les plus utilisées pour les communications HF sont basées sur l'utilisation d'un ou plusieurs filtres linéaires.

L'égaliseur LTE (Linear Transversal Equalizer) est composé d'un filtre linéaire RIF. l'objectif de cet égaliseur est d'estimer le symbole émis en fonction des échantillons du signal de sortie du canal en compensant la sélectivité fréquentielle du canal de propagation. Les coefficients du filtre sont calculés de manière à minimiser un critère d'erreur.

L'égaliseur DFE (Decision Feedback Equalizer) est un égaliseur dont la structure est non-linéaire. Un filtre direct reçoit les symboles à la sortie de canal et permet d'éliminer les interférences dues aux symboles postérieurs. A la sortie de ce filtre direct, les symboles estimés sont réintroduits dans une boucle de retour, constituée d'un filtre linéaire qui permet d'éliminer les interférences dues aux symboles antérieurs. La structure simple de cet égaliseur et ses bonnes performances font du DFE l'égaliseur le plus utilisé dans les modems HF industriels.

Un autre type d'égalisation est basé sur l'estimation de la séquence de symboles

émis la plus vraisemblable : Ce sont les égaliseurs MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation) ou MAP (Maximum A Posteriori). Leurs performances sont supérieures à celles des égaliseurs LTE et DFE. Cependant, leur complexité augmente de façon exponentielle avec la longueur de la réponse impulsionnelle du canal. Ce type d'égaliseur a donc une complexité trop importante pour être utilisée sur le canal ionosphérique.

2.2.2 La turbo-égalisation

Si l'on utilise un codage canal sur un signal émis à travers un canal sélectif en fréquence, le récepteur doit réaliser l'égalisation et le décodage. Un récepteur classique réalise ces deux opérations de manière disjointe. Les performances d'un tel récepteur peuvent être améliorées en introduisant un retour entre le décodeur et l'égaliseur de façon itérative : c'est le principe de la turbo-égalisation [14]. Chacune des fonctions tire profit de l'amélioration de l'estimée apportée par l'autre fonction.

De nombreuses études ont été réalisées sur l'utilisation de la turbo-égalisation pour les communications HF [50] [21], les résultats obtenus ont montré un gain important des performances lorsque la procédure itérative converge [51].

Les performances de la turbo-égalisation dépendent en particulier du choix du type de l'égaliseur [35]. En effet, le processus itératif peut être retardé ou impossible en fonction du gain obtenu par la première égalisation : si le TEB obtenu ne permet pas au décodeur de canal d'améliorer le décodage, il ne peut pas y avoir d'itération. Le phénomène de propagation d'erreur, propre aux structures récursives telles que le DFE, peut empêcher la convergence de l'égaliseur et ainsi le déclenchement du processus itératif. Dans ce cas, il peut être intéressant d'utiliser un égaliseur linéaire transverse qui assure une convergence plus lente mais plus sûre.

Le turbo-égaliseur proposé par C. Laot [36], est constitué par un DFE pour la première itération puis par un annuleur d'interférence aux itérations suivantes. Cette solution, basée sur des filtres adaptatifs utilisant l'algorithme LMS, est plus simple à mettre en oeuvre que celles basées sur l'estimation du canal qui nécessitent une

inversion de matrice [76] [50].

Cependant, ces turbo-égaliseurs ont été testés avec des modulations 4QAM et 16QAM. Pour les formes d'ondes haut-débit la convergence du processus itératif n'est pas assurée. De plus, du fait de sa complexité, l'utilisation temps réel d'un tel algorithme n'est pas encore réalisée [18].

2.3 Les solutions basées sur l'OFDM

Les modulations parallèles normalisées par le standard MIL-STD-188-110B ne sont pas des transmissions haut débit, cependant l'utilisation de modulations multi-porteuses pour les communications HF fait l'objet de nombreuses études.

En effet les modulations multiporteuses permettent d'éliminer les effets des multi-trajets sans utiliser d'égaliseurs dont la complexité peut être importante. Ce type de modulation consiste à diviser le canal total, rendu sélectif par la présence de multi-trajets, en N_{sp} sous-canaux non sélectifs, en les considérant de largeur Δf inférieure à la bande de cohérence du canal total. Cela revient à transmettre la séquence "haut débit" sur N_{sp} sous-porteuses en parallèle modulées avec un débit réduit. Si, de plus, les sous-porteuses sont orthogonales entre elles, on parle de modulation OFDM. Dans ce cas, le démodulateur et le modulateur peuvent être implémentés simplement en utilisant respectivement une FFT (Fast Fourier Transform) et une IFFT (Inverse FFT).

La durée $N_{sp}T_s$ d'un symbole OFDM transmis est supérieure à l'étalement temporel des retards T_m et l'insertion d'un temps de garde $T_g > T_m$ entre chaque symbole OFDM permet d'éliminer les interférences entre symboles OFDM. L'objectif du temps de garde est d'absorber les IES, il est supprimé avant la démodulation.

Les symboles QAM sont reçus avec une puissance différente suivant le sous-canal, l'égaliseur est alors réduit à un simple gain multiplicatif par sous canal. Cependant, ces évanouissements dégradent, et dans certains cas annulent, la puissance du signal se propageant sur certains sous-canaux et produisent ainsi un taux d'erreur irréductible même en absence de bruit additif.

Les performances d'un tel système peuvent être améliorées en combinant l'OFDM à un codage correcteur d'erreurs et en utilisant un entrelaceur pour s'affranchir des paquets d'erreurs associés aux évanouissements temporels du canal. Cette solution, appelée Coded OFDM (COFDM) [37], a été choisie par le consortium DRM (Digital Radio Mondiale) [15] qui propose un système de radiodiffusion en ondes de fréquences inférieures à 30MHz. La DRM a permis une spécification d'une norme auprès de l'ETSI [20]. Pour les communications HF, la DRM utilise des canaux de 10kHz de bande de fréquence, ce qui permet d'établir des transmissions à un débit de 22kbits/s [31] [66] [67] [16]. Un mode adapté aux utilisateurs radio-amateur HF et aux applications militaires a été développé de manière à limiter la bande de fréquence utilisée à 3kHz [13].

Une solution alternative à l'utilisation d'un codage correcteur d'erreur consiste à utiliser les propriétés de la modulation OFDM et de l'étalement spectral Code division Multiple Access (CDMA). Ces techniques sont utilisées pour séparer plusieurs utilisateurs non-synchrones utilisant un même canal de communication. Ce type de modulation est appelée OFDM-CDMA ou MC-CDMA [49] [54]. Pour les communications HF, on ne considère pas plusieurs utilisateurs mais des groupes de bits qui sont interprétés comme des utilisateurs virtuels. Ces groupes de bits sont répartis sur l'ensemble de la bande de fréquence ce qui a pour effet de réduire les dégradations causées par les évanouissements sélectifs en fréquence. Les utilisateurs virtuels ont la propriété supplémentaire d'être synchrones et de transmettre la même puissance, ce qui simplifie la détection multi-utilisateur.

2.4 Augmentation de la bande de fréquence utilisée

Une approche pour augmenter le débit de données pour les communications HF est d'utiliser une bande de fréquence plus importante. C'est le cas par exemple de la DRM qui utilise une bande de fréquence égale à 10kHz. Une autre solution est

simplement d'utiliser plusieurs canaux HF de 3kHz en parallèles [49]. Cette méthode présente l'avantage d'être facilement utilisable avec les équipements radio existants et les allocations de fréquences. De plus, le débit ainsi que la complexité de la démodulation augmentent de façon linéaire avec le nombre de canaux utilisés. Cependant pour optimiser l'utilisation de plusieurs canaux, il est nécessaire de maximiser le débit transmis sur chaque canal.

L'annexe F du MIL-STD-188-110B propose d'utiliser une modulation ISB (Independent Side Band) de manière à transmettre deux messages sur des canaux HF indépendants. Cela permet de doubler le débit obtenu avec un canal de 3kHz. En utilisant le même principe, Rockwell-Collins a développé le modem Q9604 qui permet de transmettre les données sur 4 canaux standards de 3kHz en parallèle. le Q9604 atteint ainsi des débits de 64kbits/s lorsque 4 canaux sont utilisés.

Ce type d'approche présente toutefois l'inconvénient de nécessiter l'allocation de plusieurs canaux de 3kHz. L'augmentation du débit est réalisé sans augmentation de l'efficacité spectrale.

Deuxième partie

La capacité du canal ionosphérique

Chapitre 3

Etude théorique de la capacité

3.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude des limites théoriques, en termes de débit d'information, imposées par le canal ionosphérique. Pour cela nous allons nous appuyer sur la théorie de l'information introduite par Shannon en 1948 [64]. Il s'agit de définir une mesure théorique de l'information transmise et d'étudier comment celle-ci se comporte sur un canal particulier. Le but étant évidemment de transmettre un maximum d'information pendant un temps donné.

Dans un premier temps, nous présenterons brièvement les principaux résultats de la théorie de l'information, ainsi que les différentes mesures associées à l'information. La notion de capacité sera définie dans le cas simple d'un canal AWGN puis généralisée au paragraphe 3.3, à des canaux sélectifs en fréquence.

Dans le paragraphe 3.4, nous nous intéresserons à la variation temporelle du canal et à son influence sur l'information mutuelle et la capacité. Cette influence est identifiée aux erreurs d'estimation dues aux variations du canal. Lorsque le canal n'est pas estimé parfaitement, il est possible de déterminer des bornes inférieure et supérieure de l'information mutuelle maximale.

Deux méthodes de calcul sont utilisées pour calculer la capacité et les bornes de l'information mutuelle. La première, présentée en 3.5, s'appuie sur le calcul de la

capacité du canal correspondant à chaque temps symbole et à sa moyenne. La seconde prend en compte l'évolution du canal en considérant une séquence de symboles de durée donnée (paragraphe 3.6).

3.2 La théorie de l'information

3.2.1 Présentation

La théorie de l'information énonce les limites du possible en matière de communications, toutefois, il faut garder à l'esprit qu'il s'agit souvent de limites asymptotiques pour des systèmes dont la complexité deviendrait infinie.

Une communication naît de la volonté d'une source S de transmettre un message à un destinataire D . L'objectif est de fournir au destinataire des informations qu'il ne connaît pas. La communication est considérée comme réussie lorsque le destinataire et la source sont d'accord sur le message qui a été effectivement transmis.

Le modèle d'une telle communication est présenté par la figure 3.1. La source et le destinataire sont deux entités distinctes reliées par un canal de propagation. Lorsque la source fournit une entrée au canal, elle entraîne une réponse observable. Le destinataire doit être capable de retrouver le message émis en fonction de la réponse du canal. Cependant, les bruits additifs qui viennent perturber le canal, peuvent nuire à la compréhension complète du signal.

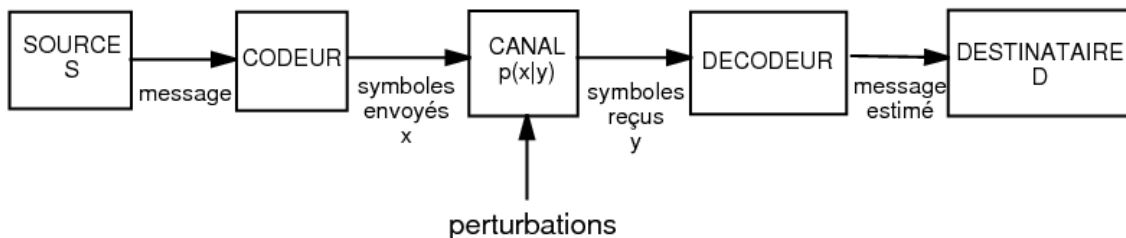


FIG. 3.1: Schéma fondamental d'une communication : paradigme de Shannon.

L'une des conclusions essentielles de la théorie de l'information identifie dans les perturbations le facteur qui limite les possibilités de communication. En effet, l'observation de la réponse du canal, nécessaire à l'estimation du message en réception, est une mesure physique dégradée par les perturbations introduites lors de la traversée du canal.

3.2.2 Mesure de l'information

Les messages émis par la source subissent des transformations nécessaires à leur transmission telles que la modulation et le codage, regroupés sous le terme "codeur" sur la figure 3.1. Mais ils ne sont que les véhicules d'une entité plus fondamentale mais plus difficilement définissable, qui reste invariante dans ces transformations : l'information.

La théorie de l'information en propose une mesure quantitative. Étant donné que la transmission d'un message serait inutile s'il était connu à l'avance de son destinataire, la source d'information est considérée comme étant le siège d'événements aléatoires qui constituent le message émis : la quantité d'information du message est définie comme une mesure de son imprévisibilité. L'information ainsi définie n'a pas de rapport avec la signification du message, mais concerne seulement son expression littérale. La mesure de l'information employée ignore en effet le contenu sémantique du message.

Lorsque les événements auxquels on se réfère pour décrire la source sont des caractères parmi un ensemble prédéterminé appelé alphabet, que nous supposons fini (hypothèse nécessaire pour que les caractères puissent être distingués), le message est constitué d'une suite de caractères. Un tel message est dit numérique. On remarque que l'on peut remplacer le message émis par tout autre qui s'en déduit de manière certaine et réversible : l'information apparaît alors comme invariante par rapport à l'ensemble des messages qui peuvent servir à la communiquer.

Dans cette partie nous allons rappeler les principaux ([4] [25]) résultats de la théorie de l'information nécessaires dans ce chapitre.

Considérons une source d'information comme étant le siège d'événements répétitifs obéissant à une loi de probabilité connue, supposée invariante en fonction du temps (c'est à dire stationnaire). Chaque émission de la source est décrite par une variable aléatoire X ayant pour densité de probabilité $p_X(x)$, $x \in \mathcal{X}$, où \mathcal{X} est un ensemble quelconque. Nous supposons ici que X a une distribution discrète. L'entropie $H(X)$ de la variable aléatoire X est l'incertitude liée à la variable X , elle représente la quantité d'information nécessaire à la description de cette variable, soit

$$H(X) = - \sum_{x \in \mathcal{X}} p_X(x) \log_2 p_X(x) \quad (3.1)$$

L'entropie conjointe de deux variables X et Y est l'incertitude liée à la réalisation conjointe des deux variables X et Y , soit

$$H(X, Y) = - \sum_{x \in \mathcal{X}} \sum_{y \in \mathcal{Y}} p(x, y) \log_2 p(x, y) \quad (3.2)$$

où $p(x, y)$ est la loi conjointe des deux variables aléatoires.

On définit l'entropie associée à X conditionnellement à la réalisation de Y , c'est-à-dire sachant que Y s'est produit. Elle est appelée entropie conditionnelle :

$$H(X|Y) = - \sum_{x \in \mathcal{X}} \sum_{y \in \mathcal{Y}} p(x, y) \log_2 p(x|y) \quad (3.3)$$

De la règle de Bayes

$$p(x, y) = p(x|y)p_Y(y) = p(y|x)p_X(x). \quad (3.4)$$

On en déduit

$$H(X, Y) = H(X|Y) + H(Y) = H(Y|X) + H(X) \quad (3.5)$$

Il existe une autre mesure qui concerne la quantité d'information moyenne que la connaissance du message reçu Y en sortie du canal apporte sur le message émis X . Il est intéressant de noter que cette grandeur est symétrique car elle mesure aussi l'information que la connaissance du message émis apporte sur le message reçu. On l'appelle information mutuelle moyenne. Cette quantité est distincte et inférieure à l'entropie associée au message reçu : en effet le canal ne peut apporter une information complémentaire mais au contraire il dégrade le signal émis par la source puisque ce signal y subit des perturbations.

L'information mutuelle est l'information qu'apporte, en moyenne, la réalisation de X sur Y :

$$I(X, Y) = - \sum_{x \in \mathcal{X}} \sum_{y \in \mathcal{Y}} p(x, y) \log_2 \frac{p(x|y)}{p_Y(y)p_X(x)} \quad (3.6)$$

L'information mutuelle moyenne peut être interprétée comme le débit de transmission de l'information R_D [64].

$$R_D = I(X, Y) = H(X) - H(X|Y) = H(Y) - H(Y|X) = H(X) + H(Y) - H(X, Y) \quad (3.7)$$

Cependant l'information mutuelle ne peut caractériser le canal car elle dépend aussi de la source. Afin de mesurer l'aptitude d'un canal à transmettre l'information, la théorie définit sa capacité comme le maximum de l'information mutuelle moyenne (c'est à dire le débit maximum) par rapport à toutes les sources d'informations possibles.

$$C = \max_{p(x)} I(X, Y) \quad (3.8)$$

La capacité d'un canal représente donc la plus grande quantité d'information dont il peut assurer le transfert. Elle est obtenue par optimisation de la densité de probabilité et de l'alphabet de la source.

Nous avons vu que l'on peut faire correspondre plusieurs messages à l'information que l'on veut transmettre. Il est donc possible de transformer le message initial de

manière à lui donner des propriétés intéressantes. Ces transformations sont appelées codages.

Nous considérons ici le codage canal dont le but est de protéger le message contre les perturbations du canal. Le message initial est transformé par un codage qui permet d'augmenter la sûreté de la transmission en introduisant de la redondance. Le nombre de symboles N_{code} du message après codage est donc supérieur au nombre de symboles $N_{initial}$ du message initial. Le taux de codage $R = \frac{N_{initial}}{N_{code}}$ est donc représentatif de la redondance introduite par le codage canal, sa valeur est toujours inférieure à 1.

Une transmission utilisant une modulation de taille M a donc un débit $R_D = R * \log_2 M$, où R_D est exprimé en bits par symbole. Le théorème de codage, prouvé par Shannon s'énonce alors

Théorème fondamental du codage canal Soit un canal stationnaire de capacité C . Pour tout débit $R_D < C$, il existe un code qui permet de déterminer les symboles avec une probabilité d'erreur arbitrairement petite.

3.2.3 Le canal à bruit additif gaussien

Lorsque l'on s'intéresse à des canaux réels, la sortie du canal de transmission ne peut plus être considérée comme discrète. C'est le cas, en particulier, du canal à bruit additif gaussien et blanc (AWGN) pour lequel Shannon a donné une formulation simple de la capacité.

Les différentes mesures de quantité de l'information définies dans la partie précédente sont généralisées dans le cas de variables aléatoires continues. Il suffit alors de remplacer, dans les définitions, les sommes discrètes par des intégrales.

L'entropie d'une variable aléatoire X , soumise à une contrainte de puissance $E[X^2] \leq \sigma_X^2$, est maximale pour une distribution gaussienne.

Shannon a pu ainsi établir la capacité en bits par seconde pour un canal AWGN à bande limitée :

$$C = \frac{B}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P}{N} \right) \quad \text{bit/s} \quad (3.9)$$

Où P est la puissance du signal reçu et N est la puissance du bruit dans le canal

de bande B . Dans la canal d'un canal AWGN de gain unité $P = \sigma_X^2$.

La capacité peut aussi être définie en bits par symbole et par dimension de manière à s'affranchir de la largeur de la bande de transmission :

$$C = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P}{N} \right) \quad \text{bits/symb/dim} \quad (3.10)$$

Où dim correspond à la dimension de la modulation utilisée :

- Une modulation d'amplitude est une modulation par un symbole réel, de dimension égale à 1. La capacité exprimée en bits par symbole est alors

$$C = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P}{N} \right) \quad \text{bits/symb} \quad (3.11)$$

- Un signal modulé en quadrature est assimilé à un signal modulé par un symbole complexe. C'est le cas des modulations de type QAM, la dimension du symbole est alors égale à 2. La capacité en bits par symbole lorsque l'on transmet des symboles complexes est

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{P}{N} \right) \quad \text{bits/symb} \quad (3.12)$$

Dans la suite de ce chapitre, nous considérerons la transmissions de symboles complexes, de dimension égale à 2, et la capacité sera définie en bit par symbole (bit/symb).

3.3 La capacité des canaux sélectifs en fréquence

Le but de ce chapitre est d'estimer la capacité du canal ionosphérique et par voie de conséquence les débits que l'on peut espérer atteindre sur un tel canal. Or, le canal ionosphérique est sélectif en fréquence. Dans ce paragraphe, les méthodes de calcul de la capacité d'un canal sélectif en fréquence sont présentées. Cependant, la variation temporelle du canal ionosphérique ne sera pas prise en compte, elle fera l'objet du

paragraphe suivant.

Le canal sélectif en fréquence est caractérisé par sa fonction de transfert $H(f)$. De manière à estimer la capacité, le canal est découpé en K sous-canaux de largeur de bande df de telle sorte que $H(f)$ soit à peu près constante sur df . Le canal est ainsi assimilé à un ensemble de K sous-canaux à bruit additif gaussien et blanc mis en parallèle. Les fonctions de transfert de ces sous-canaux sont les gains $\{H(k)\}$, $1 \leq k \leq K$, $H(k)$ correspondant au gain du canal dans la k -ième sous-bande.

Chaque sous-canal est affecté d'un bruit de variance $\sigma_n^2(k)$. Le canal sélectif en fréquence est donc équivalent à un ensemble de sous-canaux AWGN de gain unité affectés de bruits de variance :

$$\sigma_{neq}^2(k) = \frac{\sigma_n^2(k)}{|H(k)|^2} \quad (3.13)$$

La capacité est alors déterminée par la méthode du "waterfilling" qui propose d'optimiser la répartition de la puissance disponible en utilisant principalement les sous-canaux dont le bruit équivalent a une variance faible.

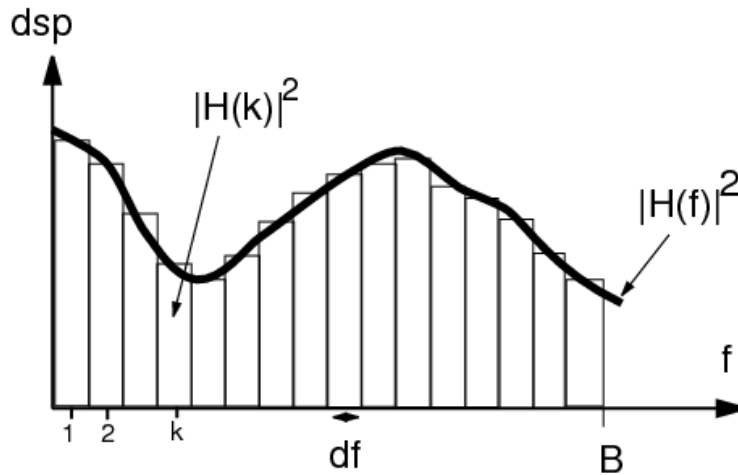


FIG. 3.2: canaux AWGN mis en parallèle.

La capacité de cet ensemble de sous-canaux peut être estimée par la somme des

capacités associées à chaque sous bande :

$$C_K = \frac{1}{2K} \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{|H(k)|^2 \sigma_x^2(k)}{\sigma_n^2(k)} \right) \quad (3.14)$$

Où $|H(k)|^2 \sigma_x^2(k)$ est la puissance reçue sur la k-ième sous bande. La distribution de la puissance émise sur chaque sous-canal, $\sigma_x^2(k)$, est optimisée de manière à maximiser l'équation 3.14.

Cette distribution optimale de la puissance sur les sous canaux est obtenue pour :

$$\sigma_x^2(k) = \max\left(0, L - \frac{\sigma_n^2(k)}{|H(k)|^2}\right) \quad (3.15)$$

Le paramètre L est un seuil qui permet de choisir les sous-canaux utilisés : si $\frac{\sigma_n^2(k)}{|H(k)|^2}$ est supérieur à L, alors aucun signal n'est transmis sur la sous-bande numéro k. Le paramètre L est choisi en fonction de la puissance totale σ_x^2 disponible à l'émission qui impose la contrainte :

$$\sigma_x^2 = \sum_{k=1}^K \sigma_x^2(k) \quad (3.16)$$

La solution de la répartition de la puissance émise sur les différents sous canaux peut être interprétée grâce à la figure 3.3. La puissance totale disponible à l'émission, σ_x^2 , est assimilée à une quantité de liquide qu'il faut placer dans un réservoir dont la forme est déterminée par la puissance du bruit équivalente 3.13. Lorsque le liquide est versé, le niveau L de sa surface permet de déterminer la hauteur de liquide dans les différentes parties du réservoir, c'est à dire la puissance émise sur chaque sous bande.

La capacité du canal H(f) est obtenue lorsque l'on augmente infiniment le nombre de sous canaux, les équations 3.14 et 3.15 deviennent :

$$C = \lim_{K \rightarrow \infty} C_K = \int_{f \in B} \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{|H(f)|^2 \sigma_x^2(f)}{\sigma_n^2(f)} \right) \quad (3.17)$$

Où la distribution optimale de la puissance sur le canal est obtenue pour :

$$\sigma_x^2(f) = \max\left(0, L - \frac{\sigma_n^2(f)}{|H(f)|^2}\right) \quad (3.18)$$

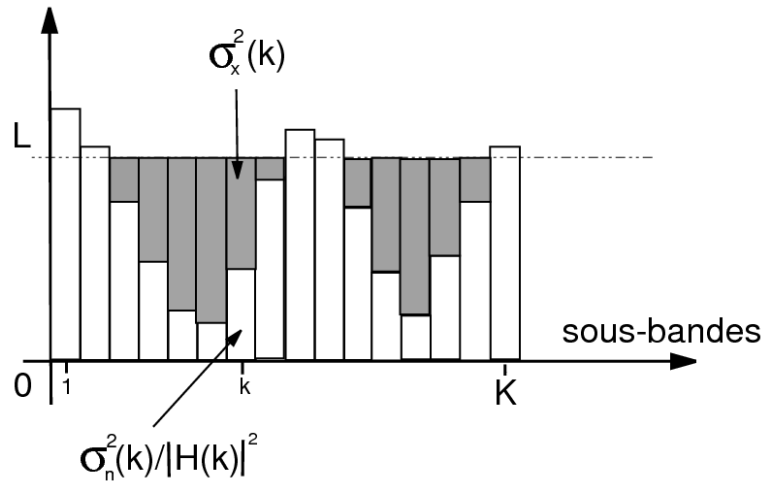


FIG. 3.3: Interpretation du Waterfilling.

3.4 Canaux variant dans le temps

Dans la section précédente, la capacité a été calculée en supposant que le canal de propagation était stationnaire. Le théorème fondamental du codage canal était alors applicable et l'expression de la capacité dépendait de la fonction de transfert du canal $H(f)$ considérée connue.

Nous nous intéressons maintenant à l'information mutuelle et à la capacité d'un canal variant dans le temps. Nous considérerons en particulier les canaux à évanouissement lents ne vérifiant pas la condition d'ergodicité $T \gg T_c$, où T_c est le temps de cohérence du canal et T la durée du symbole. Dans ce cas, le canal n'est pas stationnaire et la capacité ne peut pas être interprétée comme une estimation de la quantité d'information pouvant être transmise sur un canal à taux arbitrairement bas.

Pour ce type de canaux, l'information mutuelle est considérée comme une variable aléatoire qui dépend de la valeur instantanée des paramètres aléatoires du canal. On parlera alors d'information mutuelle instantanée et de capacité instantanée. Il existe alors une probabilité non négligeable que le débit de transmission, aussi petit soit il choisi, soit supérieur à l'information mutuelle instantanée. Le taux d'erreur introduit

par ce type de canal ne peut pas être réduit par une augmentation de la longueur du code utilisé pour le codage canal.

La notion de probabilité de coupure (outage probability) [52] a été introduite pour ce type de canaux, elle correspond à la probabilité que le canal ne puisse pas transmettre à un débit donné. Cette notion sera approfondie dans le paragraphe 4.7.

Lorsque le canal varie dans le temps, nous étudierons la capacité et l'information mutuelle sous forme de variables aléatoires. Nous considérerons la transmission d'un bloc de données à des instants aléatoires t_i et calculerons les capacités instantanées associées à cette transmission. La capacité moyenne du canal HF pourra ainsi être déterminée.

La capacité et l'information mutuelle seront étudiées dans les trois situations suivantes :

- Le canal est supposé parfaitement connu au niveau de l'émetteur et du récepteur. La connaissance du canal par l'émetteur est appelée Channel State Information (CSI). Les capacités, instantanée et moyenne, correspondant à cette situation sont appelées capacités avec CSI et notée C_{inst}^{CSI} et C_{moy}^{CSI} .
- Le canal est supposé parfaitement connu au niveau du récepteur mais pas au niveau de l'émetteur. Cette situation correspond à une estimation parfaite du canal au niveau du récepteur sans voie de retour vers l'émetteur. La répartition optimale de la puissance ne peut donc pas être effectuée par l'émetteur, il n'est donc pas possible de définir la capacité. Toutefois par abus de langage, l'information mutuelle maximale sans optimisation de la puissance sera appelée capacité sans CSI et notée C^{SCSI} .
- L'estimation du canal est réalisée par le récepteur de façon imparfaite. Le canal estimé correspond au canal moyen dans l'intervalle de temps considéré. A chaque instant, le canal F est la somme du canal estimé \bar{F} et de l'erreur d'estimation \tilde{F} (figure 3.4). Nous considérerons que la puissance de l'erreur d'estimation est connue. Dans ces conditions, Médard [44] a défini les bornes inférieure I^{inf} et

supérieure I^{sup} de l'information mutuelle.

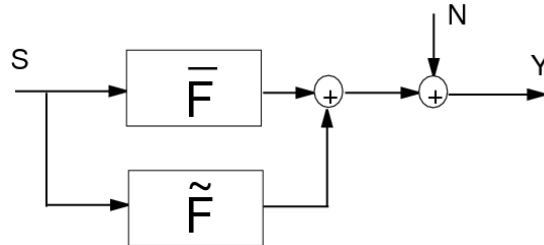


FIG. 3.4: Modélisation lorsque le canal est imparfaitement estimé.

Les quantités définies ci-dessus seront calculées dans le cas symbole par symbole et dans le cas multi-symboles où un bloc de symboles est considéré.

3.5 Calcul de la capacité dans le cas symbole par symbole

Dans un premier temps, nous considérons le cas symbole par symbole qui permet de présenter les calculs des capacités et des bornes de l'information mutuelle de manière simple. Cette méthode est basée sur le calcul de la capacité en considérant le canal durant un temps symbole.

3.5.1 Canal parfaitement connu à l'émission et à la réception

Dans le cas d'un canal variant dans le temps, la capacité évolue en fonction de la fonction de transfert $H(t,f)$. Lorsque le canal, c'est à dire sa fonction de transfert, est parfaitement connue à l'émetteur et au récepteur, les variations temporelles du canal n'influencent pas la capacité C_{CSI} du canal [44].

Si la fonction de transfert est connue à un instant donné t_i , il est possible de déterminer la capacité instantanée, notée $C_{CSI}^{inst}(t_i)$. Cette capacité permet d'estimer le débit maximal que l'on peut transmettre dans le canal lorsque sa fonction de transfert est égale à $H(f, t_i)$. Toutefois, la capacité évoluant en fonction du temps, le débit choisi à l'instant t_i peut devenir supérieur à la capacité $C_{CSI}^{inst}(t_i + \Delta t)$.

La capacité à l'instant t_i est calculée suivant la méthode du "waterfilling" présentée précédemment par les équations 3.14 et 3.15.

La capacité moyenne $C_{CSI}^{moy} = \frac{1}{N_{t_i}} \sum_{i=1}^{N_{t_i}} C_{CSI}^{inst}(t_i)$ du canal est calculée en moyennant les capacités correspondant aux N_{t_i} instants t_i tirés aléatoirement. La figure 3.5 présente l'évolution temporelle du canal. Le canal est estimé de façon supposée parfaite aux instants t_i .

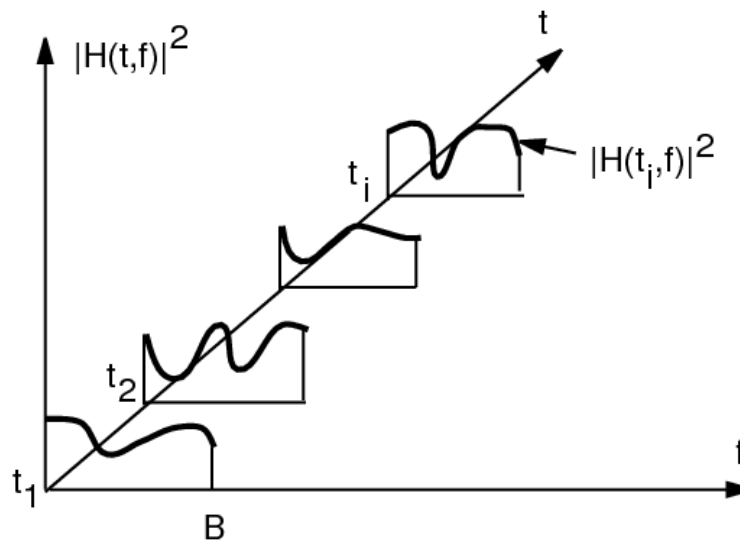


FIG. 3.5: évolution temporelle du canal.

3.5.2 Canal parfaitement connu à la réception seulement

La connaissance du canal à l'émission permet l'optimisation de la puissance émise dans le calcul de la capacité de l'équation 3.14. Ceci est possible lorsque le récepteur transmet une estimation parfaite du canal, la CSI, par une voie de retour. Cependant, lorsque le canal varie dans le temps, l'émetteur recevra une estimation d'un canal passé.

Devant la difficulté de connaître parfaitement le canal à l'émission, la capacité sans CSI $C_{SCSI}^{inst}(t_i)$ est calculée. Elle correspond à l'information mutuelle maximale lorsque l'émetteur n'a pas de connaissance à priori du canal et s'écrit :

$$C_{SCSI}^{inst}(t_i) = \frac{1}{2K} \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{|H(k, t_i)|^2 \sigma_x^2}{K \sigma_n^2(k)} \right) \quad (3.19)$$

Où la puissance émise est ici répartie de manière uniforme sur les K sous-canaux AWGN définis précédemment : $\sigma_x^2(k) = \frac{\sigma_x^2}{K}$.

La capacité C_{SCSI}^{moy} est obtenue en moyennant les capacités C_{SCSI}^{inst} obtenues aux instants aléatoires t_i .

$$C_{SCSI}^{moy} = \frac{1}{N_{ti}} \sum_{i=1}^{N_{ti}} C_{SCSI}^{inst}(t_i) \quad (3.20)$$

3.5.3 Canal estimé avec erreur

Lorsque le canal est invariant dans le temps, sa fonction de transfert peut être parfaitement estimée par le récepteur en début de transmission. Une voie retour permet ensuite de transmettre l'estimation du canal à l'émetteur. Lorsque le canal varie dans le temps, l'hypothèse "canal parfaitement connu", que se soit à la fois en émission et en réception ou juste en réception, n'est plus réaliste :

- Considérer que le canal est connu parfaitement par le récepteur implique qu'il est estimé sans erreur à chaque instant.

- Considerer que le canal est connu à l'émission suppose la connaissance parfaite de son comportement futur. En effet, le canal estimé par le récepteur est un canal correspondant à un instant passé pour l'émetteur.

Dans la suite, nous considérons donc une transmission sans retour du récepteur vers l'émetteur. Le canal de transmission est estimé par le récepteur et l'émetteur n'a aucun moyen de le connaître.

3.5.4 Relation entre l'information mutuelle et l'estimation du canal

Pour simplifier les calculs, le canal de propagation est, dans un premier temps, considéré comme non sélectif en fréquence. Le canal, défini par sa fonction de transfert F , n'est pas parfaitement connu : il peut être modélisé par son estimation \bar{F} et par un canal additif \tilde{F} correspondant à l'erreur d'estimation, comme le montre la figure 3.4. On définira dans ce cas des bornes supérieure et inférieure de l'information mutuelle (paragraphe 3.5.5).

Un émetteur veut transmettre des symboles, représentés par le vecteur aléatoire \underline{S} , à travers le canal F . Le vecteur aléatoire \underline{Y} reçu est le suivant :

$$\underline{Y} = F\underline{S} + \underline{N} = (\bar{F} + \tilde{F})\underline{S} + \underline{N} \quad (3.21)$$

L'information mutuelle entre l'entrée et la sortie du canal s'écrit :

$$I(\underline{Y}, \underline{S}) = H(\underline{S}) - H(\underline{S}|\underline{Y}) \quad (3.22)$$

Si, le canal est parfaitement connu à l'émission et à la réception :

$$I(\underline{Y}, \underline{S}|F) = H(\underline{S}|F) - H(\underline{S}|\underline{Y}, F) \quad (3.23)$$

Lorsque l'émetteur ne connaît pas le canal, S et F sont indépendants et on peut écrire $H(\underline{S}|F)=H(\underline{S})$. En utilisant ce résultat et les equations 3.22 et 3.23, il vient :

$$I(\underline{Y}, \underline{S}|F) - I(\underline{Y}, \underline{S}) = H(\underline{S}|\underline{Y}) - H(\underline{S}|\underline{Y}, F) = I(\underline{S}, F|\underline{Y}) \quad (3.24)$$

L'égalité 3.24 peut être interprétée de la manière suivante : la différence entre l'information mutuelle avec ou sans connaissance parfaite du canal dépend de la précision de l'estimation du canal réalisée au niveau du récepteur. Si l'on suppose que le canal est parfaitement estimé, ces informations mutuelles seront alors égales.

Ce résultat met en évidence que l'information mutuelle d'un canal variant dans le temps dépend de l'estimation du canal qui est d'autant plus difficile à réaliser que les variations temporelles sont importantes.

3.5.5 Bornes supérieure et inférieure de l'information mutuelle

Lorsque le canal est estimé imparfaitement et que la puissance de l'erreur d'estimation est connue, M. Médard [44] a établi une borne supérieure et une borne inférieure de l'information mutuelle.

Le signal S est émis sous la contrainte $E[S^2] \leq \sigma_S^2$ à travers un canal dont l'estimation est $\bar{F} = E[F]$. Ce canal est estimé avec une erreur d'estimation \tilde{F} de moyenne nulle et de variance $\sigma_{\tilde{F}}^2$. Les symboles reçus sont perturbés par un bruit blanc gaussien de variance σ_N^2 .

La borne inférieure 3.25 peut être interprétée comme l'information mutuelle entre l'entrée et la sortie pour un canal connu \bar{F} , perturbé par un bruit de variance $\sigma_{\tilde{F}}^2 \sigma_S^2 + \sigma_N^2$:

$$I(Y, S) \geq \log_2 \left(1 + \frac{\bar{F}^2 \sigma_S^2}{\sigma_{\tilde{F}}^2 \sigma_S^2 + \sigma_N^2} \right) \quad (3.25)$$

La borne inférieure représente donc le cas le plus défavorable où l'effet de l'erreur d'estimation peut être modélisé par un bruit blanc gaussien qui se rajouterait au bruit additif du canal.

La borne supérieure 3.26 correspond à l'information mutuelle entre la sortie du canal \bar{F} , perturbée par un bruit AWGN de variance σ_N^2 , et un signal de variance $\sigma_S^2 + \sigma_{\bar{F}}^2(\bar{F}^2)^{-1}\sigma_S^2$.

$$I(Y, S) \leq \log_2\left(1 + \frac{\bar{F}^2\sigma_S^2 + \sigma_{\bar{F}}^2\sigma_S^2}{\sigma_N^2}\right) \quad (3.26)$$

L'erreur d'estimation est, dans ce cas, perçue comme un gain de puissance à l'émission.

3.5.6 Bornes de l'information mutuelle dans le cas du canal sélectif en fréquence

Lorsque le canal est, de plus, sélectif en fréquence, il peut être modélisé par un ensemble $\{F(k)\}_{k=1..K}$ de sous-canaux AWGN parallèles. $\bar{F}(k)$ représente l'estimation du k -ième sous-canal et $\tilde{F}(k)$ l'erreur d'estimation de variance $\sigma_{\tilde{F}(k)}^2$ commise sur ce sous-canal.

L'erreur d'estimation du canal est déterminée par simulation : à l'instant t_i , on considère une transmission de durée T_0 durant laquelle k_0 symboles sont transmis. Pour chacun des k_0 symboles transmis, les sous-canaux $\{F(k)\}$ sont calculés. Le canal estimé à l'instant t_i est égal au canal moyen pendant la transmission de durée T_0 et il est alors possible de déterminer l'erreur d'estimation commise à chaque temps symbole ainsi que sa variance $\sigma_{\tilde{F}(k)}^2$.

L'information mutuelle du canal sélectif en fréquence, considéré à l'instant t_i tiré aléatoirement, est bornée inférieurement par la somme des bornes inférieures instantanée de l'information mutuelle des sous-canaux. Cette borne inférieure instantanée sera notée $B_{inf}^{inst}(t_i)$:

$$I(Y, S)(t_i) \geq B_{inf}^{inst}(t_i) \quad (3.27)$$

$$B_{inf}^{inst}(t_i) = \sum_{k=1}^K \log_2\left(1 + \frac{\bar{F}^2(k)\frac{\sigma_S^2}{K}}{\sigma_{\tilde{F}(k)}^2\frac{\sigma_S^2}{K} + \sigma_N^2}\right) \quad (3.28)$$

La puissance émise $\sigma_S^2(k)$ est identique pour chaque sous canal car on suppose que l'émetteur ne connaît pas le canal et qu'il n'a donc aucun moyen d'ajuster la puissance émise au sous-canal considéré. $\sigma_S^2(k) = \frac{\sigma_S^2}{K}$ où σ_S^2 est la puissance disponible sur l'ensemble du canal.

La borne supérieure instantanée $B_{sup}^{inst}(t_i)$ est obtenue en additionnant les bornes supérieures de chaque sous-canal :

$$I(Y, S)(t_i) \leq B_{sup}^{inst}(t_i) \quad (3.29)$$

$$B_{sup}^{inst}(t_i) = \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{\bar{F}^2(k) \frac{\sigma_S^2}{K} + \sigma_{\bar{F}(k)}^2 \frac{\sigma_S^2}{K}}{\sigma_N^2} \right) \quad (3.30)$$

Les bornes supérieure et inférieure moyennes, notées respectivement B_{sup}^{moy} et B_{inf}^{moy} , de l'information mutuelle sont obtenues en moyennant les bornes correspondant aux N_{t_i} instants t_i tirés aléatoirement :

$$B_{sup}^{moy} = \frac{1}{N_{t_i}} \sum_{i=1}^{N_{t_i}} B_{sup}^{inst}(t_i) \quad (3.31)$$

$$B_{inf}^{moy} = \frac{1}{N_{t_i}} \sum_{i=1}^{N_{t_i}} B_{inf}^{inst}(t_i) \quad (3.32)$$

3.6 Calcul de la capacité dans le cas multi-symboles

3.6.1 Modèle de canal à temps discret

Dans le cas symbole par symbole, le canal sélectif en fréquence est assimilé à un ensemble de sous-canaux AWGN parallèles. Cette méthode permet de prendre en compte la sélectivité en fréquence du canal mais correspond à un canal à un instant t_i donné. La variation temporelle à long terme est prise en compte en considérant le canal à N_{t_i} instants tirés aléatoirement. La capacité et les bornes de l'information

mutuelle sont calculés pour les N_{t_i} instants ainsi que leur moyennes respectives.

Dans ce paragraphe, la variation temporelle à court terme est prise en compte en considérant la variation du canal pendant la durée d'une trame pour chaque instant t_i . Le modèle à temps discret [44] [29] présenté dans cette section est équivalent à un canal en bande de base modélisé par un filtre linéaire variant dans le temps. Ce modèle permet en particulier de prendre en compte la mémoire finie du canal introduite par les trajets multiples.

Soient les signaux en bande de base d'entrée $s(t)$ et de sortie $y(t)$ du canal, ils ont une bande limitée $[-\frac{B}{2}, +\frac{B}{2}]$. A la sortie du canal s'ajoute le bruit, noté $n(t)$, complexe, gaussien, blanc sur la bande limitée $[-\frac{B}{2}, +\frac{B}{2}]$ et de densité spectrale $\frac{N_0}{2}$.

$$y(t) = \sum_{m=1}^M g_m(t) s(t - \tau_m) + n(t) \quad (3.33)$$

Le coefficient $g_m(t)$ représente la valeur du gain complexe du trajet m pris à l'instant t et τ_m est le retard affecté à ce même trajet.

Les séquences discrètes associées à ces signaux sont obtenues en les échantillonnant à la fréquence B . Le signal échantillonné reçu $y[k]=y(\frac{k}{B})$ s'écrit :

$$y[k] = \sum_{m=1}^M g_m[k] s\left(\frac{k}{B} - \tau_m\right) + n[k] \quad (3.34)$$

D'après l'expression de l'interpolateur de Shannon :

$$s(t) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} s[v] \text{sinc}\left(\pi B \left(t - \frac{v}{B}\right)\right) \quad (3.35)$$

$s\left(\frac{k}{B} - \tau_m\right)$ s'écrit donc :

$$s\left(\frac{k}{B} - \tau_m\right) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} s[v] \text{sinc}\left(\pi B \left(\frac{k}{B} - \tau_m - \frac{v}{B}\right)\right) \quad (3.36)$$

En remplaçant cette expression dans l'équation 3.34 et en posant $v=k-l$:

$$y[k] = \sum_{m=1}^M \sum_{k-l=-\infty}^{+\infty} a_m[k, l] s[k-l] + n[k] \quad (3.37)$$

Où

$$a_m[k, l] = g_m[k] \text{sinc}(\pi(l - B\tau_m)) \quad (3.38)$$

Le gain $a_m[k, l]$ devient très petit lorsque $l - B\tau_m$ augmente. Pour simplifier l'expression 3.37, on considère que le gain est négligeable lorsque $|l - B\tau_m| > \Delta$. Ainsi lorsque l'on considère $l > BT_m + \Delta$ et $l < -\Delta$, les gains $a_m[k, l]$ sont nuls. Le canal à temps discret est alors modélisé par l'expression suivante :

$$y[k] = \sum_{m=1}^M \sum_{-\Delta \leq l \leq BT_m + \Delta} a_m[k, l] s[k-l] + n[k] \quad (3.39)$$

On considère maintenant une transmission de durée T_0 , $k=BT_0$ symboles sont reçus pendant la transmission. Le vecteur $\underline{y}_k = [y[1], \dots, y[k]]^T$ est la sortie du canal à temps discret pour une entrée $\underline{s}_{k'} = [s[1], \dots, s[k']]^T$ où $k'=k+\Delta$. Le signal d'entrée $s[i]$ est supposé nul lorsque i est négatif.

$$\underline{y}_k = f_{k,k'} \underline{s}_{k'} + \underline{n}_k \quad (3.40)$$

Où la matrice complexe $f_{k,k'}$ est définie par

$$f_{k,k'}[i, j] = \begin{cases} \sum_{m=1}^M a_m[i, i-j], & \text{si } \max(i - \Delta, 0) \leq j \leq i + BT_m + \Delta \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.41)$$

3.6.2 Capacité avec CSI

La modélisation présentée ci-dessus permet de déterminer l'information mutuelle maximale du canal considéré pendant un temps T_0 donné autour d'un instant t_i . L'évolution temporelle du canal est prise en compte puisque les gains $a_m[k, l]$ dépendent du temps. Il est important de noter que cette modélisation suppose que les gains, donc le canal, soient parfaitement connus à chaque instant.

On considère une transmission pendant un temps de $k=BT_0$ signaux complexes utilisant une bande B. L'émission de la source est décrite par le vecteur aléatoire complexe $\underline{S}_{k'} = [S[1]..S[k']]^T$. La sortie du canal et le bruit additif sont décrit respectivement par $\underline{Y}_k = [Y[1]..Y[k]]^T$ et $\underline{N}_k = [N[1]..N[k]]^T$:

$$\underline{Y}_k = f_{k,k'} \underline{S}_{k'} + \underline{N}_k \quad (3.42)$$

Les vecteurs aléatoires réels $\underline{S}_{2k'}$, \underline{Y}_{2k} et \underline{N}_{2k} sont construits à partir de ces vecteurs aléatoires complexes : les k premières lignes et les k dernières lignes du vecteurs $\underline{S}_{2k'}$ sont respectivement les parties réelles et imaginaires du vecteur $\underline{S}_{k'}$.

$$\underline{Y}_{2k} = f_{2k,2k'} \underline{S}_{2k'} + \underline{N}_{2k} \quad (3.43)$$

Où la matrice réelle $f_{2k,2k'}$ se déduit de la matrice $f_{k,k'}$ (equation 3.41) par

$$f_{2k,2k'} = \begin{bmatrix} \text{Re}(f_{k,k'}) & -\text{Im}(f_{k,k'}) \\ \text{Im}(f_{k,k'}) & \text{Re}(f_{k,k'}) \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Soient $\lambda_1, \dots, \lambda_{2k'}$ les valeurs propres de la matrice $f'_{2k',2k'}$ définie ci-dessous

$$f'_{2k',2k'} = (f_{2k,2k'})^T f_{2k,2k'} \quad (3.45)$$

Ces valeurs propres λ_i sont réelles et positives. D'après [44] [25] l'information mutuelle maximale par symbole C_{T_0} pour une transmission de durée T_0 est donnée par :

$$C_{T_0} = \frac{1}{2BT_0} \sum_{i=1}^{2k'} \log_2 \left(1 + \frac{u_i \lambda_i}{\frac{BN_0}{2}} \right) \quad (3.46)$$

Où les u_i représentent la distribution de la puissance transmise sur le canal. Ils sont optimisés de façon à maximiser l'équation 3.46 :

$$u_i = \max\left(0, L - \frac{BN_0}{2\lambda_i}\right) \quad (3.47)$$

pour une puissance P par symbole donnée

$$\frac{1}{k'} \sum_{i=1}^{2k'} u_i = P \quad (3.48)$$

La capacité C du canal est alors définie comme la limite de l'information mutuelle maximale C_{T_0} lorsque T_0 devient infiniment grand :

$$C = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} C_{T_0} \quad (3.49)$$

Toutefois, C_{T_0} peut être considérée comme une estimation de la capacité pour une durée T_0 . Nous assimilerons C_{T_0} dans la suite du chapitre à la capacité avec CSI instantanée. En effet, elle est égale à l'information mutuelle maximale pour une durée T_0 correspondant au canal à un instant donné t_i .

3.6.3 Capacité sans CSI

Dans ce paragraphe, le canal est supposé parfaitement connu à la réception seulement. D'après l'équation 3.7, l'information mutuelle entre la sortie \underline{Y} et l'entrée \underline{S} peut s'écrire [44] :

$$I(\underline{Y}, \underline{S}) = H(\underline{Y}) - H(\underline{Y}|\underline{S}) \quad (3.50)$$

$H(\underline{Y})$ est l'entropie associée à la variable \underline{Y} . $I(\underline{Y}, \underline{S})$ est maximale lorsque les variables \underline{Y} et \underline{S} sont des vecteur aléatoires Gaussien, l'entropie $H(\underline{Y})$ s'écrit alors :

$$H(\underline{Y}) = \frac{1}{2} \log_2((2\pi e)^{2k'} |\Lambda_{\underline{Y}}|) \quad (3.51)$$

où $\Lambda_{\underline{Y}} = F\Lambda_{\underline{S}}F^T + \Lambda_{\underline{N}}$ représente la matrice de covariance de \underline{Y} et $|\Lambda_{\underline{Y}}|$ son déterminant.

Si le canal F est parfaitement connu, $H(\underline{Y}|\underline{S}) = H(\underline{Y}|\underline{S}, F) = H(\underline{N})$, l'équation 3.50 peut alors s'écrire :

$$I(\underline{Y}, \underline{S}) = \frac{1}{2} \log_2((2\pi e)^{2k} |F\Lambda_{\underline{S}}F^T + \Lambda_{\underline{N}}|) - \frac{1}{2} \log_2((2\pi e)^{2k} |\Lambda_{\underline{N}}|) \quad (3.52)$$

Cette information mutuelle sans optimisation de la répartition de puissance correspond à la capacité sans CSI du canal à l'instant t_i . En utilisant l'égalité entre le produit des déterminants et le déterminant du produit $|\Lambda_{\underline{1}}\Lambda_{\underline{2}}| = |\Lambda_{\underline{1}}||\Lambda_{\underline{2}}|$, on obtient :

$$C_{SCSI} = \frac{1}{2} \log_2(|I + \Lambda_{\underline{N}}^{-1} F \Lambda_{\underline{S}} F^T|) \quad (3.53)$$

Où I est la matrice identité $2k' \times 2k'$.

3.6.4 Bornes supérieure et inférieure de l'information mutuelle

Le canal n'est maintenant plus considéré comme parfaitement connu à chaque instant. L'estimation du canal pendant la durée de la trame fournit la matrice $\bar{F}_{2k,2k'}$ représentant le canal estimé \bar{F} . Les erreurs d'estimation \tilde{F} seront représentées par la matrice $\tilde{F}_{2k,2k'}$. Par la suite, les indices seront omis pour une meilleure lisibilité.

A l'instant t_i , un vecteur aléatoire S est émis, soit Λ_S sa matrice de covariance supposée non singulière. Le signal reçu est perturbé par un bruit AWGN représenté par le vecteur aléatoire N de matrice de covariance Λ_N .

La borne inférieure $B_{inf}^{inst}(t_i)$ de l'information mutuelle est interprétée de façon analogue à l'équation 3.25 : l'effet $\tilde{F}S$ de l'erreur d'estimation est considérée comme un bruit AWGN. Étant donné que \underline{N} et $\tilde{F}\underline{S}$ sont indépendants, la matrice de covariance du bruit équivalent $\underline{N} + \tilde{F}\underline{S}$ peut s'écrire comme la somme de la matrice de covariance $\Lambda_{\tilde{F}\underline{S}}$ associée à l'erreur d'estimation et de Λ_N , matrice de covariance du bruit N .

$$I(\underline{Y}, \underline{S})(t_i) \geq B_{inf}^{inst}(t_i) \quad (3.54)$$

$$B_{inf}^{inst}(t_i) = \frac{1}{2} \log_2(|I + (\Lambda_{\tilde{F}\underline{S}} + \Lambda_N)^{-1} \bar{F} \Lambda_{\underline{S}} \bar{F}^T|) \quad (3.55)$$

La borne supérieure $B_{sup}^{inst}(t_i)$ de l'information mutuelle est obtenue lorsque l'effet de l'erreur d'estimation est interprété comme un gain de puissance à l'émission.

$$I(\underline{Y}, \underline{S})(t_i) \leq B_{sup}^{inst}(t_i) \quad (3.56)$$

$$B_{sup}^{inst}(t_i) = \frac{1}{2} \log_2(|I + \Lambda_{\underline{N}}^{-1}(\bar{F}\Lambda_{\underline{S}}\bar{F}^T + \Lambda_{\tilde{F}\underline{S}})|) \quad (3.57)$$

Les bornes supérieure et inférieure moyennes, notées respectivement B_{sup}^{moy} et B_{inf}^{moy} , de l'information mutuelle sont obtenues en moyennant les bornes correspondant aux N_{ti} instants t_i tirés aléatoirement :

$$B_{sup}^{moy} = \frac{1}{N_{ti}} \sum_{i=1}^{N_{ti}} B_{sup}^{inst}(t_i) \quad (3.58)$$

$$B_{inf}^{moy} = \frac{1}{N_{ti}} \sum_{i=1}^{N_{ti}} B_{inf}^{inst}(t_i) \quad (3.59)$$

Dans le chapitre suivant nous utiliserons les notions introduites pour simuler la capacité et les bornes inférieure et supérieure d'un canal ionosphérique. Les résultats obtenus permettent de mieux estimer les performances que l'on peut atteindre avec les transmissions HF.

Chapitre 4

Simulation de la capacité

4.1 Introduction

Ce chapitre est consacré aux calculs par simulations des capacités et des bornes définies précédemment. Après avoir comparé les résultats obtenus avec les deux méthodes, symbole par symbole et multi-symboles, en 4.2, nous étudierons l'influence du type de canal de propagation. Dans le paragraphe 4.6, nous présenterons une méthode permettant d'optimiser la longueur de la trame utilisée en fonction des conditions de propagation. Enfin, la notion de probabilité de coupure sera introduite et les performances moyennes maximales d'une communication HF seront estimées.

4.2 Comparaison des méthodes mono et multi-symboles

Le but de ce paragraphe est de comparer les résultats obtenus par les deux méthodes présentées dans le chapitre précédent. Pour cela, la capacité avec CSI, sans CSI et les bornes inférieure et supérieure sont calculées avec les méthodes mono-symbole et multi-symboles.

La méthode mono-symbole est basée sur le calcul des capacités instantanées, c'est-à-dire en considérant le canal fixe à chaque symbole. L'évolution temporelle du canal

est prise en compte en moyennant les capacités avec CSI et sans CSI obtenues.

La méthode multi-symboles permet de déterminer la capacité en considérant la trame émise dans sa globalité. Ceci permet de prendre en compte l'évolution temporelle du canal pendant la durée de la trame.

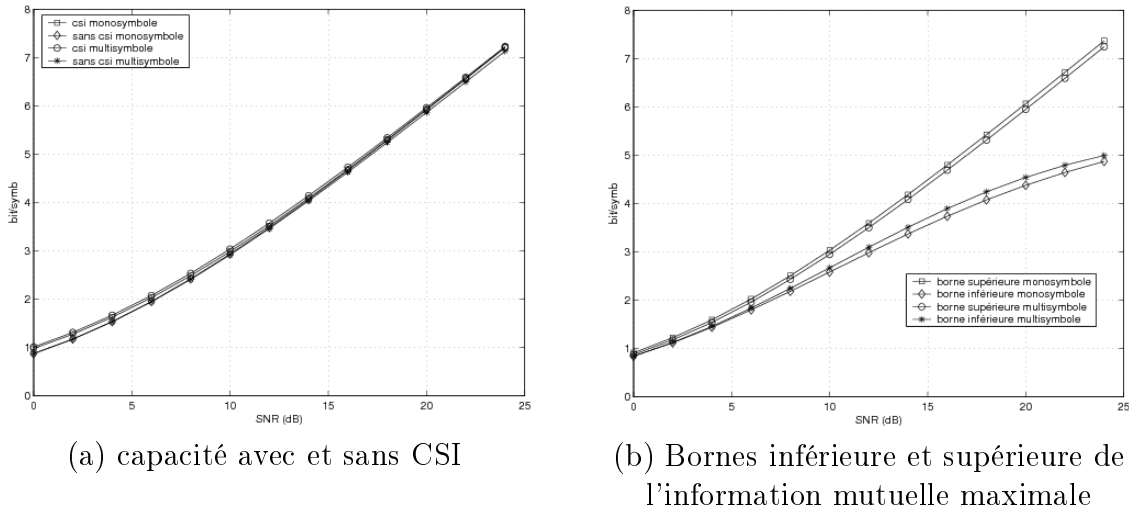


FIG. 4.1: Comparaison des méthodes mono-symbole et multi-symboles.

La figure 4.1 présente l'évolution des capacités et des bornes en fonction du rapport signal à bruit (Signal Noise Ratio : SNR) pour un canal de type "bad". Les capacités CSI et sans CSI calculées dans le cas mono-symbole sont égales à celles du cas multi-symboles. La méthode mono-symbole permet donc de simuler de façon simple la capacité associée à l'émission d'une trame.

Les bornes inférieure et supérieure calculées avec la méthode mono-symbole sont proches de celles obtenues dans le cas multi-symboles. Toutefois, les bornes mono-symbole déterminent un intervalle supérieur à celui défini par les bornes multi-symboles. Compte tenu de la complexité et du temps de calcul de la méthode multi-symbole, la méthode mono-symbole peut être considérée comme un estimateur efficace des bornes inférieure et supérieure. Elle sera utilisée dans la section consacrée à la probabilité de coupure car elle permet de réduire alors de manière significative les temps de calculs.

Par contre, dans un souci de rigueur, les autres résultats de ce chapitre ont été obtenus en utilisant la méthode multi-symboles

4.3 Simulation de la capacité avec CSI

Cette section est dédiée à la simulation de la capacité du canal ionosphérique lorsque l'émetteur et le récepteur ont une connaissance parfaite du canal. Dans ces conditions, nous avons vu que la variation temporelle du canal de propagation n'influe pas sur le calcul de la capacité.

Cependant, la capacité instantanée $C_{CSI}^{inst}(t_i)$ est calculée en considérant le canal à l'instant t_i . Elle varie donc en fonction des conditions de propagation, c'est-à-dire en fonction de l'évanouissement temporel subit par le signal transmis.

Il est possible d'étudier comment se comporte la capacité en la calculant à des instants t_i tirés aléatoirement. La capacité du canal $C_{CSI}^{inst}(t_i)$ est alors calculée suivant l'équation 3.46. La capacité C_{CSI}^{moy} du canal est ensuite estimée par la moyenne des capacités instantanées.

La figure 4.2 présente l'évolution de la capacité moyenne en fonction du SNR correspondant aux canaux ITU-R "good", et "bad". La capacité théorique d'un canal idéal AWGN donnée par l'équation 3.12 est utilisée comme référence pour comparer les performances obtenues sur les différents modèles de canaux. La puissance reçue moyenne est identique sur les canaux AWGN et sur le canal de Watterson.

Les résultats obtenus ont montré que les capacités avec CSI moyennes pour les différents modèles de canaux sont pratiquement identiques. L'influence de la sélectivité en fréquence peut donc être négligée lorsque la puissance émise est optimisée. Cela peut être expliqué par la forme des évanouissements fréquentiels : les modèles de canaux HF utilisés sont composés de deux trajets et la sélectivité fréquentielle dépend de l'étalement temporel des retards.

La réponse impulsionnelle du canal $h(t_i, \tau)$ à l'instant t_i s'écrit :

$$h(t_i, \tau) = g_1(t_i)\delta(\tau - \tau_1) + g_2(t_i)\delta(\tau - \tau_2) \quad (4.1)$$

Où $g_1(t_i)$ et $g_2(t_i)$ sont respectivement les gains complexes associés à l'instant t_i aux trajets 1 et 2.

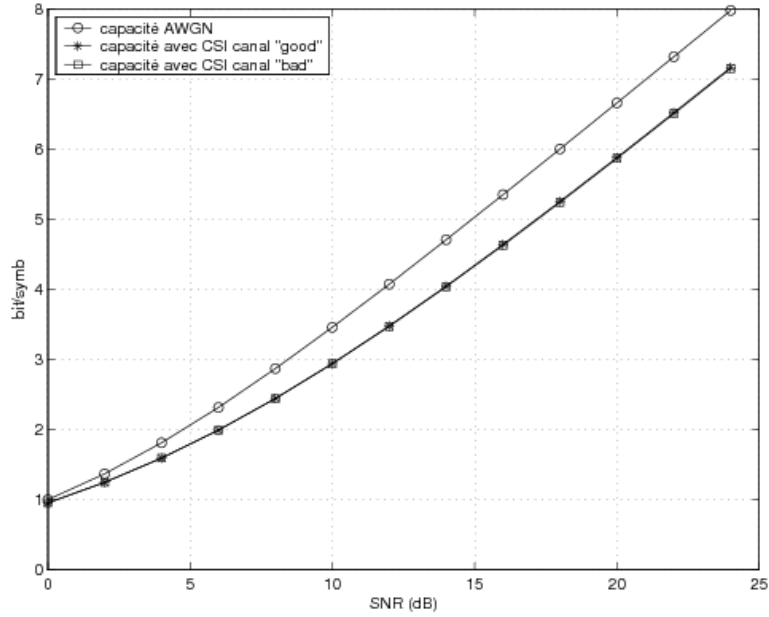


FIG. 4.2: évolution de la capacité en fonction du SNR.

La réponse fréquentielle du canal est la transformée de Fourier suivant τ de $h(t_i, \tau)$:

$$H(f, t_i) = g_1(t_i)e^{-j2\pi f\tau_1} + g_2(t_i)e^{-j2\pi f\tau_2} \quad (4.2)$$

d'où

$$\begin{aligned} |H(f, t_i)|^2 = & |g_1(t_i)|^2 + |g_2(t_i)|^2 + \operatorname{Re}(g_1(t_i)\bar{g}_2(t_i))\cos(2\pi f(\tau_2 - \tau_1)) \\ & - \operatorname{Im}(g_1(t_i)\bar{g}_2(t_i))\sin(2\pi f(\tau_2 - \tau_1)) \end{aligned} \quad (4.3)$$

La figure présente la Densité Spectrale de Puissance des canaux HF "good et "bad". Lorsque le canal HF est assimilé à un ensemble de K sous-canaux mis en parallèle, le gain moyen de ces sous-canaux est le même pour le canal "good" et le canal "bad". Les évanouissements fréquentiels que subit le canal "bad" apparaissent plus souvent dans la bande que ceux du canal "good", cependant le nombre de sous-canaux

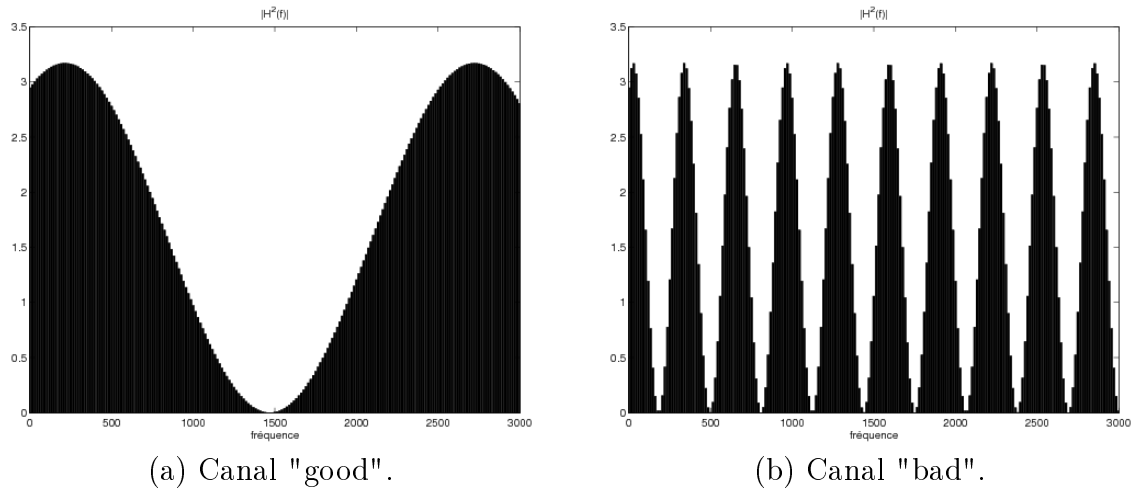


FIG. 4.3: Densité Spectrale de Puissance des canaux HF.

affectés est le même pour les deux modèles HF. En conséquence, la capacité calculée en assimilant le canal à un ensemble de sous-canaux parallèles est pratiquement égale pour tous les modèles de canaux HF considérés.

4.4 Simulation de la capacité sans CSI

Nous étudions dans ce paragraphe le gain apporté par la CSI sur la capacité du canal, en comparant pour cela la capacité avec CSI (équ. 3.46) avec la capacité sans CSI (équ. 3.53).

La figure 4.4 présente l'évolution de la capacité avec CSI et de la capacité sans CSI en fonction du SNR dans le cas d'un canal "poor".

Pour un SNR de 10dB, la capacité moyenne obtenue avec CSI est égale à 3.01 bits/symb alors qu'elle est de 2.96 bits/symb sans CSI. La connaissance du canal apporte donc un gain de 1.7 %.

Le gain est supérieur pour de faibles SNR, 10% à 0dB, mais devient négligeable pour de forts SNR.

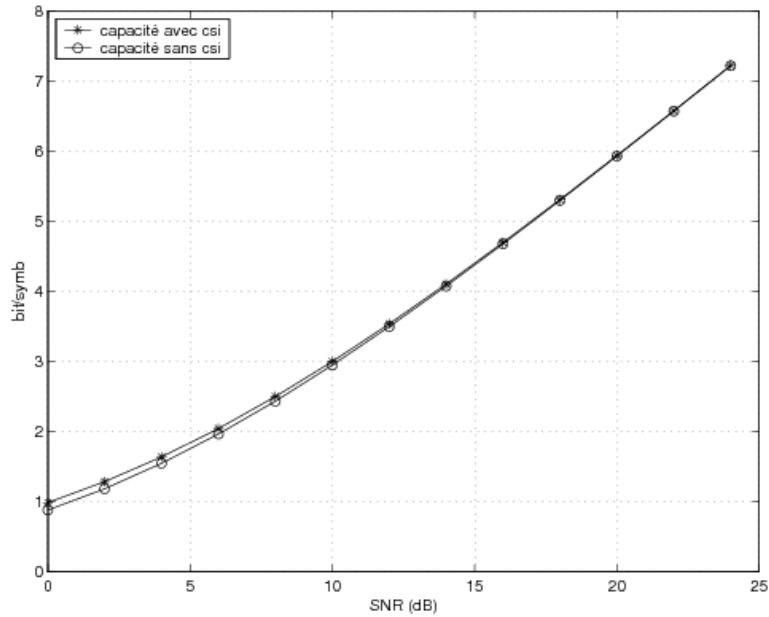


FIG. 4.4: Capacité du canal "poor" avec ou sans CSI.

Lorsque le SNR augmente, la capacité sans CSI converge en effet vers la capacité du canal. Pour une transmission HF utilisant un débit supérieur à 4800bits/s (2bit/symb), le SNR doit être supérieur à 6dB. On peut donc en conclure que la connaissance du canal à l'émission n'apporte pas de gain significatif sur la capacité du canal HF. Néanmoins, ce résultat suppose que le canal est parfaitement estimé au niveau du récepteur.

4.5 Bornes supérieure et inférieure de l'information mutuelle

Lorsque le canal n'est pas connu par l'émetteur et qu'il est estimé imparfaitement par le récepteur, l'information mutuelle maximale du canal est limitée par deux bornes définies à la section 3.6.4.

Dans cette partie, nous considérons la transmission d'une trame de symboles. Le

récepteur estime le canal moyen pendant la durée de la trame. L'erreur d'estimation est donc la différence entre le canal à chaque instant et le canal moyen estimé. Elle dépend directement de la variation temporelle du canal.

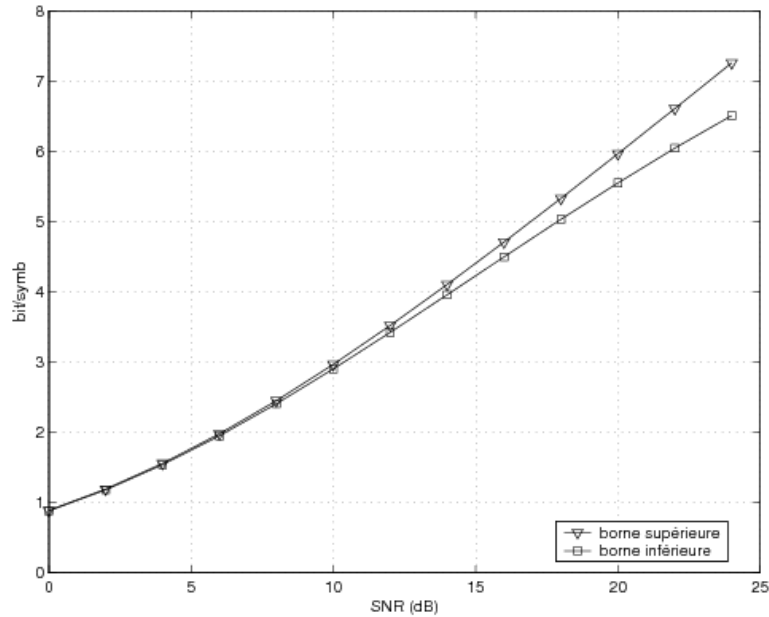


FIG. 4.5: Bornes supérieure et inférieure pour le canal "moderate".

Lorsque le canal varie lentement, comme dans le cas des canaux "good" et "moderate", il pourra être considéré comme pratiquement constant pendant la durée de la trame et l'erreur d'estimation sera faible. La figure 4.5 présente les bornes inférieure et supérieure moyennes de l'information mutuelle dans le cas d'une transmission de 256 symboles via un canal de type ITU-R "moderate". Ces bornes ont été calculées respectivement avec les équations 3.59 et 3.58. La zone délimitée par les bornes permet d'estimer l'information mutuelle maximale, donc le débit que l'on peut envisager sur le canal. Dans le cas du canal "moderate", la différence entre la borne inférieure et la borne supérieure est inférieure à 1bit/symb pour des SNR < 20dB et permet de choisir le débit de transmission assez proche de l'information mutuelle maximale.

Lorsque le canal varie rapidement, l'erreur commise lors de l'estimation est importante. La différence entre la borne inférieure et la borne supérieure devient importante.

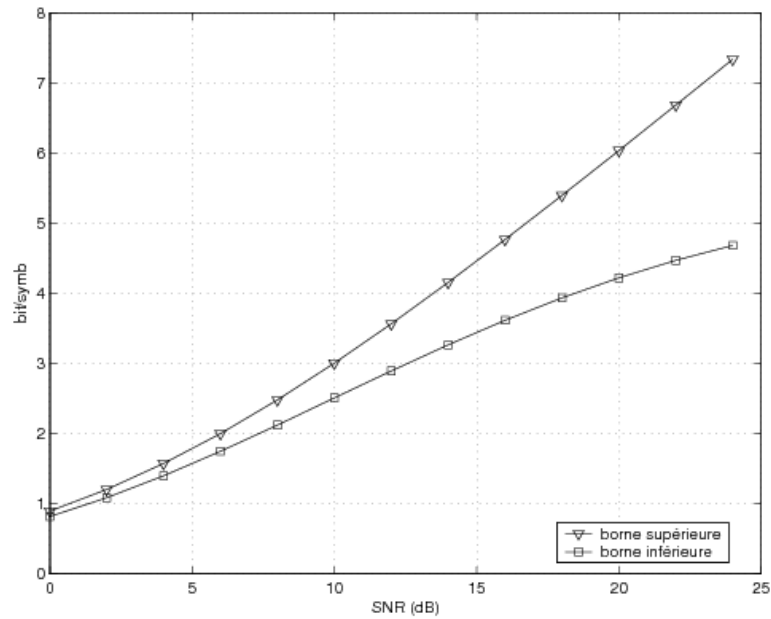


FIG. 4.6: Bornes supérieure et inférieure pour le canal "bad".

Les bornes supérieure et inférieure moyennes de l'information mutuelle maximale pour un paquet de 256 symboles transmis dans le canal "bad" sont présentées sur la figure 4.6. La borne inférieure reste inférieure à 5 bits/symb lorsque le SNR augmente. Si l'on impose un débit inférieur à la borne inférieure, ce qui permet d'assurer la transmission à un taux d'erreur faible dans le cas le plus défavorable, le débit de transmission sera fortement pénalisé.

FIG. 4.7: Capacité du canal "good" avec ou sans CSI.

La figure 4.7 présente l'évolution de la borne inférieure et de la borne supérieure de l'information mutuelle pour différentes vitesses de variation du canal. A SNR donné, la borne inférieure décroît de façon importante lorsque les erreurs d'estimation augmentent, c'est-à-dire lorsque l'on passe du canal "good" au canal "bad".

Si l'on veut encadrer l'information mutuelle maximale du canal de manière plus précise, il faut être capable de réduire les erreurs d'estimation. Une solution consiste à augmenter la fréquence à laquelle l'estimation du canal est réalisée.

Dans la section suivante, l'influence de la fréquence optimale d'estimation est étudiée lorsque le canal varie rapidement comme dans le cas des canaux "poor" et "bad".

4.6 Choix de la longueur de la trame

Le message est transmis sous forme de trames de longueur donnée. Le récepteur effectue l'estimation du canal moyen sur la durée d'une trame. Le but de cette partie est de proposer une méthode qui permette d'évaluer la longueur optimale de la trame, lorsque le nombre de bits d'estimation est fixé, en fonction de la vitesse de variation du canal.

Considérons ici une trame de $N+K$ symboles où N est le nombre de symboles de données et K le nombre de symboles permettant de réaliser l'estimation du canal.

La simulation des bornes inférieure et supérieure est réalisée pour les blocs de $N+K$ données. L'estimation est réalisée grâce aux K symboles d'apprentissage. On considère que le canal moyen sur toute la trame est celui estimé grâce à la séquence d'apprentissage. Les simulations sont réalisées pour différentes valeurs de N et pour K fixé.

Lorsque le nombre N de données est grand devant K , la trame transmise contient un grand nombre d'informations comparé au nombre de symboles d'apprentissage. Cependant, dans ce cas, les erreurs d'estimation seront grandes.

Lorsque N est de l'ordre de K , la trame transmise contient une proportion importante de symboles d'apprentissage servant à l'estimation du canal. L'estimation est réalisée avec des erreurs faibles mais la perte de débit utile est importante.

La figure 4.8 présente l'évolution du débit maximal envisageable en fonction de la longueur totale de la trame. La transmission est effectuée sur les canaux de type

"good" et "bad" pour un SNR égal à 24dB. Le nombre K de symboles utilisé pour l'estimation du canal est constant et égal à 31. Il a été choisi égal au nombre de symboles pilotes utilisé dans la norme MIL-STD-188-110B annexe C [45].

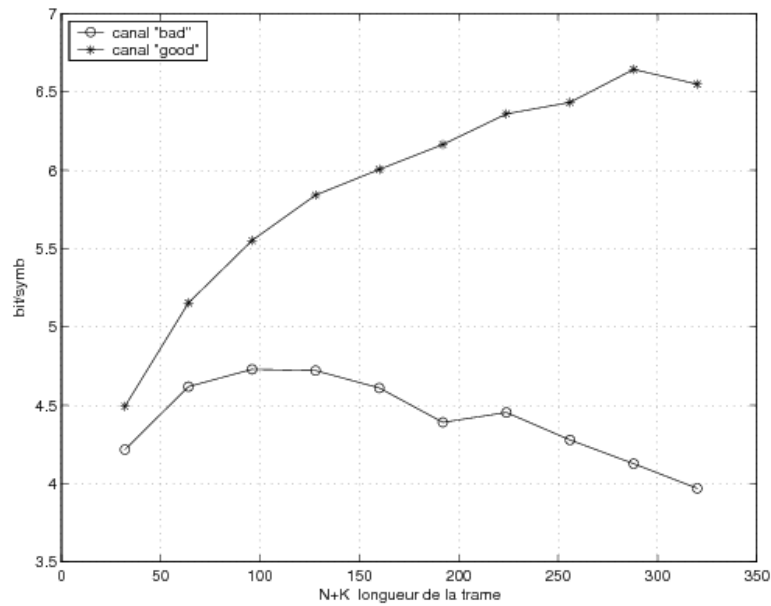


FIG. 4.8: Evolution de l'information mutuelle maximale en fonction de la longueur de la trame.

Pour estimer le débit maximal envisageable sur le canal HF, nous considérons l'information mutuelle maximale multipliée par le rapport $\frac{N}{N+K}$ afin de tenir compte de la perte due à la séquence d'apprentissage.

De manière à prendre en compte les erreurs commises lors de l'estimation du canal, nous avons choisi d'utiliser l'information mutuelle correspondant au cas le plus défavorable, c'est à dire la borne inférieure de l'information mutuelle donnée par l'équation 3.55.

En effet, lorsque l'information mutuelle maximale correspond à la capacité CSI ou à la capacité sans CSI, le canal est supposé connu à la réception. La longueur de la trame utilisée n'a alors aucune influence.

Lorsque le canal HF est de type "good", le canal est pratiquement constant pendant la durée de la trame et les erreurs d'estimation du canal dues aux variations temporelles sont négligeables. Il est donc possible de considérer que le canal est connu pendant la durée de la trame. Ainsi, la borne inférieure de l'information mutuelle dans le cas du canal "good" est pratiquement égale à la capacité sans CSI. L'utilisation d'une séquence d'apprentissage a donc pour effet de réduire le débit utile : sur la figure 4.8, le débit maximal envisageable sur le canal "good" augmente lorsque le rapport $\frac{N}{N+K}$ augmente. Il est donc intéressant d'utiliser une trame longue de manière à avoir un débit important.

Lorsque le canal HF est de type "bad", les variations du canal pendant la durée d'une trame ne sont plus négligeables et causent des erreurs d'estimations. Lorsque la longueur de la trame augmente, la variance de l'erreur d'estimation augmente, ce qui implique une limitation du débit que l'on peut utiliser pour transmettre les symboles. Lorsque la longueur de la trame est petite, le rapport $\frac{N}{N+K}$ est faible et pénalise le débit de la transmission. L'évolution du débit envisageable en fonction de la longueur de la trame présente un maximum lorsque le canal est de type "bad", ce maximum est atteint lorsque la longueur de la trame est de l'ordre de 128 symboles environ.

Les résultats présentés dans ce paragraphe permettent de dimensionner la longueur de la trame, en fonction de celle de la training sequence et des caractéristiques de propagation de manière à optimiser le débit de données.

4.7 Probabilité de coupure pour les canaux HF

Le théorème fondamental du codage assure que si l'on choisit un débit inférieur à la capacité, le message peut être transmis avec une probabilité d'erreur arbitrairement petite. La capacité est donc considérée comme étant un moyen d'estimer la quantité d'information pouvant être transmise sur un canal à un taux d'erreur arbitrairement bas.

Lorsque la durée de la trame de symboles considérée est inférieure au temps de cohérence T_c , le canal ne varie pas suffisamment pendant cette durée pour être statistiquement représentatif. La capacité peut donc être identifiée à une variable aléatoire [2] [34] liée aux paramètres instantanés du canal de propagation.

Si la capacité instantanée est au dessous du débit auquel on essaie de transmettre, le bloc transmis ne pourra pas être décodé sans erreur. Si la capacité instantanée est supérieure au débit utilisé, le théorème fondamental assure qu'il existe un code permettant de transmettre les données avec une probabilité d'erreur arbitrairement petite.

Lorsque l'on fixe le débit de transmission, la probabilité que la capacité instantanée soit inférieure à ce débit de transmission n'est pas négligeable. Cette probabilité est appelée probabilité de coupure (outage probability) [7] [52] et représente la probabilité que le canal ne puisse pas transmettre un débit de donnée. La probabilité de coupure est défini par la probabilité que le débit utilisé R soit supérieur à la capacité C :

$$P_{out} = Proba(c < R) = \int_{\gamma=0}^R P_C(\gamma) d\gamma \quad (4.4)$$

Où c est la capacité pour une réalisation du canal donnée et P_C la densité de probabilité de la capacité.

Si l'on considère que lorsque le débit est inférieur à la capacité, la transmission est réalisée sans erreur, P_{out} représente donc la probabilité moyenne minimale de commettre des erreurs lorsque l'on transmet des informations à un débit R fixé.

La figure 4.9 présente les probabilités de coupure sur le canal HF "bad" correspondant à des transmissions de débit 1bit/symb, 2bits/symb, 3bits/symb, 4bits/symb, 5bits/symb et 6bits/symb. Le débit symbole des modems HF est 2400 symb/s, les débits considérés sont donc égaux respectivement à 2.4kbits/s, 4.8kbits/s, 7.2kbits/s, 9.6kbits/s, 12kbits/s et 14,4kbits/s.

Lorsque l'on considère que le canal est parfaitement connu à l'émission et à la réception, la probabilité de coupure P_{out}^{CSI} est associée à la capacité CSI. Sur la figure 4.9, P_{out}^{CSI} est représentée par les courbes en traits fins. Si le débit est 4bit/symb, le SNR nécessaire pour assurer, en moyenne, une transmission à un taux d'erreur

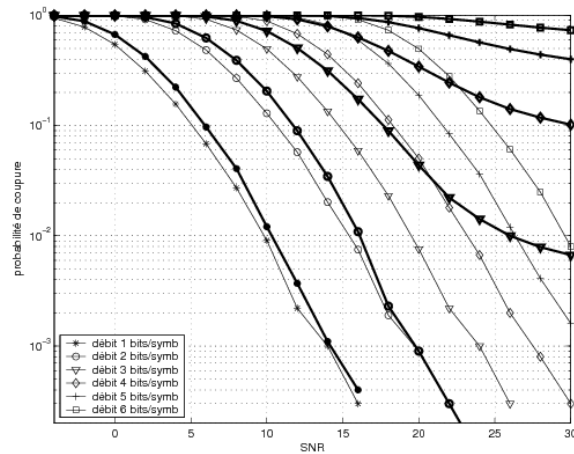


FIG. 4.9: probabilités de coupure en fonction du SNR.

inférieur à 10^{-3} doit être supérieur à 28dB. Ce rapport signal à bruit est supérieur à celui existant généralement lors d'une communication HF. De bonnes conditions de propagation, avec un SNR de l'ordre de 20dB, permettent d'assurer une transmission à un débit de 2bits/symbole avec un taux d'erreur inférieur à 10^{-3} .

Considérons maintenant le cas d'une transmission sur un canal variant dans le temps estimé imparfaitement par le récepteur. On se place dans le cas le plus défavorable, c'est à dire le cas où l'information mutuelle maximale est égale à la borne inférieure. Les erreurs d'estimations sont calculées sur une trame dont la longueur est de 256 symboles. La probabilité de coupure P_{out}^{BI} est maintenant associée à la borne inférieure et est représentée par les courbes en traits épais sur la figure 4.9. P_{out}^{BI} est fortement dégradée lorsque l'on utilise une transmission à un débit supérieur à 2bits/symb. Le taux d'erreur reste supérieur à 10^{-2} pour des débits de transmission supérieurs ou égaux à 4 bits/symb. Pour ce type de communication, il est donc préférable d'utiliser un débit égal à 2bits/symb.

La figure 4.10 présente la probabilité de coupure associée à la borne inférieure de l'information mutuelle maximale pour le canal "poor". La probabilité de coupure P_{out}^{BI} est dégradée de façon moins importante que sur le canal "bad", cependant les débits de transmission de 5bits/symb et 6bits/symb ne permettent pas une communication

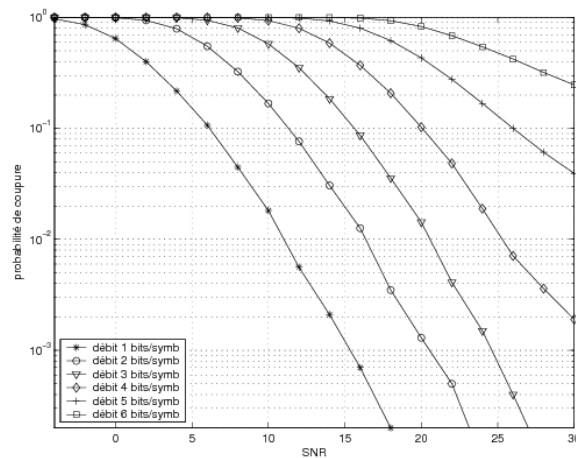


FIG. 4.10: probabilité de coupure associée à la borne inférieure.

à un taux d'erreur inférieur à 10^{-2} avec des SNR réalistes.

Les résultats obtenus dans ce paragraphe sont représentatifs d'un taux d'erreur binaire obtenu en moyenne lorsque l'on fixe le débit de transmission, en bit par symbole. En réalité le débit de transmission est adapté aux conditions de propagation et peut évoluer au cours du temps. Pour un SNR donné, il est donc tout à fait possible d'atteindre des taux d'erreurs binaire inférieurs à ceux présentés dans les figures 4.9 et 4.10.

4.8 Densité de probabilité de la capacité

Pour caractériser la capacité moyenne des modèles de canaux HF on calcule, pour chaque modèle, les capacités correspondantes à des instants t_i tirés aléatoirement. Le calcul des capacités et des bornes est réalisé avec la méthode mono-symbole de manière à réduire les temps de simulation. Ces capacités dépendent des conditions de propagation, en particulier de la valeur des gains complexes sur chaque trajet. Dans ce paragraphe, nous avons étudié la distribution de la densité de probabilité de la capacité en fonction du SNR.

La figure 4.11 représente la distribution de la capacité du canal HF "bad" pour des SNR de 20dB et 0dB. Les histogrammes sont calculés à partir de 10000 réalisations de la capacité CSI.

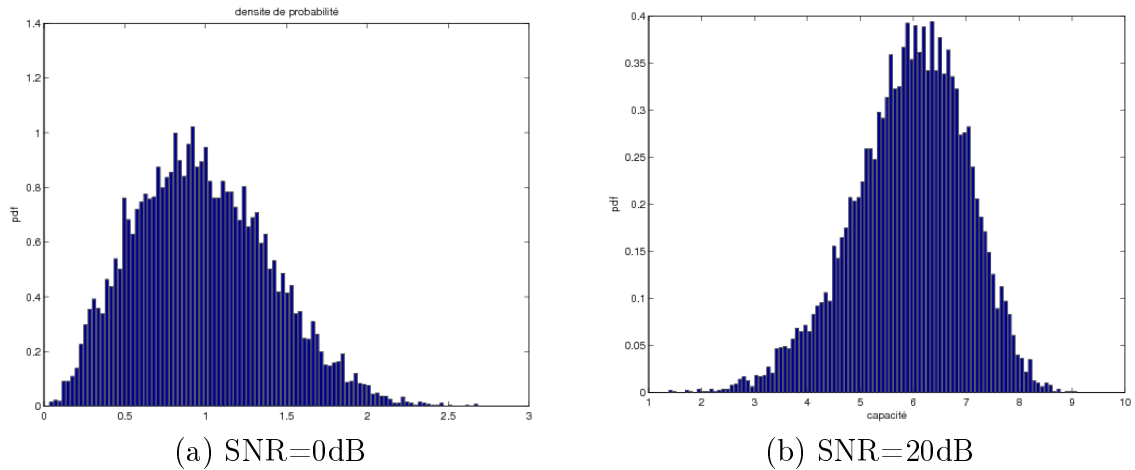


FIG. 4.11: Distribution de la capacité du canal "bad"

Nous avons testé plusieurs lois de probabilité pour modéliser la distribution de la capacité des canaux HF. Cependant, la variation de la distribution en fonction du SNR ne nous a pas permis de trouver un modèle général, c'est à dire acceptable pour différents SNR.

En revanche, lorsque le SNR est fixé, il est possible de modéliser la distribution de la capacité par une loi de probabilité connue. La validité de ces modélisations est établie en comparant les histogrammes de la capacité à la loi de probabilité choisie avec un intervalle de confiance à 95% [53] [60]. Cette méthode, présentée en annexe C, définit un intervalle centré sur la loi théorique, dans lequel 95% des points de l'histogramme doivent être compris pour vérifier l'hypothèse.

L'étude de la distribution de la capacité a été réalisée pour trois niveaux de rapport signal à bruit :

- SNR=0dB correspondant à un niveau de bruit élevé.
- SNR=10dB correspondant à un niveau de bruit moyen.
- SNR=20dB correspondant à un niveau de bruit faible.

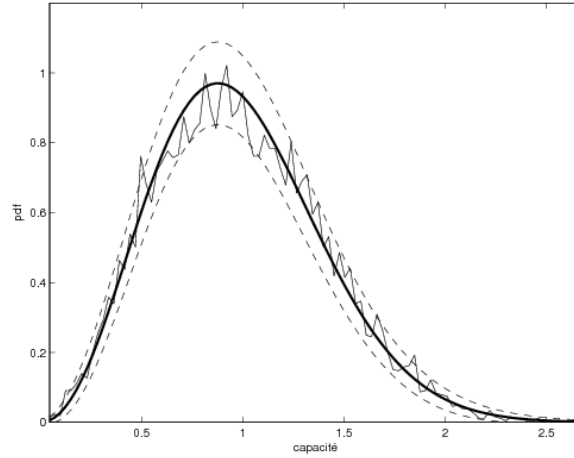


FIG. 4.12: Distribution de la capacité à 0dB et intervalle de confiance.

Lorsque le SNR est égal à 0dB, la distribution de la capacité suit une loi de Nakagami définie par :

$$p_N(c) = \frac{2m^m}{\Gamma(m)\Omega^m} c^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega}c^2} \quad (4.5)$$

Où $\Omega = E[c^2]$ contrôle l'étalement de la distribution et m est un paramètre défini par

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(c^2 - \Omega)^2]} \quad (4.6)$$

La figure 4.12 compare l'histogramme de la capacité pour un SNR égal à 0dB, en trait continu fin, à la distribution de Nakagami, en trait continu épais. L'intervalle de confiance à 95% est délimité par les courbes en pointillés. La loi de Nakagami permet donc une bonne modélisation de la distribution de la capacité lorsque le SNR est égal à 0dB.

Lorsque le SNR est égal à 10dB, la distribution de la capacité peut être modélisée par une loi normale $N(m_C, \sigma_C^2)$, m_C étant la moyenne de la capacité et σ_C^2 sa variance. La figure 4.13 montre que la distribution de la capacité pour un SNR égal à 10dB peut être correctement modélisée par une loi gaussienne.

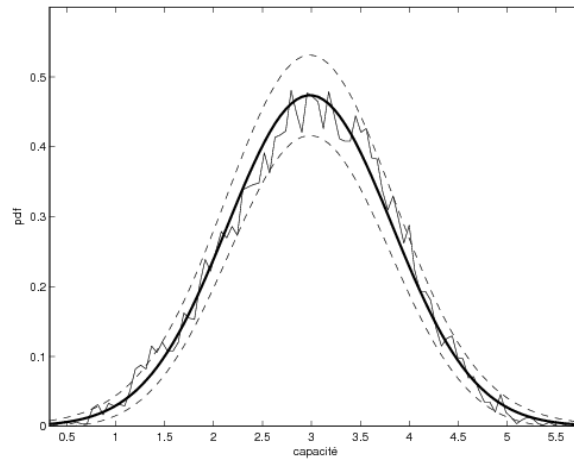


FIG. 4.13: Distribution de la capacité à 10dB et intervalle de confiance.

Lorsque le SNR est fort, par exemple pour un SNR égal à 20dB (figure 4.11 b), les lois que nous avons testées ne nous ont pas permis de modéliser correctement la distribution de la capacité.

Troisième partie

Comparaison des modulations mono et multi-porteuses en Haute-Fréquence

Chapitre 5

L'égalisation adaptative et l'OFDM

5.1 Introduction

De manière à offrir des services tels que la diffusion du son et de l'image, les communications HF doivent relever le défi de transmettre des quantités croissantes d'information dans une bande de fréquence étroite à travers un canal qui introduit des distorsions importantes.

L'augmentation du débit dans une largeur de bande donnée, nécessite l'utilisation de modulations à grand nombre d'états qui sont sensibles aux perturbations introduites par le canal de transmission. Le but de ce chapitre est de tester des méthodes permettant de combattre les distorsions causées par la transmission à travers des canaux sévères tels que le canal ionosphérique.

Nous nous intéresserons en particulier aux techniques qui permettent d'éliminer les interférences inter-symboles créées par la sélectivité en fréquence du canal. Dans ce chapitre, les techniques classiques, telles que l'égalisation et les transmissions multiporteuses sont présentées.

5.2 Égalisation

La bande de cohérence B_c maximale des modèles de canaux utilisés est celle associée au canal "good", elle est égale à 2kHz. La largeur de bande allouée à un utilisateur

HF, égale à 3kHz, est donc supérieure à la bande de cohérence du canal quel que soit le modèle utilisé : le canal de transmission HF est donc sélectif en fréquence et introduit des retards supérieurs à la durée d'un symbole lorsque l'on utilise une transmission monoporteuse. Pour retrouver les données émises, il est donc nécessaire de concevoir un récepteur qui élimine les interférences entre symboles introduites par le canal. Cette technique est appelée égalisation.

Il existe différents types d'égaliseurs [58], les plus courants sont le MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation), le DFE (Decision Feedback Equalizer) et le LE (Linear Equalizer).

5.2.1 Le MLSE

Le MLSE introduit par Forney [24] est un égaliseur basé sur la détection de séquence suivant le maximum de vraisemblance qui utilise l'algorithme de Viterbi. Il estime la séquence de symboles émis la plus vraisemblable à partir du signal reçu et de la connaissance ou de l'estimation du canal. Le MLSE permet de minimiser la probabilité d'erreur de la séquence émise.

La complexité du calcul pour réaliser une égalisation MLSE augmente exponentiellement avec le temps de dispersion du canal. Pour une constellation de 2^Q symboles transmise à travers un canal qui introduit des interférences sur L symboles, la complexité de l'algorithme de Viterbi est proportionnel à 2^{QL} . L'utilisation d'un tel égaliseur dans la conception de modems HF n'est donc pas possible du fait de son coût en calcul prohibitif. En effet, une communication HF monoporteuse utilise une constellation supérieure à 2^3 symboles (2^6 symboles pour une transmission à 9600Hz) et les interférences peuvent concerner plus de 10 symboles.

Il est aussi possible de minimiser la probabilité d'erreur de chaque symbole de la séquence émise en utilisant l'algorithme MAP (Maximum A Posteriori) [3]. Cependant l'égaliseur MAP est encore plus complexe que le MLSE.

Dans la suite, les différents types d'égalisation présentés sont basés sur des approches sous-optimales pour compenser les interférences entre symboles. Ces égaliseurs utilisent des filtres qui présentent l'avantage d'avoir une complexité réduite comparée à celle du MLSE.

5.2.2 Égalisation LTE

L'égalisation linéaire du canal de transmission s'effectue à l'aide d'un filtre linéaire transversal. L'égaliseur LTE (Linear Transversal Equalizer) est présenté sur la figure 5.1.

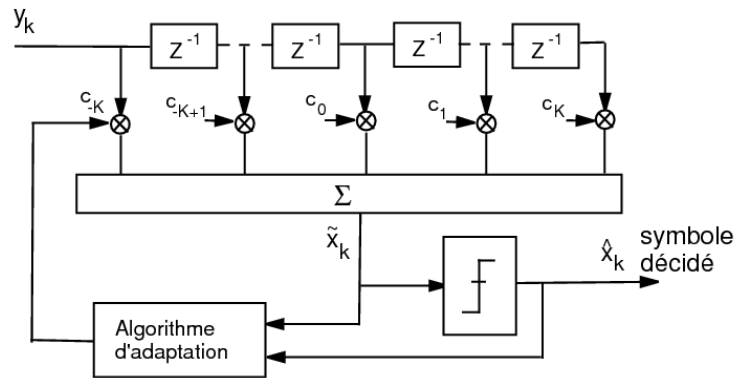


FIG. 5.1: Égaliseur linéaire transversal.

Le signal à la sortie du canal est échantillonné avec un point par symbole. L'entrée de l'égaliseur est un vecteur constitué de $K_{egal}=2K+1$ échantillons reçus $\mathbf{y}_k = [y[k+K], y[k+K-1], \dots, y[k-K]]^T$. La sortie de l'égaliseur $\tilde{x}[k]$ est définie par :

$$\tilde{x}[k] = \sum_{i=-K}^K c[i]y[k-i] \quad (5.1)$$

L'égaliseur est un filtre linéaire RIF défini par ses $2K+1$ coefficients complexes $c_k = [c[-K], c[-K+1], \dots, c[K]]^T$.

La sortie de l'égaliseur $\tilde{x}[k]$ est quantifié pour donner le symbole estimé $\hat{x}[k]$. Si $\hat{x}[k]$ n'est pas égal au symbole émis $x[k]$, le récepteur a commis une erreur de décision.

Les coefficients du filtre sont déterminés grâce à un algorithme d'adaptation qui satisfait un critère d'optimisation de manière à minimiser un certain critère d'erreur. Le critère le plus naturel en communications numériques est celui de la minimisation de la probabilité d'erreurs entre les symboles décidés et les symboles émis, mais il est assez difficile à résoudre.

Deux critères plus simples sont généralement employés pour optimiser les coefficients de l'égaliseur :

- Le premier consiste à minimiser la distorsion maximale (peak distortion criterion) introduite par le canal de transmission. Ce critère est utilisé par les égaliseurs ZFE (Zero-Forcing Equalizer).
- Le deuxième est le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne $E[|\varepsilon_k|^2]$, où $\varepsilon_k = \tilde{x}[k] - x[k]$. C'est celui que nous utiliserons dans la suite de ce chapitre. Les égaliseurs qui utilisent ce critère sont appelés égaliseurs MSE (Mean Square Error).

5.2.3 Égalisation DFE

Le DFE (Decision Feedback Equalizer) présenté par la figure 5.2 est constitué de deux filtres transversaux : un filtre direct et un filtre retour. Le filtre direct reçoit les échantillons $y[k]$ de sortie du canal. Son rôle est de supprimer l'interférence entre symbole due aux symboles postérieurs au symbole considéré. L'entrée du filtre retour est constituée par les décisions $\hat{x}[k]$. Le filtre retour a donc pour but d'éliminer l'interférence entre symbole causée par les symboles antérieurs. Le DFE est un égaliseur non-linéaire car le filtre retour reçoit les décisions $\hat{x}[k]$.

La sortie du DFE est donnée par :

$$\tilde{x}[k] = \sum_{i=0}^{K_1} d[i]y[k-i] + \sum_{i=1}^{K_2} r[i]\hat{x}[k-i] \quad (5.2)$$

Où $\tilde{x}[k]$ est la sortie de l'égaliseur correspondant au k-ième symbole et $\hat{x}[k-1], \dots, \hat{x}[k-K_2]$ sont les symboles estimés précédents. Le filtre direct $D(Z)$ est donc un filtre à K_1+1 coefficients, le filtre de retour a K_2 coefficients. Le nombre total de coefficients est donc $K_{egal} = K_1 + K_2 + 1$.

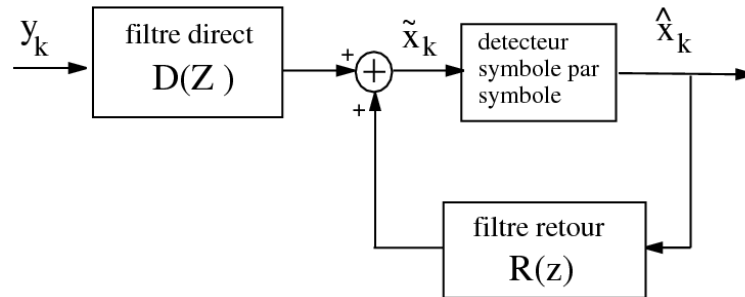


FIG. 5.2: égaliseur DFE.

Les coefficients de l'égaliseur DFE peuvent être obtenus par minimisation de la distorsion maximale ou de l'erreur quadratique moyenne. En pratique, nous avons utilisé ce second critère pour optimiser les coefficients du DFE.

Le DFE introduit moins de bruit dans l'estimation $\tilde{x}[k]$ du k -ième symbole émis que l'égaliseur LTE. En effet, lorsque l'on suppose que les décisions $\hat{x}[k]$ sont correctes, l'élimination des interférences causées par les symboles antérieurs n'introduit pas de bruit car celui-ci est "éliminé" par le détecteur de symboles. Le DFE et le LTE ont des complexité comparables mais le DFE a de meilleures performances [58] [59], en particulier lorsque la réponse fréquentielle du canal contient des évanouissements importants.

L'hypothèse que les décisions sur les symboles passés sont correctes n'est dans certains cas pas vérifiée. Lorsque la décision à la sortie de l'égaliseur fournit des symboles erronés, ces $\hat{x}[k]$ faux sont retournés dans l'égaliseur ce qui augmente la probabilité d'erreur des décisions suivantes. On dit qu'il y a un phénomène de propagation d'erreur.

5.2.4 Égalisation FSE

Lorsque la réponse impulsionnelle du canal n'est pas connue, comme dans le cas d'un canal variant dans le temps, il n'est pas possible de trouver un filtre de réception adapté au canal de transmission. En général, on utilise un filtre de réception adapté au filtre de l'émission. Les égaliseurs décrits précédemment reçoivent une entrée échantillonnée au débit symbole : ce sont des Symbol Rate Equalizers (SRE). Les performances de l'égaliseur dépendent alors fortement du choix de l'instant d'échantillonnage.

De manière à s'affranchir de l'instant d'échantillonnage, la période d'échantillonnage T' à l'entrée de l'égaliseur est inférieure à la période symbole T_s : ce type d'égaliseur est appelé Fractionally Spaced Equalizer (FSE). T' est choisi de manière à satisfaire le théorème d'échantillonnage, c'est à dire que la bande de fréquence occupée par le signal à l'entrée de l'égaliseur est comprise dans l'intervalle $[-\frac{1}{2T'}, \frac{1}{2T'}]$. Pour une transmission numérique, il est pratique de choisir T' comme une fraction de T_s : soit M un entier, $T' = \frac{T_s}{M}$. Le signal reçu est échantillonné à une fréquence $\frac{M}{T_s}$ et filtré par l'égaliseur FSE. La sortie de l'égaliseur fournit un symbole estimé pour M échantillons d'entrée, soit une estimée par période symbole.

$$\tilde{x}[k] = \sum_{i=-K_1}^K c[i]y(kT - i\frac{T}{2}) \quad (5.3)$$

Les coefficients de l'égaliseur FSE sont choisis de manière à minimiser l'erreur quadratique moyenne. Dans la suite nous utiliserons un égaliseur FSE recevant un signal échantillonné à une fréquence $\frac{2}{T}$: l'égaliseur reçoit donc 2 échantillons par symbole pour effectuer l'estimation d'un symbole.

5.2.5 les algorithmes d'adaptation

Du fait de sa variation temporelle, les caractéristiques du canal HF sont inconnues au niveau du récepteur. Il est donc nécessaire d'utiliser un algorithme d'adaptation pour que l'égaliseur puisse évoluer en fonction du canal. Ce type d'égalisation est

appelée égalisation adaptative. Dans ce paragraphe nous allons présenter deux algorithmes qui permettent d'ajuster automatiquement les coefficients de l'égaliseur de manière à s'adapter aux variations temporelles du canal.

Algorithme LMS

L'égaliseur est modélisé par un filtre RIF de K_{egal} coefficients. L'égaliseur est représenté par le vecteur \mathbf{c}_k , son vecteur d'entrée et sa sortie à l'instant k sont le vecteur \mathbf{v}_k et l'échantillon $\tilde{x}[k]$.

L'algorithme Least Mean-Square (LMS) permet d'ajuster de façon récursive les coefficients de l'égaliseur de manière à optimiser le critère MSE. Ce critère propose de minimiser l'erreur quadratique moyenne $J = E[|\varepsilon_k|^2]$ où ε_k est l'erreur commise à la sortie de l'égaliseur.

Le principe est de modifier les coefficients de l'égaliseur à chaque itération de manière à approcher l'égaliseur optimal. Pour cela les coefficients évoluent dans la direction opposée au gradient de plus grande pente $\nabla J = \frac{1}{2} \frac{dJ}{d\mathbf{c}_k}$. L'algorithme LMS estime le gradient en utilisant sa valeur instantanée. Ses étapes sont les suivantes :

- initialiser les coefficients de l'égaliseur \mathbf{c}_0 .
- à l'instant k , le signal de sortie de l'égaliseur $\tilde{x}[k] = \mathbf{v}_k^T \mathbf{c}_k$ est comparé au signal désiré, c'est à dire les symboles émis $x[k]$:

$$\varepsilon_k = \tilde{x}[k] - x[k] = \mathbf{v}_k^T \mathbf{c}_k - x[k] \quad (5.4)$$

- le gradient est estimé en fonction de l'erreur quadratique et du vecteur d'entrée

$$\hat{\nabla} J = \mathbf{v}_k^* \varepsilon_k \quad (5.5)$$

- Les coefficients de l'égaliseur sont ajustés dans le sens inverse du vecteur du gradient :

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k - \mu \hat{\nabla} J \quad (5.6)$$

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k - \mu \mathbf{v}_k^* \varepsilon_k \quad (5.7)$$

Où μ est le pas d'adaptation de l'algorithme.

L'algorithme d'adaptation LMS a l'avantage d'avoir une complexité réduite égale à $2K_{egal}$, c'est à dire linéaire en fonction du nombre de coefficients. Cependant ses performances dépendent du choix du pas d'adaptation μ . La stabilité de l'algorithme LMS est assurée par

$$0 < \mu < \frac{2}{\rho E[\mathbf{v}_k^T \mathbf{v}_k^*]} \quad (5.8)$$

Où ρ est le rapport entre les valeurs propres maximale et minimale de la matrice de covariance de l'entrée \mathbf{v}_k de l'égaliseur : le pas d'adaptation dépend donc des caractéristiques du canal. Le canal étant variable dans le temps, μ est choisi relativement petit pour assurer la convergence de l'égaliseur mais ce choix induit une convergence relativement lente.

Nous avons utilisé l'algorithme LMS normalisé [8] qui propose un pas d'adaptation qui dépend du nombre de coefficients de l'égaliseur. Dans ce cas, la mise à jour des coefficients s'écrit

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k - \frac{\mu_{norm}}{\beta + \mathbf{v}_k^T \mathbf{v}_k^*} \mathbf{v}_k^* \varepsilon_k \quad (5.9)$$

Où μ_{norm} est choisi dans l'intervalle $[0, 2]$ et β est une constante positive.

Algorithme RLS

La vitesse de convergence de l'algorithme LMS peut être lente comparée à la vitesse de variation du canal. Une solution pour augmenter la vitesse de convergence est d'utiliser un algorithme de type Recursive Least-Squares (RLS). Le critère d'optimisation de l'algorithme RLS est la minimisation de la moyenne temporelle $\bar{\varepsilon}_k$ de l'erreur commise :

$$\bar{\varepsilon}_k = \sum_{i=0}^k w^{k-i} |\mathbf{v}_i^T \mathbf{c}_k - x[i]|^2 \quad (5.10)$$

Où w est un paramètre de pondération, $0 < w \leq 1$, qui permet de suivre les variations temporelles du canal.

La solution optimale est obtenue lorsque la dérivée de $\bar{\varepsilon}_k$ par rapport au vecteur coefficient \mathbf{c}_k est nulle ce qui donne :

$$\mathbf{c}_k = \left(\sum_{i=0}^k w^{k-i} \mathbf{v}_i^* \mathbf{v}_i^T \right)^{-1} \left(\sum_{i=0}^k w^{k-i} \mathbf{v}_i^* x[i] \right) \quad (5.11)$$

il est alors possible de montrer [59] que les coefficients de l'égaliseur peuvent être déterminés récursivement :

$$\mathbf{c}_k = \mathbf{c}_{k-1} + \left(\sum_{i=0}^k w^{k-i} \mathbf{v}_i^* \mathbf{v}_i^T \right)^{-1} \mathbf{v}_k^* \varepsilon_k \quad (5.12)$$

soit \mathbf{A}_k la matrice de corrélation du signal d'entrée définie par

$$\mathbf{A}_k = \left(\sum_{i=0}^k w^{k-i} \mathbf{v}_i^* \mathbf{v}_i^T \right) \quad (5.13)$$

L'algorithme de Kalman permet de calculer de manière récursive la matrice de corrélation inverse $\mathbf{P}_k = \mathbf{A}_k^{-1}$ et le vecteur gain de Kalman défini par $\mathbf{k}_k = \mathbf{A}_k^{-1} \mathbf{v}_k^*$:

- le signal de sortie de l'égaliseur est calculé en fonction des coefficients à l'instant k :

$$\tilde{x}[k] = \mathbf{v}_k^T \mathbf{c}_k \quad (5.14)$$

- Cela permet de déterminer l'erreur commise :

$$\varepsilon_k = x[k] - \tilde{x}[k] = x[k] - \mathbf{v}_k^T \mathbf{c}_k \quad (5.15)$$

- le gain de Kalman est calculé

$$\mathbf{k}_k = \frac{\mathbf{P}_{k-1} \mathbf{v}_k^*}{w + \mathbf{v}_k^T \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{v}_k^*} \quad (5.16)$$

- l'inverse de la matrice de corrélation est mis à jour

$$\mathbf{P}_k = \frac{1}{w} [\mathbf{P}_{k-1} - \mathbf{k}_k \mathbf{v}_k^T \mathbf{P}_{k-1}] \quad (5.17)$$

– les coefficients de l'égaliseur sont alors donnés par :

$$\mathbf{c}_k = \mathbf{c}_{k-1} + \mathbf{k}_k \varepsilon_k = \mathbf{c}_{k-1} + \mathbf{P}_k \mathbf{v}_k^* \varepsilon_k \quad (5.18)$$

A cause du calcul récursif de \mathbf{P}_k , la complexité de l'algorithme RLS est $2K_{egal}^2 + 5K_{egal}$. elle est donc très supérieure à celle du LMS. On notera qu'il existe des algorithmes de complexité inférieure [59] :

- Le Fast Kalman Algorithm de complexité $7K_{egal} + 14$
- L'Adaptive Lattice Algorithm de complexité $15K_{egal} - 11$

Comparaison des algorithmes

Les algorithmes décrits ci-dessus ont été implémentés sur les égaliseurs DFE et LTE. Ces égaliseurs ont été testés sur un canal de type "poor" invariant dans le temps, les résultats obtenus pour l'égaliseur DFE sur ce canal sont présentés par la figure 5.3. Le canal de propagation est composé de deux trajets séparés de 2ms et modulés par des gains égaux respectivement à $-2.8186 + j * 1.4142$ et $-0.2485 + j * 0.3676$. Le signal de sortie du canal est égalisé par un égaliseur DFE, composé d'un filtre direct de 16 coefficients et d'un filtre retour de 15 coefficients, tous initialisés à zéro.

La vitesse de convergence de l'algorithme LMS normalisé dépend du pas d'adaptation choisi, les résultats présentés sont obtenus pour un pas $\mu_{norm} = 0.8$.

La vitesse de convergence de l'algorithme RLS est gouvernée par le facteur de pondération w . Lorsque w est proche de 1, les erreurs correspondant à des instants passés sont peu atténuées dans le critère de minimisation et la convergence de l'algorithme est lente. Il est possible d'augmenter la vitesse de convergence en choisissant une valeur de w inférieure. En contre partie, l'erreur quadratique sera un peu plus élevée. Sur la figure 5.3, le paramètre de pondération w de l'algorithme RLS est choisi égal à 0.90.

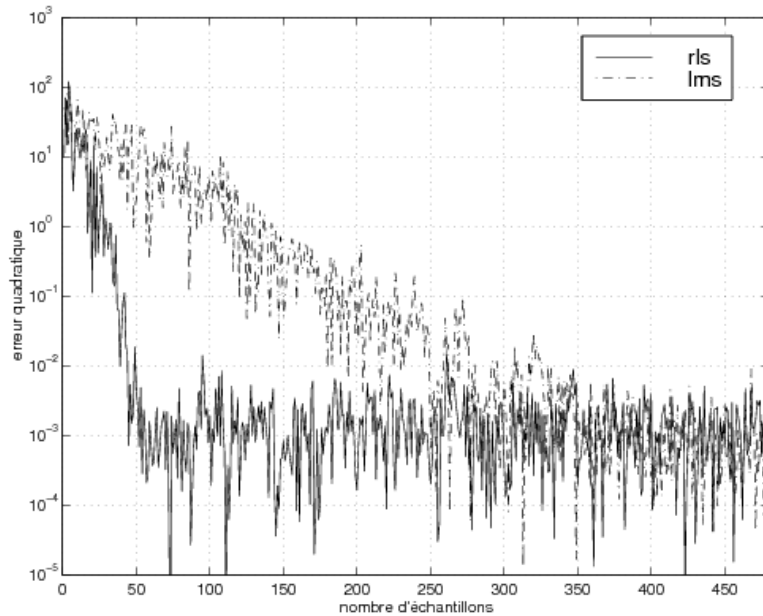


FIG. 5.3: comparaison de la vitesse de convergence des algorithmes RLS et LMS

La vitesse de convergence de l'algorithme RLS est supérieure à celle du LMS normalisé. Le RLS permet de converger vers les coefficients optimaux de l'égaliseur DFE en une centaine d'itérations. En comparaison, le nombre d'itérations nécessaires à la convergence de l'algorithme LMS est de l'ordre de 400. Cette différence de vitesse de convergence s'explique par le fait que l'algorithme RLS adapte chaque coefficient de l'égaliseur de façon indépendante alors que dans le cas du LMS, les coefficients sont adaptés en utilisant le même pas d'adaptation μ_{norm} .

Malgré sa complexité, l'algorithme RLS est l'algorithme le mieux adapté aux communications HF. En effet, la faible vitesse de convergence du LMS ne permet pas de suivre correctement les variations temporelles du canal de propagation ionosphérique [35].

5.3 Modulations multiporteuses

Les techniques multiporteuses connaissent actuellement un regain d'intérêt du fait de l'augmentation de l'efficacité spectrale apportée par l'orthogonalisation des sous-porteuses et de l'implémentation de la modulation et de la démodulation à l'aide de l'algorithme de transformée de Fourier rapide sur des processeurs de signaux rapides.

Les modulations multiporteuses sont actuellement utilisées dans les normes de diffusion du son numérique (DAB Digital Audio Broadcasting), de télévision numérique terrestre (DVB-T Digital Video Broadcasting Terrestrial), de communications numériques hauts débits (ADSL Asynchronous Digital Subscriber Line) sur la boucle locale téléphonique et de réseaux locaux sans fil "hauts débits" (IEEE 802.11 a et g).

L'intérêt de ces techniques de modulation est de simplifier le récepteur car il n'est pas nécessaire d'utiliser un égaliseur pour retrouver les symboles émis. Ce sont donc des techniques adaptées pour les transmissions dans les canaux sélectifs en fréquence.

5.3.1 Principe des transmissions multiporteuses

Les multitrajets introduits par le canal ionosphérique causent des interférences entre symboles lorsque l'on utilise une transmission de type série. En effet, la dispersion temporelle des retards est grande comparée à la durée d'un symbole transmis. Nous avons vu, dans les paragraphes précédents, qu'il est nécessaire d'utiliser un système de réception adapté, appelé égalisation, pour compenser les distorsions introduites par le canal. Les égaliseurs adaptatifs demandent une puissance de calcul importante pour pouvoir suivre les variations du canal de propagation et leur complexité augmente avec l'étalement des IES. De plus, il est nécessaire d'insérer périodiquement une séquence d'apprentissage entre les données utiles de manière à identifier le canal et aider à la convergence de l'égaliseur, ce qui a pour conséquence de réduire le débit utile transmis.

Une solution alternative à l'égalisation est d'utiliser une transmission multiporteuses ou parallèle. Ce système de transmission (figure 5.4) utilise la technique de

multiplexage par répartition en fréquence, dont le principe fondamental consiste à fractionner l'information à transmettre sur un grand nombre de sous-porteuses modulées à bas-débits. Ceci est équivalent à diviser la bande du canal de propagation en sous-bandes, de manière à ce que chaque sous-canal puisse être considéré comme un canal idéal (non sélectif en fréquence).

Le débit numérique de l'information transmise sur chaque sous-canal élémentaire correspond alors au débit initial divisé par le nombre N_{sp} de sous-porteuses. Cette technique permet d'augmenter la durée des symboles transmis sur les sous-canaux de manière à ce que l'étalement des retards soit faible devant la durée d'un symbole. L'influence de l'étalement des temps de propagation du canal multi-trajets est donc réduite.

Le principe de la modulation multiporteuse est présenté sur la figure 5.4. Soit une source numérique qui émet des symboles à un débit $D_s = \frac{1}{T_s}$ symboles par seconde, où T_s est la durée d'un symbole. Un buffer de conversion série/parallèle segmente l'information en trame de N_{sp} symboles qui vont chacun moduler une sous-porteuse simultanément. La trame de N_{sp} symboles forme ce que l'on appellera un symbole multiporteuse. La durée T_s^m des symboles multiporteuses émis augmente en fonction du nombre de sous-porteuse utilisées : elle est égale à la durée des symboles transmis sur chaque sous-porteuse $T_s^m = N_{sp}T_s$.

Du point de vue fréquentiel, la bande passante totale du canal est divisée en un ensemble de N_{sp} sous-canaux de même bande passante. Ces sous-canaux sont régulièrement distribués dans la bande passante totale et sont associés aux fréquences porteuses f_k ($k=0, \dots, N_{sp}-1$). La modulation multiporteuse peut être envisagée comme la somme de N_{sp} modulations QAM indépendantes et de même débit sur un ensemble de canaux parallèles. L'objectif est d'utiliser un nombre de sous-porteuses élevé pour que la durée du symbole multiporteuse devienne supérieure à l'étalement des retards T^m : dans ce cas, les sous-canaux ne sont pas sélectifs en fréquence.

La figure 5.5 présente le principe du système de réception multiporteuse. Il permet

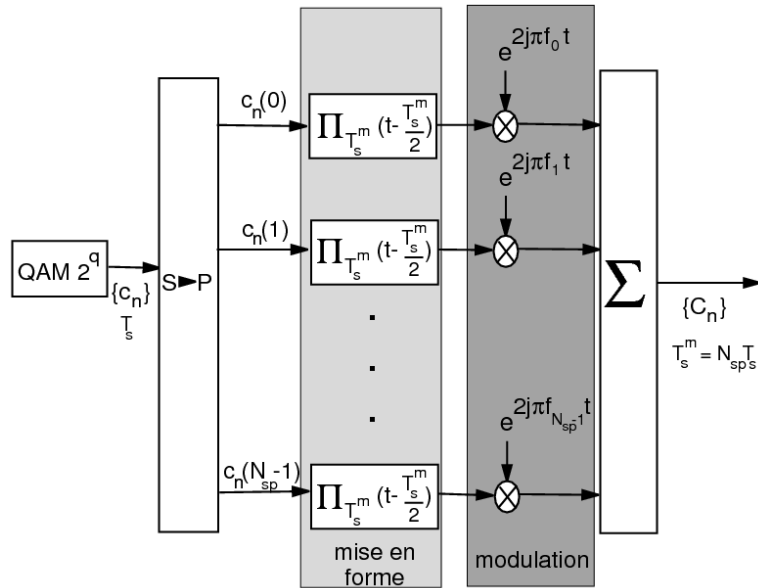


FIG. 5.4: Principe de la modulation multiporteuses

de retrouver le signal transmis sur chaque sous-canal en démodulant le symbole multiporteuse suivant les N_{sp} sous-porteuses puis en effectuant le filtrage adapté. La sortie du démodulateur correspond aux symboles émis affectés des gains associés à chaque sous-canal. Une estimation des gains des sous-canaux permet alors de retrouver les symboles émis.

Le taux d'erreur binaire global peut être minimisé en optimisant le débit binaire transmis sur chaque sous-canal. En effet, le canal étant sélectif en fréquence, le SNR associé à chaque sous-canal, n'est pas identique pour l'ensemble des sous-canaux. Il est possible d'utiliser une modulation QAM adaptée au sous-canal considéré de manière à optimiser le débit binaire transmis sur ce sous canal en fonction du SNR associé. Cependant, dans le cas d'une communication HF, la liaison récepteur-émetteur nécessaire à l'allocation optimale du nombre de bits émis sur chaque sous-canal n'est pas disponible. La modulation QAM utilisée sera donc identique pour tous les sous-canaux : le débit binaire sera identique sur chaque sous-canal en transmission HF.

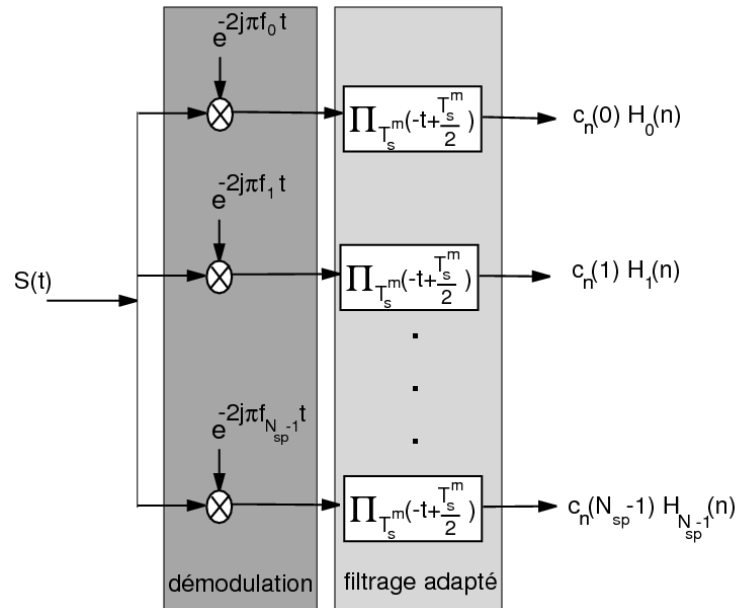


FIG. 5.5: Principe de la démodulation multiporteuses

5.3.2 Orthogonal Frequency-Division Multiplex

Ce paragraphe est dédié à la description d'un système de communication multi-porteuses de type Orthogonal Frequency-Division Multiplex (OFDM). L'OFDM est une modulation multiporteuse particulière qui permet de transporter les symboles émis sur des sous-porteuses orthogonales et d'optimiser ainsi la bande allouée.

La modulation sur les sous-porteuses est réalisée grâce aux techniques de Transformée de Fourier rapide (FFT) qui permet une grande simplicité d'utilisation. En effet, dans le cas de canaux très sélectifs en fréquence, autant il est envisageable de calculer une FFT sur un grand nombre de points, autant il serait beaucoup trop complexe de réaliser un banc de modulateurs avec un grand nombre de branches. C'est la cas, par exemple, du DVB-T qui nécessite l'utilisation d'un nombre de sous-porteuses pouvant atteindre 6048. Le schéma de principe de la modulation OFDM est présenté

par la figure 5.6.

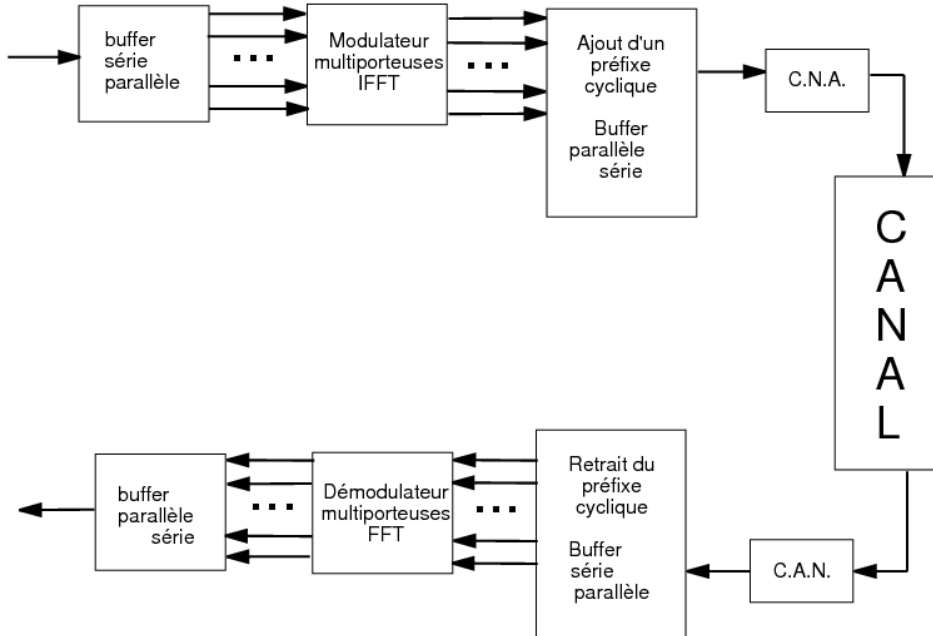


FIG. 5.6: système de transmission multiporteuses

Modulation OFDM

Le message émis est constitué par la suite de symboles $\{c(l)\}$. Cette suite est segmentée en trame de N_{sp} symboles qui vont former les symboles multiporteuses, que l'on nommera à présent symboles OFDM.

Considérons la trame $c(nN_{sp}), c(nN_{sp} + 1), \dots, c(nN_{sp} + N_{sp} - 1)$ qui constitue le $n^{ième}$ symbole multiporteuse, c'est à dire le symbole OFDM transmis à l'instant $t \in [nT_s^m, (n+1)T_s^m]$. Pour faciliter les notations, les symboles de la $n^{ième}$ trame seront notés $c_n(k)$, $k=0, \dots, N_{sp}-1$.

La modulation des sous-porteuses $\{f_k\}$ par les symboles $c_n(k)$ est réalisée simultanément. Le signal transmis sur le sous-canal associé à la fréquence f_k s'écrit $C_{n,k}(t) = c_n(k)\Pi_{T_s^m}(t - \frac{T_s^m}{2} - nT_s^m)e^{2j\pi f_k t}$, où $\Pi_{T_s^m}$ représente le filtre rectangulaire de

durée T_s^m . Le symbole OFDM émis $C_n(t)$ est la somme des signaux transmis sur les sous-canaux :

$$C_n(t) = \sum_{k=0}^{N_{sp}} \left\{ c_n(k) \Pi_{T_s^m} \left(t - \frac{T_s^m}{2} - nT_s^m \right) \right\} e^{2j\pi f_k t} \quad (5.19)$$

Les fréquences porteuses $\{f_k\}$ sont choisies de manière à ce que les informations transmises simultanément sur les sous-porteuses n'interfèrent pas. Pour cela, on montre que l'espacement entre les fréquences porteuses doit être un multiple de $\frac{1}{T_s^m}$: c'est la condition d'orthogonalité entre les sous-porteuses.

Pour optimiser la bande de fréquence utilisée, on choisit cet espacement égal à $\frac{1}{T_s^m}$:

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s^m} \quad k = 0, \dots, T_s^m - 1 \quad (5.20)$$

Où f_0 est la fréquence porteuse du premier sous-canal.

Chaque porteuse est modulée par un symbole $c_n(k)$ et mis en forme par un filtre rectangulaire de durée T_s^m (équation 5.19), le spectre du signal émis sur la sous-porteuse f_k est donc un sinus cardinal qui s'annule tous les $f_k + \frac{i}{T_s^m}$, $|i| \geq 1$. Si les sous-porteuses sont espacées de $\frac{1}{T_s^m}$, le spectre associé à la sous-porteuse f_k est maximal lorsque le spectre des autres sous-porteuses est nul. Cette condition d'orthogonalité autorise un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses bien qu'ils ne soient pas à bande limitée. Lorsque l'échantillonnage à $\frac{T_s^m}{N_{sp}}$ du signal reçu est réalisé précisément à la fréquence d'une sous-porteuse, la séparation des signaux en réception sans interférences entre les sous-porteuses est possible.

Si l'on échantillonne le symbole OFDM $C_n(t)$ à la fréquence $\frac{T_s^m}{N_{sp}}$, c'est à dire au débit des symboles QAM transmis, l'expression 5.19 peut être interprétée comme une Transformée de Fourier inverse des symboles $c_n(k)$. Soient $C_n(i)$, $i=0, \dots, N_{sp}-1$ les échantillons de $C_n(t)$ pour $t = nT_s^m + i \frac{T_s^m}{N_{sp}}$:

$$C_n(i) = e^{2j\pi f_0 i \frac{T_s^m}{N_{sp}}} \sum_{k=0}^{N_{sp}} c_n(k) e^{2j\pi \frac{ik}{N_{sp}}} = e^{2j\pi f_0 i \frac{T_s^m}{N_{sp}}} IFFT [c_n(k)] \quad (5.21)$$

En général le signal est construit en bande de base, f_0 est donc égal à 0. L'utilisation d'un système complexe de N_{sp} modulateurs n'est donc pas nécessaire.

Démodulation OFDM

La durée du symbole OFDM est choisie de manière à ce que l'on puisse considérer que les sous-canaux sont idéaux. Ainsi, pour un canal de propagation multitrajet, le sous-canal associé à chaque sous-porteuse est un canal AWGN dont le gain dépend des conditions de propagation. On appelle $H_k(t)$ le gain associé à la sous-porteuse f_k . Bien que ces gains soient variants dans le temps, ils sont considérés constants pendant la durée d'un symbole OFDM : $H_k(t) = H_k(n)$ pour $t \in [nT_s^m, (n+1)T_s^m]$.

Le signal $y(t)$ reçu à la sortie du canal s'écrit :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N_{sp}} c_n(k) H_k(n) e^{-2j\pi f_k t} + n(t) \quad \text{pour } t \in [nT_s^m, (n+1)T_s^m] \quad (5.22)$$

Pour retrouver les signaux émis il suffit de réaliser la démodulation et le filtrage adapté du signal suivant les N_{sp} sous-porteuses. La solution classique, présentée par la figure 5.5, consiste à utiliser un banc de filtres adaptés, c'est à dire des intégrateurs sur T_s^m . La démodulation du signal sur la $k^{ième}$ sous-porteuse s'écrit :

$$\hat{c}_n(k) = \frac{1}{T_s^m} \int_{nT_s^m}^{(n+1)T_s^m} y(t) e^{-2j\pi f_k t} dt \quad (5.23)$$

Où la multiplication par $e^{-2j\pi f_k t}$ et l'intégration entre nT_s^m et $(n+1)T_s^m$ représentent respectivement la démodulation et le filtrage adapté. En remplaçant $y(t)$ par son expression 5.22 dans l'équation précédente on obtient :

$$\hat{c}_n(k) = H_k(n) c_n(k) + \sum_{i=0, i \neq k}^{N_{sp}} c_n(i) H_i(n) \frac{1}{T_s^m} \int_{nT_s^m}^{(n+1)T_s^m} e^{2j\pi f_i t} e^{-2j\pi f_k t} dt + n_k \quad (5.24)$$

Où $n_k = \frac{1}{T_s^m} \int_{nT_s^m}^{(n+1)T_s^m} n(t) e^{-2j\pi f_k t} dt$ est la contribution du bruit.

La condition d'orthogonalité entre les sous-porteuses permet d'éliminer le deuxième terme de l'équation 5.24 qui représente les interférences entre sous-porteuses. Le signal démodulé sur $k^{ième}$ sous-porteuse est donc :

$$\hat{c}_n(k) = H_k(n)c_n(k) + n_k \quad (5.25)$$

La démodulation OFDM peut être réalisée très simplement en utilisant une Transformée de Fourier sur le signal reçu $y(t)$ ramené en bande de base et échantillonné à la fréquence $\frac{T_s^m}{N_{sp}}$.

On remarque qu'il faut éviter toute interférence entre symboles pour démoduler correctement le signal : si les derniers échantillons du $n^{ième}$ symbole OFDM interfèrent avec les premiers échantillons du $n+1^{ième}$ symbole OFDM, la démodulation par FFT correspondant à ces échantillons sera erronée.

La solution consiste à insérer un temps de garde T_g entre chaque symbole multiporteuse pour éliminer l'influence des multitrajets : si le temps de garde est choisi tel que $T_g > T_m$, il n'y aura pas d'interférences entre deux symboles multiporteuse consécutifs. Dans la pratique, le nombre de porteuses est calculé de façon à ce que la durée de l'intervalle de garde n'excède pas 20% de la durée totale du symbole OFDM ($T_s^m + T_g$).

L'intervalle de garde est inséré avant le symbole multiporteuse, il peut être composé d'une trame apprentissage ou d'un préfixe cyclique dont le principe consiste à recopier la fin du symbole multiporteuse dans l'intervalle de garde à des fins d'aide à la synchronisation. Lors de la démodulation, le préfixe cyclique est éliminé et les IES sont ainsi absorbées.

5.3.3 Choix des paramètres de l'OFDM

Cette partie est dédiée au choix des paramètres de l'OFDM en fonction des caractéristiques du canal de propagation. La modulation multiporteuse peut être caractérisée par la durée du temps de garde T_g , la durée du symbole OFDM T_s^m et le nombre de sous-porteuses utilisées N_{sp} . Ces paramètres doivent être fixés de manière à prendre

en compte l'étalement des retards et la variation temporelle du canal de transmission.

Choix du temps de garde

En présence d'interférence entre symboles, il est nécessaire d'insérer, entre chaque symbole OFDM, un intervalle de garde T_g pendant lequel aucune information utile n'est transmise. L'intervalle doit être supérieur à l'étalement temporel T_m du canal. Cet intervalle de garde permet de garantir une interférence entre symboles nulle (figure 5.7).

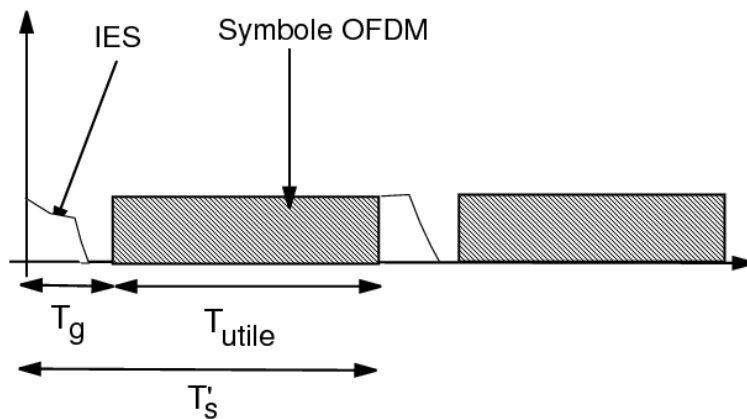


FIG. 5.7: insertion d'un intervalle de garde

L'étalement temporel maximal des retards introduit par les canaux HF utilisés pour les simulations réalisées correspond au canal "bad". Le temps de garde est donc choisi tel que $T_g > 4ms$.

Cependant, dans la recommandation ITU-R F.1487 [33] les canaux HF peuvent introduire des retards de 7ms, il faudra alors choisir un temps de garde adapté à de tels canaux.

La durée totale du symbole transmis est alors $T'_s = T_s^m + T_g$. Le débit symbole global égal à $\frac{N_{sp}}{T_s^m}$ sans insertion de temps de garde est réduit à $\frac{N_{sp}}{T'_s}$ dans le système final. Il est donc intéressant pour l'utilisateur de choisir la durée du symbole OFDM

grande comparée au temps de garde de manière à limiter la diminution du débit. En pratique, le temps de garde est choisi au maximum à 20% de la durée T'_s du symbole OFDM.

Choix de la durée du symbole

Nous avons vu que la sélectivité fréquentielle et la stationnarité temporelle du canal peuvent être définies par les notions de temps et de bande de cohérence du canal (chapitre I, 1.6.2).

L'utilisation des modulations multiporteuses permet de transmettre le signal sur des sous-canaux considérés comme non-sélectifs en fréquence. La bande de fréquence sur laquelle le canal est considéré non sélectif en fréquence est appelée bande de cohérence B_c et est définie par :

$$B_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (5.26)$$

Cette condition est réalisée lorsque que la durée du symbole OFDM T_s^m est supérieure à l'étalement des retards T_m

$$T_m \ll T_s^m \quad (5.27)$$

On remarque que le choix du temps de garde, qui doit être supérieur à l'étalement des retards T_m et inférieur à 20% de la durée T_s^m du symbole OFDM, permet de vérifier cette condition.

D'autre part, le choix de la durée du symbole OFDM doit tenir compte de la variation temporelle du canal. En effet, si le canal varie pendant la durée d'un symbole OFDM, il sera impossible de retrouver le symbole émis. La durée du symbole OFDM est donc choisie de manière à ce que le canal puisse être considéré comme constant sur cette durée. Cette condition est réalisée lorsque la durée du symbole est faible comparée au temps de cohérence :

$$T_s^m \ll T_c \quad (5.28)$$

Où le temps de cohérence est défini par :

$$T_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (5.29)$$

Les techniques développées dans ce chapitre ont été intégrées dans le simulateur de la chaîne de transmission HF développé. Les résultats des simulations sont présentés dans le chapitre suivant.

Chapitre 6

Comparaison des performances OFDM-égalisation

6.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter les résultats obtenus par simulations de la chaîne de transmission HF. En particulier, nous comparerons les performances des transmissions monoporteuse et multiporteuse. L'objectif est de mettre en lumière les avantages et les inconvénients associés aux techniques d'égalisation et d'OFDM.

Dans un premier temps, le canal de transmission est supposé invariant dans le temps. Nous étudierons les performances des différents types d'égaliseurs présentés dans la partie 5.2, ainsi nous proposerons l'égaliseur qui semble le mieux adapté au canal ionosphérique. L'égaliseur choisi est ensuite testé sur différents types de canaux et avec des constellations de tailles différentes de manière à être comparé avec la solution OFDM.

Nous nous intéresserons ensuite à la variation temporelle du canal ionosphérique et à son influence sur les performances obtenues par égalisation et modulation OFDM.

6.2 Canal invariant dans le temps

La simulation de transmissions HF sur un canal fixe permet de simplifier la comparaison des performances des systèmes de transmission testés :

- Le canal ne varie pas au cours du temps, ce qui permet de comparer les différentes techniques pour un SNR donné.
- Les algorithmes d'adaptation convergent vers une solution optimale fixe.

Les simulations ont été réalisées sur des canaux multitrajets invariants dans le temps. Ces canaux sont composés de deux trajets retardés de l'étalement temporel correspondant aux canaux de type "good", "moderate", "poor" et "bad". Pour chaque type de canal, nous avons simulé 100 réalisations de manière à prendre en compte le caractère aléatoire des gains complexes associés aux trajets.

La puissance du bruit additif à la sortie du canal est indépendante des gains complexes du canal, le rapport signal à bruit n'est donc pas identique pour les 100 réalisations. Nous avons choisi d'utiliser le SNR moyen de ces réalisations comme référence pour le tracé des résultats.

6.2.1 Comparaison des égaliseurs

Avant de comparer les systèmes monoporteuse et multiporteuse, nous nous intéressons aux performances des différents égaliseurs présentés dans la partie 5.2 : 8 égaliseurs ont ainsi pu être testés dans le but de proposer le type d'égaliseur le mieux adapté aux communications HF, en fonction de ses performances et de sa complexité. Ces égaliseurs peuvent avoir une structure de type DFE ou LTE et utilisent l'un des algorithmes LMS ou RLS. Un égaliseur DFE utilisant l'algorithme RLS sera appelé DFE-RLS dans la suite de ce chapitre. Ces égaliseurs utilisent un seul échantillon par symbole, ce sont des égaliseurs de type SRE. De plus, nous avons étudié le gain que pouvait apporter l'utilisation de plusieurs échantillons par symbole dans l'égaliseur, les quatre types d'égaliseurs ci-dessus peuvent donc être utilisés sous forme d'égaliseurs FSE et on ajoute FSE devant la notation de l'égaliseur (par exemple DFE-FSE-RLS).

La figure 6.1 présente l'évolution de la moyenne du taux d'erreur symbole sur les 100 réalisations en fonction du SNR moyen pour les différents types d'égaliseurs testés. Les résultats présentés correspondent à une transmission à travers un canal de type "poor", c'est à dire un canal composé de deux trajets retardés de 2ms.

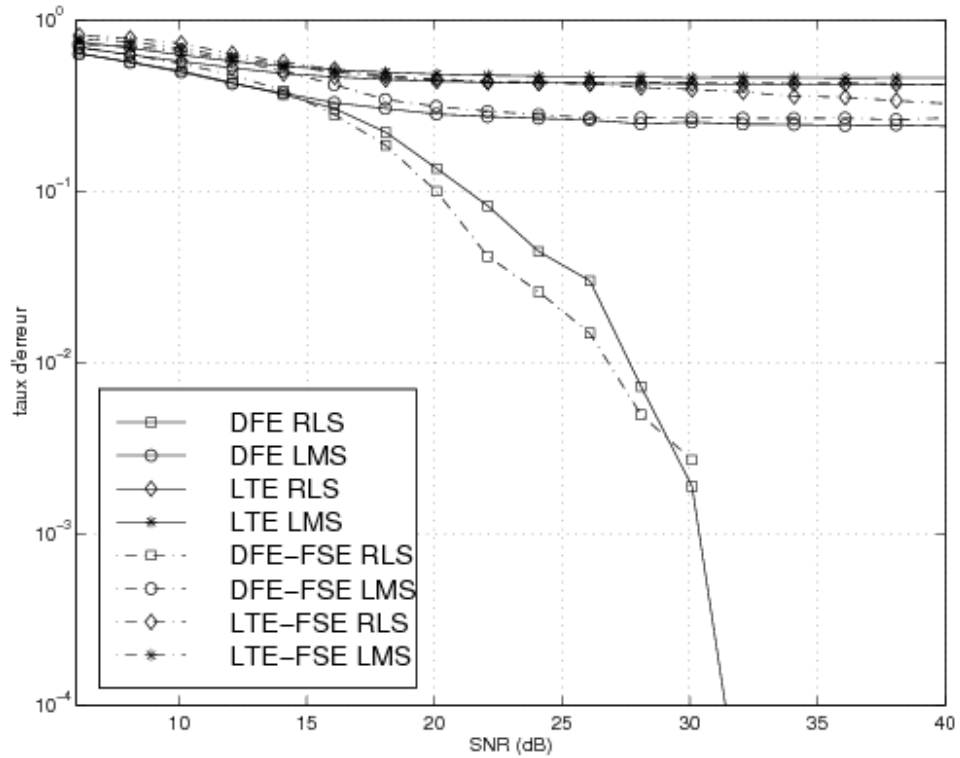


FIG. 6.1: Comparaison des performances des égaliseurs

Les symboles 64-QAM sont émis à un débit de 2400symb/s, ce qui correspond à un débit binaire brut utilisateur de 14400bits/s si la trame d'initialisation est négligée. Les canaux étant invariant dans le temps, le système n'utilise pas de séquences d'apprentissage périodiques et les algorithmes d'adaptation convergent grâce à la séquence d'apprentissage initiale.

Les résultats présentés sur la figure 6.1 montrent que l'utilisation d'un égaliseur DFE associé à l'algorithme RLS permet d'obtenir les meilleures performances. Le taux d'erreur symbole obtenu avec ce type d'égaliseur est inférieur à 10^{-3} lorsque le SNR est supérieur à 31dB.

Lorsque que l'on utilise un égaliseur LTE ou un algorithme LMS, le taux d'erreur symbole reste supérieur à 10^{-1} quel que soit le SNR. Ceci s'explique par la non

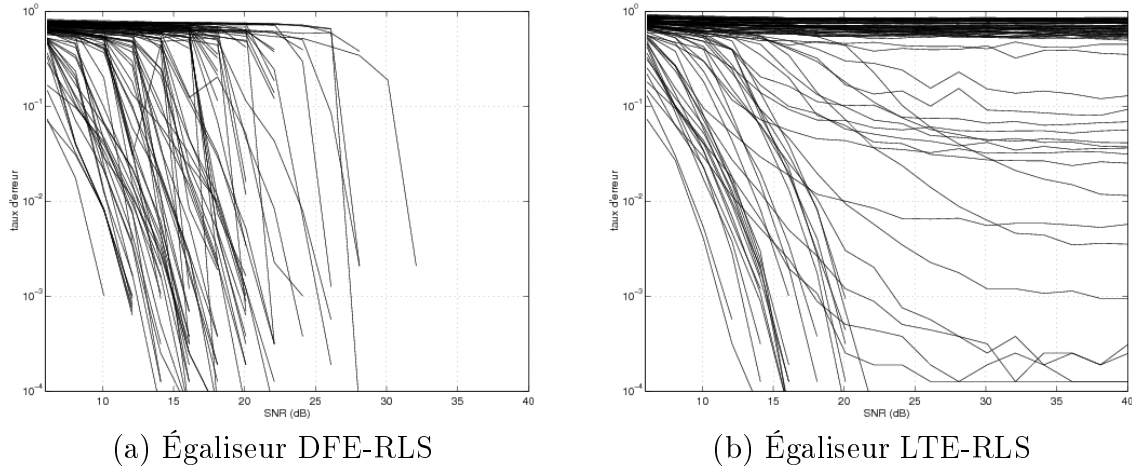


FIG. 6.2: Comparaison des égaliseurs DFE-RLS et LTE-RLS

convergence des égaliseurs DFE-LMS, LTE-RLS et LTE-LMS (et FSE associés) pour un certain nombre de réalisations de canaux. La figure 6.2 présente les résultats obtenus sur les 100 canaux considérés pour les égaliseurs DFE-RLS et LTE-RLS. On remarque que l'égaliseur DFE-RLS converge pour tous les canaux considérés ce qui permet d'obtenir des taux d'erreurs faibles lorsque le SNR augmente. Au contraire, l'égaliseurs LTE-RLS ne converge que pour un nombre limité de canaux, ses performances moyennes sont ainsi fortement dégradées.

Pour un grand nombre de simulations, l'égaliseur DFE-RLS permet d'atteindre un TES égal à 10^{-3} pour des SNR inférieurs à 20dB. Les performances du DFE-RLS sont donc, dans un grand nombre de cas, très supérieures aux performances moyennes obtenues.

Le nombre de canaux égalisés de façon correcte, c'est à dire lorsque l'égaliseur converge, est donné dans le tableau 6.1 pour chaque type d'égaliseur dans le cas d'une transmission sur un canal "good" et "poor". Ce tableau met en évidence l'intérêt d'utiliser un égaliseur de type DFE-RLS ou FSE-DFE-RLS qui permet de converger dans 100% des cas testés. La non-convergence des égaliseurs est en réalité une convergence des coefficients vers une solution sous-optimale : l'algorithme converge vers un minimum local du critère de minimisation. Lorsque les conditions initiales de l'égaliseur

sont modifiées de manière à être relativement proches des coefficients recherchés, les égaliseurs LTE et LMS convergent. Ils est donc possible d'améliorer les performances de ces égaliseurs en choisissant des conditions initiales proches du minimum global du critère de minimisation. Ces conditions initiales peuvent être déterminées par une estimation du canal de transmission lors de la trame d'initialisation.

type d'égaliseur	algorithme d'adaptation	canal 'good'	canal 'poor'
DFE	RLS	100	100
DFE	LMS	67	53
LTE	RLS	83	23
LTE	LMS	58	23
FSE DFE	RLS	100	100
FSE DFE	LMS	78	62
FSE LTE	RLS	90	61
FSE LTE	LMS	62	37

TAB. 6.1: Nombre de canaux ayant convergé

D'autre part, on remarque que l'utilisation d'un égaliseur FSE permet d'augmenter le nombre de cas où la convergence est réalisée. Le gain apporté par l'utilisation de 2 échantillons par symbole pour effectuer l'égalisation reste particulièrement important lorsque l'on utilise un égaliseur de type LTE sur le canal "poor" : le nombre de canaux sur lesquels l'égaliseur LTE-RLS a convergé passe de 23 à 61 lorsque l'on utilise un FSE.

Sur la figure 6.3 (a), seuls les canaux permettant la convergence de l'égaliseur LTE-FSE-LMS sont considérés. L'utilisation d'un égaliseur FSE permet un gain par rapport à l'égaliseur DFE-RLS. En particulier le DFE-FSE-RLS améliore les performances de 4dB pour des taux d'erreur symbole inférieur à 10^{-2} . Le FSE est donc adapté à certains canaux, cependant il nécessite des filtres contenant deux fois plus de coefficients que les égaliseurs SRE. La complexité d'un égaliseur est donc doublée lorsque l'on utilise l'égaliseur FSE associé.

Si l'on considère seulement les canaux qui convergent avec l'égaliseur LTE-LMS, tous les autres types d'égaliseurs convergent également (figure 6.3 (b)). Les égaliseurs SRE ont alors des performances comparables et convergent plus rapidement que les

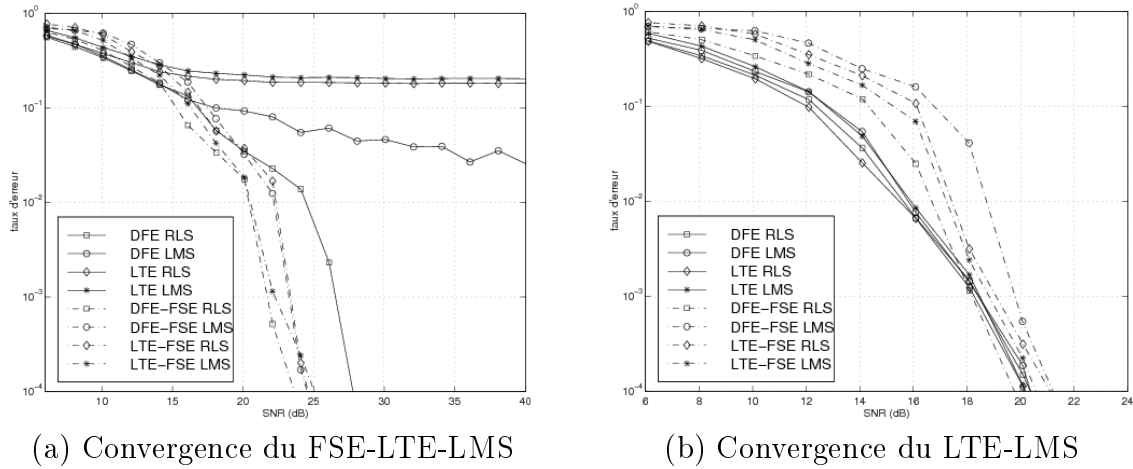


FIG. 6.3: Taux d'erreurs symbole en considérant un nombre limité de canaux

égaliseurs FSE. Les égaliseurs FSE apportent donc un gain pour certains types de canaux mais ce gain n'est pas assez important en moyenne, comparé à l'augmentation de la complexité qu'implique l'utilisation de deux échantillons par symbole.

Dans la suite du chapitre nous avons choisi d'effectuer la comparaison des performances entre les égaliseurs et l'OFDM en utilisant un égaliseur DFE-RLS. Cet égaliseur présente des performances moyennes équivalentes à l'égaliseur FSE associé pour une complexité réduite. Le DFE-RLS a, de plus, l'avantage d'utiliser l'algorithme d'adaptation RLS qui permet une convergence rapide des coefficients de l'égaliseur.

6.2.2 Performances de l'OFDM

Les simulations de la chaîne de transmission OFDM sur les canaux HF fixes ont été réalisées en utilisant les 100 canaux de chaque modèle HF simulé. L'inversion du canal pour l'estimation des symboles émis sur chaque sous-canal est réalisée grâce à une estimation du canal de propagation. Dans les simulations, cette estimation du canal est parfaite. La modulation OFDM est réalisée sur 64 sous-porteuses et avec un temps de garde correspondant à 20% de la durée totale du symbole OFDM.

Les performances de l'OFDM sur les canaux fixes de type "poor" sont présentées

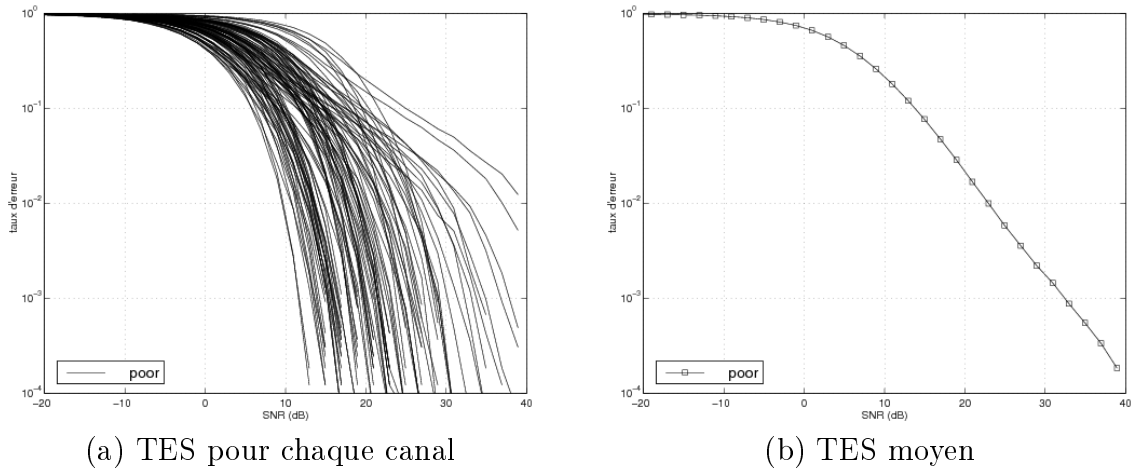


FIG. 6.4: TES obtenu avec l'OFDM.

par la figure 6.4.

La figure (a) présente les TES obtenus pour les 100 canaux simulés, ils varient fortement en fonction de la réalisation du canal pour les deux raisons suivantes :

- Le gain moyen du canal de propagation est différent pour ces 100 canaux, les performances obtenues avec la modulation OFDM sont présentées en fonction du SNR moyen : il est donc possible que pour un canal dont le gain est faible par rapport au gain moyen, le SNR en réception de ce canal soit inférieur au SNR moyen.
- La sélectivité du canal dépend de la valeur des gains complexes des trajets. Les performances de l'OFDM sont meilleures lorsque les évanouissements fréquentiels sont peu profonds.

Le TES moyen est présenté par la figure (b), ce résultat est intéressant car il permet d'estimer le SNR nécessaire pour établir une transmission HF avec un TES donné. Ceci est vrai en particulier pour les canaux de type "poor" et "bad" dont les caractéristiques varient trop vite pour que l'on puisse adapter le débit aux conditions de propagations. Dans le cas du canal "good", il est possible d'utiliser un débit adapté aux conditions : lorsque le SNR en réception est assez grand, l'utilisation d'un débit élevé est envisageable. Lorsque le SNR en réception est faible, le débit peut être réduit

en utilisant pas exemple une constellation QAM de taille inférieure.

6.2.3 Comparaison des modèles de canaux

Dans cette partie, nous comparons le taux d'erreurs symboles obtenus avec l'égalisation et avec l'OFDM. Nous nous intéresserons en particulier à l'influence du type de canal de transmission. Les simulations sont réalisées sur les 100 canaux stationnaires enregistrés.

Les performances de l'égaliseurs DFE-RLS et de l'OFDM sur les canaux de type "good", "moderate", "poor" et "bad" sont présentées respectivement par les figures 6.5 (a) et 6.5 (b).

L'OFDM transmet les informations sur un grand nombre de sous-canaux AWGN parallèles. Le TES obtenu sur un sous-canal particulier dépend de son SNR et donc du gain du sous-canal. Bien que le modèle de canal "bad" comporte un plus grand nombre d'évanouissements fréquentiels que le modèle "good", le nombre de canaux affectés d'un gain considéré est identique, en moyenne, pour tous les modèles de canaux. Il en résulte que les performances de l'OFDM sont identiques quel que soit l'étalement des retards du canal lorsque le temps de garde est adapté.

On notera que ce résultat est en accord avec la capacité CSI ou sans CSI moyenne présenté par la figure 4.2. En effet, la capacité peut être, elle aussi, déterminée en considérant la somme des capacités des sous-canaux AWGN parallèles.

Au contraire, les performances obtenues avec l'égalisation dépendent du type de canal utilisé : le TES se dégrade lorsque l'étalement des retards augmente. L'égalisation du canal "good" pour obtenir un TES égal à 10^{-2} nécessite un SNR de 23dB, soit 11dB de moins que pour le canal "bad". La différence des performances obtenues est due au choix du nombre de coefficients de l'égaliseur. En effet, nous avons utilisé un égaliseur DFE-RLS avec 16 coefficients pour le filtre direct et 15 coefficients pour le filtre retour. Le nombre de coefficients du filtre retour a été choisi de manière à être supérieur à l'étalement des retards maximum correspondant au canal "bad" qui crée une interférence entre 10 symboles.

La longueur de l'égaliseur comparée à l'étalement de l'IES est donc relativement

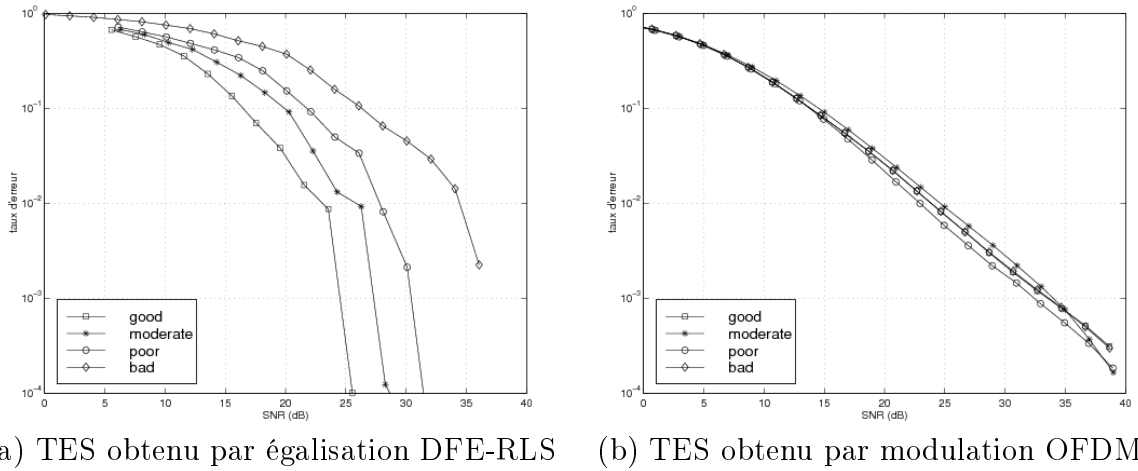


FIG. 6.5: Evolution du TES en fonction du type de canal.

plus faible pour le canal "bad" que pour le canal "good". Un plus grand nombre de coefficients peuvent donc être utilisés pour corriger l'IES dans le cas "good" et le TES atteint est meilleur. La solution pour améliorer le TES pour le canal bad est donc d'augmenter la longueur du filtre retour du DFE, cependant la complexité du système se trouverait ainsi augmentée.

La figure 6.6 permet de comparer les TES obtenus en utilisant l'OFDM et l'égalisation. Le principal avantage de l'OFDM est son indépendance par rapport à l'étalement temporel des retards. Les performances de l'OFDM sont meilleures que celles de l'égalisation lorsque le SNR est inférieur à 20dB pour le canal "good" et jusqu'à un SNR égal à 37dB pour le canal "bad".

Cependant, lorsque le SNR augmente, l'égalisation permet d'atteindre des TES inférieurs à ceux obtenus par modulation OFDM. Les performances de l'OFDM sont en effet liées aux sous-canaux qui subissent les évanouissements fréquentiels : lorsque le gain d'un tel sous-canal est faible, l'estimation du symbole émis sur ce sous-canal est réalisée avec un taux d'erreur relativement important. Pour éliminer l'effet de l'évanouissement fréquentiel, on pourrait utiliser un codage canal qui introduit de la redondance ainsi qu'un entrelacement des symboles émis.

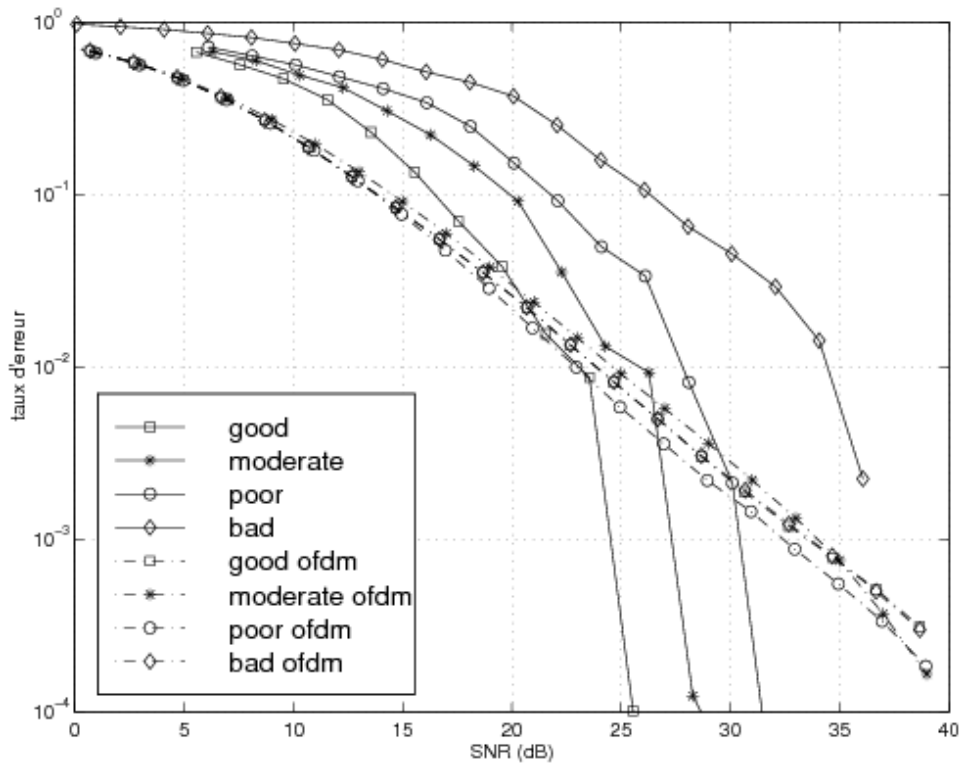


FIG. 6.6: Comparaison de l'égalisation et de l'OFDM sur différents type de canaux.

6.2.4 Comparaison en fonction de la taille de la constellation utilisée

Dans cette partie nous étudions l'évolution du TES en fonction de la taille de la constellation utilisée. Augmenter la taille de la constellation QAM utilisée permet d'augmenter le débit binaire brut transmis, cependant le SNR nécessaire à la transmission à un TES donné augmente avec la taille de la constellation.

L'évolution du TES obtenue avec l'égaliseur DFE-RLS et la modulation OFDM sur le canal "poor" est présentée sur la figure 6.7. On constate que, conformément à la théorie, lorsque la taille de la constellation augmente d'un facteur 2, il est nécessaire d'augmenter le SNR de 3dB pour obtenir un taux d'erreur donné.

Pour un TES égal à 10^{-1} l'utilisation de l'OFDM permet une amélioration moyenne

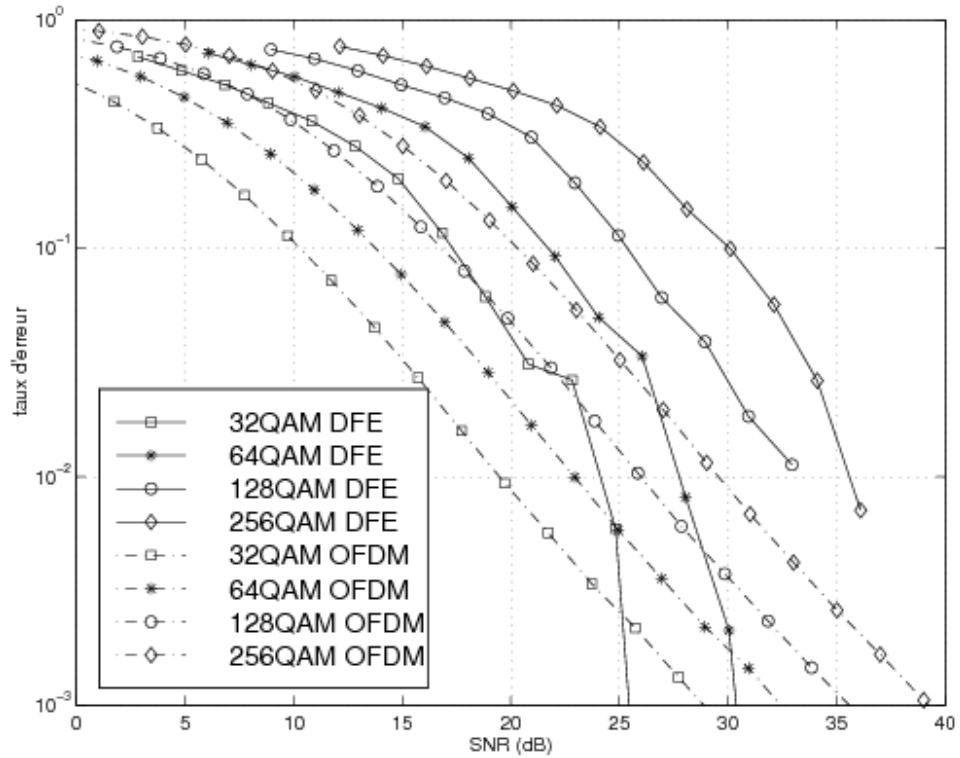


FIG. 6.7: Comparaison de l'égalisation et de l'OFDM en fonction de la taille de la constellation.

de 6dB comparée à l'égalisation. Cependant lorsque le SNR augmente les performances de l'égalisation deviennent meilleures que celles de l'OFDM : Le SNR nécessaire pour atteindre un TES égal à 10^{-3} est ainsi inférieur lorsque l'on utilise un égaliseur DFE-RLS.

L'augmentation de la taille de la constellation QAM a des effets similaires sur l'OFDM et l'égalisation. La taille de la constellation n'est pas un facteur limitant de l'une des techniques de modulation utilisées et ne peut donc pas être utilisée comme un critère de choix entre l'égalisation et l'OFDM.

6.3 Canal variant dans le temps

Cette partie est dédiée à la comparaison des performances de l'égaliseur DFE-RLS et de l'OFDM lorsque le canal varie dans le temps. Les canaux considérés ne sont plus stationnaires, les gains complexes associés aux deux trajets des canaux sont variables dans le temps. De manière à pouvoir comparer les résultats, nous avons simulé 100 canaux variant dans le temps pour chaque type de canal du tableau (1.4). La trame utilisée est celle de l'annexe C du MIL-STD-188-110B (figure 2.1) présentée dans le paragraphe 2.1.1.

Un bruit de type AWGN est ajouté à la sortie du canal HF, la puissance de ce bruit est fixée pour la durée de la simulation. Cependant, le SNR varie au cours du temps en fonction de la valeur des gains complexes des trajets. De manière à étudier les performances des techniques utilisées, nous utiliserons le SNR moyen de la réalisation du canal comme référence.

La figure 6.8 présente les TES obtenus par égalisation et par modulation OFDM en fonction du SNR moyen sur les 100 réalisations pour les canaux variant dans le temps.

Les résultats obtenus pour une transmission à travers un canal de type "good" sont similaires à ceux présentés dans le cas de canaux invariants. Ceci s'explique par la vitesse de variation lente des gains complexes des trajets : Ces gains peuvent être considérés constants pendant la durée du symbole OFDM, le canal est donc fixe sur la période du symbole multiporteuse. La multiplication des échantillons à la sortie de la démodulation OFDM par le canal inverse permet de retrouver les symboles émis. Dans le cas de l'égalisation, la vitesse de convergence de l'algorithme d'adaptation permet de suivre correctement l'évolution des gains complexes.

Lorsque la variation temporelle du canal augmente, les performances de l'OFDM et de l'égaliseur diminuent. Le TES moyen ne converge plus vers 0 lorsque le SNR augmente mais atteint une valeur plancher limite : lorsque le canal utilisé est de type "Moderate", cette valeur limite est égale à $5 \cdot 10^{-3}$ pour l'OFDM et à $4 \cdot 10^{-2}$ pour l'égaliseur DFE-RLS.

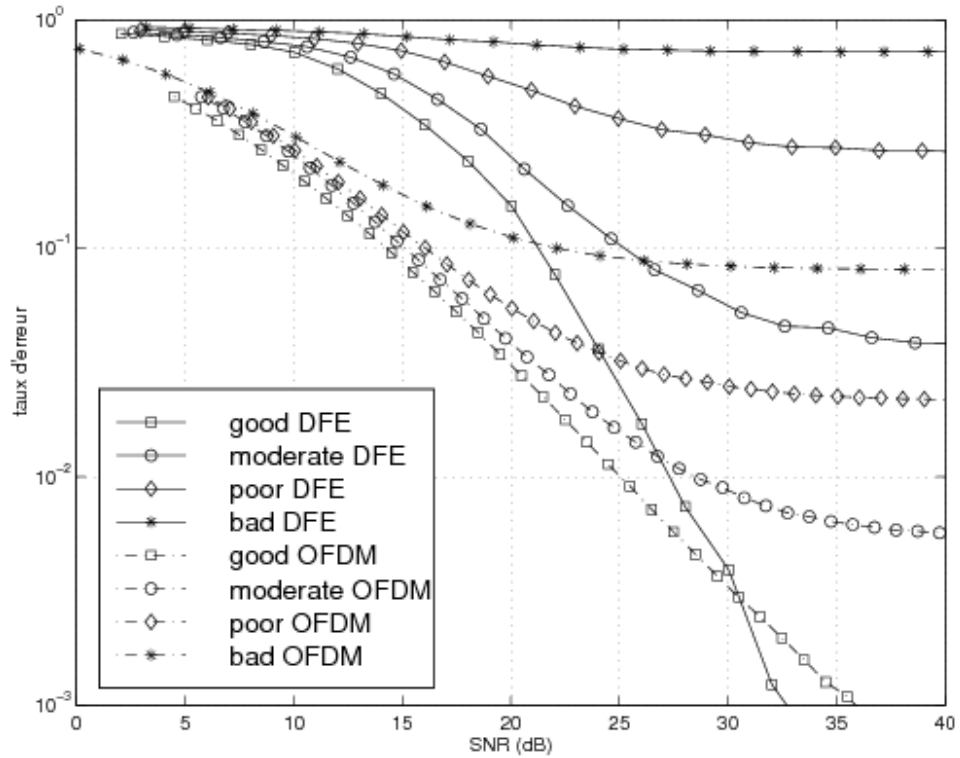


FIG. 6.8: Comparaison de l'égalisation et de l'OFDM en fonction du type de canal.

Il est important de noter que ces résultats sont en accord avec la capacité de coupure P_{out}^{BI} associée à la borne inférieure de la capacité dans le paragraphe 4.7. La variation temporelle du canal de transmission dégrade la capacité de coupure P_{out}^{BI} qui converge vers une valeur limite lorsque le débit symbole est choisi trop grand. Dans ce cas, la solution est d'utiliser un débit symbole inférieur en utilisant une constellation QAM plus petite ou un taux de codage important.

La variation temporelle du canal n'influe pas de la même façon sur l'égalisation et l'OFDM ce qui explique la différence des performances. Nous avons choisi d'ajouter une puissance de bruit constante à la sortie du canal de Watterson. Lorsque le canal varie de façon relativement rapide (canal "Poor" ou "Bad"), le SNR peut varier fortement pendant la durée de la simulation. En particulier, lorsque le signal subit un évanouissement temporel important, la valeur instantanée du SNR peut être très

inférieure à celle du SNR moyen donné : le TES est alors fortement pénalisé pendant la durée de l'évanouissement temporel.

Dans le cas de l'OFDM, lorsque la valeur instantanée du SNR augmente, le TES diminue en conséquence. La valeur plancher du TES est due, aux instants de la simulation où la valeur du SNR est petite par rapport à la valeur moyenne du SNR : les erreurs commises à ces instants augmentent fortement le taux d'erreur symbole de la simulation. Cet effet est fortement atténué lorsque la modulation OFDM est utilisée avec un codage canal. La figure 6.9 illustre la variation temporelle des processus complexes des deux trajets du modèle de canal ionosphérique "poor" et l'existence d'évanouissements temporels importants entre les instants 0.4s et 0.8s.

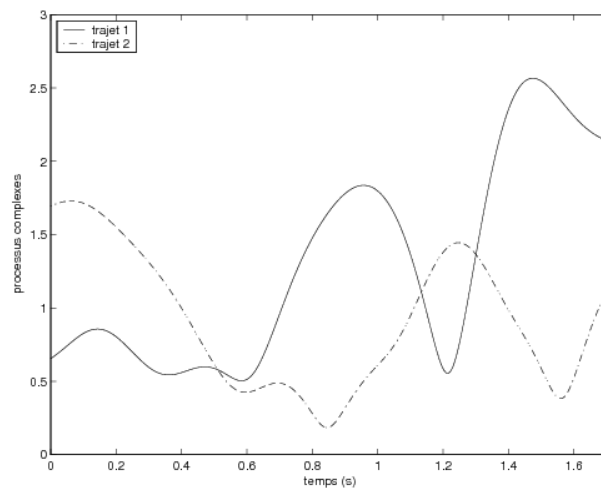


FIG. 6.9: Comparaison de l'égalisation et de l'OFDM en fonction du type de canal.

Dans le cas de l'égalisation, l'algorithme d'adaptation a décroché lors de l'évanouissement temporel et le canal n'est plus égalisé correctement tant que l'égaliseur n'a pas convergé à nouveau. Ceci est illustré par les figures suivantes : la figure 6.10 présente l'évolution de l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM) et d'un des coefficients de l'égaliseur en fonction du temps dans un cas où l'égaliseur suit correctement la variation du canal. La valeur de l'EQM varie en fonction du SNR instantané mais reste suffisamment faible pour permettre à l'égaliseur d'estimer correctement le symbole

émis. Dans ce cas, les coefficients de l'égaliseur convergent correctement vers leurs valeurs optimales.

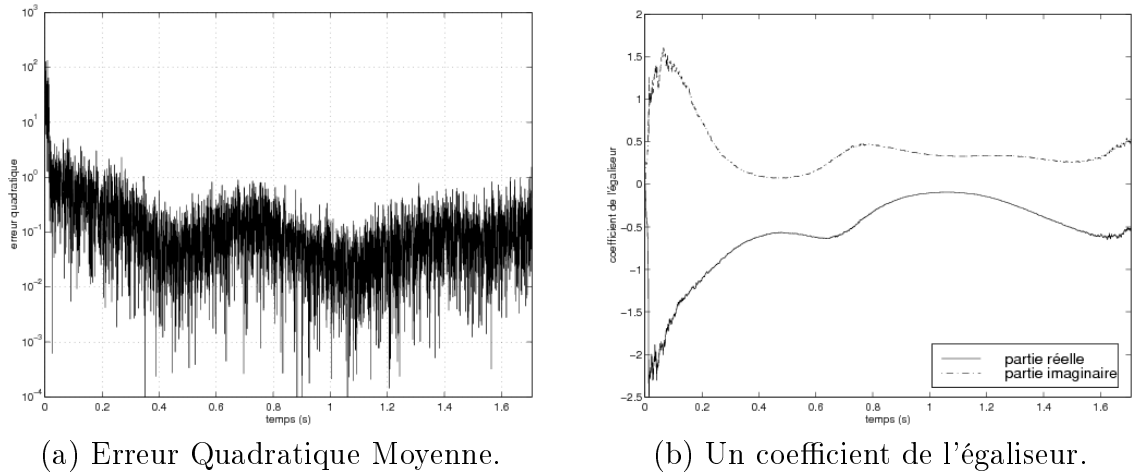


FIG. 6.10: Cas où le DFE-RLS suit les variation temporelle.

Lorsque les évanouissements temporels sont importants, la valeur instantanée du SNR peut devenir très faible et provoque le décrochage de l'algorithme d'adaptation. La figure 6.11 présente l'évolution de l'EQM et d'un coefficient de l'égaliseur dans un tel cas : cette simulation correspond au canal dont les processus complexes sont présentés sur la figure 6.9. L'égaliseur a convergé correctement pendant la trame d'initialisation ce qui permet d'estimer correctement les symboles émis jusqu'à ce que l'égaliseur décroche, à peu près à 0.4s. Les trames d'apprentissage correspondant aux pics sur la courbes 6.11 (a) sont destinées à permettre à l'algorithme de converger de nouveau. Cependant, cette convergence n'est réalisée que lorsque le SNR augmente pour atteindre une valeur assez importante aux environs de 0.8s. On notera que ceci correspond à l'évanouissement temporel des deux trajets dans la figure 6.9.

Le TES est donc fortement pénalisé par les trames pendant lesquelles l'égaliseur à décroché car le TES est alors proche de 1. De plus, le SNR instantané doit atteindre un niveau suffisant pour que l'égaliseur converge de nouveau.

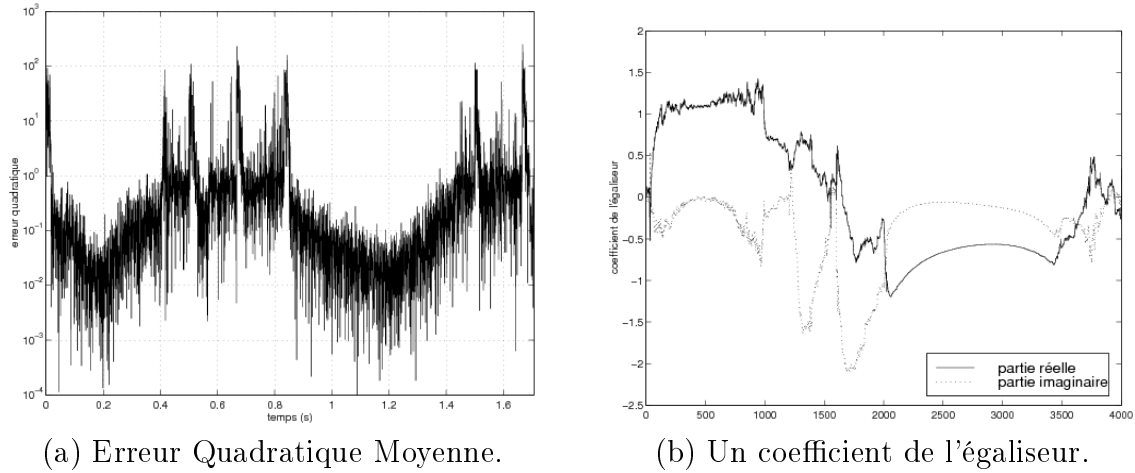


FIG. 6.11: Cas où le DFE-RLS décroche.

6.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les performances moyennes obtenues en utilisant :

- Soit un égaliseur DFE-RLS en réception d'une modulation monoporteuse.
- soit une modulation multiporteuses de type OFDM.

La comparaison entre ces deux techniques est effectuée dans un premier temps sur des canaux invariants dans le temps. Le TES obtenu par égalisation est supérieur à celui de l'OFDM lorsque le SNR n'est pas assez grand pour assurer la convergence des coefficients de l'égaliseur vers les coefficients optimaux. Cependant, lorsque la convergence est réalisée, le TES du DFE-RLS décroît rapidement pour devenir inférieur à celui de l'OFDM. L'utilisation d'un système monoporteuse semble donc être plus adapté lorsque le SNR est suffisamment élevé pour permettre à l'algorithme d'adaptation de converger.

Nous avons ensuite étudié l'influence de la variation temporelle du canal de propagation. Les résultats ont montré que lorsque le canal varie rapidement, par exemple pour les canaux "poor" et "bad", les TES du DFE-RLS et de l'OFDM convergent vers une borne inférieure non-négligeable. Ce résultat est conforme avec l'estimation de la capacité de coupure déterminée dans le paragraphe 4.7. Le TES obtenu par

égalisation est important pour les canaux dont la vitesse de variation est grande car lorsque le SNR instantané est petit, l'égaliseur décroche et commet un grand nombre d'erreurs jusqu'à ce qu'il converge à nouveau. Dans la réalité, les modems utilisent un système qui permet de réduire le débit de la transmission et d'utiliser une trame d'initialisation qui permet à la transmission d'être rétablie rapidement.

Les performances obtenues avec l'OFDM sont supérieures à celles de l'égaliseur DFE-RLS lorsque le canal varie avec le temps. Toutefois, le simulateur que nous avons développé suppose une démodulation synchronisée ainsi qu'une inversion parfaite du canal. La prise en compte des problèmes liés à la synchronisation de la démodulation OFDM ainsi que l'estimation du canal peuvent être envisagées pour approfondir la comparaison entre les deux techniques utilisées.

Conclusion générale

Les transmissions Hautes Fréquences permettent d'établir des communications longue distance peu coûteuses par réflexion sur les couches ionosphériques. Ce canal de propagation, constitué des zones fortement ionisées de l'atmosphère, a l'avantage d'être présent partout autour du globe et de permettre la communication entre deux stations hors de portée optique.

Cependant, les caractéristiques de ce milieu de propagation limitent la qualité et la fiabilité des communications HF. Le signal se propage selon plusieurs modes et trajets qui introduisent des phénomènes d'interférences entre symboles. De plus, chaque trajet est affecté d'atténuations et de décalages de fréquence Doppler variables dans le temps : le canal de propagation ionosphérique est un canal qui introduit des évanouissements temporels et fréquentiels. De plus, les dégradations dues aux différents types de bruits et de brouilleurs s'ajoutent à celles introduites par le canal.

Malgré ces inconvénients, il y a actuellement un regain d'intérêt pour les transmissions par voie ionosphérique. Les transmissions HF sont particulièrement adaptées aux communications militaires car elle ne nécessitent pas l'utilisation de stations de relais vulnérables puisque le canal de propagation est omniprésent et indestructible. De plus, les progrès effectués sur la transmission numérique du signal ont permis d'atteindre des débits de plusieurs kbit/s qui permettent d'intégrer les communications HF dans la toile multimédia.

Le modèle de canal ionosphérique le plus utilisé est le modèle de Watterson développé en 1969. Ce modèle est basé sur la propagation du signal suivant plusieurs

trajets affectés d'un retard et modulés par un gain multiplicatif aléatoire. La sortie est formée par la somme des signaux propagés suivant les différents trajets.

Les modèles standards de canaux définis par l'ITU-R permettent de simuler plusieurs conditions de propagation du canal ionosphérique et sont utilisés comme référence pour comparer les performances des modems.

Dans un premier temps, l'objectif de ce travail de thèse était de développer un simulateur de la chaîne de transmission HF basé sur le modèle de Watterson. Le simulateur permet de tester les deux principales solutions utilisées pour éliminer les distorsions introduites par les canaux sélectifs en fréquence, à savoir l'utilisation d'un égaliseur ou d'une transmission multi-porteuse de type OFDM.

Nous avons ensuite étudié les limites théoriques du débit de transmission que l'on peut atteindre sur le canal ionosphérique. Pour cela nous avons déterminé l'information mutuelle des différents modèles de canaux HF. Le maximum de cette information mutuelle est la capacité du canal et définit le débit maximum que l'on peut utiliser sur ce canal pour un taux d'erreur binaire arbitrairement petit. Lorsque le canal varie en fonction du temps, la capacité est une notion instantanée qui dépend de la réponse fréquentielle du canal : elle est alors assimilée à une variable aléatoire dont nous avons déterminé la moyenne et la distribution.

De plus, lorsque des erreurs sont commises lors de l'estimation du canal, la capacité ne peut plus être déterminée. Nous avons identifié les erreurs d'estimation à la variation temporelle du canal et déterminé les bornes supérieure et inférieure de l'information mutuelle. Lorsque les erreurs d'estimation liées à la variation temporelle du canal sont importantes, l'information mutuelle converge vers une limite supérieure lorsque le SNR augmente : Il n'est donc pas possible d'utiliser un débit supérieur à cette limite sans dégrader le taux d'erreur. Ces résultats ont permis d'estimer la longueur optimale d'une trame en fonction du nombre de symboles utilisés pour la séquence d'apprentissage.

La dernière partie de cette thèse a permis de comparer les techniques de modulation monoporteuse associées à un égaliseur et la modulation multiporteuses OFDM. Dans un premier temps, nous avons testé plusieurs types d'égaliseurs. L'égaliseur DFE-RLS choisi a ensuite été comparé à l'OFDM sur des canaux fixes puis sur des canaux variant dans le temps. L'OFDM permet d'obtenir des performances meilleures que l'égalisation mais plusieurs réserves ont été émises :

- Lorsque le canal varie peu dans le temps, le DFE-RLS atteint des TES inférieurs à ceux de l'OFDM pour des SNR élevés.
- Lorsque la variation temporelle du canal est importante, les dégradations liées aux difficultés de synchronisation de la démodulation OFDM n'ont pas été prises en compte.

Différentes prolongations de ce travail peuvent être envisagées. La première consiste à intégrer les problèmes de synchronisation et d'amplification de puissance à la chaîne de transmission. Ces deux points semblent être en effet fortement pénalisant pour les transmissions multiporteuses et doivent être pris en compte lors de la comparaison avec l'égalisation.

Un second axe de recherche est l'utilisation de codes correcteur d'erreur qui permettront d'améliorer de façon importante les performances de la forme d'onde utilisée. Il sera ainsi possible d'effectuer la comparaison du gain apporté par l'utilisation de tels codes sur les performances des modulations étudiées.

Annexe A

Modélisation statistique des principales sources de bruits

Nous avons vu que le bruit additif sur la bande HF est composé de nombreuses sources. Les phénomènes qui créent ces perturbations sont d'origines très diverses, cependant les campagnes de mesure effectuées sur la bande HF ont permis d'établir des modèles correspondants [38] [42] [55] [28]. Ainsi, les différentes composantes du bruit peuvent être modélisées par une combinaison de bruit blanc gaussien, de bruit impulsionnel et d'interférence entre utilisateurs. Cette section est destinée à présenter de façon non exhaustive les différentes modélisations du bruit impulsionnel et des interférences entre utilisateurs.

A.1 Les interférences entre utilisateurs

Ce type de bruit fait partie des bruits d'origines artificielles. De nombreuses campagnes de mesure ont été réalisées. Cependant du fait de l'évolution de l'activité humaine, il est impossible de modéliser ces interférences de manière définitive.

Les interférences entre utilisateurs sont particulièrement présentes dans les régions développées et concernent les fréquences proches de la Fréquence Optimale de Travail.

De nombreux utilisateurs transmettent dans la bande HF et la plupart utilisent un signal bande étroite, ils créent ainsi des perturbations sur les autres utilisateurs de

la voie ionosphérique. Le signal reçu par un utilisateur particulier s'écrit :

$$s(t) = s_0(t) + n(t) \quad (\text{A.1})$$

Où $s_0(t)$ est le signal attendu par l'utilisateur et $n(t)$ représente les interférences dues aux signaux $s_i(t)$ destinés aux autres utilisateurs :

$$n(t) = \sum_i \alpha_i s_i(t) \quad (\text{A.2})$$

Plusieurs méthodes ont été proposées pour simuler le bruit $n(t)$: l'approche la plus simple est d'utiliser des interférences pré-enregistrées [46].

Un autre type de simulateur [26] permet de choisir les paramètres des signaux présents sur la bande HF tels que des signaux PSK, BFSK ou des chirps.

Le modèle de bruit développé par Lemmon et Behm [38] utilise des fréquences porteuses pour simuler les interférences dues aux autres utilisateurs. Le modèle de bruit, en bande de base, peut alors s'écrire :

$$n(t) = \sum_i A_i e^{j(2\pi\Delta f_i t + \Phi_i)} \quad (\text{A.3})$$

Les fréquences Δf_i sont Uniformément Réparties sur $[-400\text{Hz}, 400\text{Hz}]$ et les phases Φ_i sont Uniformément Réparties sur $[0, 2\pi]$. Les amplitudes A_i des sinusoïdes ont une densité de probabilité qui suit une loi de Hall :

$$P_{A_i}(a) = \frac{Ka}{(a^2 + \gamma^2)^\theta} \quad (\text{A.4})$$

Où les paramètres γ et θ contrôlent la forme de la densité de probabilité. K est un facteur de normalisation.

A.2 Le bruit impulsionnel

Le bruit impulsionnel est principalement généré par la foudre et les machines électriques. Ce bruit est caractérisé par des impulsions d'amplitudes aléatoires réparties aléatoirement dans le temps.

Le bruit équivalent en bande de base $N(t)$ est formé par le filtrage d'un processus aléatoire $Z(t)$ d'impulsions de Dirac. Le filtre de réponse impulsionnelle $h(t)$ caractérise la forme des impulsions.

$$N(t) = \sum_i Z_i \delta(t - t_i) \quad (\text{A.5})$$

Les variables aléatoires $Z_i = R_i e^{j\theta_i}$ ont une phase θ_i uniformément répartie sur $[-\pi, \pi[$. Leur amplitude R_i suit une loi de Rayleigh lorsque les perturbations sont faibles et une loi log-normale lorsque les perturbations sont fortes [5]. Soit c le seuil séparant les petites et les grandes valeurs de l'amplitude :

- Si $R_i < c$ l'amplitude suit une loi de Rayleigh

$$P_R(r) = \frac{2r}{\alpha} e^{-\frac{r^2}{\beta}} \quad (\text{A.6})$$

- Si $R_i > c$ l'amplitude suit une loi log-normale

$$P_R(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma R_0} e^{-\frac{(\ln r - \mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{A.7})$$

La modélisation des instants auxquels se produisent les impulsions consiste en une succession de périodes sans impulsion et de périodes où les impulsions existent.

Un modèle simple [42] [40] propose de modéliser les durées des périodes par des variables aléatoires uniformément réparties sur un intervalle de temps. Lorsque la période considérée contient des impulsions, leurs instants d'apparition sont aussi uniformément répartis sur la durée de la période.

La durée entre deux périodes contenant des impulsions a été modélisée par des distributions de Poisson ou log-normale. La distribution Poisson-Poisson correspond à des instants d'arrivée aléatoire des paquets d'impulsions suivant la loi de Poisson, les impulsions dans ces paquets suivant aussi la loi de Poisson.

Annexe B

Autres modèles de canaux ionosphériques

B.1 Modèle large bande

Le développement de systèmes HF large bande [56] s'est confronté à l'incapacité du modèle de Watterson à représenter de telles largeurs de bande. Plusieurs campagnes de mesures sur les canaux HF large bande ont permis l'élaboration d'un modèle pour une bande de 1MHz [78] [30] [42]. Il correspond de plus à une plus grande diversité de conditions ionosphériques que le modèle de Watterson. La réponse impulsionnelle variant dans le temps proposée est la suivante :

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^p \sqrt{P_k(\tau)} D_k(t, \tau) \Psi_k(t, \tau) \quad (\text{B.1})$$

La fonction $P_k(\tau)$ représente l'étalement du retard du trajet k , son expression générale pour chaque trajet est de la forme [78] :

$$P(\tau) = A e^{\alpha(\ln(\frac{\tau-\tau_l}{\tau_c-\tau_l})+1-\frac{\tau-\tau_l}{\tau_c-\tau_l})} \quad \tau_l \leq \tau \leq \tau_u \quad (\text{B.2})$$

Les paramètres τ_l , τ_c et τ_u sont respectivement les valeurs minimale, centrale et maximale de l'étalement du retard du trajet k pour un seuil A_f fixé pour tous les trajets (figure B.1). α est une constante définie par un modèle physique. Enfin, A est l'amplitude du trajet.

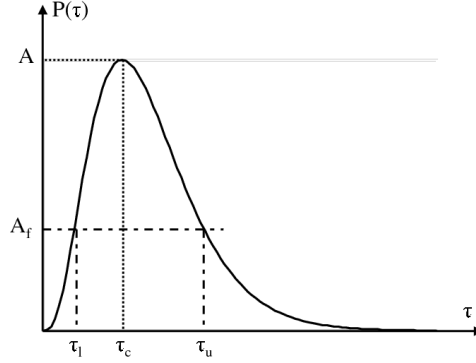


FIG. B.1: représentation de $P(\tau)$

La fonction de phase $D_k(t, \tau)$ représente les décalages Doppler associés au trajet k .

$$D(t, \tau) = e^{2\pi j f_D(\tau) t} \quad (\text{B.3})$$

avec

$$f_D(\tau) = f_s + \frac{\tau - \tau_l}{\tau_c - \tau_l} (f_s - f_{sl}) \quad (\text{B.4})$$

f_s et f_{sl} sont les décalages Doppler correspondant respectivement au retard central τ_c et à la valeur minimale τ_l des retards.

La fonction de modulation $\Psi_k(t, \tau)$ détermine, pour chaque trajet, la forme et la largeur de l'étalement Doppler. Deux types d'étalement sont proposés, l'un est

de forme gaussienne et l'autre est de forme lorentzienne. La largeur de l'étalement Doppler $2\sigma_D$ est mesurée par rapport à un seuil A_n fixé.

Dans le cas d'un étalement Doppler de forme gaussienne, la fonction de diffusion $S_{Gk}(\tau, f)$ correspondant au trajet k s'écrit :

$$S_{Gk}(\tau, f) = P_k(\tau) e^{-\pi \frac{(f-f_D(\tau))^2}{\sigma_{fG}^2}} e^{j2\pi\Phi_0} \quad (\text{B.5})$$

avec

$$\sigma_{fG} = \frac{\sigma_f}{\sqrt{\frac{-\ln(\frac{A}{A_n})}{\pi}}} \quad (\text{B.6})$$

Dans le cas d'un étalement Doppler de forme lorentzienne, la fonction de diffusion $S_{Lk}(\tau, f)$ s'écrit :

$$S_{Lk}(\tau, f) = P_k(\tau) \frac{\sigma_{fL}}{\sigma_{fL} + j2\pi(f - f_D(\tau))} e^{j2\pi\Phi_0} \quad (\text{B.7})$$

avec

$$\sigma_{fL} = \frac{2\pi\sigma_f A_n}{\sqrt{A^2 - A_n^2}} \quad (\text{B.8})$$

Où Φ_0 représente un écart de phase constant pour le trajet considéré.

B.2 Modèle Pseudo Déterministe

Le modèle de Watterson néglige les évolutions basse fréquence des caractéristiques du canal de transmission. Dans le but de décrire de façon plus réaliste le comportement du milieu ionosphérique, il est donc nécessaire de prendre en compte la dynamique temporelle du canal de transmission .

Ce modèle repose sur la représentation des évolutions du canal de transmission par l'association de deux composantes :

- une composante déterministe correspondant à un comportement prédictible et caractéristique d'éventuelles dépendances entre signaux ayant transité par des chemins de phase différents.
- une composante statistique correspondant à un comportement non prédictible des évolutions des principaux paramètres.

La fonction de transfert variant dans le temps peut donc être décomposée de la façon suivante :

$$H(t, f) = H_d(t, f) + H_s(t, f) \quad (\text{B.9})$$

$$H(t, f) = \sum_{k=1}^p e^{j2\pi\Phi_{kd}(t,f)} (A_{kd}(t, f) + A_{ks}(t, f) e^{j2\pi\Phi_{ks}(t,f)}) \quad (\text{B.10})$$

Les indices d et s indiquent respectivement les tendances déterministes et statistiques de chacun des termes. La composante aléatoire dans l'équation (B.10) peut être interprétée comme une perturbation additive.

La composante déterministe est définie par les principaux paramètres caractéristiques de la propagation :

- Les évolutions du temps de groupe.
- Les évolutions des décalages Doppler.
- Les évolutions des atténuations relatives associées à chaque trajet.

Lorsque l'on élimine la composante déterministe dans la fonction de transfert, le comportement du canal ionosphérique peut être considéré comme celui d'un canal de type WSSUS. La fonction de transfert de la composante aléatoire est alors obtenue en éliminant la partie statistique de la fonction de transfert (B.10) pour chaque trajet :

$$H_s(t, f) = \sum_{k=1}^p A_{ks}(t, f) e^{j2\pi\Phi_{ks}(t,f)} \quad (\text{B.11})$$

Les évolutions déterministes des temps de propagation et des décalages Doppler étant éliminées, cette fonction de transfert (B.11) présente sur chaque trajet un étalement de fréquence Doppler centré sur $f = 0$ et un étalement des temps de propagation centré sur $\tau = 0$. Si, de plus, la dispersion temporelle des temps de propagation pour chaque trajet est négligée pour une bande utile B_u , l'amplitude $A_{ks}(t, f)$ peut être considérée comme constante sur cette bande B_u . Dans ce cas, la fonction de transfert de la composante aléatoire peut être décrite par un modèle statistique tel que le modèle de Watterson.

La validation de ce modèle [48] a montré qu'il permet une meilleure description du canal de transmission ionosphérique qu'un modèle purement statistique.

Annexe C

Estimation de la distribution de la capacité

L'objectif de cette annexe est de présenter la méthode de validation que nous avons utilisé lors de la modélisation de la distribution de la capacité et de l'information mutuelle maximale.

Pour cela nous allons comparer l'histogramme de la capacité à un de confiance centré sur la loi de probabilité choisie [53] [60].

Soit $p_C(c)$ la densité de probabilité théorique et $\hat{p}_C(c)$ la densité de probabilité estimée par l'histogramme calculé sur N échantillons :

$$\hat{p}_C(c) = \frac{N_c}{N\Delta c} \quad (\text{C.1})$$

Où N_c est le nombre de points appartenant à la classe de largeur Δc et centrée sur c .

Lorsque N est grand, le théorème Central Limite permet de supposer que $\hat{p}_C(c)$ suit une loi normale de moyenne $p_C(c)$ et de variance $\frac{p_C(c)}{N\Delta c}$. Dans ce cas, $S(c)$, défini par l'équation C.2, suit une loi normale $N(0,1)$.

$$S(c) = \sqrt{N\Delta c} \frac{\hat{p}_C(c) - p_C(c)}{\sqrt{p_C(c)}} \quad (\text{C.2})$$

Soit h telle que 95% des points de $S(c)$ appartiennent à l'intervalle $[-h, h]$:

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-h}^h e^{-\frac{s^2}{2}} = 0.95 \quad (\text{C.3})$$

Ceci est obtenu pour $h=1.96$. L'intervalle de confiance à 95% de l'estimateur $\hat{p}_C(c)$ est déterminé par

$$P[|S(c)| < h] = 0.95 \quad (\text{C.4})$$

C'est à dire que 95% des points de l'histogramme appartiennent à l'intervalle défini ci-dessous

$$p_C(c) - \frac{\sqrt{p_C(c)}}{\sqrt{N\Delta c}} < \hat{p}_C(c) < p_C(c) + \frac{\sqrt{p_C(c)}}{\sqrt{N\Delta c}} \quad (\text{C.5})$$

La validité de la modélisation est établie en comparant les histogrammes de la capacité $\hat{p}_C(c)$ à la loi de probabilité choisie $p_C(c)$ avec l'intervalle de confiance à 95%. L'hypothèse est vérifiée si 95% des points de l'histogramme appartiennent à l'intervalle défini par l'équation C.5.

Bibliographie

- [1] M. Alard, R. Lassalle, "Principles of modulation and Channel Coding for Digital Broadcasting for mobile Receivers", European Broadcasting Union, Advanced Digital Technique for UHF Satellite Sound Broadcasting Conférence, Technical n°224, August 1988.
- [2] M. S. Alouini and A. J. Goldsmith, "Capacity of Rayleigh fading channels under different adaptive transmission and diversity-combining techniques", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 48, No. 4, pp. 1165-1181, July 1999.
- [3] L.R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimising symbol error rate", IEEE Trans. Inform. Theory, vol IT-20, PP 284-287, May 1974.
- [4] G. Battail, "Théorie de l'information". Paris : Masson, 1997.
- [5] P. Beckmann, "Amplitude-Probability Distribution of atmospheric Radio Noise", Radio Science Journal of Research NBS/USNC-URSI, Vol 68D, n°-, June 1964.
- [6] P.A. Bello, "Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channel", IEEE Trans. on communications systems, December 1963, pp.360-393.
- [7] E. Biglieri, J. Proakis, Shlomo Shamai, "Fading Channels : Information-Theoretic and Communication Aspects". IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 44, No. 6, pp. 2619-2692, October 1998.
- [8] J. Boutros, "Techniques de Communications Numériques", Cours de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications.
- [9] K. G. Budden, "The Propagation of Radio Waves : The Theory of Radio Waves

- of Low Power in the Ionosphere and Magnetosphere", Cambridge University Press, 1988.
- [10] CCIR Report 549-3, "HF ionospheric channel simulators", XVIIth Plenary Assembly Dusseldorf, Vol.3,pp. 47-59, 1990.
- [11] F. David, A. G. Franco, H. Sherman and L.B. Shucavage, "Correlation Measurements on an HF Transmission Link", IEEE Trans. on Communications Technology, Vol. Com-17, n°2, April 1969.
- [12] K. Davies, "Ionospheric Radio", IEE Electromagnetic Waves series 31,Ed. Peter Peregrinus Ltd., 1990.
- [13] C. Demeure and P.A. Laurent, "International Digital Audio Broadcasting standards : Voice Coding and Amateur Radio Applications" , QEX/Communications Quarterly, pp. 49-56, Jan/Feb 2003.
- [14] C. Douillard, M. Jezequel, C. Berrou,A. Picart, P. Didier and A. Glavieux, "Iterative Correction of Intersymbol Interference : Turbo Equalization", European Trans. Telecommun., Vol. 6, N°5, 1995.
- [15] <http://www.drm.org>
- [16] <http://www.drm.org/pdfs/newsevents/besconfpbureau.pdf>
- [17] T. Ennaciri, P. Fortier, "Analyse des performances d'un système de communication numérique à porteuse multiples TCM-OFDM dans le canal radio-moblie". Département de génie électrique et de génie informatique, univversité Laval, Québec, Canada.
- [18] J. Escher and A. Brakemeir, "A real time implementation of stanag 4539 high data rate waveform using turbo equalization techniques", 7th Nordic HF conference , Faro, Sweden, August 2004.
- [19] B. Escrig, "Estimation des paramètres d'un modèle de canal ionosphérique", Thèse en traitement du signal et des images. Decembre 1997.
- [20] ETSI ES 201 980 V2.1.1, "Digitale Radio Mondiale; System Specification", June 2004.

-
- [21] L. Fagoonee, P. Clarke, B. Honary, "Combined Turbo Equalization and Decoding for Frequency selective Fading Channel", 9th conf. on HF Radio Systems and Techniques", Bath, UK, June 2003.
- [22] O. Florens, D. Roviras, N. Thomas and J. Lanciaux, "Effect of non-stationarity on radio-mobile channel capacity", 1st ICCTA conference, Damascus, Syria, April 2004.
- [23] O. Florens, D. Roviras, N. Thomas and J. Lanciaux, "Effect of channel time variation on HF capacity", 7th Nordic HF conference , Faro, Sweden, August 2004.
- [24] G.D. Forney, Jr., "Maximum likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference", IEEE Trans. Inform. Theory, vol IT-18, PP 363-378, May 1972.
- [25] R. G. Gallager, "Information Theory and Reliable Communication". New-York : Wiley, 1968.
- [26] R. Giraud, J. Thibault and B. Durand, "Software Ionospheric Channel Simulator", 4th IEE Int. Conf. on HF Radio Systems and techniques, 1989, pp.321-325.
- [27] A. J. Goldsmith and P. P. Varaiya, "Capacity of fading channels with channel side information", IEEE trans. inform. theory, vol.43, pp 1986-1992, Nov. 1997.
- [28] G.F. Gott, S.K. Chan, C. Pantjjaros, J. Brown, P.J. Laycock, M. Brams and S. Boberg, "Recent Work on the Measurement and Analysis of Spectral Occupancy at HF", IEE Int. Conf. on HF Radio Systems and techniques, 1994.
- [29] W. Hirt and J. L. Massey, "Capacity of the discrete-time gaussian channel with intersymbol interference", IEEE trans. inform. theory, vol.34, pp 380-388, May 1988.
- [30] J. Hoffmeyer, L. Vogler, J. Mastrangelo , L. Pratt, C. Behm, "A New HF Channel Model and its Implementation in a Real-time Simulator", 5th Int. Conf. on Radio Receivers and Related Systems, 1991, pp. 173-177.
- [31] F. Hofmann, C. Hansen and W. Schafer, "Digital Radio Mondiale (DRM) Digital Sound Broadcasting in the AM band", IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. 49, N°3, september 2003.

-
- [32] ITU-R F.520, "Use of High Frequency ionospheric channel simulators", 1992.
- [33] ITU-R F.1487, "Testing of HF with bandwidths of up to about 12kHz using channel simulators", 2000.
- [34] C. Lamy, "Communications à grande efficacité spectrale sur le canal à évanouissements", Thèse en électronique et Communications. Avril 2000.
- [35] C. Langlais, "Etude et amélioration d'une technique de réception numérique itérative : turbo-égalisation", rapport de thèse, INSA Rennes. 2002.
- [36] C. Laot, "Égalisation autodidacte et turbo-égalisation. Application aux canaux sélectifs en fréquence", rapport de thèse, université de Rennes I. 1997.
- [37] B. Le Floch, M. Alard, C. Berrou, "Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex", Proceedings of the IEEE, Vol. 83, N°6, June 1995.
- [38] J.J. Lemmon and C.J. Behm, "Wideband HF Noise/Interference Modelling Part I : First-Order Statistics", NTIA Report 91-277, 1991.
- [39] J.J. Lemmon and C.J. Behm, "Wideband HF Noise/Interference Modelling Part II : Higher-Order Statistics", NTIA Report 93-293, 1993.
- [40] J.J. Lemmon, "Model for the Simulation of Wideband HF noise and interference", Fifth IEE Int. Conf. on HF Radio Systems and techniques, 1991, pp.349-353.
- [41] Y.M. Leroux, M. Niberon, R. Fleury, J. Menard and J.P. Jolivet, "HF Channel Modeling and Simulation", 5th Int. Conf. on Radio Receivers and Related Systems, 1991, pp. 72-76.
- [42] J. Mastrangelo, J. Lemmon, L. Vogler, J. Hoffmeyer, L. Pratt, C. Behm : "A New Wideband High Frequency Channel simulation system", IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-45, n°1, January 1997, pp.26-33.
- [43] L. Mazet, "Transmission du signal", Cours de l'École Nationale de l'Aviation Civile.
- [44] M. Médard, "The effect upon channel capacity in wireless communications of perfect and imperfect knowledge of the channel", IEEE Trans. inform. theory, vol.46, no.3, pp 933-946, May 2000.

-
- [45] MIL-STD-188-110B : "Interoperability and performance standards for data modems", Department of Defense Interface Standard, March 2000.
- [46] T.J. Mouldsley and K.P. McCarthy, "Model of HF Interference for Application to Data Transmission", *Electronic Letters*, Vol. 22, n°2, January 1986.
- [47] M. Nesenberg, "Modeling of Wideband HF Channels", *Proc. AGARD*, 1987, pp.28/1-28/16.
- [48] M. Niberon, " Traitement Adaptatif de Sigaux Non Stationnaires avec pour Application la Validation Expérimentale d'un Modèle de Canal de Transmission ionosphérique", Thèse en traitement du signal et télécommunications. Décembre 1990.
- [49] J.W. Nieto, "Higher Data Rates Over HF : Current Issues and Waveform Design Choices", 7th Nordic HF conference , Faro, Sweden, August 2004.
- [50] R. Otnes, "Improved receivers for digital High Frequency communications : Iterative channel estimation, equalization, and decoding (adaptive turbo equalization)", Ph.D. thesis, Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, Norway.
- [51] R. Otnes and N. Bauer, "Evaluation of turbo equalization for the high rate HF waveforms of STANAG 4539", Bath, UK, June 2003.
- [52] L. H. Ozarow, S. Shamai (Shitz) and A. D. Wyner, "Information theoretic considerations for cellular mobile radio" , *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol. 43, pp. 359-378, May 1994.
- [53] A. Papoulis, "Probability, Random Variables and Stochastic Processes", McGraw-Hill, New-York, 1991.
- [54] I. Perez-Alvarez, I. Raos et al, "Interactive Digital Voice over HF" , 9th conf. on HF Radio Systems and Techniques", Bath, UK, June 2003.
- [55] B. D. Perry, L. G. Abraham, "A Wideband HF Interference and Noise Model Based on Measured Data", 4th IEE Int. Conf. on HF Radio Systems and techniques, 1989, pp.172-176.
- [56] B. D. Perry, "MegaHertz Bandwidth HF Skywave Communications Techniques", 2th IEE Int. Conf. on HF Radio Systems and techniques, 1982, pp.91-95.

-
- [57] A. Picquenard, "Radio Wave Propagation", Wiley, New York, 1974.
- [58] J.G. Proakis, "Digital Communications", Communications and Signal Processing series, McGRAW-HILL international editions, 1995.
- [59] S. U. H. Qureshi, "Adaptative Equalization". Proc. IEEE, Vol. 73, No. 9, pp. 1349-1387, September 1985.
- [60] G. Saporta, "Probabilités, Analyses de données et Statistiques", éditions technip, 1990.
- [61] G. Savidan, "Exploitation de données expérimentales d'analyse de liaison HF avec pour application la modélisation et la simulation du canal de transmission ionosphérique", Thèse en traitement du signal et télécommunications. avril 1987.
- [62] P. Scarlat, "Elaboration et évaluation d'un système de transmission numérique à haut débit par voie ionosphérique", Thèse en traitement du signal et télécommunications. Décembre 1992.
- [63] R. Serpollet, P-Y. Cochet, "Utilisation des transformées de Hadamard pour des transmissions numériques "parallèles", application à l'OFDM-DMT sur des canaux sélectifs", Traitement du signal, Vol. 14, No.3, 1997, pp.275-283.
- [64] C. E. Shannon, "A Mathematical Theory of Information", the Bell system technical journal, vol.27, pp 379-423, 623-656, July, October 1948.
- [65] H.N. Shaver, B.C. Tupper and J.B. Lomax, "Evaluation of a Gaussian HF Channel Model", IEEE Trans. on Communications Technology, Vol. Com-15, n°1, February 1967.
- [66] I. Siaud, "Optimisation des techniques d'entrelacement d'un système de radio-diffusion COFDM en propagation ionosphérique", journées d'études propagation électromagnétique dans l'atmosphère du décimétrique à l'angstrom, Mars 2002.
- [67] I. Siaud, "On COFDM Performances of Digital Radio Systems in AM and HF Bands over Multipath Ionospheric Channels", 6th Nordic HF conference , Faro, Sweden, 2001.

-
- [68] B. Sklar, "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I : characterization", IEEE Communications Magazine, Vol. 35, no. 9, September 1997 pp. 136-146.
- [69] B. Sklar, "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part II : Mitigation", IEEE Communications Magazine, Vol. 35, no. 9, September 1997 pp. 148-155.
- [70] L. Soyer, "HF MESSENGER : European trials and RD efforts", document Rockwell-Collins.
- [71] STANAG 5066 : "Profile for HF data communication", NATO standardization agreement, 1999.
- [72] STANAG 4539 : "Technical Standards for Non-Hopping HF Communications Waveforms", NATO standardization agreement, 2000.
- [73] STANAG 4285 : "Characteristics of 1200/2400/3600 Bits Per Second Single Tone Modulators/Demodulators for HF Radio Links", NATO standardization agreement, 1989.
- [74] R. Steele and L. Hanzo, "Mobile Radio Communications", second edition, Wiley, 1999.
- [75] D. G. Swanson, "Plasma Waves", Academic Press, Boston, 1989.
- [76] M. Tüchler, R. Koetter, A-C. Singer, "Turbo-equalisation : principles and next results", IEEE Transaction on communications, Vol. 50, N°5, pp. 754-767, May 2002.
- [77] L. Vogler, J. Hoffmeyer, "A New Approach to HF Channel Modelling and Simulation - Part I : Deterministic Model", NTIA report 88-240.
- [78] L. Vogler, J. Hoffmeyer, "A New Approach to HF Channel Modelling and Simulation - Part I : Stochastic Model", NTIA report 90-255.
- [79] C. Watterson, "Experimental confirmation of an HF channel model", IEEE Trans. commun. tech., Vol. com-18, No.6, December 1970, pp. 792-803.

RESUME

Dans cette thèse nous étudions les limites théoriques du débit envisageable par transmission Hautes-Fréquences ainsi que les différentes techniques de modulation et démodulation adaptées au canal ionosphérique.

La première partie est dédiée à la description des communications HF : Dans un premier chapitre, nous décrivons l'ionosphère et ses propriétés. Nous utilisons le modèle de Watterson pour décrire le canal de propagation ionosphérique. Le chapitre deux brosse un état de l'art des solutions utilisées sur le canal HF, nous nous intéresserons en particulier aux transmissions haut débit.

La partie deux est consacrée à l'étude des limites théoriques du débit maximal que l'on peut atteindre sur le canal ionosphérique. Dans le chapitre trois, nous nous intéressons à la capacité des canaux sélectifs en fréquence puis nous étudierons l'influence de la variation temporelle sur cette capacité. Le chapitre suivant présente les résultats de simulations en terme de capacité des canaux HF.

La troisième partie est consacrée à la comparaison de l'égalisation adaptative et de la modulation multiporteuse. Dans le chapitre cinq, les principales techniques d'égalisation ainsi que les algorithmes d'adaptation sont présentés. Puis nous présentons le principe de transmission par multiplexage orthogonal (OFDM). Enfin, les différentes techniques de modulations seront comparées dans le chapitre six.

MOTS CLÉS : Canal ionosphérique, Canaux sélectifs en fréquence, fading, capacité, waterfilling, égalisation adaptative, OFDM.