



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services Branch

395 Wellington Street
Ottawa, Ontario
K1A 0N4

Bibliothèque nationale
du Canada

Direction des acquisitions et
des services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa (Ontario)
K1A 0N4

You file - votre référence

Our file - Notre référence

NOTICE

The quality of this microform is heavily dependent upon the quality of the original thesis submitted for microfilming. Every effort has been made to ensure the highest quality of reproduction possible.

If pages are missing, contact the university which granted the degree.

Some pages may have indistinct print especially if the original pages were typed with a poor typewriter ribbon or if the university sent us an inferior photocopy.

Reproduction in full or in part of this microform is governed by the Canadian Copyright Act, R.S.C. 1970, c. C-30, and subsequent amendments.

AVIS

La qualité de cette microforme dépend grandement de la qualité de la thèse soumise au microfilmage. Nous avons tout fait pour assurer une qualité supérieure de reproduction.

S'il manque des pages, veuillez communiquer avec l'université qui a conféré le grade.

La qualité d'impression de certaines pages peut laisser à désirer, surtout si les pages originales ont été dactylographiées à l'aide d'un ruban usé ou si l'université nous a fait parvenir une photocopie de qualité inférieure.

La reproduction, même partielle, de cette microforme est soumise à la Loi canadienne sur le droit d'auteur, SRC 1970, c. C-30, et ses amendements subséquents.

**Performance d'un démodulateur matériel pour les
télécommunications mobile/satellite
dans la bande de fréquences de
20 à 30 GHz**

par
Nathaly Landry

Mémoire

Thèse soumise à l'Ecole des études supérieures et
de la recherche conformément aux exigences du grade de
Maître ès science (M. Sc.) de l'Institut d'Ottawa-
Carleton en génie électrique

Institut de génie électrique d'Ottawa Carleton
Département de génie électrique
Faculté de génie
Université d'Ottawa
avril 1995

© Nathaly Landry, 1995



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services Branch

395 Wellington Street
Ottawa, Ontario
K1A 0N4

Bibliothèque nationale
du Canada

Direction des acquisitions et
des services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa (Ontario)
K1A 0N4

Your file / Votre référence

Our file / Notre référence

The author has granted an irrevocable non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of his/her thesis by any means and in any form or format, making this thesis available to interested persons.

L'auteur a accordé une licence irrévocable et non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de sa thèse de quelque manière et sous quelque forme que ce soit pour mettre des exemplaires de cette thèse à la disposition des personnes intéressées.

The author retains ownership of the copyright in his/her thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without his/her permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège sa thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

ISBN 0-612-11569-0

Canada



UNIVERSITÉ D'OTTAWA
UNIVERSITY OF OTTAWA

Je déclare par la présente être le seul auteur de ce mémoire de thèse. J'autorise l'Université d'Ottawa à prêter ce mémoire de thèse à d'autres institutions et étudiants à des fins scolaires.

Nathaly Landry

J'autorise aussi l'Université d'Ottawa à reproduire en tout ou en partie par quelque moyen que ce soit, ce mémoire de thèse à des fins scolaires.

Nathaly Landry

A Jean, Frédéric, Sébastien et le bébé

Remerciements

J'aimerais, par la présente, exprimer mon appréciation à mon superviseur de thèse, Dr. Jean-Yves Chouinard, qui a su guider mes pas tout au long du sinueux chemin menant à l'accomplissement de cette thèse. Je désire aussi remercier l'équipe de techniciens de laboratoire de l'université de même Mr. Vincent Paquette de l'Université Laval qui m'ont fourni un bon coup de main en laboratoire. Je veux aussi exprimer ma reconnaissance envers mon époux, Jean, qui, très souvent a fait plus que sa part en s'occupant de nos deux jeunes fils afin que je puisse poursuivre mes études à plein temps.

Sommaire

Le présent mémoire de thèse porte sur la conception et la réalisation en matériel d'un modulateur et d'un démodulateur utilisant la modulation par déplacement de phase codée et non codée en treillis, ayant un taux de signalisation de 9.6 *kbits/s*, ou 4.8 *kbauds/s*, et une fréquence de porteuse de 70 *MHz*. Les modulateur et démodulateur conçus sont utilisés afin de simuler le processus de transmission de données à travers un simulateur matériel de canal avec affaiblissements. Ce dernier peut simuler trois types de canaux, soit: un canal de Rayleigh, un canal de Rice ou un canal avec masquage lognormal et affaiblissements de Rayleigh (i.e., canal de Loo). Les techniques de modulation employées pour la transmission de l'information sont la modulation par déplacement de phase et codée en treillis. Ces deux types de signaux sont transmis à travers les divers canaux, énumérés ci-haut, et leurs performances sont évaluées.

Table des matières

Sommaire.....	v
Liste des figures.....	x
Liste des tableaux.....	xv
Liste des symboles.....	xvi
Liste des sigles.....	xix
 Chapitre 1	
Introduction	1
1.1 Télécommunications mobiles/satellites en bande Ka	1
1.2 Organisation de la thèse	3
 Chapitre 2 .	
Modélisation d'un canal radio mobile/satellite	5
2.1 Introduction	5
2.2 Modèle mathématique	9
2.2.1 Composante multivoie.....	9
2.2.2 Composante directe	11
2.2.3 Masquage de la composante directe.....	12
2.2.4 Statistiques de second ordre	14
2.3 Simulateur de canal avec affaiblissements	15
2.3.1 Sélection des trajets	16
2.3.2 Affaiblissement multivoie.....	17
2.3.3 Taux d'affaiblissement multivoie	18
2.3.4 Effet de masquage	18
2.4 Paramètres du canal.....	19

2.5 Conclusion.....	24
Chapitre 3	
Modulation par déplacement de phase	25
3.1 Introduction	25
3.2 BPSK et QPSK.....	27
3.3 Modulation spectralement efficace.....	31
3.4 Technique de démodulation	32
3.4.1 Introduction.....	32
3.4.2 Démodulateur de phase	33
3.4.3 Récupération des données	34
3.4.4 Evaluation du rapport signal-à-bruit	34
3.5 Modulation codée en treillis	37
3.5.1 Introduction.....	37
3.5.2 Concept de base de la modulation codée en treillis	37
3.5.3 Expansion de la constellation des signaux.....	38
3.5.4 Introduction d'interdépendance entre les signaux	38
3.5.5 Partitions successives	40
3.5.6 Les codes d'Ungerboeck	41
3.6 Codes utilisés.....	42
3.6.1 Modulation codée en treillis à rendement 1/2.....	42
3.6.2 Modulation codée en treillis à rendement 2/3.....	48
3.7 Décodage à l'aide de l'algorithme de Viterbi	51
3.8 Entrelacement.....	54
3.9 La modulation codée en treillis à travers un canal avec affaiblissements ..	56
3.10 Conclusion.....	58
Chapitre 4	
Description du système de communication	59

4.1 Introduction	59
4.2 Description du système de communication	59
4.2.1 Génération des données.....	61
4.2.2 Distributeur de données.....	62
4.2.3 Modulateur de phase complexe.....	64
4.3 Canal.....	65
4.4 Démodulateur	66
4.4.1 Récupération des données	67
4.4.2 Traitement des données	68
4.4.3 Algorithme de décodage de Viterbi	68
4.5 Intervalle de confiance.....	68
4.5.1 Programme de simulation.....	69
4.6 Evaluation du rapport signal-à-bruit	70
4.7 Conclusion.....	70

Chapitre 5

Présentation des résultats	74
5.1 Introduction	74
5.2 Canaux avec bruit additif gaussien	74
5.2.1 Le BPSK et le QPSK.....	74
5.2.2 La modulation par déplacement de phase 8PSK	76
5.3 Modulation codée en treillis	78
5.3.1 Le TCM 4PSK à rendement de 1/2.....	79
5.3.2 Le TCM 8PSK à rendement 2/3.....	83
5.4 Résultats pour canaux de Rayleigh	85
5.4.1 Les modulations BPSK, QPSK et 8PSK	86
5.4.2 Modulation codée en treillis à rendement 1/2.....	90
5.4.3 Modulation codée en treillis à rendement 2/3.....	92
5.5 Résultats pour canaux de Rice.....	94

5.6 Résultats obtenus pour les canaux avec affaiblissements lognormaux.....	100
5.6.1 Les modulations BPSK, QPSK et 8PSK	101
5.6.2 Modulation codée en treillis à rendement 1/2.....	104
5.6.3 Modulation codée en treillis à rendement 2/3.....	105
5.7 Conclusion.....	107
Chapitre 6	
Conclusion	
6.1 Résumé.....	109
6.2 Contributions.....	111
6.3 Recommandation pour travaux de recherche futurs.....	112
 Annexe A Modulateur de phase complexe.....	 113
Annexe B Distributeur de données pour le BPSK et QPSK	115
Annexe C Distributeur de données pour le 8PSK.....	117
Annexe D Démodulateur de phase complexe	119
Annexe E Algorithme du programme de simulation.....	120
Bibliographie	123

Liste des figures

Figure 2.1 Simulateur de canal avec affaiblissement.....	17
Figure 2.2 Sortie du simulateur pour une composante en ligne-de-vue non masquée.....	21
Figure 2.3 Porteuse affectée par un canal de Rayleigh en bande L.....	21
Figure 2.4 Porteuse affectée par un canal de Rayleigh en bande Ka.....	22
Figure 2.5 Porteuse affectée par un canal de Rice en bande L.....	22
Figure 2.6 Porteuse affectée par un canal de Rice en bande Ka.....	23
Figure 2.7 Porteuse affectée par un canal de Loo en bande L.....	23
Figure 2.8 Porteuse affectée par un canal de Loo en bande Ka.....	24
Figure 3.1 Constellation de signaux pour $k = 1, 2, 3$	26
Figure 3.2 Modulateur BPSK.....	27
Figure 3.3 Modulateur de phase à quatre états.....	30
Figure 3.4 Vecteurs résultants à la sortie du démodulateur.....	30
Figure 3.5 Modulateur à 8 phases.....	32
Figure 3.6 Démodulateur de phase.....	34
Figure 3.7 Signal non-modulé avec et sans bruit gaussien additif.....	35
Figure 3.8 Largeur de bande équivalente du bruit.....	36
Figure 3.9 Concept général d'un encodeur TCM.....	39

Figure 3.10 Treillis à quatre états pour le TCM 8PSK.	40
Figure 3.11 Partitions successives	41
Figure 3.12 Schéma bloc d'un code d'Ungerboeck.	42
Figure 3.13 Treillis à deux états sans transitions parallèles.	43
Figure 3.14 Diagramme de transition d'états.	44
Figure 3.15 Treillis à quatre états.	46
Figure 3.16 Treillis à 8 états.	47
Figure 3.17 TCM à rendement 2/3 à quatre états.	48
Figure 3.18 Treillis à huit états pour TCM 8PSK.	49
Figure 3.19 Chemin survivant	52
Figure 3.20 Entrelaceur en bloc	55
Figure 3.21 Entrelaceur convolutif.	55
Figure 3.22 Canal avec affaiblissement d'amplitude.	56
Figure 3.23 TCM à travers un canal avec affaiblissement.	57
Figure 4.1 Système de communication	59
Figure 4.2 a) Compteur; b) transitions à la sortie du compteur	62
Figure 4.3 Distributeur de données pour le QPSK.	63
Figure 4.4 Distributeur de données pour le 8PSK.	64

Figure 4.5 Schéma bloc d'un modulateur de phase complexe	65
Figure 4.6 Porteuse non modulée affectée par un canal de Rice	65
Figure 4.7 Schéma bloc d'un démodulateur de phase complexe	66
Figure 4.8 Filtrage du signal démodulé	67
Figure 5.1 Probabilité d'erreur pour les modulations BPSK et QPSK	75
Figure 5.2 Probabilité d'erreur pour la modulation 8PSK	77
Figure 5.3 Probabilité d'erreur pour les modulations BPSK, QPSK et 8PSK	78
Figure 5.4 Probabilité d'erreur pour la modulation codée TCM 4PSK à 2 états et la modulation le BPSK	80
Figure 5.5 Probabilité d'erreur pour la modulation BPSK et la modulation codée TCM 4PSK à 2, 4 et 8 états	82
Figure 5.6 Probabilité d'erreur pour les modulations codées TCM 8PSK à 4, 8 et 16 états	84
Figure 5.7 Probabilité d'erreur pour la modulation BPSK dans un canal de Rayleigh en bandes L et Ka	86
Figure 5.8 Probabilité d'erreur pour la modulation QPSK dans un canal de Rayleigh en bandes L et Ka	87
Figure 5.9 Probabilité d'erreur pour les modulations BPSK et QPSK dans un canal de Rayleigh en bande L	88
Figure 5.10 Probabilité d'erreur pour les modulations BPSK et QPSK dans un canal de Rayleigh en bande Ka	88

Figure 5.11 Probabilité d'erreur pour la modulation 8PSK dans un canal de Rayleigh en bande L et Ka.....	89
Figure 5.12 Probabilité d'erreur pour la modulation BPSK et la modulation codée TCM 4PSK dans un canal de Rayleigh en bandes L et Ka.	91
Figure 5.13 Probabilité d'erreur pour les modulations QPSK et la modulation codée TCM 8PSK dans un canal de Rayleigh en bandes L et Ka.	92
Figure 5.14 Probabilité d'erreur pour la modulation QPSK et les modulations codée TCM 4PSK et TCM 8PSK dans un canal de Rayleigh en bandes L et Ka.	93
Figure 5.15 Probabilité d'erreur pour les modulations BPSK et QPSK dans un canal de Rice en bande Ka pour des facteurs $K=3, 5$ et 7 dB.....	96
Figure 5.16 Probabilité d'erreur pour les modulations BPSK et QPSK dans un canal de Rice en bande L pour des facteurs $K=3, 5$ et 7 dB.....	96
Figure 5.17 Probabilité d'erreur pour la modulation QPSK dans un canal de Rice en bandes L et Ka pour des facteurs $K=3, 5$ et 7 dB.	97
Figure 5.18 Probabilité d'erreur pour la modulation 8PSK dans un canal de Rice en bandes L et Ka pour des facteurs $K=3, 5$ et 7 dB.	97
Figure 5.19 Probabilité d'erreur pour la modulation BPSK et la modulation codée TCM 4PSK dans un canal de Rice en bande Ka pour des facteurs $K=3, 5$ et 7 dB.	98
Figure 5.20 Probabilité d'erreur pour la modulation BPSK et TCM 4PSK dans un canal de Rice en bande L pour des facteurs $K=7, 5$ et 3 dB.....	98
Figure 5.21 Probabilité d'erreur pour la modulation QPSK et la modulation codée TCM 8PSK dans un canal de Rice en bande Ka pour des facteurs $K=3, 5$ et 7 dB.	99

Figure 5.22 Probabilité d'erreur pour la modulation QPSK et la modulation codée TCM 8PSK dans un canal de Rice en bande L pour des facteurs $K=3, 5$ et 7 dB.	99
Figure 5.23 Probabilité d'erreur pour la modulation BPSK dans un canal avec affaiblissements lognormaux pour $B_2=3$ Hz et $B_2=40$ Hz pour des facteurs $K'=3, 5$ et 7 dB.....	102
Figure 5.24 Probabilité d'erreur pour la modulation QPSK dans un canal avec affaiblissements lognormaux pour $B_2=3$ Hz et $B_2=40$ Hz pour des facteurs $K'=3, 5$ et 7 dB.....	103
Figure 5.25 Probabilité d'erreur pour la modulation QPSK dans un canal avec affaiblissements lognormaux pour $B_2=3$ Hz et $B_2=40$ Hz pour des facteurs $K'=3, 5$ et 7 dB.....	103
Figure 5.26 Probabilité d'erreur pour les modulations BPSK et TCM 4PSK dans un canal avec affaiblissements lognormaux pour $B_2=3$ Hz et $B_2=40$ Hz pour des facteurs $K'=3, 5$ et 7 dB.....	104
Figure 5.27 Probabilité d'erreur pour les modulations QPSK et TCM 8PSK dans un canal avec affaiblissements lognormaux pour $B_2=3$ Hz et $B_2=40$ Hz pour des facteurs $K'=3, 5$ et 7 dB.....	106

Liste des tableaux

Tableau 2.1: Paramètres des canaux.	20
Tableau 5.1: Résultats obtenus pour les modulations BPSK, QPSK et 8PSK pour des canaux à bruit gaussien	78
Tableau 5.2: Caractéristiques des différents codes TCM.....	79
Tableau 5.3: Rapport signal-à-bruit requis pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} pour la modulation codée TCM 4PSK et la modulation BPSK.	82
Tableau 5.4: Gains de codage comparativement à la modulation BPSK.	83
Tableau 5.5: Synthèse des rapports signal-à-bruit expérimentaux requis pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} pour la modulation codée TCM 8PSK.	85
Tableau 5.6: Comparaison des résultats expérimentaux pour les modulations BPSK, QPSK et 8PSK transmis à travers des canaux de Rayleigh en bandes Ka et L pour une probabilité d'erreur de 10^{-3}	90
Tableau 5.7: Résultats expérimentaux pour canaux de Rayleigh en bandes L et Ka.	94
Tableau 5.8: Résultats expérimentaux pour canaux de Rice en bandes L et Ka.	100
Tableau 5.9: Paramètres des canaux de Loo pour les bandes de fréquence L et Ka.	101
Tableau 5.10: Comparaison des rapports signal-à-bruit expérimentaux requis pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} pour des canaux avec affaiblissements lognormaux.	101

Liste des symboles

A	amplitude de la principale composante pour un canal de Rice
B_c	largeur de bande de cohérence d'un signal
B_{eq}	largeur de bande équivalente du bruit
B_d	largeur de l'étalement du spectre associé à l'effet Doppler
B_1, B_2	largeur de bande des filtres passe-bas utilisés pour ajuster la vitesse d'affaiblissement des composantes en ligne-de-vue et multivoie
$C(f;t)$	réponse en fréquence d'un canal au temps t
$c(t,\tau)$	réponse en fréquence au temps t à une impulsion transmise au temps $t-\tau$
d_{free}	distance libre: distance minimale entre toutes les paires de séquences possibles
f_D	fréquence de Doppler
I	composante en phase du signal
K	rapport normalisé entre la puissance de la composante en ligne-de-vue et de la composante multivoie
K'	rapport normalisé de puissance entre la composante en ligne-de-vue masquée et la composante directe
N_o	densité spectrale d'un bruit additif gaussien pour les fréquences positives
P_{LOS}	puissance de la composante en ligne-de-vue

P_m	puissance de la composante multivoie
$P_x(x)$	fonction de densité de probabilité de x
$P_{xy}(x,y)$	fonction de densité de probabilité conjointe de x et y
Q	composante en quadrature du signal
$r(t)$	enveloppe du signal
R	variable aléatoire associée à l'enveloppe d'un signal
$S_c(\lambda)$	spectre d'une réponse en fréquence $C(f;t)$ pour une fréquence f
T	durée d'un symbole
T_c	période pendant laquelle la réponse en fréquence d'un canal demeure constante
T_m	durée effective de la réponse impulsionnelle d'un canal à trajets multiples
W	largeur de bande d'un signal
Z	paramètre de Battacharyya
γ	valeur du rapport signal à bruit
λ	longueur d'onde d'une fréquence de transmission
ψ	variation de la phase d'un signal
σ^2	puissance moyenne d'un signal ou puissance moyenne de la composante du signal associée aux trajets multiples pour un canal de Rice
$\theta(t)$	phase du signal

τ période de la fréquence d'échantillonnage

$\phi_o(t)$ fonction d'autocorrélation de la réponse impulsionnelle $c(t;\tau)$ au temps t

Liste des sigles

PSK	modulation par déplacement de phase
BPSK	modulation par déplacement de phase pour le cas binaire
QPSK	modulation par déplacement de phase pour le cas quaternaire
MPSK	modulation par déplacement de phase à M états
TCM	modulation codée en treillis ("Treillis-Coded Modulation")
c.c.	courant continu

Chapitre 1

Introduction

1.1 Télécommunications mobiles/satellites en bande Ka

Depuis leur avènement, les communications par satellites ont connu une popularité sans cesse croissante. En effet, celles-ci permettaient d'établir des liens de communication point-à-point ou point-à-multipoint, étant insensibles à la distance, là où cela eut été impossible auparavant. Il serait, de nos jours presque impensable de se passer de ce mode de communication, que ce soit pour des prédictions météorologiques, des opérations de recherche et de sauvetage, la télédiffusion simultanée d'événements importants, les communications téléphoniques et plus encore. Ces liens de communications peuvent être établis pour des stations terrestres fixes ou mobiles. Par mobiles on sous-entend que le récepteur se trouve à bord d'un véhicule se déplaçant soit sur terre, mer ou dans les airs. L'avantage des terminaux mobiles/satellites par rapport au réseau téléphonique cellulaire est sa plus vaste plage de couverture. La plage de couverture englobe des régions qui peuvent être plus ou moins peuplées contrairement au réseau téléphonique cellulaire qui doit, afin d'être rentable, être implanté dans des régions peuplées.

Tout au long des années 1980 les terminaux mobiles/satellites opérant en bande L (1.5 GHz) ont connu une popularité sans cesse grandissante. Ceux-ci offraient à la fois un coût relativement modique et une dimension réduite, facilitant ainsi leur transport par véhicule. L'une des principales conséquences de cette "ruée" vers les communications satellites est la menace de congestion de la bande de fréquences L. De plus, le temps d'accès au réseau de communications devient de plus en plus long à mesure que la liste des usagers s'allonge.

La congestion de la bande de fréquences L de même que l'omniprésent désir de réduire la taille des terminaux stimulent l'intérêt pour le développement de terminaux

mobiles opérant dans des bandes de fréquence plus élevées. La plage de fréquences considérée dans ce mémoire est la bande de fréquences de 20 GHz à 30 GHz. Tels que cité par J. Fortuny, J. Benedicto et M. Sforza [1], opérer en bande Ka serait avantageux car cela permettrait d'obtenir:

1. une plus grande largeur de bande disponible;
2. des équipements plus petits représentant un marché potentiel accru;
3. une réduction de la dimension et du poids des antennes à bord du satellite.

Par contre, les signaux transmis dans la bande des fréquences de 20 GHz à 30 GHz sont plus susceptibles aux atténuations atmosphériques. En effet, la composante en ligne-de-vue subit des atténuations ionosphériques et troposphériques, en plus des effets de masquage causés par des obstacles topographiques. Pour des angles d'élévations supérieurs ou égaux à 20° , l'atténuation troposphérique en bande L est normalement moindre que 0.1 dB et peut alors être négligée. La plus importante atténuation ionosphérique est l'effet de rotation de Faraday [2], celle-ci cause une rotation du plan de polarisation de l'onde polarisée linéairement. L'effet de rotation de Faraday est inversement proportionnel au carré de la fréquence. L'angle de rotation maximum dû à l'effet de Faraday est approximativement de 9° à 4 GHz et de 4° à 6 GHz. Pour les communications radio mobiles en bande L, l'angle de rotation est de 40° , forçant ainsi l'utilisation d'antenne à polarisation circulaire [2]. Alors que les signaux transmis en bande L sont principalement affectés par l'ionosphère, les signaux transmis en bande Ku et Ka sont affectés par des phénomènes troposphériques tels que des atténuations causées par des gaz ou hydrométéores.

Les effets de propagations ionosphériques tels que la variation de l'index de réfraction, le délai de propagation, la rotation de Faraday, de même que la scintillation de phase et d'amplitude sont inversement proportionnels à la fréquence de transmission et peuvent donc être négligés en bande Ku et Ka [1, 2].

La dépolarisation ainsi que les atténuations atmosphériques causées par des hydrométéores (pluie, nuages, cristaux de glace...) et des gaz atmosphériques retrouvés dans la troposphère induisent une dégradation qui croît à mesure que la fréquence augmente.

Le fait que les canaux radio mobiles soient caractérisés par des affaiblissements multivoies ainsi que par des effets de masquage, représente une seconde source d'atténuations. Les feuilles et les petites branches dans les arbres représentent des réflecteurs idéaux pour les signaux transmis dans la bande des fréquences allant de 20 à 30 *GHz*, car la longueur d'onde de ces signaux est du même ordre de grandeur que la dimension de celles-ci, soit environ 1.5 *cm*.

Les signaux transmis en bande Ku et Ka sont donc plus susceptibles aux atténuations atmosphériques ainsi qu'à l'effet de masquage et affaiblissement multivoies, que ceux transmis en bande L. Malgré la susceptibilité accrue aux atténuations atmosphériques, les effets de masquage et d'affaiblissements multivoies constituent la principale source d'atténuation des signaux transmis en bande Ku et Ka. La conception de système opérant en bande Ka représente donc un défi important pour les concepteurs.

1.2 Organisation de la thèse

Le présent mémoire se divise en quatre parties principales. Le chapitre 2 décrit le modèle statistique représentant un canal mobile/satellite avec affaiblissement possédant des trajets multiples ainsi que d'une composante directe pouvant être atténuée par l'effet de masquage. Une méthode d'ajustement de fréquence y est présentée afin d'obtenir les paramètres du canal en bande Ka à partir de paramètres en bande L. Dans ce même chapitre une description du simulateur employé est fournie.

Le chapitre 3 présente un aperçu des concepts de modulation par déplacement de phase ainsi que de modulation codée en treillis. Des treillis possédant divers nombre d'états sont présentés ainsi que leur distance libre et gain asymptotique respectifs. L'algorithme de

Viterbi est détaillé dans ce chapitre. Les concepts de troncature de la séquence de symboles reçus et d'entrelacement sont aussi introduits.

La description ainsi que les principes fonctionnement des circuits utilisés sont donnés au chapitre 4. Les circuits en questions sont: le modulateur de phase complexe, les circuits de distributions de données et le démodulateur. Le processus de synchronisation pour l'envoi et la récupération des données est décrit dans ce chapitre. La synchronisation des circuits requiert la configuration et programmation d'un compteur, de ports analogiques et de ports numériques de la carte d'acquisition de donnée. L'algorithme du programme de simulation générant, traitant et récupérant les signaux est aussi présenté dans ce chapitre. On explique également le calcul des intervalles de confiance accordées aux points obtenus lors des simulations.

Le chapitre 5 présente les résultats des simulations obtenus pour des canaux avec bruit additif gaussien ainsi que pour des canaux avec affaiblissement. Les techniques de modulations utilisées sont la modulation par déplacement de phase à 2, 4 et 8 états ainsi que la modulation codée en treillis pour diverses structures de treillis.

On présente au chapitre 6 une synthèse des résultats obtenus ainsi que des recommandations pour des travaux de recherche futurs.

Chapitre 2

Modélisation d'un canal radio mobile/satellite

2.1 Introduction

Lorsqu'un signal est transmis d'un satellite vers un terminal mobile, l'onde transmise est dispersée dans l'espace. Le signal reçu est en partie constitué d'une composante directe, ou composante en ligne-de-vue, et/ou la somme des signaux ayant été réfléchis vers le récepteur par divers obstacles. Il s'agit de la composante multivoie. Le déphasage introduit par les réflexions fait fluctuer de façon aléatoire la somme vectorielle des signaux réfléchis reçus. Ce phénomène est caractéristique des canaux radio mobiles et porte le nom d'affaiblissement multivoie. Lorsque des affaiblissements multivoies sont présents, la réponse impulsionnelle à la transmission d'une impulsion peut ressembler, lorsque représentée de façon discrète, à un train d'impulsions ayant des amplitudes, des phases et des temps d'arrivée distincts. Lorsque représentée de façon continue, cette réponse impulsionnelle est étalée dans le temps [3]. Donc, une des caractéristiques de la propagation multivoie, est la dispersion dans le temps. Une seconde caractéristique de ce médium de propagation est la variation de la réponse impulsionnelle dans le temps. En répétant plusieurs fois l'expérience de la transmission d'une impulsion, on pourrait remarquer des variations dans la taille, le délai ainsi que le nombre d'impulsions reçues. Ces variations temporelles sont aléatoires.

C'est le fait que les différents réflecteurs soient en mouvement par rapport au mobile qui confère au signal reçu un caractère temporel aléatoire. Les différents réflecteurs étant situés à des distances différentes du mobile, les signaux reçus arrivent avec des délais de propagations différents variant en fonction du temps. Le signal transmis est généralement représenté par:

$$s(t) = \text{Re} \left[u(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (2.1)$$

où $u(t)$ est un train d'ondes carrées bipolaires. Lorsqu'il y a propagation par trajets multiples, à chaque trajet correspond un facteur d'atténuation ainsi qu'un délai de propagation. L'équivalent en bande de base du signal reçu est donné par:

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s[t - \tau_n(t)] \quad (2.2)$$

où $\alpha_n(t)$ et $\tau_n(t)$ représentent respectivement l'atténuation et le délai de propagation pour la $n^{\text{ième}}$ composante du signal reçu au temps d'observation t . L'atténuation, le délai de propagation ainsi que le nombre de composantes varient avec le temps. En substituant l'équation (2.1) dans (2.2) on obtient:

$$x(t) = \text{Re} \left(\sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} u[t - \tau_n(t)] e^{j2\pi f_c t} \right) \quad (2.3)$$

et l'équivalent en bande de base du signal reçu est:

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} u[t - \tau_n(t)] \quad (2.4)$$

La réponse impulsionnelle en bande de base du canal est donc donnée par:

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta[\tau - \tau_n(t)] \quad (2.5)$$

Lorsqu'il y a plusieurs trajets multivoies, le théorème de la limite centrale peut être utilisé et $r(t)$, le signal reçu, peut être modélisé comme étant un processus aléatoire gaussien complexe de moyenne nulle. Ceci implique que la réponse impulsionnelle $c(\tau; t)$ est aussi un processus gaussien complexe. Le module de la réponse impulsionnelle, $|c(\tau; t)|$, ou l'enveloppe, est alors représentée par une distribution de Rayleigh. Afin de représenter le canal, plusieurs paramètres sont employés, à savoir: la durée effective de la réponse

impulsionnelle d'un canal à trajets multiples, T_m , la largeur de bande de cohérence, B_c , la période pendant laquelle la réponse en fréquence d'un canal demeure constante, T_c , ainsi que la largeur de l'étalement du spectre d'un signal associé à l'effet de Doppler, B_d . On peut retrouver dans [3] la dérivation complète des relations reliant la durée effective de la réponse impulsionnelle, T_m , et la largeur de bande de cohérence, B_c de même que la relation reliant le temps de cohérence, T_c et la largeur de bande de Doppler, B_d . Celles-ci peuvent être résumées par:

$$B_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.6)$$

$$T_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (2.7)$$

L'équation (2.6), caractérise les fluctuations en fréquence du canal et implique que la largeur de bande de cohérence, B_c , est inversement proportionnelle à la durée effective de la réponse impulsionnelle, T_m , du canal. L'équation 2.7 caractérise plutôt les fluctuations temporelles du canal; cette relation implique que la largeur de bande de variations en fréquence causées par l'effet Doppler, B_d , est à peu près inversement proportionnelle au temps de cohérence T_c .

La largeur de bande de cohérence, B_c , permet de déterminer si le canal est sélectif, ou non, en fréquence. Lorsque l'on transmet deux sinusoïdes ayant une différence en fréquence moindre que la largeur de bande de cohérence du canal, les deux signaux sont alors affectés de façon similaire par le canal [3]. À ce moment, le canal est dit non sélectif en fréquence. Lorsque la séparation en fréquence entre deux signaux est plus grande que la bande de cohérence, les signaux seront alors atténués indépendamment l'un de l'autre et le canal est sélectif en fréquence.

La dispersion de Doppler, B_d , est la réciproque du temps de cohérence, T_c , du canal. Cet indice nous permet d'évaluer si les fluctuations du canal sont relativement rapides ou

lentes par rapport à la période de transmission d'un bit ou d'un symbole M -aire. Lorsque la durée des symboles d'information, T , est beaucoup plus grande que le temps de cohérence du canal, T_c , alors celui-ci est considéré comme un canal lentement variable. On peut alors considérer la réponse impulsionnelle du canal comme étant à peu près constante pour l'intervalle T . Les canaux mobiles/satellites simulés dans le cadre de cette thèse sont non sélectifs en fréquence et lentement variables. Ceci est dû au fait que les largeurs de bande des affaiblissements choisies sont de 60 Hz pour la bande L et de 800 Hz pour la bande Ka. Les valeurs de largeurs de bande des processus d'affaiblissements correspondent aux variations en fréquence causées par l'effet de Doppler [4]. Selon l'équation (2.7), en utilisant les valeurs choisies de largeurs de bandes d'affaiblissements, les temps de cohérence pour les bandes L et Ka sont respectivement de: 16.67 ms et de 1.25 ms . Pour un taux de transmission de 4.8 kbits , la période de transmission d'un bit est d'environ 0.2 ms . Le rapport entre la fréquence des fluctuations du canal et la période de transmission d'un symbole est donc de 83.35 en bande L et de 6.25 en bande Ka. Ceci indique le canal peut être considéré comme lentement variable du fait qu'il demeure à peu près constant lors de la transmission d'un bit.

En général, les canaux caractérisés par une distribution de Rayleigh se retrouvent dans des régions urbaines où la présence de nombreux édifices obstrue presque totalement la composante directe. Lorsqu'une composante directe vient s'ajouter à la composante multivoie, comme c'est le cas dans les banlieues ou en milieu ouvert, la réponse impulsionnelle, $c(\tau;t)$, n'est plus un processus gaussien de moyenne nulle. L'enveloppe suit, à ce moment, une distribution de Rice; on appellera un tel canal: canal de Rice. Dans les régions où la densité de végétation est importante, la composante en ligne directe peut être absorbée et dispersée partiellement et même totalement par des obstacles se trouvant sur son chemin. La fonction de densité de probabilité du signal suit en général une distribution lognormale. Ce modèle de canal a été proposé par Loo [5]. L'atténuation typique causée par un édifice, un pont ou un arbre varie entre 8 et 20 dB par rapport à la valeur moyenne du signal [6]. Différents degrés d'absorption et de réflexion de la composante directe peuvent

se faire sentir. On classifie généralement ces variations du taux de masquage en trois grandes catégories soient: masquage léger, masquage modéré ou masquage important.

On peut donc former trois principaux type d'environnement selon le degré d'obstruction de la composante en ligne-de-vue. Il est clair que lorsqu'un terminal est en mouvement, celui-ci n'est pas confiné à un seul type de canal car les caractéristiques environnementales entourant le véhicule varient. Dans [6], B. Vucetic et J. Du rapportent que lorsqu'un véhicule se déplace d'un endroit à l'autre, les propriétés de propagation varient, résultant ainsi en des caractéristiques statistiques non stationnaires du signal reçu. Cependant les données empiriques indiquent que les canaux radio-mobiles réels peuvent être considérés comme étant quasi stationnaires à cause de la lenteur des variations des caractéristiques statistiques de l'environnement. Les transitions entre les états quasi stationnaires du canal radio-mobile peuvent être représentées à l'aide d'une chaîne de Markov possédant un nombre fini d'états pour de longs trajets. Les longs trajets ne sont en sorte qu'une combinaison linéaire des différents états. Dans le cadre de cette thèse, les caractéristiques statistiques des canaux mobiles/satellites sont considérés comme étant stationnaires.

2.2 Modèle mathématique

2.2.1 Composante multivoie

Lorsque le signal reçu se compose uniquement de trajets multiples, l'enveloppe du signal reçu possède une distribution de Rayleigh. Un canal de Rayleigh peut être représenté comme étant la somme en quadrature de deux processus gaussiens de moyenne nulle et variance b_0 . Ceci peut être illustré en définissant l'enveloppe du signal $r(t)$, comme étant le module de deux processus gaussiens, $x(t)$ et $y(t)$ additionnés en quadrature. Les expressions pour l'enveloppe et la phase du signal sont données par:

$$r(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)} \quad (2.8)$$

$$\phi(t) = \tan^{-1} \left[\frac{y(t)}{x(t)} \right] \quad (2.9)$$

En exprimant $x(t)$ et $y(t)$ en coordonnées polaires on obtient:

$$x(t) = r(t) \cos \phi \quad (2.10)$$

$$y(t) = r(t) \sin \phi \quad (2.11)$$

La fonction de densité de probabilité conjointe de $x(t)$ et $y(t)$ est donnée par:

$$p_{xy}[x(t), y(t)] = \frac{1}{2\pi b_0} \exp \left[-\frac{x^2 + y^2}{2b_0} \right] \quad (2.12)$$

Les fonctions de densité de probabilités respectives de l'enveloppe et de la phase du signal sont obtenues grâce au Jacobien de $x(t)$ et $y(t)$ qui est donné par [7]:

$$J(x(t), y(t)) = \begin{vmatrix} \cos \phi & -r \sin \phi \\ r \sin \phi & \cos \phi \end{vmatrix} \quad (2.13)$$

Le Jacobien de $J(r, \phi)$ est l'inverse de $J(x, y)$, et donc $J(r, \phi) = r$. La fonction de densité de probabilité conjointe de $r(t)$ et $\phi(t)$ est donnée par:

$$p_{r\phi}(r, \phi) = \frac{r}{2\pi b_0} \exp \left[-\frac{r^2}{2b_0} \right] \quad (2.14)$$

La phase, $\phi(t)$ est uniformément distribuée:

$$p(\phi) = \frac{1}{2\pi}, \quad \text{pour } 0 < \phi < 2\pi \quad (2.15)$$

En déconditionnant $p_{r\phi}(r,\phi)$ sur l'intervalle $0 < \phi < 2\pi$, la distribution de l'enveloppe est alors exprimée par:

$$\int_0^{2\pi} p_{r\phi}(r,\phi) d\phi \quad (2.16)$$

en substituant (2.14) dans (2.16) on obtient:

$$p_r(r) = \frac{r}{b_0} \exp\left[-\frac{r^2}{2b_0}\right] \quad (2.17)$$

ce qui correspond à une distribution de Rayleigh.

2.2.2 Composante directe

Lorsqu'à la composante à trajets multiples vient s'ajouter une composante en ligne-de-vue, une approche similaire est utilisée afin de trouver l'expression de la distribution de l'enveloppe du signal. La seule différence est que les processus gaussiens ne sont plus de moyenne nulle. L'expression de l'enveloppe est alors donnée par :

$$r(t) = \sqrt{(x(t) + A_c)^2 + y^2(t)} \quad (2.18)$$

où A_c , représente la moyenne de la composante en phase. La distribution de l'enveloppe est donnée par:

$$p_r(r) = \frac{r}{b_0} \exp\left[-\frac{(r^2 + A_c^2)}{2b_0}\right] I_0\left(\frac{rA_c}{b_0}\right) \quad (2.19)$$

où $I_0(x)$ est la fonction de Bessel d'ordre zéro [5].

La fonction de densité de probabilité de la phase, $p(\phi)$ s'écrit alors [5]:

$$p(\phi) = \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{A^2}{2b_0}\right) + \frac{A \cos \phi}{2\sqrt{2\pi} b_0} \exp\left(-\frac{A^2 \sin^2 \phi}{2b_0}\right) \left[1 + 2 \operatorname{erfc}\left(\frac{A \cos \phi}{\sqrt{b_0}}\right)\right] \quad (2.20)$$

L'intensité des affaiblissements peut être visualisée par le rapport normalisé entre la puissance de la composante en ligne-de-vue et de la composante multivoie. Ce rapport est défini comme étant le facteur K et s'exprime comme suit:

$$K = \frac{P_{LOS}}{P_{MV}} = \frac{A_c^2 / 2}{b_0} \quad (2.21)$$

2.2.3 Masquage de la composante directe

L'effet de masquage se fait sentir au moment où la composante directe est en partie absorbée ou dispersée par des obstacles se trouvant sur son chemin. Il a été supposé dans [5] que la composante possède alors une fonction de densité de probabilité lognormale. La distribution lognormale d'une variable aléatoire X est obtenue en posant $X = \ln(Z)$. La fonction de densité de probabilité lognormale de l'enveloppe du signal reçu est donnée par:

$$p_z(z) = \frac{1}{z\sqrt{2\pi} d_0} \exp\left[-\frac{(\ln z - \mu)^2}{2d_0}\right] \quad (2.22)$$

où μ et d_0 sont respectivement la moyenne et la variance de X . L'expression de la fonction de distribution de probabilité est dérivée dans [5] de la façon suivante:

$$r(t) e^{j\theta(t)} = z(t) e^{j\phi_s(t)} + g(t) e^{j\phi_m(t)} \quad (2.23)$$

où $\phi_s(t)$ et $\phi_m(t)$ sont uniformément distribués dans l'intervalle $[0, 2\pi]$, $z(t)$ représente la composante directe obstruée suivant une distribution lognormale, alors que $g(t)$ représente la composante multivoie et suit une distribution de Rayleigh. Cette équation indique donc le gain multiplicatif ainsi que le changement de phase causé par l'effet de masquage sur le

signal. Lorsque l'enveloppe $z(t)$ demeure constante, la fonction de densité de probabilité s'exprime comme suit:

$$p(r) = \int_0^{\infty} p(r, z) dz = \int_0^{\infty} p(r|z) dz \quad (2.24)$$

$$p(r) = \frac{r}{b_0} \int_0^{\infty} \exp\left[-\left(\frac{r^2 + z^2}{2b_0}\right)\right] I_0\left(\frac{rz}{b_0}\right) p(z) dz \quad (2.25)$$

en substituant $p(z)$ par sa valeur en (2.22) nous obtenons l'équation suivante:

$$p(r) = \frac{r}{b_0 \sqrt{2\pi} d_0} \int_0^{\infty} \frac{1}{z} \exp\left[-\frac{(\ln z - \mu)^2}{2d_0} - \frac{(r^2 + z^2)}{2b_0}\right] I_0\left(\frac{rz}{b_0}\right) dz \quad (2.26)$$

$p(r)$ peut être approximée selon que $r \gg (b_0)^{1/2}$ ou que $r \ll (b_0)^{1/2}$ respectivement par les expressions suivantes:

$$p_r(r) = \frac{1}{r \sqrt{2\pi} d_0} \exp\left[-\frac{(\ln z - \mu)^2}{2d_0}\right] \quad \text{pour } r \gg \sqrt{b_0} \quad (2.27)$$

$$p_r(r) = \frac{r}{b_0} \exp\left[\frac{-r^2}{2b_0}\right] \quad \text{pour } r \ll \sqrt{b_0} \quad (2.28)$$

où b_0 est la puissance moyenne de la composante multivoie. Les valeurs intermédiaires de r doivent être évaluées analytiquement [5]. La distribution de la phase du signal reçu est approximativement gaussienne et est donnée par:

$$p(\phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} \exp\left[-\frac{(\phi - \mu)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (2.29)$$

où μ et σ^2 sont respectivement la moyenne et variance de la phase du signal.

Le rapport normalisé K' , de puissance entre la composante en ligne directe masquée et la composante multivoie est:

$$K' = \frac{\exp(2\mu + 2d_0)}{2b_0} \quad (2.30)$$

2.2.4 Statistiques de second ordre

Le comportement d'un canal avec affaiblissements dans le temps peut être décrit à l'aide des statistiques de second ordre. Deux paramètres sont particulièrement utiles, à savoir le taux de passages par un niveau ("LCR: level crossing rate") ainsi que la durée moyenne des affaiblissements ("AFD: average fading duration").

Le taux de passage par un niveau représente le nombre probable de fois où l'amplitude du signal passera, avec une pente positive, par un niveau de référence donné. L'expression pour le taux de passage par un niveau est donnée par [4]:

$$LCR(r = R) = \sqrt{2\pi} \sqrt{1 - \rho^2} b_0 \left[\frac{b_0 + 2\rho \sqrt{b_0 d_0} + d_0}{b_0(1 - \rho^2) + 4\rho \sqrt{b_0 + d_0}} \right] p(r) F_d \quad (2.31)$$

où F_d : fréquence Doppler maximale.

ρ : coefficient de corrélation entre les deux processus gaussiens qui représentent les fluctuations de l'enveloppe des composantes multivoies et en ligne de vue.

La durée moyenne des affaiblissements est directement proportionnelle à la fréquence Doppler, qui, à son tour, dépend de la vitesse du mobile et de la fréquence utilisée. Les résultats obtenus en [8] démontrent que le taux de passage par un niveau augmente linéairement avec la fréquence. C'est donc que l'on peut espérer avoir un nombre plus important d'affaiblissements en bande Ka qu'en bande L.

La durée moyenne des affaiblissements est un indicateur du nombre probable de bits ou de symboles qui seront affectés lors d'affaiblissements de l'enveloppe du signal reçu. La durée des affaiblissements est aussi reliée à la vitesse avec laquelle se déplace le mobile ainsi qu'à la fréquence d'opération. L'expression pour la durée moyenne des affaiblissements est [4]:

$$AFD(r = R) = \frac{1}{LCR(r = R)} \int_0^R p(r) dr \quad (2.32)$$

Cet indice permet d'évaluer la dimension requise d'un entrelaceur de bits afin de réduire l'impact des affaiblissements profonds et par conséquent réduire le nombre d'erreurs.

2.3 Simulateur de canal avec affaiblissement

Il est approprié à ce moment-ci de notre discussion décrire le simulateur qui sera utilisé afin de simuler les trois types de canaux décrits ci-haut soient les canaux de: Rayleigh, Rice et Loo. Le FCS-10CS-70 [9] est un simulateur de canal avec affaiblissements permettant à l'utilisateur d'évaluer la performance de composantes de systèmes de communications (e.g. modulateurs et démodulateurs). La version du simulateur FCS-10CS-70 employé pour ce travail permet de simuler la propagation multivoie, la propagation directe ainsi que l'effet de masquage.

Le simulateur est composé principalement d'un ordinateur de commande (FCS-10C) et d'un module de sous-système (FCS-10S) tel que montré à la figure 2.1. Le simulateur FCS-10C comprend un ordinateur DataTrain DSP-2122, compatible IBM, permettant à l'utilisateur de sélectionner les différents paramètres du système par l'entremise d'une interface à fenêtres multiples. Le FCS-10C est aussi responsable de la génération des signaux de commande analogiques du simulateur (e.g., composantes en phase et en quadrature des affaiblissements multivoie et masquage). Ces signaux sont d'abord synthétisés numériquement à l'aide de deux cartes de traitement de signaux TMS320C25

situées à l'intérieur de l'ordinateur. Chacune des deux cartes peut générer numériquement les deux signaux, en phase et en quadrature, requis. Ces signaux sont alors transmis à une carte de sortie analogique qui possède des convertisseurs numérique/analogique de 12 bits. Avant d'être transmis au simulateur, ces signaux de commande sont filtrés afin de réduire les composantes en hautes fréquences.

L'impédance d'entrée et de sortie des signaux RF est de $50\ \Omega$ et le niveau du signal d'entrée doit avoir une valeur nominale de $-50\ \text{dBm}$ et ont une fréquence centrale de $70\ \text{MHz}$. Ces paramètres sont importants car le simulateur devra interagir avec un modulateur et un démodulateur à déplacement de phase.

Les caractéristiques du canal se divisent principalement en quatre parties, soient:

1. sélection des trajets;
2. affaiblissement multivoies;
3. taux d'atténuation multivoie; et
4. effet de masquage.

2.3.1 Sélection des trajets

Des interrupteurs situés à l'avant du simulateur permettent à l'utilisateur de choisir quelle combinaison de composantes du signal il désire, c'est-à-dire composante directe masquée ou non, et/ou composante multivoie.

Lorsque le signal RF est reçu, celui-ci est divisé en deux parties. Une de ces parties sera utilisée comme composante directe et l'autre partie sera utilisée afin de simuler l'effet de propagation multivoie. Pour ce faire, une partie du signal sera modulée avec une séquence de bruit pseudo aléatoire possédant une distribution gaussienne complexe de moyenne nulle. La composante directe et la composante multivoie sont combinées afin de former un signal composé. Si l'effet de masquage est désiré, c'est ce signal composé qui sera modulé en amplitude avec une séquence de bruit pseudo aléatoire.

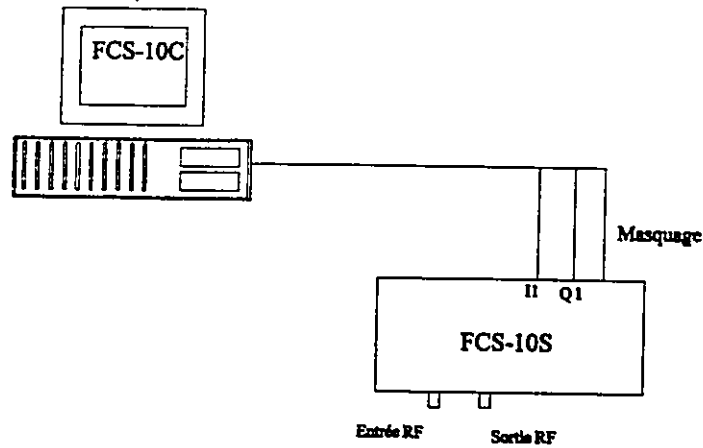


Figure 2.1 Simulateur de canal avec affaiblissement.

2.3.2 Affaiblissement multivoie

La génération des affaiblissements multivoies se produit lorsque l'une des cartes de traitement de signal à bord du FCS-10C envoie les signaux de commande en phase et en quadrature à un modulateur de phase complexe. Ce dernier se trouve à l'intérieur du simulateur. Les signaux reflètent les paramètres choisis par l'utilisateur par l'entremise de la fenêtre de commande du FCS-10C. L'utilisateur peut choisir de simuler soit un canal de Rayleigh ou des réflexions spéculaires. Ces deux options sont mutuellement exclusives. Lorsque la réception de réflexions spéculaires est choisie, le signal reçu possède une valeur de phase et d'amplitude fixes. La largeur de bande des signaux de commande de même que leur spectre de puissance (filtre classique ou filtre Butterworth) peuvent être choisies. Afin de déterminer les valeurs appropriées pour la largeur de bande des filtres on se sert de la relation suivante [4] :

$$\nu = \frac{Bc}{f_c} \quad (2.33)$$

où ν représente la vitesse à laquelle se déplace le véhicule, c la vitesse de la lumière, B la largeur de bande du filtre pour la génération des affaiblissements et f_c fréquence de la

porteuse. La valeur de B correspond également à la largeur de bande des variations de fréquence introduites par l'effet Doppler. Afin de pouvoir comparer nos résultats avec ceux obtenus précédemment dans d'autres travaux, la vitesse du véhicule est fixée à 43.2 km/h [8]. Les valeurs pour la largeur de bande des filtres sont de $B = 60 \text{ Hz}$ et de $B = 800 \text{ Hz}$ pour les bandes de fréquences L et Ka respectivement.

2.3.3 Taux d'affaiblissement multivoies

Le rapport de puissance entre la composante en ligne-de-vue et la composante multivoie, décrit plus haut comme étant les facteurs K et K' selon que la composante directe est masquée ou non, peut être choisi grâce à une commande du simulateur. Cette commande permet de faire varier le facteur K ou K' , entre -3 dB et 7 dB par incréments de 1 dB . Lorsque la valeur du rapport de puissance est de 0 dB la puissance de la composante directe est égale à celle de la composante multivoie.

2.3.4 Effet de masquage

L'effet de masquage est obtenu par l'application d'un signal de commande approprié à un atténuateur commandé par tension. Ici, les signaux de contrôle sont générés par la deuxième carte de traitement de signaux. Il est possible d'ajouter aux atténuations purement lognormales une sinusoïde dont la valeur maximale ainsi que la période peuvent être choisies. La largeur de bande du filtre responsable de la génération des atténuations lognormales est choisie en posant que la composante directe varie 20 fois plus lentement que la composante multivoie. Les largeurs de bande pour les filtres en bande L et Ka sont respectivement de 3 Hz et 40 Hz .

À la sortie RF du simulateur on obtient une onde ayant été affectée par des phénomènes similaires à ceux retrouvés pour les canaux radio-mobiles, c'est-à-dire: affaiblissement multivoies et/ou composante directe avec, ou sans, masquage.

2.4 Paramètres du canal

Les paramètres servant à décrire le canal dans la bande Ka sont dérivés des paramètres du canal en bande L à l'aide d'un processus d'ajustement de fréquence [5]. À la connaissance de l'auteur, peu de données expérimentales sur le canal mobile/satellite dans la bande Ka sont disponibles. Les paramètres de la bande L ont été mesurés à l'aide d'un satellite MAREC A du réseau de satellites INMARSAT et sont donnés en [5]. Lors de l'ajustement en fréquence, on doit tenir compte du fait que le coefficient de réflexion du sol augmente avec la fréquence mais que le faisceau des antennes en bande Ka est plus étroit. Dans [1], on considère que ces deux effets ont pour conséquence que les affaiblissements multivoies en bande Ka sont du même ordre que les affaiblissements multivoies en bande L. Pour ce qui est de la composante en ligne-de-vue, le fait que la longueur d'onde en bande Ka est du même ordre de grandeur que la dimension des petites branches et feuilles porte à croire que l'effet de masquage sera plus marqué en bande Ka que le masquage subi par la composante en ligne directe en bande L.

Le facteur d'ajustement en fréquence fut développé en utilisant la méthode du "Modified Exponential Decay (MED)" [10]. Cette méthode d'ajustement en fréquence stipule que l'atténuation d'amplitude d'un signal en bande Ka est 2.1 fois plus grande que l'atténuation d'amplitude d'un signal en bande L. Cette méthode stipule que le facteur d'affaiblissement est fonction de la profondeur de végétation qui doit être traversée par le signal, d_t , et s'énonce ainsi: "pour une profondeur de végétation d_t , se situant entre 0 et 400 mètres, l'atténuation en amplitude, α , est donnée par:"

$$\alpha \approx 0.45 f^{0.284} \quad 0 < d_t < 14 \text{ m} \quad (2.34)$$

$$\alpha \approx 1.33 f^{0.284} d_t^{-0.412} \quad 0 < d_t < 14 \text{ m} \quad (2.35)$$

où α correspond à l'atténuation subie par le signal et f la fréquence de ce dernier. L'expression pour le facteur d'ajustement devient alors:

$$\alpha_{20GHz} \approx 2.1\alpha_{1.5GHz} (dB / m) \quad (2.36)$$

Les valeurs de ces paramètres pour la bande L, Ka ainsi que la valeur du facteur K' pour chacune de ces deux bandes sont fournies au tableau 2.1. La valeur de K' est obtenue à l'aide de la formule (2.30).

Les options offertes par le simulateur FCS-10CS-70 nous permet de choisir des valeurs d'écart-type du processus lognormal de masquage allant de 1 dB à 6 dB par incréments de 1 dB, nous limitant donc ainsi aux canaux avec masquage fort. De plus le facteur K' , pour des canaux avec masquage fort, est limité à -3 dB.

Table 2.1: Paramètres des canaux.

canal	f_c (GHz)	b_o	μ	$\sqrt{d_o}$	K'
masquage léger	1.5	0.158	0.115	0.115	6.12
	20	0.158	0.241	0.166	7.34
masquage moyen	1.5	0.126	-0.115	0.161	5.21
	20	0.126	-0.2415	0.2333	4.36
masquage fort	1.5	0.063	-3.91	0.806	-19.33
	20	0.063	-8.211	1.168	-50.48

Les figures 2.2 à 2.8 ont été obtenues en envoyant une porteuse non modulée au simulateur. Le niveau du bruit est, pour ces figures, de -70 dBm et l'échelle verticale est graduée par incréments de 10 dB. La puissance de la porteuse transmise est de -40 dBm et sa fréquence est de 70 MHz. La figure 2.2 représente la porteuse lorsque seule la composante directe est considérée. Afin d'obtenir une composante directe non masquée, il faut choisir une valeur de d'écart-type processus de masquage lognormal égale à 0 dB.

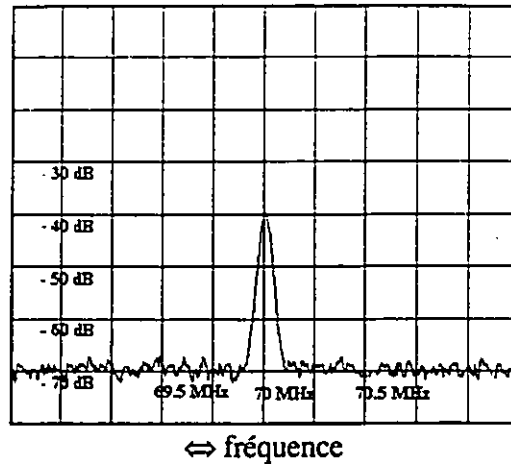


Figure 2.2 Sortie du simulateur pour une composante en ligne-de-vue non masquée.

Les figures 2.3 et 2.4 représentent le spectre d'amplitude observé pour un canal de Rayleigh. Les largeurs de bande des processus d'affaiblissements pour ces figures sont de 60 Hz et 800 Hz, correspondant respectivement aux bandes Ka et L.

Les signaux reçus possèdent une forme irrégulière et fluctuent de façon importante. Les variations en fréquence sont beaucoup plus accentuées pour la bande Ka qu'en bande L.

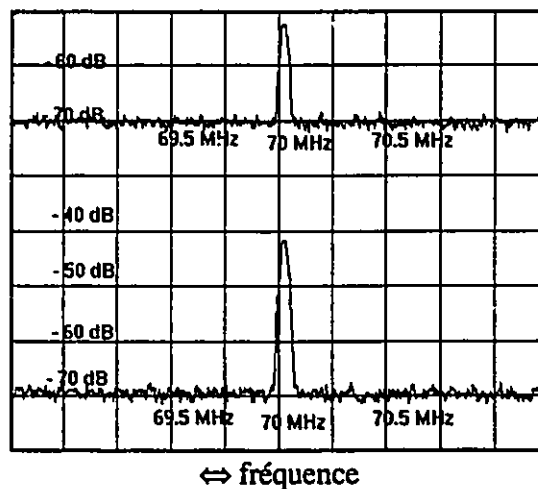


Figure 2.3 Porteuse affectée par un canal de Rayleigh en bande L.

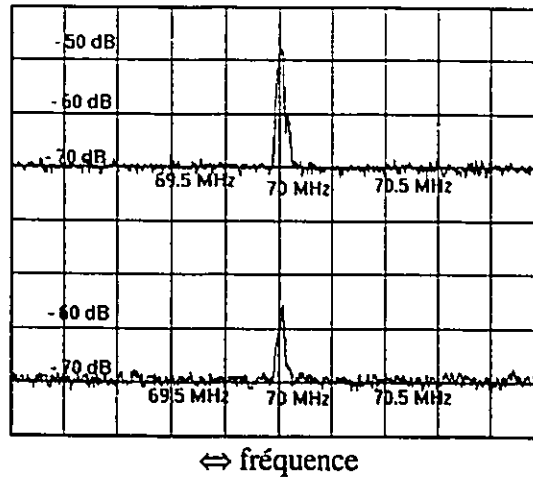


Figure 2.4 Porteuse affectée par un canal de Rayleigh en bande Ka.

On retrouve sur chacune des figures 2.3 et 2.4, deux formes d'ondes ayant été observées à 0.5 seconde d'intervalle l'une de l'autre. Les figures 2.5 et 2.6 représentent des canaux de Rice en bande Ka et L. La valeur du facteur K a été fixée à 0 dB.

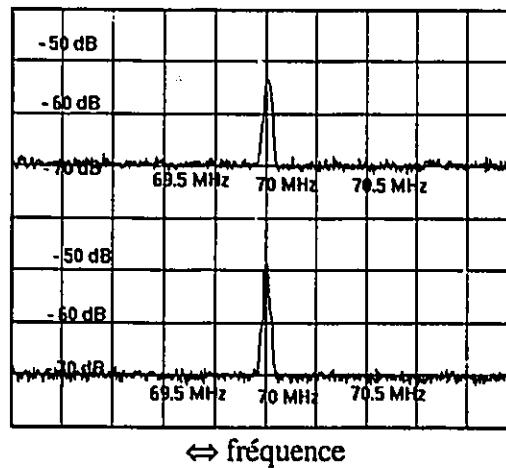
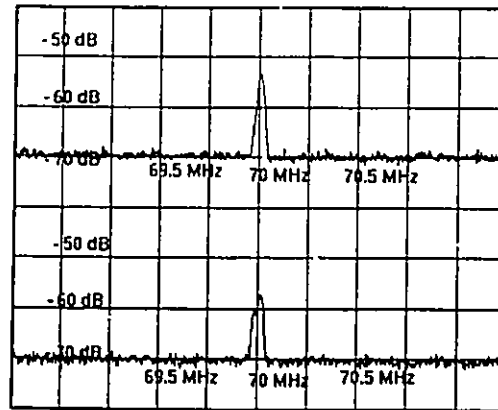


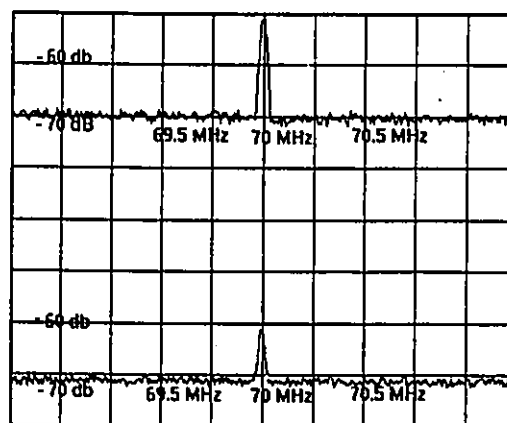
Figure 2.5 Porteuse affectée par un canal de Rice en bande L.



⇔ fréquence

Figure 2.6 Porteuse affectée par un canal de Rice en bande Ka.

L'onde reçue varie au-dessus et au-dessous du niveau de -40 dB tout comme l'onde reçue en bande L. La différence réside dans l'apparence de l'onde reçue. En effet, celle-ci apparaît irrégulière et fluctue plus rapidement que l'onde reçue en bande L. Ceci semble venir appuyer l'affirmation de [8], voulant que le nombre de passages par un niveau, augmente proportionnellement avec la fréquence. Les figures 2.7 et 2.8 représentent les fluctuations du spectre de puissance de l'onde reçue pour un canal de Loo. La valeur choisie du facteur K' est de 0 dB alors que l'écart-type du processus de masquage lognormal est de 1 dB . Bien que le simulateur de canal soit non-sélectif en fréquence on remarque à la figure 2.8 des fluctuations près de la fréquence centrale. Ceci est due au fait que l'écran de l'analyseur de spectre était en train d'être rafraîchi lorsque l'image a été prise.



⇔ fréquence

Figure 2.7 Porteuse affectée par un canal de Loo en bande L.

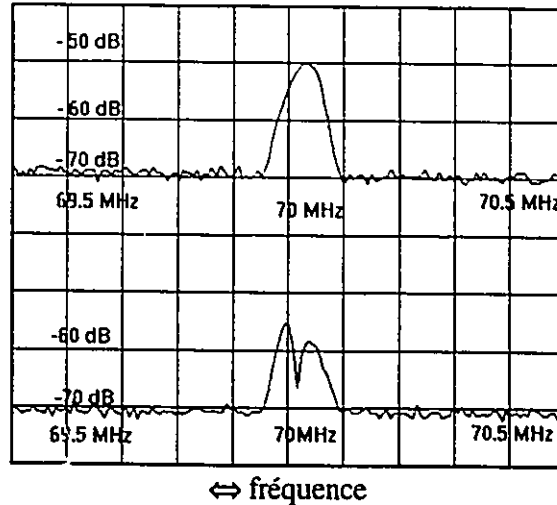


Figure 2.8 Porteuse affectée par un canal de Loo en bande Ka.

2.5 Conclusion

Comme nous l'avons vu dans ce chapitre, l'onde captée par le récepteur d'une unité mobile peut être en partie formée d'une composante directe masquée ou non, ainsi que d'une composante multivoie résultant des diverses réflexions subies par le signal dispersé. Selon la composition du signal reçu, la distribution de densité de l'enveloppe varie et contribue à former soit: pour un signal purement réfléchi, un canal de Rayleigh; pour un signal formé d'une composante multivoie et directe non masquée, un canal de Rice; et pour un signal formé d'une composante multivoie et d'une composante directe masquée possédant une distribution lognormale, un canal que nous avons identifié comme canal de Loo.

Le simulateur matériel utilisé peut simuler les trois types de canaux mentionnés ci-haut. Cependant la valeur du facteur K' est limitée entre -3 dB et 7 dB et les valeurs possibles de écart-type du processus de masquage lognormal peuvent varier entre 0 dB et 6 dB par incréments de 1 dB nous limitant ainsi au cas où le masquage est sévère.

Chapitre 3

Modulation par déplacement de phase

3.1 Introduction

Le processus de modulation est celui par lequel la transmission d'information en bande de base s'effectue, à travers un canal à bande passante, grâce aux transformations apportées à une onde porteuse (phase, fréquence, amplitude selon le type de modulation choisie). Le type de modulation considérée dans ce mémoire, est la modulation par déplacement de phase. Pour ce type de modulation, l'information se trouve dans la phase de la porteuse. Seule la phase de la porteuse est affectée par le processus de modulation. L'amplitude ainsi que la fréquence de l'onde porteuse demeurent intactes. Le nombre de phase possibles, aussi appelé le nombre d'états, M , est associé aux nombres de bits par symbole selon la relation:

$$M = 2^k \quad (3.1)$$

où k représente le nombre de bits par symbole. Pour la modulation binaire, ou à deux états, le nombre de bits par symbole est de un, donc deux signaux sont requis, soient: un pour le symbole "1" et un autre pour le symbole "0". Selon la valeur de k , on obtient 2, 4, 8, 16, ... signaux distincts pour représenter les 2^k combinaisons de bits possibles. Chacun de ces blocs de bits appelés un symbole et possède une durée de transmission $T_s = kT_b$, où T_b est la durée de transmission d'un seul bit. En représentant sous forme polaire les M signaux possibles, c'est-à-dire à l'aide du module et de la phase du signal, on obtient une représentation sous forme de constellation. La figure 3.1 montre les constellations de signaux possibles pour des valeurs de $k = 1, 2$, et 3.

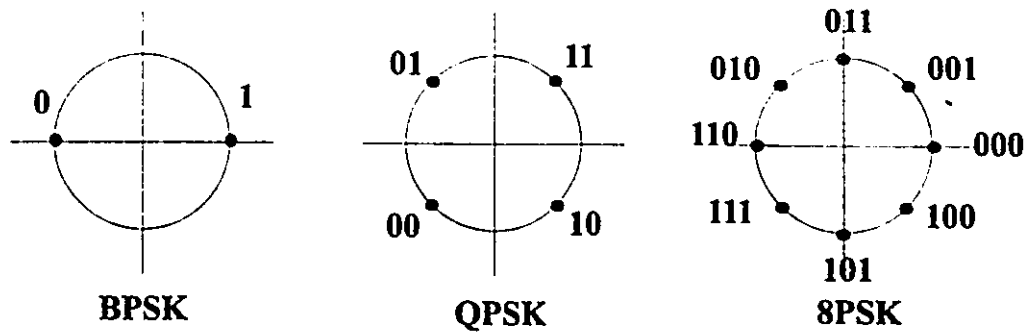


Figure 3.1 Constellation de signaux pour $k = 1, 2, 3$.

Selon leur constellation, les techniques de modulation peuvent être classées en deux grandes catégories soit: modulations efficaces en puissance, et modulations spectralement efficaces.

La modulation efficace en puissance est définie par le niveau du rapport signal-à-bruit requis afin d'obtenir un taux d'erreur P_e acceptable. Par exemple, pour un canal à bruit additif gaussien (AWGN) afin d'être efficace en puissance, le processus de modulation doit avoir une valeur de $P_e = 10^{-8}$ pour un rapport signal-à-bruit de $E_b/N_0 < 14$ dB [11]. Parmi les types de modulations efficaces en puissance, on retrouve la modulation par déplacement de phase pour le cas binaire, BPSK, et pour le cas quaternaire, QPSK.

L'efficacité spectrale requiert que le rapport du nombre de bits transmis sur la largeur de bande du canal soit plus grand que 2 b/s/Hz. Ceci peut être accompli en utilisant des blocs de bits plus grands, comme c'est le cas pour le 8 PSK [11]. Étant donné la proximité des points, la puissance de transmission doit être augmentée afin de conserver le même taux d'erreur qu'un type de modulation efficace en puissance.

3.2 Modulation BPSK et QPSK

Lorsque $k=1$, seulement deux signaux sont requis afin de représenter l'information numérique à transmettre. Ces deux signaux sont:

$$s_1(t) = A \cos(\omega_c t + \theta) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (3.2)$$

$$s_2(t) = -A \cos(\omega_c t + \theta) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (3.3)$$

où θ représente la phase initiale de la porteuse. Afin d'avoir ces deux signaux une simple conversion binaire à bipolaire doit être effectuée. On obtient ainsi deux signaux déphasés l'un par rapport à l'autre de 180° . La figure 3.2 représente un schéma bloc d'un modulateur BPSK.

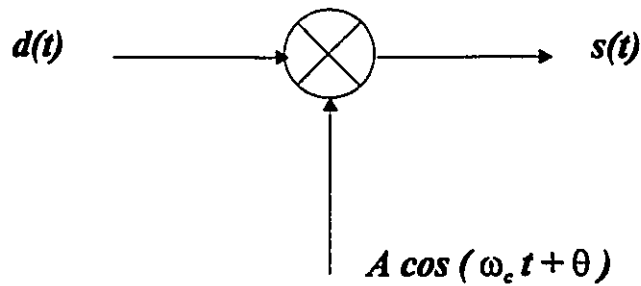


Figure 3.2 Modulateur BPSK.

où $d(t) = \pm 1$. La fonction de densité spectrale est, lorsque la fréquence de la porteuse, f_c , est plus grande que la largeur de bande du signal, B , donnée par [2]:

$$S_{BPSK}(f) = \frac{E_b}{2} \left\{ \left[\frac{\sin \pi (f - f_c) T}{\pi (f - f_c) T} \right]^2 + \left[\frac{\sin \pi (f + f_c) T}{\pi (f + f_c) T} \right]^2 \right\} \quad (3.3)$$

La fonction de densité spectrale d'un signal BPSK décroît selon $1/(f - f_c)^2$. Il est possible de réduire la largeur de bande d'un signal BPSK en façonnant du signal $d(t)$. Un filtre de façonnage très populaire est le filtre cosinus surélevé. Celui-ci arrondit le signal

$d(t)$. Le filtre cosinus surélevé est attrayant car il s'approche beaucoup du filtre idéal offert par la fonction *sinc* x , tout en demeurant réalisable. Etant donné que nous disposons de la totalité de la largeur de bande disponible, c'est-à-dire qu'il n'y avait pas d'autres usagers, un tel filtre n'a pas été utilisé. Le signal $d(t)$ a donc la forme d'un train d'onde bipolaire.

Lorsque $f=f_c$, on obtient:

$$S_{BPSK}(f) = \frac{A^2}{4T} \quad (3.4)$$

Le signal $s(t)$, est une sinusoïde de puissance $A^2/2$. Par définition, la puissance étant égale à l'énergie divisée par le temps, on obtient donc que:

$$\frac{A^2}{2} = \frac{E_b}{T_b} \quad (3.5)$$

où T_b , représente la période de transmission d'un bit et E_b correspond à l'énergie affectée à la transmission d'un bit. Ceci permet d'évaluer la puissance du signal à l'aide d'un analyseur de spectre. Cette mesure est utile lorsqu'il faut évaluer le rapport signal-à-bruit afin de tracer les courbes de probabilité d'erreurs.

Les dérivations conduisant à l'expression théorique de la probabilité d'erreur pour la modulation BPSK dans un canal AWGN sont données dans [2,3]:

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_o}} \right) \quad (3.6)$$

où $\operatorname{erfc} ()$ correspond à la fonction d'erreur complémentaire, N_o désigne la densité monolatérale du bruit blanc additif et E_b/N_o correspond à la valeur du rapport signal-à-bruit (i.e. énergie d'un bit divisé par la densité spectrale du bruit).

La modulation par déplacement de phase à quatre états, où $M=4=2^2$, requiert 4 signaux afin de représenter les 4 combinaisons possibles de symboles quaternaires. Les expressions de ces signaux sont données par les équations 3.7 à 3.10 [2]:

$$s_1(t) = s_{10}(t) = A \cos(\omega_c t + \frac{\pi}{4} + \theta) \quad (3.7)$$

$$s_2(t) = s_{00}(t) = A \cos(\omega_c t + \frac{3\pi}{4} + \theta) \quad (3.8)$$

$$s_3(t) = s_{01}(t) = A \cos(\omega_c t + \frac{5\pi}{4} + \theta) \quad (3.9)$$

$$s_4(t) = s_{11}(t) = A \cos(\omega_c t + \frac{7\pi}{4} + \theta) \quad (3.10)$$

Ces quatre équations peuvent aussi être exprimées sous la forme de sommes de cosinus et de sinus grâce à l'identité trigonométrique d'une somme d'angles et sont données par:

$$s_1(t) = s_{10}(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\omega_c t + \theta) - \frac{A}{\sqrt{2}} \sin(\omega_c t + \theta) \quad (3.11)$$

$$s_2(t) = s_{00}(t) = -\frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\omega_c t + \theta) - \frac{A}{\sqrt{2}} \sin(\omega_c t + \theta) \quad (3.12)$$

$$s_3(t) = s_{01}(t) = -\frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\omega_c t + \theta) + \frac{A}{\sqrt{2}} \sin(\omega_c t + \theta) \quad (3.13)$$

$$s_4(t) = s_{11}(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos(\omega_c t + \theta) + \frac{A}{\sqrt{2}} \sin(\omega_c t + \theta) \quad (3.14)$$

La figure 3.3 représente un schéma bloc d'un modulateur de phase à quatre états.

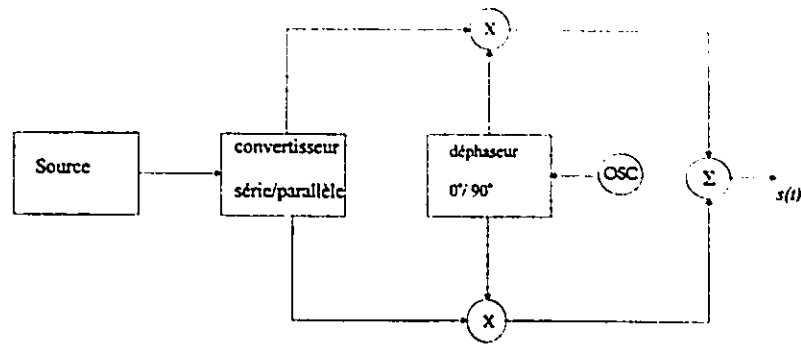


Figure 3.3 Modulateur de phase à quatre états.

Le signal modulé, $s(t)$, est donc formé de la somme vectorielle de deux signaux orthogonaux, soit: un en phase (I), et l'autre en quadrature (Q). La figure 3.4 représente les quatre vecteurs résultant pouvant être transmis.

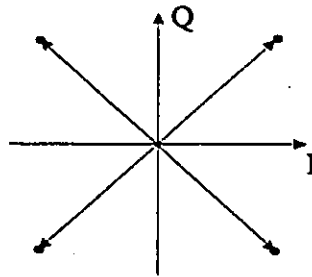


Figure 3.4 Vecteurs résultants à la sortie du démodulateur.

Le modulateur QPSK peut être vu comme deux modulateurs BPSK en quadrature possédant un taux de signalisation deux fois moindre, soit $T_s = 2 T_b$. Le rôle du convertisseur série/parallèle est de fournir aux branches en phase et en quadrature, deux nouveaux bits à tous les T_s .

La fonction de densité spectrale de puissance d'un signal QPSK est donnée par [2]:

$$S_{QPSK}(f) = \frac{E_b}{2} \left\{ \left[\frac{\sin \pi (f - f_c) T_s}{\pi (f - f_c) T_s} \right]^2 + \left[\frac{\sin \pi (f + f_c) T_s}{\pi (f + f_c) T_s} \right]^2 \right\} \quad (3.15)$$

La probabilité d'erreur par bit pour la modulation par déplacement de phase à quatre états est à toutes fins pratiques la même que pour le BPSK [2]:

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_o}} \right) \quad (3.16)$$

3.3 Modulation spectralement efficace

Tel que vu précédemment, la modulation de phase à huit états est qualifiée de spectralement efficace. Les huit signaux requis afin de représenter les huit combinaisons possibles de symboles 8-aires sont obtenues à partir de la formule générale:

$$s_m(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_m + \theta) \quad \text{pour } 0 < t < T_s \quad (3.17)$$

où θ_m représente la phase de modulation et θ est la phase initiale de la porteuse.

En utilisant la fonction trigonométrique d'une somme d'angles, on obtient:

$$s_m(t) = (A \cos \theta_m) \cos(\omega_c t + \theta) - (A \sin \theta_m) \sin(\omega_c t + \theta) \quad (3.18)$$

$$s_m(t) = A_c \cos(\omega_c t + \theta) - A_s \sin(\omega_c t + \theta) \quad (3.19)$$

où $A_c = A \cos \theta_m$ et $A_s = A \sin \theta_m$.

La figure 3.5 représente la forme générale du modulateur à déplacement de phase à 8 états. Un diagramme détaillé incluant la nomenclature des diverses composantes pour le distributeur de données peut être retrouvé à l'annexe B.

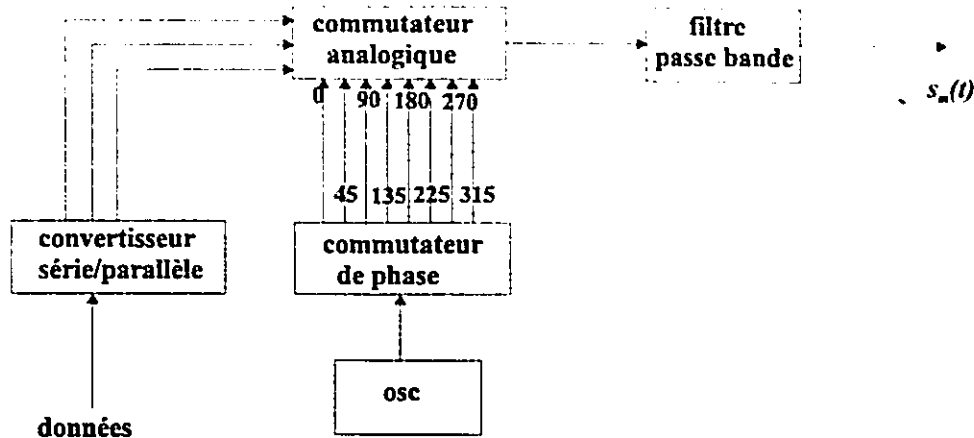


Figure 3.5 Modulateur à 8 phases.

3.4 Technique de démodulation

3.4.1 Introduction

Lorsque le signal modulé est transmis à travers le canal, ce dernier est affecté par le bruit environnant, les réflexions multivoies, et/ou les affaiblissements lognormaux de la composante directe.

Lorsqu'en pratique de tels phénomènes affectent simultanément le signal modulé, il est parfois avisé d'utiliser un type de démodulation différenciellement cohérent. Par différenciellement cohérent, on entend que le signal reçu est multiplié avec le signal précédent (délai égal à T_r). Cette technique de démodulation est moins performante que la démodulation cohérente (on obtient une dégradation de 3 dB) mais, par contre, elle est beaucoup plus simple à réaliser, car la démodulation différentielle ne requiert pas de circuit de récupération de porteuse. Pour les canaux radio mobiles, les fluctuations de phase et d'amplitude du signal reçu rendent l'implémentation d'un circuit de récupération de porteuse, n'introduisant que peu de bruit de phase, complexe. La dégradation causée par le bruit de phase introduit par le circuit de récupération peut être supérieure à la dégradation inhérente à la démodulation différentielle [13]. Ceci explique la tendance à

développer des techniques d'encodage contrant la dégradation introduite par la démodulation différentielle.

En pratique, il est important de bien évaluer les coûts, la complexité et la performance de la technique de démodulation et d'encodage à utiliser afin de satisfaire le mieux possible les contraintes imposées pour la conception d'un système de communications. Pour les bancs d'essais, la démodulation cohérente a été choisie. La porteuse cohérente servant à démoduler le signal reçu est la même que celle qui a été utilisée au modulateur. Il a été supposé que la dégradation en performance causée par le délai de transmission à travers les équipements est comparable au bruit de phase par un circuit de récupération de porteuse ayant une bonne performance. Cette technique de démodulation a été choisie afin de réduire la complexité des circuits à implémenter ainsi que le coût de ceux-ci.

3.4.2 Démodulateur de phase

Le démodulateur a comme fonction de recevoir le signal MPSK à son entrée et de fournir le signal numérique en bande de base correspondant à sa sortie. La figure 3.6 représente le démodulateur de phases à M états pour $M=2$ et 4 (BPSK et QPSK) qui a été réalisé. Le signal QPSK est tout d'abord filtré par un filtre passe-bande, lequel rejette les interférences indésirables du canal et restreint la largeur de bande du bruit blanc à la largeur de bande d'intérêt réduisant par le fait même la puissance du bruit [12]. Le signal reçu est mélangé à une porteuse non bruitée (cette porteuse proviendrait normalement du circuit de récupération de porteuse). La figure 3.6 représente un schéma bloc d'un démodulateur.

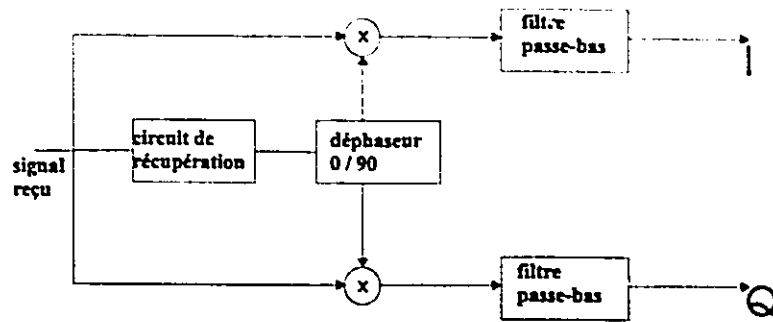


Figure 3.6 Démodulateur de phase.

La sortie des mélangeurs comprend une composante proportionnelle à la différence de phase existant entre la porteuse non-modulée et le signal reçu, et une composante en hautes fréquences qui doit être éliminée par un filtre passe-bas.

3.4.3 Récupération des données

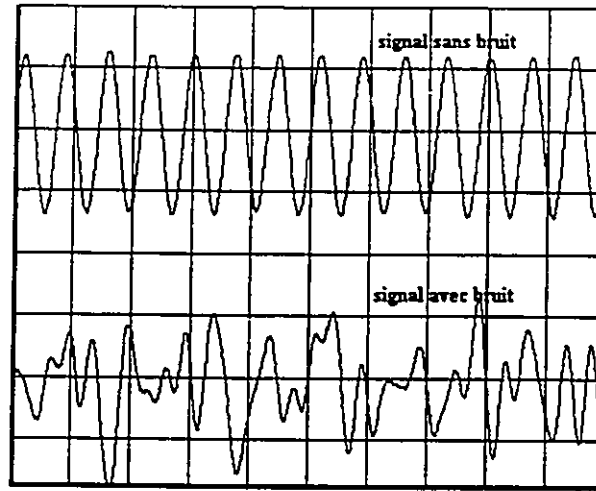
Les données présentes aux sorties I et Q du démodulateur sont échantillonnées à l'aide d'une carte d'acquisition de données. En échantillonnant les deux sorties du démodulateur ainsi que le signal d'horloge, on arrive à estimer le centre du diagramme d'oeil des signaux. En pratique, un circuit de récupération d'horloge est utilisé.

3.4.4 Evaluation du rapport signal-à-bruit

La performance d'un démodulateur est normalement évaluée grâce à la probabilité d'erreur et au rapport signal-à-bruit. Il est donc très important de bien évaluer le rapport signal-à-bruit afin de bien situer les courbes de probabilité d'erreur.

Lorsque l'antenne réceptrice reçoit le signal modulé, pour un canal à bruit additif, celle-ci reçoit aussi le bruit environnant provenant de diverses sources. La figure 3.7 représente un signal non modulé sans et avec bruit gaussien additifs dont la fréquence

centrale est de 70 MHz et la largeur de bande du filtre pour le bruit est de 40 MHz pour une même valeur de fréquence centrale.



$\Leftrightarrow 20 \text{ ns/div}; \updownarrow 200 \text{ mV/div}$

Figure 3.7 Signal non-modulé avec et sans bruit gaussien additif.

La capacité du démodulateur à démoduler correctement le signal reçu dépend grandement de la quantité de bruit présent. Pour les canaux à bruit blanc additif considérés dans ce mémoire, on suppose que le bruit est blanc, c'est-à-dire de distribution gaussienne avec moyenne nulle et variance σ^2 . Le bruit possède donc une fonction de densité de probabilité donnée par:

$$f(n) = \frac{e^{-n^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \quad (3.20)$$

La densité spectrale de puissance est donnée par:

$$S_n(f) = \begin{cases} N_o/2 & |f - f_c| < W \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.21)$$

$$S_n(f) = \begin{cases} N_o / 2 & |f - f_c| < W \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.21)$$

Rappelons ici que N_o désigne la densité monolatérale du bruit blanc additif. La puissance du bruit à la sortie d'un filtre de réception a une fonction de transfert $H_r(f)$ [12]:

$$N = \sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N_o}{2} |H_r(f)|^2 df = N_o \int_0^{\infty} |H_r(f)|^2 df \quad (3.22)$$

La largeur de bande équivalente du bruit, B_{eq} , peut être utilisée afin d'évaluer la puissance du bruit à la sortie du filtre. La figure 3.8 représente la largeur de bande équivalente du bruit.

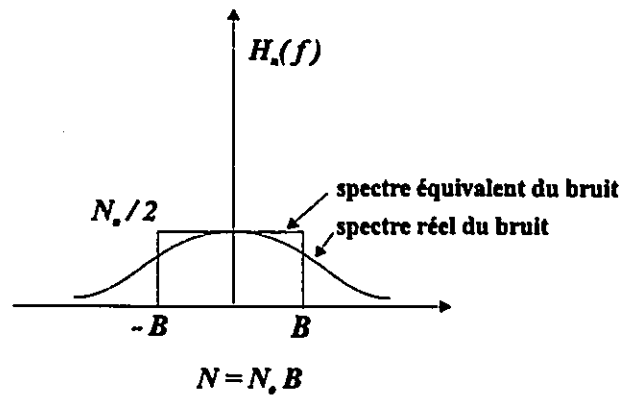


Figure 3.8 Largeur de bande équivalente du bruit.

Donc, la densité spectrale du bruit est obtenue par le rapport entre la puissance du bruit mesurée à la sortie du filtre de réception, N , et la largeur de bande équivalente du bruit, B_{eq} .

$$N_o = \frac{N}{B_{eq}} \quad (3.23)$$

3.5 Modulation codée en treillis

3.5.1 Introduction

Une technique aidant à réduire la vulnérabilité des données devant être transmises au bruit consiste à employer un code correcteur d'erreur. La modulation codée en treillis représente une technique combinant le codage de canal et la modulation. Lorsque l'on opère dans un environnement restreint en puissance, il est souhaitable d'obtenir une performance acceptable en utilisant le moins de puissance possible. Ceci peut être réalisé à l'aide des codes correcteurs d'erreurs qui ajoutent des bits supplémentaires aux bits devant être transmis dans le but d'ajouter de la redondance qui sera exploitée lors du décodage pour réduire les erreurs de transmission. Ceci aurait pour effet de réduire le taux de signalisation. Afin de conserver le taux de signalisation original, on peut utiliser un ordre de modulation supérieur, c'est-à-dire en augmentant le nombre d'états possibles [2]. La modulation codée en treillis améliore ainsi la fiabilité des systèmes de transmission numériques sans pour autant augmenter la puissance de transmission ou la largeur de bande requise.

3.5.2 Concept de base de la modulation codée en treillis

La modulation codée en treillis repose sur trois concepts de base. Ces trois concepts sont expliqués plus en détail aux trois prochaines sections. Ces concepts sont [13]:

1. expansion de la constellation des signaux;
2. introduction d'interdépendance (redondance) entre les signaux; et
3. subdivisions successives de la constellation.

3.5.3 Expansion de la constellation des signaux

Un des principes de base de la modulation codée en treillis est d'élargir la dimension de la constellation des signaux. Bien que les points d'une constellation d'ordre supérieur soient plus rapprochés, il suffit de réduire le nombre de séquences possibles pouvant être transmises afin d'obtenir des séquences moins compactes augmentant ainsi la distance entre elles. On obtient une distance libre minimale, d_{libre} entre deux séquences qui est plus grande que la distance minimale, d_{min} , entre les signaux de la constellation initiale. Ces deux paramètres, d_{libre} et d_{min} , sont utilisés afin de définir le facteur de gain en distance. Lorsque l'on insère la constellation initiale dans une constellation plus grande, afin d'éviter la réduction du taux de signalisation, ceci implique que l'énergie moyenne devant être fournie lors de la transmission passe d'une valeur E' à une nouvelle valeur E . Ici E' et E correspondent à l'énergie moyenne de transmission pour les signaux non codés et codés respectivement. Le gain asymptotique de codage, γ , tient compte du facteur de gain en distance entre d_{libre} et d_{min} ainsi que de la perte d'énergie. Le gain asymptotique de codage est donné par [13]:

$$\gamma = \frac{d_{libre}^2 / E}{d_{min}^2 / E'} \quad (3.24)$$

3.5.4 Introduction d'interdépendance entre les signaux

Il y a, principalement, deux représentations d'encodeurs TCM, soit celle d'Ungerboeck [15,16] et celle de Calderbank et Mazo [18]. La première représente la partie introduisant de la mémoire, dans le procédé d'encodage, comme étant un encodeur convolutif. La seconde établit des liens analytiques entre les symboles à l'entrée de l'encodeur et les symboles encodés de la sortie de celui-ci. Tout au long de ce mémoire

c'est la première représentation, soit celle d'Ungerboeck, qui sera utilisée. La figure 3.9 représente le concept général d'un tel encodeur.

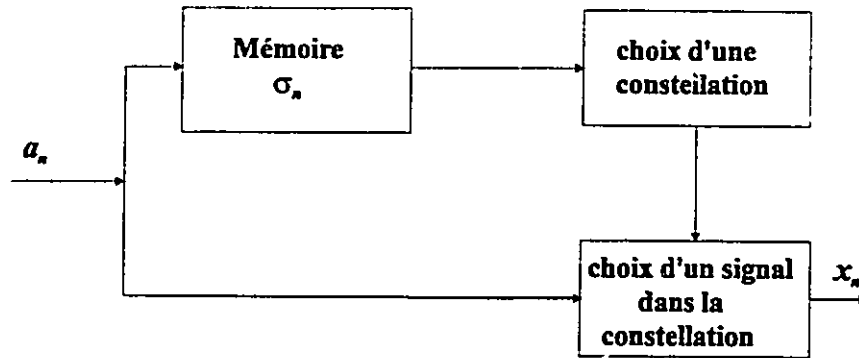


Figure 3.9 Concept général d'un encodeur TCM.

Comme on peut le voir à la figure 3.9, le signal qui sera transmis ne dépend plus seulement de l'information numérique présente à l'entrée du modulateur, a_n , mais il dépend aussi d'un nombre donné de symboles précédents, L . C'est ce qui introduit de la redondance dans le processus de modulation. Les données précédentes, (a_{n-1}, a_{n-L}) , seront ici appelées σ_n . Selon la valeur de σ_n , que l'on appellera état de l'encodeur, une sous-constellation sera choisie et la valeur du symbole présent, a_n , permettra de choisir un signal parmi la sous-constellation choisie. L'utilisation d'un treillis facilite la représentation de la modulation codée. La structure du treillis est déterminée par σ_n et a_n . Il y aura autant de noeuds dans le treillis qu'il y a de valeurs possibles pour σ_n et de chaque noeud émanera autant de branches qu'il y a de valeurs possibles de a_n . Selon que a_n représente un ou plusieurs bits il y aura absence ou présence de transitions parallèles dans le treillis. Les transitions parallèles surviennent lorsque deux branches différentes relient une même paire de noeuds. La figure 3.10 représente des treillis à quatre états avec et sans transitions parallèles.

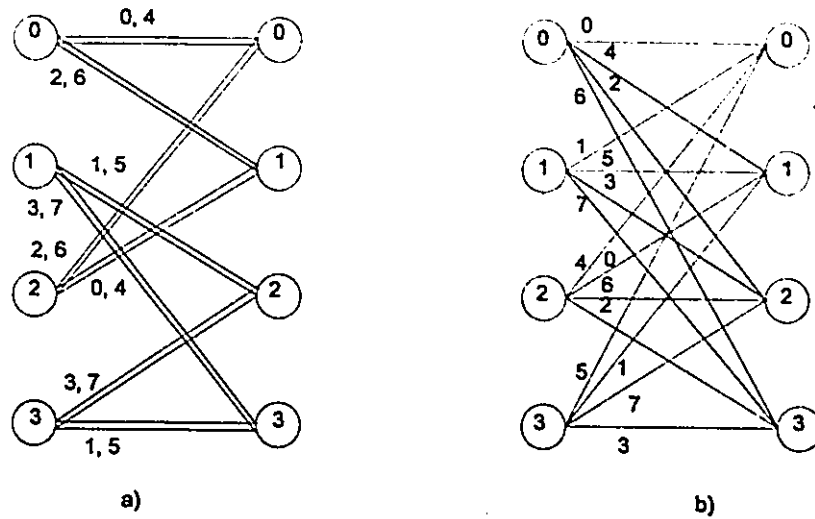


Figure 3.10 Treillis à quatre états pour le TCM 8PSK.

a) TCM avec transitions parallèles

b) TCM avec transitions distinctes

3.5.5 Partitions successives

C'est dans le but d'obtenir un treillis offrant une distance libre maximale, qu'Ungerboeck proposa une technique de subdivision successive de la constellation initiale. A chaque subdivision, ou partitionnement, la distance minimale euclidienne augmente [16]. Trois règles régissent ce processus de partitionnement. Ces trois règles, connues comme étant les trois règles d'Ungerboeck, s'énoncent comme suit:

1. deux transitions parallèles doivent appartenir à même partition primaire et ont ainsi la distance euclidienne la plus grande;
2. deux transitions provenant (ou aboutissant) d'un (à un) même noeud doivent appartenir au premier groupe de taille supérieure et ainsi recevoir la seconde plus grande distance euclidienne; et

3. tous les signaux doivent être utilisés de façon équiprobable.

La figure 3.11 représente le partitionnement d'une constellation à huit points, 8 PSK, selon les trois règles énoncées ci-haut.

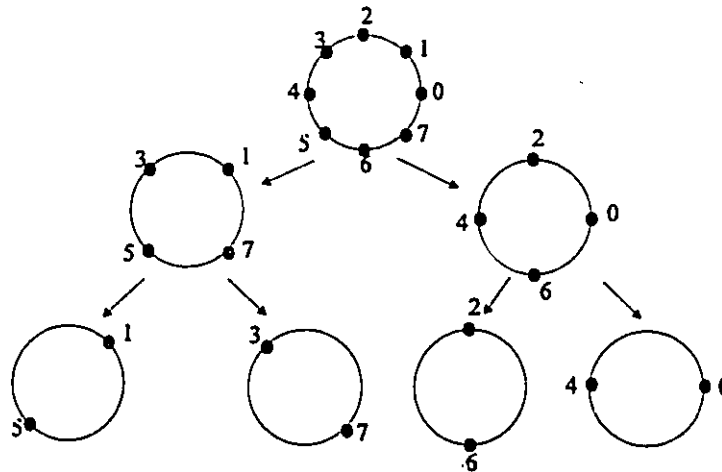


Figure 3.11 Partitions successives

3.5.6 Les codes d'Ungerboeck

Les codes d'Ungerboeck forment une famille importante de codes. Ceux-ci ont comme principales propriétés:

1. la constellation d'origine est incluse dans une constellation possédant deux fois plus de points;
2. la partie introduisant la redondance est constituée d'un encodeur convolutif linéaire; et.
3. tous les signaux sont équiprobables.

La figure 3.12 donne la représentation d'un code d'Ungerboeck.

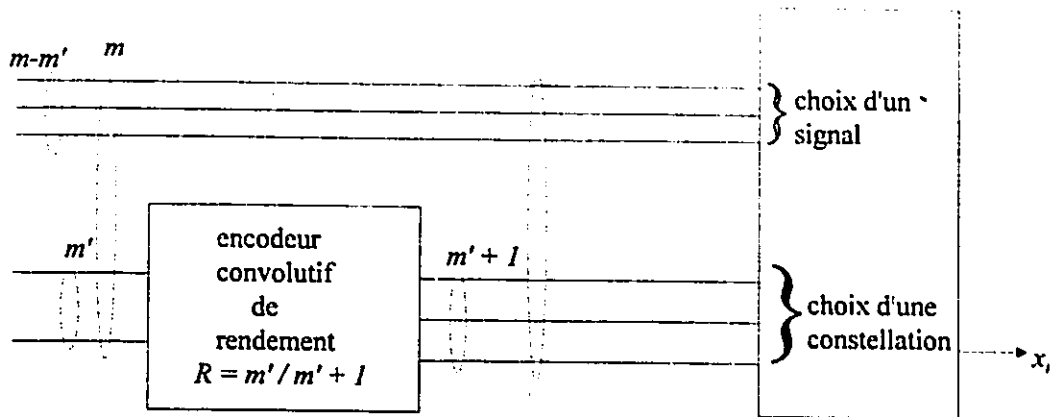


Figure 3.12 Schéma bloc d'un code d'Ungerboeck.

A tous les intervalles de temps, i , l'encodeur convolutif à rendement $R = m' / (m' + 1)$, reçoit m' données et génère $m' + 1$ bits encodés. Ce sont ces bits codés qui déterminent de quelle sous-constellation de signaux le signal à transmettre sera choisi. Les $m-m'$ bits non-codés déterminent les transitions parallèles.

3.6 Codes utilisés

Les codes considérés dans ce mémoire sont les codes TCM 4PSK (i.e. codes en treillis à quatre phases distinctes) à 2, 4, 8 états et les codes TCM 8PSK (i.e. codes en treillis à huit phases distinctes) à 4, 8, et 16 états. Parmi ces codes, seul le code TCM 8PSK à quatre états possède des transitions parallèles. Cette structure de treillis permet d'obtenir les meilleurs résultats avec 8 phases et 4 états [13].

3.6.1 Modulation codée en treillis à rendement 1/2

Afin d'aider à choisir la meilleure structure du treillis d'un code, on doit considérer la longueur des séquences d'erreurs. Ces séquences forment des chemins à l'intérieur du treillis. On définit une séquence d'erreur comme étant une divergence entre

une séquence correcte et une séquence incorrecte [13]. La longueur, ou le nombre de symboles devant être transmis avant que le chemin incorrect ne rejoigne le chemin correct sert à calculer la distance libre du code. Celle-ci correspond à la distance minimale sur toutes les paires de chemins formant une séquence d'erreur donnée. C'est cette distance libre ainsi que la distance euclidienne de la constellation non codée qui permettra d'évaluer la performance de la modulation codée en treillis.

Pour un treillis à deux états on peut choisir une configuration de treillis avec ou sans transitions parallèles. Lorsque la configuration avec transitions parallèles est choisie, le chemin le plus court, pour une séquence d'erreurs donnée, est de 1. Ceci implique que la valeur de la distance libre est limitée à la distance euclidienne existant entre les deux signaux associés aux branches parallèles. Donc, pour une constellation possédant une énergie normalisée unitaire, la distance libre, $d_{\text{libre}}^2 = 4$. Si, par contre, on se sert d'un treillis sans transitions parallèles, tel que représenté à la figure 3.13, la plus courte séquence d'erreurs devient:

$$d(0,2)^2 + d(0,1)^2 > 4 \quad (3.25)$$

où $d(0,2)^2$, correspond au carré de la distance existant entre le signal 0 et le signal 2. Il est donc préférable d'utiliser un treillis sans transitions parallèles car il offre une distance libre plus grande.

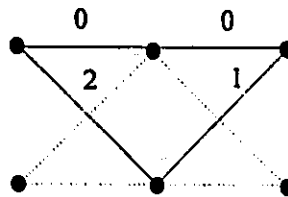


Figure 3.13 Treillis à deux états sans transitions parallèles.

Le treillis de la figure 3.13 peut être réalisé à l'aide d'un encodeur convolutif linéaire à rendement $1/2$ et possédant une longueur de contrainte de 2. Le diagramme de transition entre les états d'un tel encodeur est représenté à la figure 3.14 (voir [18]).

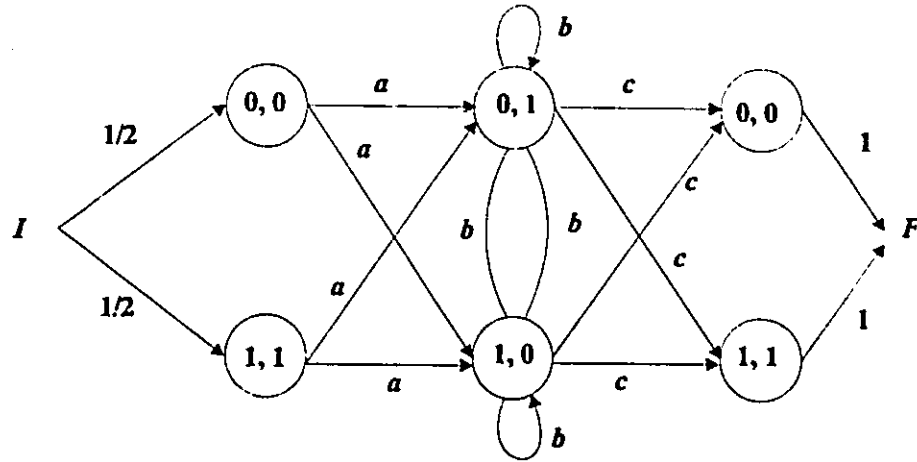


Figure 3.14 Diagramme de transition entre les états.

A partir du diagramme de transition entre les états on peut dériver le diagramme d'erreur. Ce dernier est obtenu en retraçant tous les chemins possibles divergants du chemin ne contenant que des "0", puis convergant à nouveau vers ce dernier. Le nombre d'états d'un diagramme d'erreur est équivalent à celui de l'encodeur convolutif linéaire de l'encodeur TCM [13]. Une borne d'erreur supérieure peut être obtenue grâce à la fonction de transfert du diagramme d'erreur, $T(D,I)$. Dans l'expression de la fonction de transfert la puissance à laquelle est élevé le paramètre D correspond à la distance de Hamming entre la sortie de l'encodeur pour la séquence "0" et celle pour la séquence incorrecte. La puissance à laquelle est élevé le paramètre I correspond à la distance de Hamming existant entre les bits d'entrées, du codeur, de la séquence correcte et celles de la séquence incorrecte [13]. La fonction du diagramme d'erreur correspondant au diagramme de transition entre les états de la figure 3.14 est donnée par:

$$T(D, I) = \frac{4ac}{1-2b}, \quad \text{où } a = \frac{I}{2}D^4, b = \frac{I}{2}D^4 \text{ et } c = \frac{1}{2}D^2 \quad (3.26)$$

en substituant les valeurs de a , b et c dans $T(D, I)$ on obtient la fonction de transfert suivante:

$$T(D, I) = \frac{ID^6}{1-ID^2} \quad (3.27)$$

Il est possible d'obtenir une borne supérieure en utilisant l'inégalité suivante [13]:

$$P_b \leq \frac{1}{m} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{d_{\text{libre}}}{2\sqrt{N_o}} \right) \exp(d_{\text{libre}}^2 / 4N_o) \frac{\partial}{\partial I} T(D, I) \Big|_{I=1, D=Z} \quad (3.28)$$

où Z correspond au paramètre de Bhattacharyya [13] et est donné par:

$$Z = e^{-mE_b/4N_o} \quad (3.29)$$

ici m est le nombre de bits par symbole. On obtient une borne supérieure d'erreur donnée par l'expression:

$$P_b \leq \frac{0.5 \operatorname{erfc}(\sqrt{3E_b/N_o})}{\left[1 - \exp\left(-\frac{E_b}{2N_o}\right) \right]^2} \quad (3.30)$$

Pour des valeurs de rapport signal-à-bruit, E_b/N_o , élevées, le dénominateur tend vers 1, et la borne inférieure est donnée par:

$$P_b \geq \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{3 E_b / 2 N_o}) \quad (3.31)$$

et le gain asymptotique du TCM 4PSK par rapport au PSK non codé est de:

$$\gamma = 10 \log_{10} \frac{3}{2} = 1.76 \text{ dB} \quad (3.32)$$

La figure 3.15 illustre le treillis à quatre états choisi.

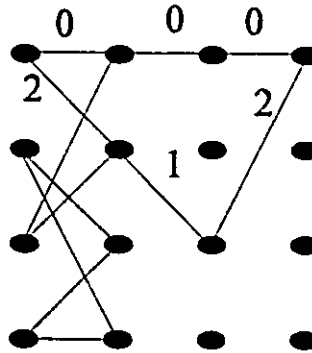


Figure 3.15 Treillis à quatre états.

La distance libre minimale d'un tel treillis est donnée par le chemin 2, 1, 2. L'expression pour la distance libre est [13]:

$$d_{\text{libre}}^2 = d(0,2)^2 + d(0,1)^2 + d(0,2)^2 = 4 + 4\left(\frac{1}{2}\right) + 4 = 10 \quad (3.33)$$

La distance euclidienne au carré entre les deux signaux pour le BPSK étant de 4, on obtient un gain de codage asymptotique de:

$$\gamma = 10 \log_{10} \left(\frac{10}{4} \right) = 3.98 \text{ dB} \quad (3.34)$$

Le treillis à huit états choisi est illustré à la figure 3.16. La séquence d'erreurs donnant la distance libre la plus petite est donnée par le chemin 2, 1, 1, 0, 2 [13].

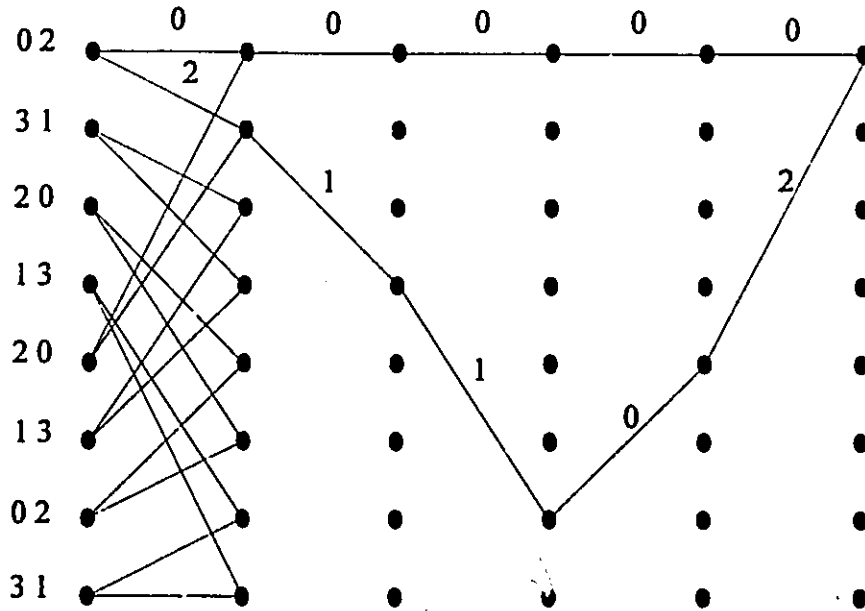


Figure 3.16 Treillis à 8 états.

L'expression de la distance minimum est donnée par:

$$d_{\text{libre}}^2(2,1,1,0,2) = 8 + 8 \left(\frac{1}{2} \right) = 12 \quad (3.35)$$

Le gain de codage asymptotique par rapport au PSK non codé est donné par:

$$\gamma = 10 \log_{10} \frac{12}{4} = 4.77 \text{ dB} \quad (3.36)$$

3.6.2 Modulation codée en treillis à rendement 2/3

Il y a deux façons de représenter un treillis à quatre états selon que l'on désire avoir, ou non, des transitions parallèles. La figure 3.17 représente la structure des deux treillis possibles.

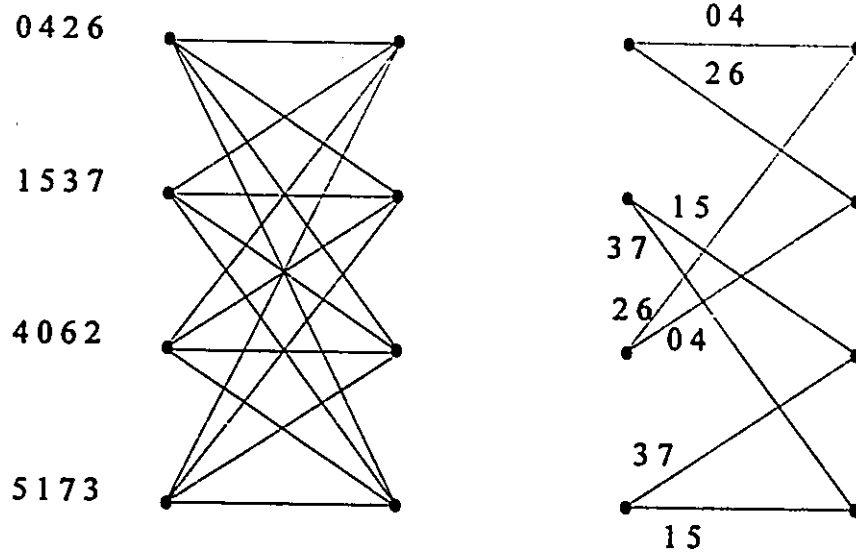


Figure 3.17 TCM à rendement 2/3 à quatre états.

Tel que l'a fait remarquer Ungerboeck [15], le treillis possédant des transitions parallèles est préférable dans ce cas ci, car tous les chemins possédant une longueur supérieure à 1 ont une distance supérieure à 4. La distance libre est donc égale à 4.

Le gain de codage asymptotique offert par ce treillis est donné par:

$$\gamma = 10 \log_{10} \frac{4}{2} = 3.01 \text{ dB} \quad (3.37)$$

Le treillis à huit états offrant la plus grande distance libre est représenté à la figure 3.18 et ne possède pas de transitions parallèles. La séquence d'erreurs offrant la plus petite distance libre est donnée par le chemin 6, 7, 6 [13].

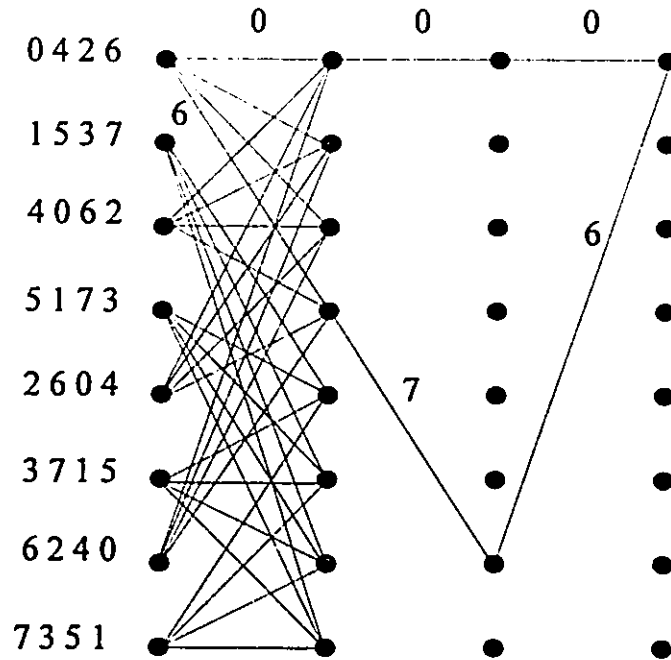


Figure 3.18 Treillis à huit états pour TCM 8PSK.

L'expression pour la distance libre est donnée par:

$$d_{\text{libre}}^2 = 6 - \sqrt{2} = 4.586 \quad (3.38)$$

et le gain asymptotique est de:

$$\gamma = 10 \log_{10} \frac{6 - \sqrt{2}}{2} = 3.60 \text{ dB} \quad (3.39)$$

Il est plus facile de représenter le treillis à 16 états à l'aide d'une matrice de transition d'états où les rangées correspondent aux états initiaux et les colonnes aux états finaux. La matrice de transition d'états pour un treillis à seize états est donnée par:

$$T = \begin{bmatrix} (0, 4, 2, 6) & & & & & & & \\ & (1, 5, 3, 7) & & & & & & \\ & & (4, 0, 6, 2) & & & & & \\ & & & (5, 1, 7, 3) & & & & \\ (2, 6, 0, 4) & & & & & & & \\ & (3, 7, 1, 5) & & & & & & \\ & & (6, 2, 4, 0) & & & & & \\ & & & (7, 3, 5, 1) & & & & \\ (4, 0, 6, 2) & & & & & & & \\ & (5, 1, 7, 3) & & & & & & \\ & & (0, 4, 2, 6) & & & & & \\ & & & (1, 5, 3, 7) & & & & \\ (6, 2, 4, 0) & & & & & & & \\ & (7, 3, 5, 1) & & & & & & \\ & & (2, 6, 0, 4) & & & & & \\ & & & (3, 7, 1, 5) & & & & \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

La séquence d'erreurs donnant la distance libre la plus petite est donnée par le chemin 6, 1, 7, 2. L'expression pour la distance libre est donnée par:

$$d_{libre}^2(6,1,7,2) = 8 - 2\sqrt{2} = 5.17 \quad (3.41)$$

Le gain de codage asymptotique, est alors:

$$\gamma = 10 \log_{10} \frac{8 - 2\sqrt{2}}{2} = 4.126 \text{ dB} \quad (3.42)$$

3.7 Décodage à l'aide de l'algorithme de Viterbi

La performance d'une technique d'encodage dépend grandement de la technique de décodage utilisée. Parmi les méthodes de décodage utilisées on retrouve entre autres le décodage séquentiel et le décodage à l'aide de l'algorithme de Viterbi.

Le décodage séquentiel est surtout utilisé pour des codes possédant une grande longueur de contrainte ($m > 10$) alors que le décodage à l'aide de l'algorithme de Viterbi est utilisé pour de petite longueur de contrainte ($m < 10$). Cette dernière méthode de décodage est très populaire en raison de sa simplicité de réalisation et de sa performance. Cette performance est en partie attribuée au fait que le décodeur de Viterbi peut être implémenté sans quantification des symboles reçus offrant donc un gain de 2 dB pour les canaux à bruit additifs, et un gain encore plus élevé pour les canaux avec affaiblissements [3].

L'algorithme de Viterbi permet de déterminer le chemin à travers le treillis offrant la plus petite distance (métrique) avec la séquence reçue. Cet algorithme se divise en trois étapes [19,20], soit:

1. départ au temps $j=m$, calcul de la distance entre chaque état. Emmagasinier le chemin et la métrique de branche correspondante pour chaque état;
2. incrémenter l'indice de temps, j de 1. Calculer à nouveaux les métriques de branches de tous les états en additionnant les métriques de branche aux métriques des chemins survivants en mémoire au moment $j-1$. Pour chaque état, emmagasiner le chemin offrant la plus petite distance (survivant) et sa métrique cumulative, éliminer les chemins offrant des distances plus grandes;

$$[0, 1, 1, 0, 0] \quad (3.46)$$

correspondant à la séquence initiale

Idéalement, le chemin survivant serait déterminé après que toute la séquence de donnée ait été transmise. Ceci impliquerait des délais plus ou moins long, dépendant de la longueur de la séquence à transmettre, et requerrait beaucoup d'espace mémoire car il faudrait emmagasiner les chemins survivants pour tous les états jusqu'à ce que la séquence soit reçue complètement. Lors du processus de simulation pour des rapports de signal-à-bruit élevé, l'espace mémoire disponible ne serait pas assez suffisant. La façon de remédier à ce problème est d'effectuer des décisions à tous les T_{min} , où T_{min} représente la longueur de la fenêtre de temps sur laquelle on effectue une décision (i.e. longueur minimale de troncature). Dans une analyse effectuée par Forney [20], il est établi que pour des canaux affectés par du bruit gaussien additif:

$$T_{min} \cong 5.8 \cdot m \quad (3.47)$$

où m correspond au nombre de cases mémoire que possède l'encodeur. Lorsque des décisions successives sont effectuées à tous les T_{min} , l'erreur associée au processus de troncature est négligeable [20]. Lorsque des canaux avec affaiblissement sont utilisés, diverses longueurs de sous-séquences seront utilisées.

A titre d'exemple pour un encodeur possédant 2 cases mémoire, T_{min} serait de:

$$T_{min} = 5.8 \cdot 2 = 11.6 T_s \quad (3.48)$$

Pour des raisons pratiques dans l'implémentation de l'algorithme de décodage, on fixe T_{min} à $16T_s$. C'est-à-dire que lorsque 16 symboles auront été transmis, reçus et décodés à l'aide de l'algorithme de Viterbi, une décision sera prise quant au 16 symboles reçus. Ce

processus recommence alors de nouveau jusqu'à ce que l'on ait complété la détection de tous les symboles reçus.

3.8 Entrelacement

Une des méthodes utilisées afin d'améliorer la performance d'un code utilisé pour un canal où les erreurs tendent à être regroupées, comme c'est typiquement le cas avec les canaux avec affaiblissements, consiste à permuter l'ordre des bits à la sortie de l'encodeur avant leur transmission dans le canal, et d'effectuer le processus de permutation inverse avant le décodage. Ce procédé déterministe porte le nom d'entrelacement. L'entrelacement des données permet de répartir de façon plus uniforme les erreurs à l'entrée du décodeur. Les deux types d'entrelaceurs utilisés le plus fréquemment sont: les entrelaceurs en bloc et les entrelaceurs convolutifs.

La figure 3.20 représente un entrelaceur en bloc. Pour ce type d'entrelaceur, les symboles encodés sont emmagasinés dans une matrice de dimensions l par n où chacune des l rangées est un symbole codé à transmettre. Lorsque la matrice est remplie, la transmission s'effectue colonne par colonne; c'est-à-dire l bits encodés sont transmis. Lorsque toutes les colonnes de la matrice ont été transmises, le processus recommence. Au récepteur, le processus inverse est effectué afin de reconstituer les symboles encodés, et ceci avant d'effectuer le décodage. Le processus d'entrelacement implique que si le temps entre deux groupes d'erreurs est plus grand que ' $ln \cdot T_s$ ' et que la durée de l'affaiblissement est plus petite que l il y aura au plus une erreur par symbole reçu. Bien que simple à implémenter, l'entrelacement en bloc augmente l'espace mémoire requis. Un autre problème de l'entrelacement est le délai systématique inhérent au remplissage de la matrice d'entrelacement. L'augmentation totale de l'espace mémoire requis ainsi que le délai d'entrelacement sont tous les deux proportionnels à " $2l \cdot n$ ".

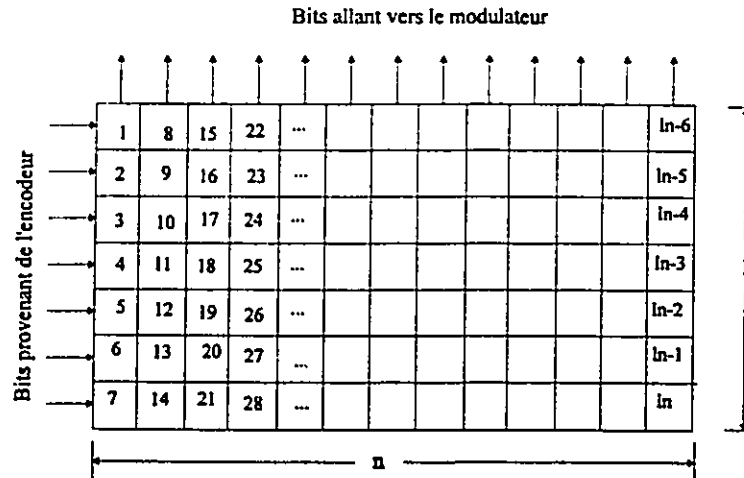


Figure 3.20 Entrelaceur en bloc.

D'autre part, l'entrelaceur convolutif réduit de moitié le délai ainsi que l'espace mémoire requis. Le principe de fonctionnement de cet entrelaceur est similaire à un multiplexeur temporel. La figure 3.21 représente un schéma bloc d'un entrelaceur convolutif. Les bits sont emmagasinés dans une série de registres à décalage linéaire de longueur croissante. A mesure que de nouveaux bits d'information arrivent, l'interrupteur change de registres et le nouveau bit est emmagasiné dans le registre alors que le plus ancien se retrouve à la sortie. Les interrupteurs de sortie et d'entrée opèrent de façon synchrone.

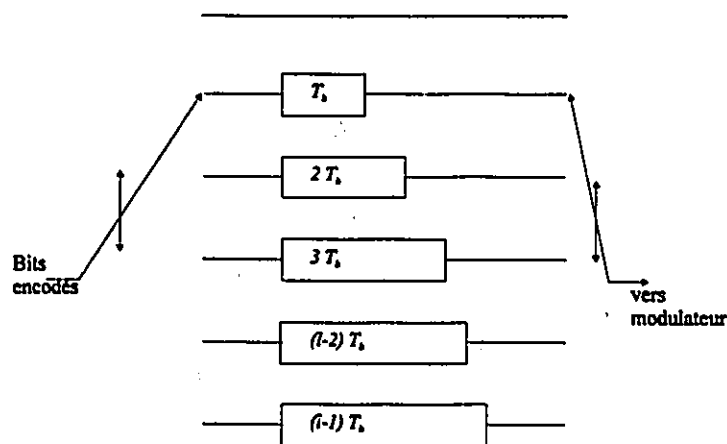


Figure 3.21 Entrelaceur convolutif.

3.9 La modulation codée en treillis à travers un canal avec affaiblissements

Les canaux radio-mobiles sont limités en fréquence et en puissance. La limitation en fréquence proviennent du désir d'accueillir le plus grand nombre d'utilisateurs alors que la restriction en puissance provient de la faible puissance de radiation des antennes des terminaux mobiles. Il semblerait donc que la modulation codée en treillis puisse rencontrer les exigences imposées aux canaux radio-mobiles car elle ne requiert ni augmentation de puissance ni augmentation de largeur de bande. Les canaux radio-mobiles sont entachés de bruit, d'effet Doppler (proportionnel à la vitesse du véhicule), d'affaiblissements multivoies et de l'effet de masquage. Selon [13], l'effet de masquage pourrait constituer la pire des détériorations car, afin d'obtenir une performance acceptable, il faut un système pouvant combattre les affaiblissements de courte durée et se remettre rapidement des affaiblissements de longue durée. Les codes d'Ungerboeck sont optimisés pour des canaux à bruit additif gaussien. Un code optimal pour un canal à bruit gaussien est sous-optimal pour un canal avec affaiblissement. C'est pour cette raison que nombre de recherches sont présentement en cours afin d'optimiser la modulation codée en treillis pour des canaux avec affaiblissements. Parmi les techniques présentées dans [13] on retrouve la modulation codée en treillis utilisant des constellations asymétriques, la modulation codée en treillis multidimensionnelle ainsi que la modulation codée en treillis multiple.

La figure 3.22 représente, sous forme discrète, le concept de base utilisé pour la transmission de signaux codés à travers un canal avec affaiblissements.

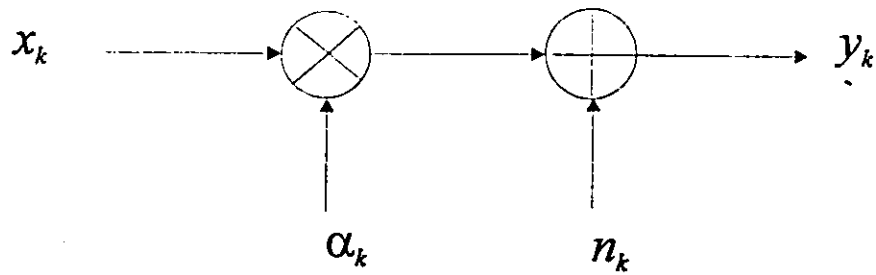


Figure 3.22. Canal avec affaiblissement d'amplitude.

où x_k correspond au $k^{\text{ième}}$ échantillon du signal modulé, α_k correspond au facteur d'atténuation causé par les affaiblissements, et n_k représente le bruit additif gaussien. L'expression pour y_k est donc donnée par:

$$y_k = \alpha_k x_k + n_k \quad (3.49)$$

Rappelons ici que comme dans [13], on suppose que les effets d'affaiblissement sur la phase du signal sont compensés, car on connaît la phase de la porteuse cohérente ayant servi à moduler le signal. En pratique, il faut un circuit de récupération de porteuse avec une boucle d'accrochage.

La figure 3.23 représente un schéma bloc du système de communication utilisé pour la modulation codée en treillis.

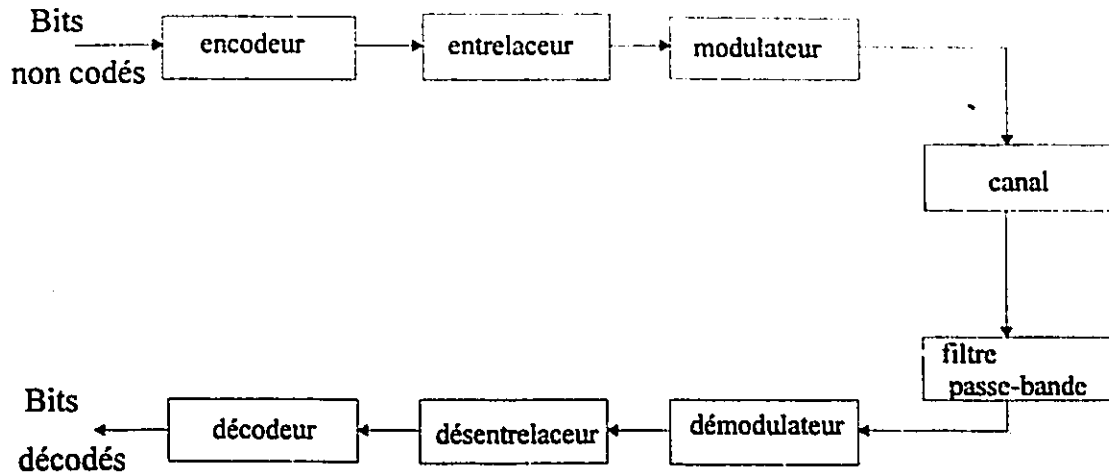


Figure 3.23 TCM à travers un canal avec affaiblissement.

Pour ce système, la dimension de l'entrelaceur est finie et le décodeur ne dispose pas d'information sur l'état du canal.

3.10 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les principes de base de la modulation par déplacement de phase et de la modulation codée en treillis. Les techniques de modulation par déplacement de phase sont catégorisées comme étant soit efficace en puissance (BPSK et QPSK) ou spectralement efficace (8PSK). La modulation codée en treillis, combinant les principes de modulation et d'encodage, permet d'obtenir des gains d'encodage, par rapport à la modulation non-codée, variant selon la structure du treillis choisie (i.e. nombre d'états du treillis). L'algorithme de Viterbi est utilisé afin de décoder les symboles reçus. Lorsque les symboles codés sont transmis à travers des canaux avec affaiblissements, un entrelaceur en bloc est utilisé. L'entrelaceur devient nécessaire, pour les canaux avec affaiblissements, afin de répartir plus uniformément les erreurs qui surviennent lors d'affaiblissement profond. Les canaux avec affaiblissement en bande Ka possèdent un taux de passage par un niveau de référence ("LCR") plus élevé que ceux en bande L mais, par contre, ils possèdent des durées moyennes d'affaiblissements profonds

plus courts. On peut donc s'attendre que pour des dimensions semblables d'entrelaceurs et de décodeurs les systèmes opérant en bande L subiront une dégradation de performance plus marquée que ceux opérant en bande Ka.

Chapitre 4

Description du système de communication

4.1 Introduction

Nous avons décrit au chapitre précédant quelques techniques possibles d'encodage et de modulation pouvant être utilisées afin d'encoder et de transmettre une séquence de données sur un canal. La performance de ces techniques se mesure en général à l'aide de la probabilité d'erreur en fonction du rapport signal-à-bruit.

La description des systèmes de communication en bande de base pour l'émetteur et le récepteur est donnée dans ce chapitre. Les méthodes utilisées afin de mesurer la puissance du signal ainsi que celle du bruit sont décrites également.

4.2 Description du système de communication

Le schéma bloc du système de communication est donné à la figure 4.1.

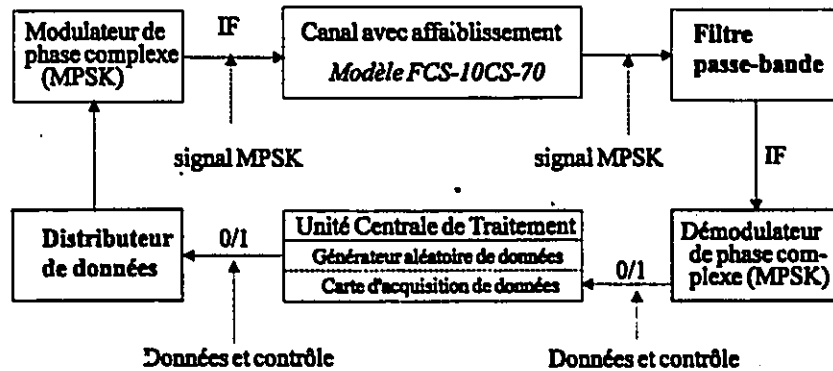


Figure 4.1 Système de communication.

Le système est constitué d'un ordinateur générant les données et les encodant selon le code choisi. Les données ainsi générées et codées sont envoyées à l'aide d'une carte d'acquisition de données (carte "National Instrument Lab PC Plus") vers un distributeur de données. Ce dernier a pour rôle de convertir les mots de huit bits envoyés en deux trains de données parallèles formant ainsi un canal de données en phase, I , et en quadrature, Q . Le distributeur de données ajuste aussi les niveaux de tension, qui jusque là étaient binaires, en niveaux bipolaires acceptables pour le modulateur (i.e., $\pm 200\text{ mV}$). Le distributeur de données ajuste aussi l'impédance de sortie du distributeur de données afin qu'il corresponde à l'impédance d'entrée du modulateur qui est de $50\ \Omega$.

Le modulateur recevant les trains de données en phase et en quadrature, module ces derniers à l'aide d'une porteuse fixée à 70 MHz produite par un générateur de signal (générateur de signal Marconi 2019). Au signal modulé est ajouté du bruit blanc à l'aide d'un coupleur (Mini Circuit ZSC2-1). Le bruit blanc est généré à l'aide d'un générateur de bruit blanc ("IF Noise Source", modèle 3002). Ce dernier opère sur la bande de fréquences allant de 5 MHz à 100 MHz , c'est-à-dire sur une largeur de bande de 95 MHz [25]. Le signal composé, signal plus bruit, est atténué fin de correspondre aux spécifications de puissance d'entrée du simulateur qui est de -50 dBm nominal [9]. Le signal atténué passe à travers le simulateur de canal avec affaiblissements où les différents paramètres seront choisis afin de simuler soit un canal de Rayleigh, soit un canal de Rice ou un canal de Loo. A la sortie du canal, le signal sera amplifié puis filtré à l'aide d'un filtre passe bande possédant une fréquence centrale de 70 MHz , puis envoyé au démodulateur. Le démodulateur fournit à ses sorties les valeurs correspondant aux différences de phase, pour la composante en phase et en quadrature, existant entre la porteuse non modulée et le signal reçu. Ces valeurs seront récupérées à l'aide de la carte d'acquisition de données puis emmagasinées en mémoire. Lorsque les données sont récupérées et décodées, les séquences de données transmises et récupérées sont alors comparées avec les séquences transmises afin de déterminer le nombre de bits en erreur par rapport au nombre de bits transmis (i.e. simulation Monte Carlo).

4.2.1 Génération des données

Les données sont générées à l'aide de la fonction "Uniform" fournie par le logiciel LabWindows. Cette fonction fournit un nombre spécifié de chiffres distribués uniformément entre 0 et 1. Lorsque ces nombres sont plus petits ou égaux à 0.5, on génère un "0" et s'ils sont supérieurs à 0.5, on produit le symbole "1". Cette séquence de "0" et de "1" est emmagasinée dans un vecteur qui sera, à son tour, transformé en mots de huit bits, ou octets, avant d'être envoyés au distributeur de données.

Lorsque le processus de simulation débute, les octets générés sont acheminés vers les deux ports de données numériques pour la modulation de phase quaternaire, ou les trois ports de données numériques pour la modulation de phase à huit états. Chaque port est configuré à huit bits.

Afin d'assurer un débit de données constant, un compteur situé à même la carte d'acquisition de données est utilisé et configuré afin d'opérer en mode de programmation 1 (i.e. la sortie du compteur devient basse pour un coup d'horloge après un nombre spécifié de transitions ascendantes du signal d'horloge). Les figures 4.2 a) et b) montrent le fonctionnement du compteur ainsi que les transitions d'états à la sortie du compteur.

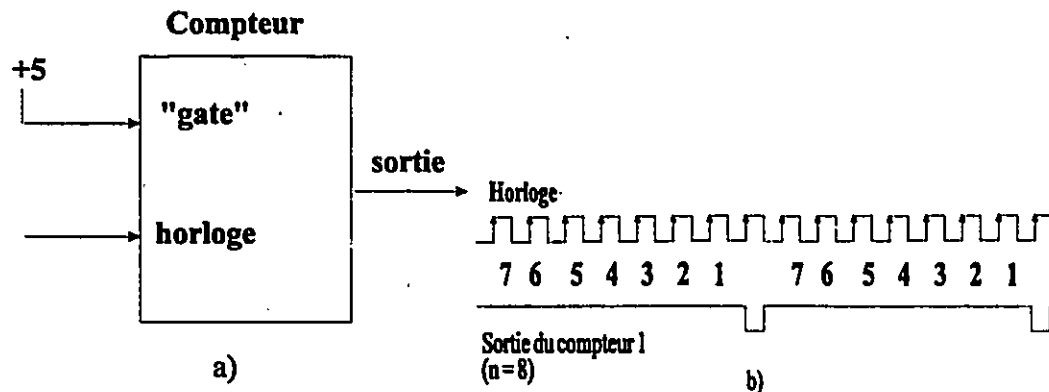


Figure 4.2 a) Compteur; b) transitions à la sortie du compteur

La sortie du compteur 1 est dirigée vers le distributeur de données permettant ainsi de synchroniser le processus d'envoi des données de l'ordinateur avec celui des registres à décalage du distributeur de données. Le principe de fonctionnement de ce dernier est expliqué à la section 4.3.

4.2.2 Distributeur de données

Le distributeur de données a comme rôle la conversion des mots de huit bits parallèles en flots parallèles de deux bits, possédant des niveaux de tension bipolaires pour la modulation de phase quaternaire et des niveaux de tension de $\pm 200\text{ mV}$ et 0 V pour la modulation de phase à huit états. L'ajustement d'impédance entre le modulateur et le distributeur de donnée, soit $50\ \Omega$, se fait à l'aide d'un amplificateur en configuration d'émetteur suiveur.

Pour le cas quaternaire, les deux mots envoyés par la carte d'acquisition de données sont emmagasinés dans deux registres à décalage. Lorsqu'il y a une transition descendante à la sortie du compteur 1, les deux mots sont simultanément emmagasinés dans les registres à décalage et sont décalés à chaque transition ascendante de l'horloge fournissant ainsi 2 flots de bits parallèles. Les sorties des registres à décalage sont acheminées vers un convertisseur de tension. Lorsqu'un "1" logique est appliqué à l'entrée, un niveau de $+0.2\text{ V}$ est obtenu à la sortie alors qu'un "0" logique donne une tension de -0.2 V . Un diagramme détaillé du circuit de distribution de données est présenté à l'annexe A de ce mémoire. La figure 4.3 illustre le schéma bloc du circuit de distribution de données pour la modulation par déplacement de phase à quatre états.

Pour la modulation de phase à huit états, les 3 octets sont acheminés vers trois registres à décalages. L'emmagasinage ainsi que le décalage des données s'effectuent de façon similaire au cas quaternaire. Les trois sorties des registres à décalage sont branchées aux signaux de commandes de deux multiplexeurs analogiques (MC 14051B) possédant à

leurs entrées les combinaisons de tensions requises ($\pm 200 \text{ mV}$ et 0 V) afin de représenter les symboles 8-aires sortant des registres de décalage. La figure 4.4 montre le schéma bloc du distributeur de données réalisé pour la modulation par déplacement de phase à huit états. Un diagramme plus détaillé est également donné à l'annexe C.

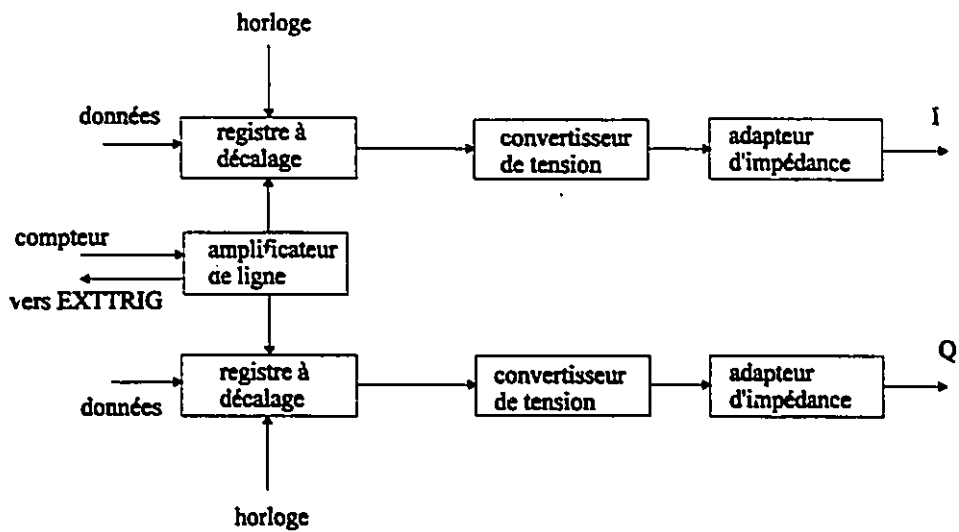


Figure 4.3 Distributeur de données pour la modulation QPSK.

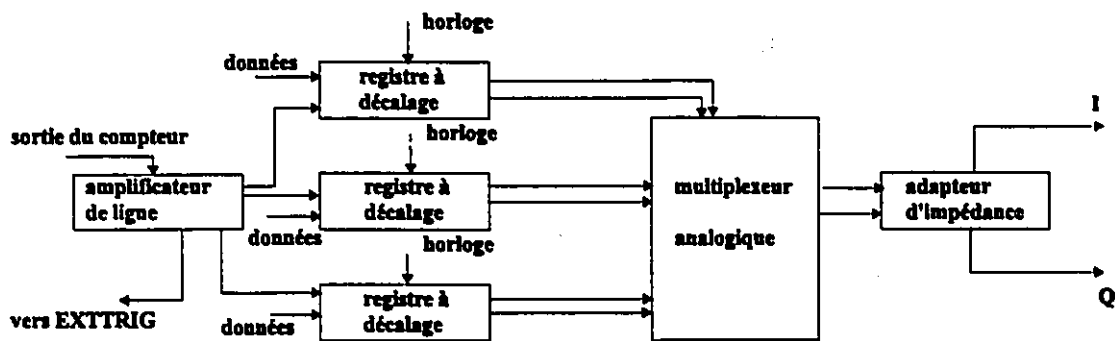


Figure 4.4 Distributeur de données pour la modulation 8PSK.

Afin de limiter le courant à $\pm 40 \text{ mA}$ et d'obtenir une impédance de sortie de 50Ω , un amplificateur en configuration d'émetteur suiveur est utilisé pour les données correspondant au canal I et Q , et ceci, pour les deux types de modulation.

4.2.3 Modulateur de phase complexe

Les sorties I et Q , dont les niveaux de tension correspondent à $\pm 0.2 \text{ V}$, ou $\pm 0.2 \text{ V}$ et 0 V , sont acheminées au modulateur de phase complexe fournissant ainsi les quatre, ou huit, combinaisons de niveaux de tension possibles. Lorsque modulés en quadrature, à l'aide d'une porteuse de 70 MHz , ces quatre, ou huit combinaisons de niveaux de tension correspondent aux signaux possibles pouvant être transmis et sont déphasés de 90° , ou 45° , les uns par rapport aux autres. La figure 4.5 représente le modulateur de phase. Un diagramme plus détaillé du modulateur de phase complexe se trouve à l'annexe A.

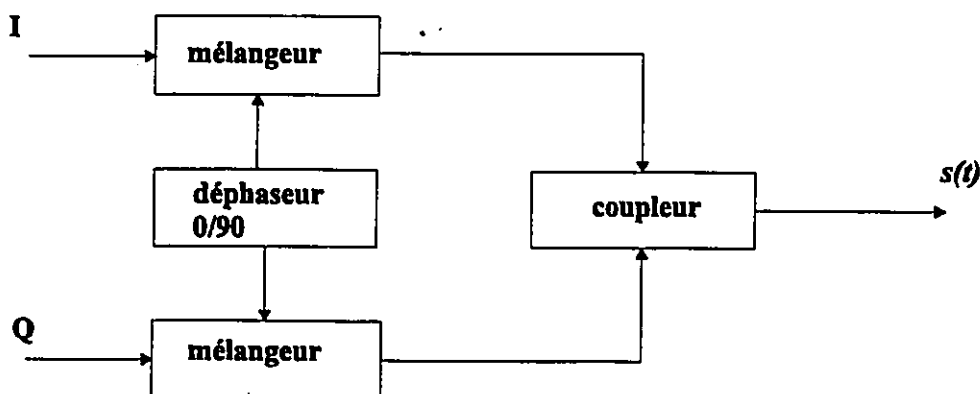


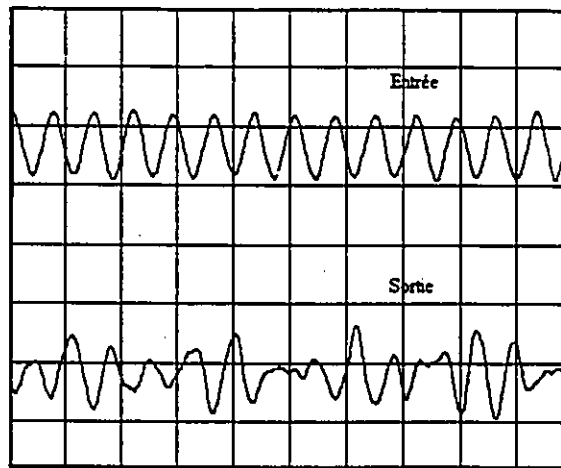
Figure 4.5 Schéma bloc du modulateur de phase complexe.

4.3 Canal

Tel que décrit au chapitre 2, le simulateur de canal utilisé est un simulateur matériel. Les paramètres de celui-ci peuvent être déterminés par l'utilisateur afin de simuler trois types de canaux soient: Rayleigh, Rice et Loo. Les largeurs de bande des processus d'affaiblissement peuvent être choisies à l'aide de l'ordinateur dédié servant à contrôler le

simulateur. Le facteur K ou K' , selon le canal choisi, peut être choisi avec des valeurs entre -3 dB et 7 dB par incrément de 1 dB.

Les niveaux d'entrée et de sortie du simulateur sont de -50 dBm. Ceci implique donc qu'à la sortie du modulateur le signal devra être atténué alors qu'à la sortie du simulateur il devra être amplifié avant être acheminé au démodulateur. A titre d'exemple, la figure 4.6 représente la sortie du simulateur lorsqu'une porteuse non modulée est affectée par un canal avec affaiblissements lognormaux pour $K'=7$ dB tels qu'observé à l'oscilloscope.



⇔ 180 $\mu\text{sec/div}$ ⇕ 0.2 V/div

Figure 4.6 Porteuse non-modulée affectée par un canal de Loo.

4.4 Démodulateur

La figure 4.7 représente un schéma bloc du circuit de démodulation. Le signal reçu est divisé en deux; une partie est acheminée à la branche correspondant au signal en phase alors que l'autre partie est acheminée vers la branche correspondant au signal en quadrature. La porteuse cohérente utilisée afin de démoduler le signal reçu est la même que celle pour la modulation, représentant ainsi le cas idéal.

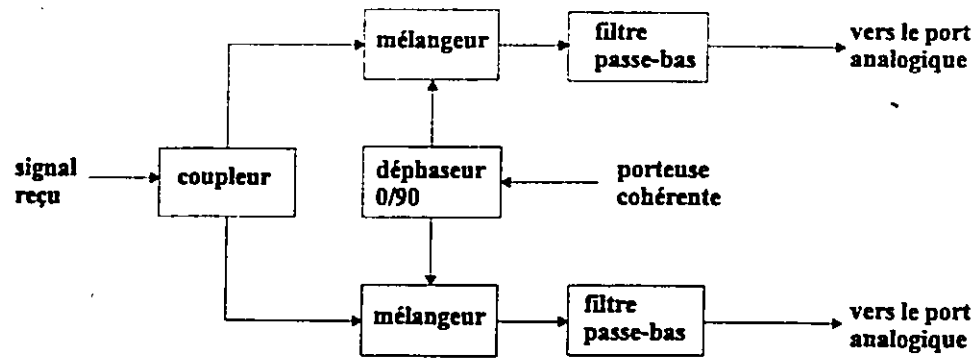
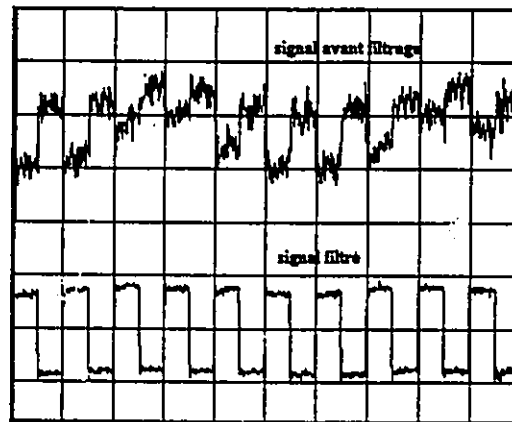


Figure 4.7 Schéma bloc du démodulateur de phase complexe.

Le signal récupéré aux sorties des mélangeurs comprend une composante proportionnelle à la différence de phase existant entre la porteuse cohérente et le signal reçu ainsi qu'une composante hautes fréquences. Afin d'éliminer complètement la composante hautes fréquences deux filtres passe-bas sont utilisés (i.e. un filtre de Butterworth du quatrième ordre ainsi qu'un filtre Chebychev avec ondulation de 0.1 dB). La figure 4.10 représente le signal avant et après le filtrage passe-bas lorsqu'une séquence de "0" et de "1" est envoyée.



$\Leftrightarrow 0.71 \text{ msec/div} \quad \& \quad 0.2 \text{ V/div}$

Figure 4.8 Filtrage du signal démodulé.

Afin d'effectuer l'acquisition des données au centre des diagrammes d'oeil, le signal d'horloge est aussi échantillonné. Les séquences d'échantillonnage se font séquentiellement, c'est-à-dire que pour une séquence d'échantillonnage donnée, les canaux en phase puis en quadrature et enfin le signal d'horloge sont échantillonnés. La vitesse d'échantillonnage maximale de la carte d'acquisition de données est de 83 300 échantillons à la seconde. Ce faisant, on indique au programme le temps estimé entre deux transitions ascendantes du signal horloge et on permet au programme de sélectionner les échantillons au centre du diagramme d'oeil.

4.4.1 Récupération des données

Lorsque la sortie du compteur est acheminée vers le distributeur de données, celle-ci passe par un amplificateur de ligne. Cet amplificateur fournit à ses sorties une version inversée et non inversée du signal d'entrée. La sortie non inversée est branchée aux registres à décalage alors que la sortie inversée est branchée à une entrée (l'entrée EXTTRIG) de la carte d'acquisition de données. Lorsqu'une transition ascendante est appliquée à l'entrée EXTTRIG, le processus d'acquisition de données des ports analogiques est enclenché. L'acquisition se poursuit jusqu'à ce que le nombre désiré d'échantillons soit obtenu.

4.4.2 Traitement des données

Les données ainsi récupérées sont ensuite transformées en deux grands vecteurs colonnes, soit un correspondant au signal en phase et un second correspondant au signal en quadrature. Si un entrelaceur est utilisé après l'encodeur, un désentrelaceur est alors utilisé avant d'être décodé.

4.4.3 Algorithme de décodage de Viterbi

Lors du décodage, les données en phase et en quadrature récupérées sont utilisées afin de calculer les métriques cumulatives du treillis de Viterbi et déterminer le chemin

survivant. Lorsque le chemin survivant est déterminé, les symboles décodés correspondant sont emmagasinés dans un vecteur. Ce dernier est par la suite comparé avec le vecteur des données générées non-codées.

4.5 Intervalle de confiance

La méthode utilisée afin d'effectuer les simulations est celle de Monte Carlo. Selon cette méthode, un certain nombre de symboles d'information sont générés, encodés, transmis dans le canal, récupérés, décodés et comparés avec la séquence de données originales. Ce processus se poursuit jusqu'à ce qu'un nombre prédéterminé d'erreurs soient détectées. La méthode de simulation de Monte Carlo consiste en une série d'essais de Bernouilli où le nombre de succès comptés, représente ici le nombre d'erreurs de transmission dans le canal mobile/satellite. Les intervalles de confiance pour ce type de simulation peuvent être déterminés par l'une des trois méthodes suivantes, à savoir la méthode de distribution normale, la méthode d'approximation de Poisson et la méthode d'approximation normale [21].

La méthode de Monte Carlo est un des rares cas où l'on peut obtenir une estimation de la distribution de la probabilité d'erreur. Pour un nombre de symboles donné, N , le produit du nombre d'erreurs, n , et de la probabilité d'erreur estimée, p' , possède une distribution binomiale [21]. On peut ainsi obtenir une expression pour les intervalles de confiance à l'aide de la distribution cumulative beta [21]. Cette approximation est rigoureuse mais présente deux inconvénients. Le premier inconvénient est que les équations nécessaires au calcul des intervalles de confiance doivent être résolues de manière itérative. De plus, les tables statistiques disponibles pour les distributions cumulatives binomiales n'existent que pour un nombre restreint de paramètres [21].

$$\lim_{n \rightarrow \infty} N p' = \lambda \quad \text{où } \lambda > 0 \quad (4.1)$$

Sous cette condition, la distribution binomiale peut être remplacée par une distribution de Poisson, ce qui conduit aux deux équations suivantes:

$$\sum_{k=0}^n e^{-\lambda_1} \cdot \frac{\lambda_1^k}{k!} = \frac{\alpha}{2} \quad (4.2)$$

$$\sum_{k=n}^N e^{-\lambda_2} \cdot \frac{\lambda_2^k}{k!} = \frac{\alpha}{2} \quad (4.3)$$

qui doivent être résolues pour λ_1 λ_2 . Les valeurs de λ_1 et λ_2 permettent de déterminer l'intervalle de confiance $(\lambda_1/N, \lambda_2/N)$ avec le niveau de confiance égal à $1-\alpha$ (où $0 \leq \alpha \leq 1$). Les tables de distribution de Poisson permettent ainsi d'évaluer les intervalles de confiance.

La distribution binomiale peut aussi être approximée par une distribution normale [21]. L'approximation normale nous permet de poser qu'un taux d'erreur estimé, p' , lorsque $n \geq 100$, possède une distribution à peu près normale [21]. Par exemple, l'intervalle de confiance à 95 %, pour un nombre n d'erreurs égal à 100 est donné par:

$$p' = [0.8p', 1.25p'] \quad (4.4)$$

c'est-à-dire que pour une probabilité d'erreur estimée à p' , on a 95% des chances que la probabilité d'erreur réelle appartienne à l'intervalle $[0.8p', 1.25p']$.

La méthode d'approximation normale est plus simple à utiliser que l'approximation de Poisson ou que la méthode de la distribution binomiale [21] et, de plus, se prête facilement à la représentation graphique. Pour les cas où le canal introduit de la mémoire ou lors de l'utilisation de la modulation codée en treillis la même méthode d'estimation d'intervalle de confiance a été utilisée bien que les erreurs ne puissent être considérées, à ce moment, comme étant indépendantes.

4.5.1 Programme de simulation

Le programme principal utilisé afin d'effectuer les simulations a été écrit à l'aide du logiciel LabWindows. Le programme possède 10 parties principales soit :

1. initialisation;
2. génération des données;
3. encodage, lorsque désiré;
4. entrelacement;
5. envois et récupération simultanée des données
6. désentrelacement;
7. décodage à l'aide de l'algorithme de Viterbi lorsque nécessaire;
8. filtrage des données lorsque plus d'un échantillon par symboles est utilisés;
9. comparaison entre le vecteur de données original et celui reçu, ajustement du nombre d'erreurs s'il y a lieu; et
10. vérifier si le nombre d'erreurs maximum a été atteint; continuer si ce n'est pas le cas, ou arrêter si c'est le cas.

4.6 Evaluation du rapport signal-à-bruit

Le rapport signal-à-bruit par bit est défini comme étant le rapport entre l'énergie, E_b , affectée à la transmission d'un bit et la densité spectrale du bruit (N_o). Par définition, l'énergie est égale à l'intégrale de la puissance du signal sur sa durée. Pour évaluer l'énergie d'un bit il faut mesurer la puissance du signal lorsqu'il n'y a pas de bruit. Par exemple, pour un signal ayant un niveau de tension efficace ("RMS") de 0.1 V, on obtient une puissance constante (normalisée à 1 Ω) de 0.01 W. Pour un taux de signalisation $R_b = 4.8 \text{ kbit/s}$, la durée d'un bit, T_b , est de 208.3 μs . L'énergie affectée à la transmission d'un bit est alors égale à:

$$E_b = 0.01 \text{ W} \cdot 208.3 \mu\text{s} = 2.1 \times 10^{-6} \text{ joules} \quad (4.5)$$

La puissance moyenne du bruit à la sortie du filtre de réception est mesurée lorsque seul le bruit est présent. Pour un niveau de tension moyenne de bruit 4.5765 V_{RMS} , la puissance moyenne du bruit est de 20.81 W. Selon l'équation (3.23) la valeur de la densité spectrale monolatérale du bruit, N_0 , est donnée par le rapport entre la puissance moyenne du bruit et la largeur de bande équivalente du bruit (3 dB). La largeur de bande à 3 dB du filtre de réception utilisé est de 40 MHz centrée à 70 MHz. On obtient donc:

$$N_0 = \frac{20.94 \text{ W}}{40 \times 10^6 \text{ Hz}} = 5.235 \times 10^{-7} \text{ W / Hz} \quad (4.6)$$

soit: $N_0 = -62.81 \text{ dBW/Hz}$. On obtient un rapport signal-à-bruit de E_b/N_0 égal à:

$$(E_b / N_0)_{dB} = (E_b)_{dBW/Hz} - (N_0)_{dBW/Hz} = -56.81 \text{ dBW/Hz} - (-62.81 \text{ dBW/Hz}) = 6 \text{ dB} \quad (4.7)$$

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on décrit les circuits de modulation, démodulation et de distribution de données pour les modulations BPSK, QPSK et 8PSK. La configuration de la carte d'acquisition de données pour le compteur, les ports analogiques et les ports numériques est aussi donnée. L'interface entre la carte d'acquisition de données et le distributeur de données est décrite afin de montrer comment se fait la synchronisation entre l'ordinateur et les autres circuits. Le distributeur de données agit en tant que convertisseur série/parallèle et ajuste les niveaux de tension et d'impédance des signaux afin qu'ils correspondent aux spécifications du modulateur (i.e +/- 200 mV et 50 Ω). Le distributeur de données limite aussi le courant allant vers le modulateur à +/- 40 mA. Les signaux modulés sont transmis à travers des canaux à bruit additif gaussien ainsi que des canaux avec affaiblissements simulés à l'aide d'un simulateur de canal matériel. Avant d'être démodulé, le signal transmis passe dans un filtre passe-bande (i.e. filtre de réception) possédant une fréquence centrale de 70 MHz et ayant une largeur de bande à 3 dB de 40 MHz. Le signal filtré est fourni au démodulateur qui le mélange avec une porteuse cohérente. Les sorties de mélangeurs sont filtrées à l'aide de filtres passe-bas afin d'éliminer les composantes en

haute-fréquence, ne laissant ainsi passer que les composantes proportionnelles aux différences de phases entre les signaux en phase et en quadrature et la porteuse cohérente. La carte d'acquisition de données échantillonne les sorties en phase et en quadrature du démodulateur ainsi que le signal d'horloge. L'échantillonnage du signal d'horloge nous permet d'estimer le centre du diagramme d'oeil des signaux et permet ainsi de déterminer les temps d'échantillonnage. Le processus d'échantillonnage se fait à un taux de 83 300 échantillons à la seconde. Les étapes principales du programme de simulation sont également énumérées. Le calcul des intervalles de confiance correspondant aux points expérimentaux est expliqué également.

Chapitre 5

Présentation des résultats

5.1 Introduction

Dans le présent chapitre, on présente les performances obtenues pour de la modulation de phase non-codée et codée avec le simulateur matériel de propagation multivoie. Les courbes de probabilités d'erreurs ont été obtenues avec des modulateurs et démodulateurs matériels. La première partie du chapitre présente les résultats obtenus pour des canaux avec bruit additif gaussien pour la modulation par déplacement de phase binaire (BPSK), quaternaire (QPSK) et à huit phases (8PSK) ainsi que pour la modulation codée en treillis à quatre états, TCM 4PSK, pour des encodeurs à deux, quatre et huit états de même que pour le TCM à huit états, TCM 8PSK, pour des encodeurs à quatre, huit et seize états.

Pour la modulation codée TCM, l'algorithme de Viterbi est, elle, implémentée en logiciel sur l'ordinateur. La suite de ce chapitre présente les taux d'erreurs pour des canaux avec affaiblissements de Rayleigh, Rice et avec affaiblissements lognormaux, pour des fréquences de 1.5 GHz et 20 GHz et, ce, pour divers facteurs K et K' .

5.2 Canaux avec bruit additif gaussien

5.2.1 Modulations BPSK et QPSK

La théorie prédit que la probabilité d'erreur par bit pour la modulation par déplacement de phase binaire (BPSK), et à quatre états (QPSK) est à peu près la même [2,3], soit:

$$P_{b_{BPSK}} = P_{b_{QPSK}} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (5.1)$$

Le modulateur BPSK a été obtenu en n'utilisant qu'une seule branche du modulateur QPSK. La figure 5.1 représente la courbe théorique de probabilité d'erreur en fonction du rapport signal-à-bruit, ainsi que les points expérimentaux obtenus pour les modulations BPSK et QPSK.

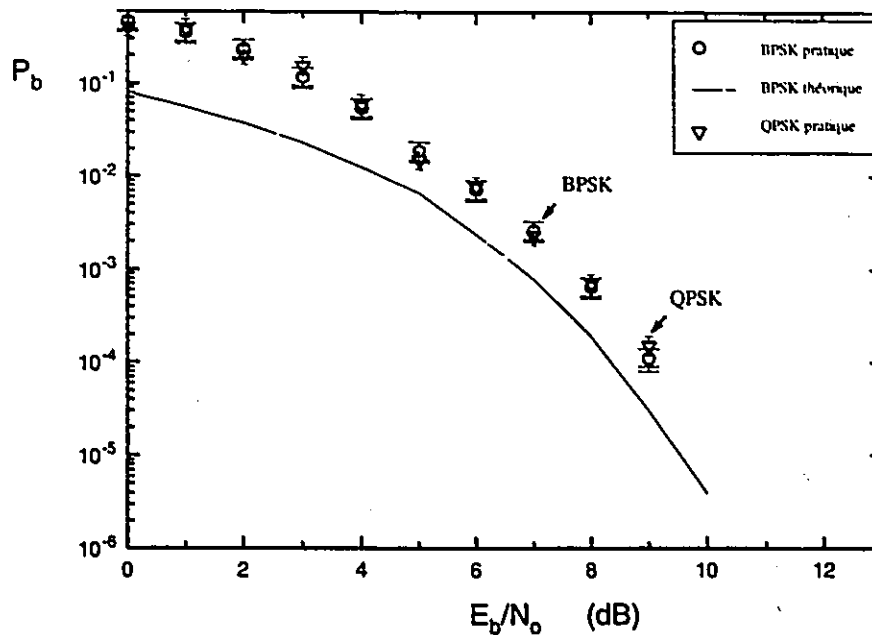


Figure 5.1 Probabilité d'erreur pour les modulations BPSK et QPSK.

Les intervalles de confiance pour les points obtenus sont de 95 % (100 erreurs). Les valeurs expérimentales sont en accord avec la théorie bien que les courbes pratiques soient décalées vers la droite. Par exemple pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} , les valeurs expérimentales indiquent que le rapport signal-à-bruit requis est de 7.6 dB alors que la valeur théorique est de 6.6 dB. Cette différence de 1 dB entre la valeur théorique et pratique peut être expliquée, en partie, par les imprécisions de lecture. La précision de lecture, pour une valeur de signal, sans bruit, de $0.1 V_{RMS}$, est de $\pm 0.001 V_{RMS}$, donc l'expression pour la puissance du signal est de $0.01 W \pm 0.002 W$. Cette marge d'erreur se traduit en une différence de 1.76 dB entre les valeurs extrêmes que peut prendre le

signal. Cette même imprécision sur la lecture se manifeste dans l'estimation de la valeur de la densité monolatérale du bruit gaussien, N_0 . L'estimation de la puissance du bruit ainsi que de la valeur de la largeur de bande équivalente (à 3 dB), B_{eq} , introduisent aussi une incertitude de 0.1 dB quant à la valeur de la densité monolatérale du bruit. Lors de l'estimation du rapport signal-à-bruit on retrouve une incertitude de 1.86 dB. Le décalage des points pratiques vers la droite peut donc être expliqué par les incertitudes de lecture inhérentes aux équipements de laboratoire utilisés afin d'évaluer le rapport signal-à-bruit. Conformément à la théorie, les résultats obtenus indiquent qu'à toutes fins pratiques:

$$P_{bBPSK} = P_{bQPSK} \quad (5.2)$$

5.2.3 La modulation par déplacement de phase 8PSK

La modulation par déplacement de phase 8PSK est classée parmi les types de modulation efficace spectralement. On s'attend donc à ce que, pour une probabilité d'erreur donnée, le rapport signal-à-bruit requis soit plus élevé que les modulations BPSK et QPSK. On retrouve à la figure 5.2, la courbe théorique et les points expérimentaux obtenus lors des simulations. La courbe théorique a été tracée grâce à la formule [3]:

$$P_b = \frac{P_s}{\log_2 M} \quad (5.3)$$

où M correspond au nombre de points dans la constellation choisie, soit 8, et P_s est associée à la probabilité d'erreur lors de la transmission d'un symbole. La probabilité d'erreur par symbole est donnée par:

$$P_s \approx 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}\right) \quad (5.4)$$

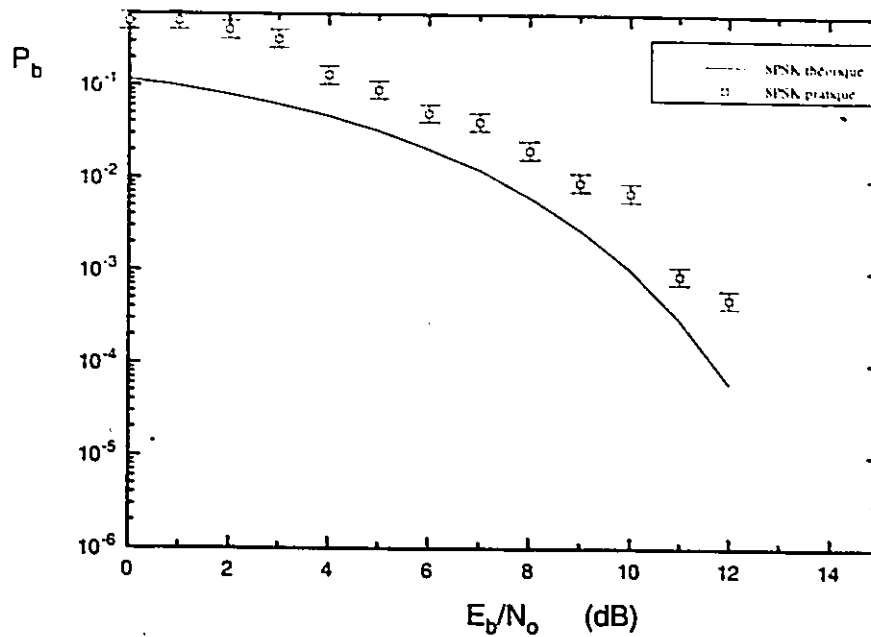


Figure 5.2 Probabilité d'erreur pour la modulation 8PSK.

Les points obtenus lors des essais pour la modulation 8PSK semblent être en accord avec la théorie bien que ceux-ci sont décalés vers la droite. Si on se réfère à une valeur de probabilité d'erreur de 10^{-3} le décalage de la courbe est d'environ 1 dB, ce qui est à l'intérieur de la marge d'incertitude de lecture de 1.86 dB. Les intervalles de confiance statistiques sont ici encore à 95% pour tous les points expérimentaux. La figure 5.3 montre les courbes théoriques et les points obtenus pour les modulations par déplacement de phase à deux, quatre et huit états. Les points expérimentaux pour les modulations BPSK, QPSK et 8PSK possèdent une tendance similaire à celle prévue par la théorie. La table 5.1 présente une synthèse des résultats obtenus pour les modulations BPSK, QPSK et 8PSK pour un canal à bruit gaussien.

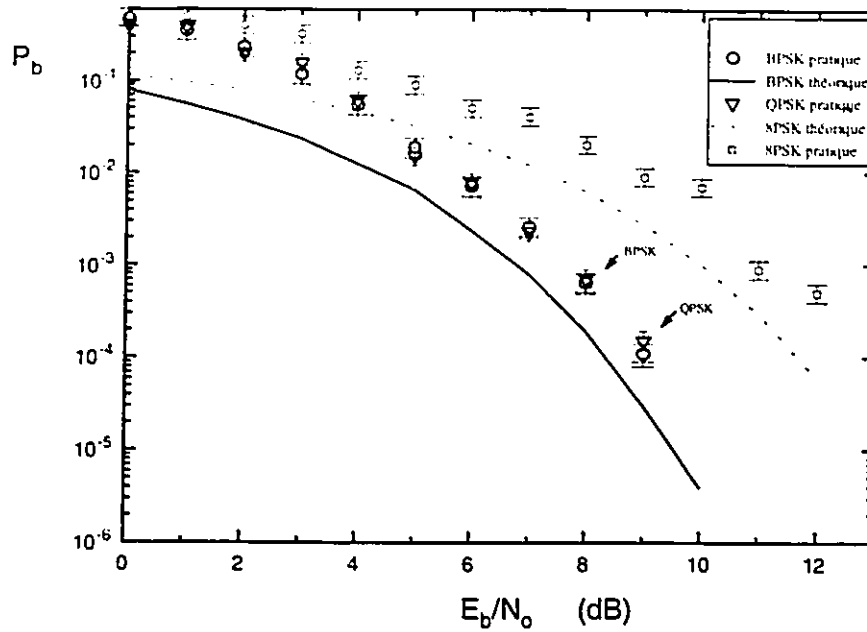


Figure 5.3 Probabilité d'erreur pour les modulations BPSK, QPSK et 8PSK.

Table 5.1 Résultats obtenus pour les modulations BPSK, QPSK et 8PSK pour des canaux à bruit gaussien.

Prob. d'erreur	BPSK théorique	BPSK pratique	QPSK théorique	QPSK pratique	8PSK théorique	8PSK pratique
10^{-3}	6.8 dB	7.6 dB	6.8 dB	7.6 dB	10 dB	11 dB

5.3 Modulation codée en treillis

La modulation codée en treillis offre, pour différentes structures d'encodeur, des gains de codage asymptotiques différents par rapport à la modulation non codée correspondante. La table 5.2 présente une comparaison des différents gains de codage asymptotiques théoriques pour les codes utilisés. Les données théoriques ont été tirées de

l'article d'Ungerboeck [17]. Tel que représenté dans la table 5.2, le gain de codage asymptotique devrait augmenter à mesure que le nombre d'états du treillis augmente.

Table 5.2 Caractéristiques des différents codes TCM

Niveaux de modulation	Nombre de transitions entre les états	Nombre d'états du treillis	$d_{\min}^2$ pour modulation non codée	d_{libre}^2 pour la modulation codée	gain de codage asymptotique γ dB
4	1	2	4	6	1.76
4	1	4	4	10	3.98
4	1	8	4	12	4.77
8	2	4	2	2.586	3.01
8	1	8	2	4.586	3.60
8	1	16	2	5.172	4.13

5.3.1 La modulation codée TCM 4PSK à rendement de 1/2

La figure 5.4 représente les probabilité d'erreurs expérimentales obtenues lors des simulations pour le TCM 4PSK à 2 états. Celles-ci sont comparées avec la courbe théorique et les résultats expérimentaux pour la modulation BPSK. La borne inférieure du taux d'erreur de la modulation codée TCM 4PSK est calculée à l'aide de la formule dérivée dans [17]:

$$P_b \geq \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{3 E_b / 2 N_0}) \quad (5.5)$$

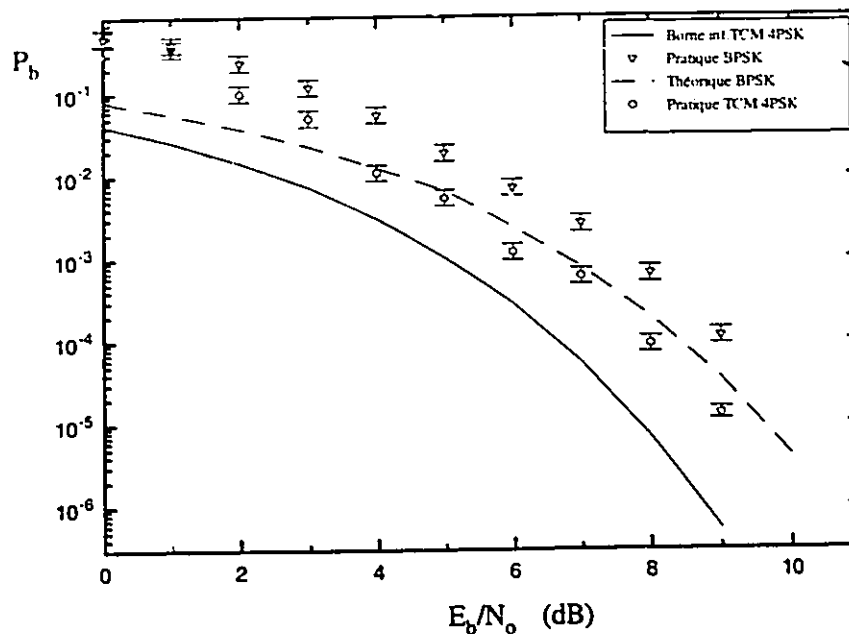


Figure 5.4 Probabilité d'erreur pour la modulation codée TCM 4PSK à 2 états et la modulation BPSK.

Pour des rapports signal-à-bruit peu élevés, la modulation codée TCM 4PSK à 2 états semble donner des résultats comparables à ceux obtenus avec la modulation BPSK. Cependant, à mesure que le rapport signal-à-bruit augmente, le TCM offre une meilleure performance. Ici encore, les résultats expérimentaux sont décalés vers la droite. Pour une valeur de probabilité d'erreur de 10^{-3} la performance de la modulation codée TCM 4PSK à 2 états expérimentale est d'environ 1.0 dB meilleure que celle de la modulation BPSK expérimentale. Cette valeur est près de la valeur du gain asymptotique de 1.76 dB prévue théoriquement. Par extrapolation on peut estimer que la différence de performance entre le TCM 4PSK à deux états et la modulation BPSK se situe autour de la valeur du gain asymptotique prévue par la théorie, soit de 1.76 dB pour des rapports signal-à-bruit élevés.

La figure 5.5 montre la borne inférieure de probabilité d'erreur pour la modulation codée TCM 4PSK à 2, 4 et 8 états ainsi que les points expérimentaux obtenus lors des

simulations. Ces derniers sont comparés avec les résultats expérimentaux obtenus et théorique pour le BPSK. La borne inférieure pour la modulation codée TCM 4PSK à 4 états est dérivée dans [17] à l'aide de la fonction de transfert de l'encodeur. L'expression utilisée pour le calcul de la borne d'erreur inférieure est donnée par:

$$P_b \geq \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{5 E_b / 2 N_0}) \quad (5.6)$$

La modulation codée TCM 4PSK à quatre états donne ici aussi des résultats similaires au BPSK pour de faibles rapports signal-à-bruit mais possède une meilleure performance que la modulation BPSK pour des rapports signal-à-bruit élevés. Pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} , le gain de codage entre le TCM 4PSK à 4 états et la modulation BPSK est d'environ 3 dB. Par extrapolation on peut s'attendre à obtenir un gain de codage s'approchant de la valeur du gain de codage asymptotique de 3.98 dB prévue par la théorie.

Pour une valeur de probabilité d'erreur de 10^{-3} , le gain de codage pour le TCM 4PSK à 8 états est de 3.5 dB. On peut s'attendre à ce que le gain de codage, pour des valeurs de rapport signal-à-bruit élevés, tende vers la valeur du gain de codage asymptotique, soit de 4.77 dB. Les codes choisis conduisent à de meilleures performances que la modulation BPSK: à mesure que le nombre d'états augmente, la performance s'améliore. Le tableau 5.3 montre les valeurs de rapport signal-à-bruit requises pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} , alors que le tableau 5.4 indique les gains de codage, par rapport à la modulation BPSK pour une valeur de probabilité d'erreur de 10^{-3} , ainsi que la valeur des gains asymptotiques de codage, γ , prévue par la théorie.

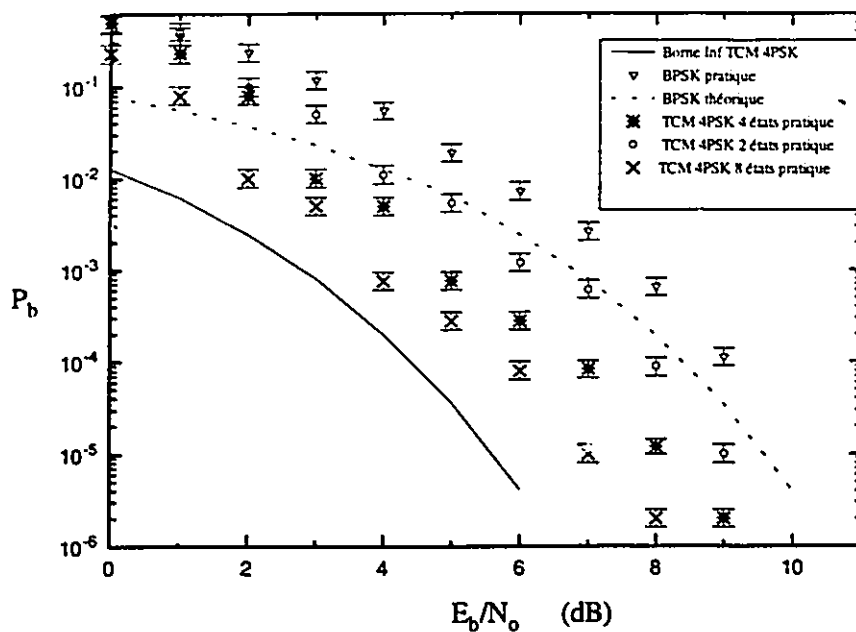


Figure 5.5 Probabilité d'erreur pour la modulation BPSK et la modulation codée TCM 4PSK à 2, 4 et 8 états.

Tableau 5.3 Rapport signal-à-bruit requis pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} pour la modulation codée TCM 4PSK et la modulation BPSK.

Prob. d'erreur	TCM 4PSK 2 états pratique	TCM 4PSK 4 états pratique	TCM 4PSK 8 états pratique	BPSK théorique	BPSK expérimental
10^{-3}	6.3 dB	5.3 dB	4.1 dB	6.6 dB	7.6 dB

Table 5.4 Gains de codage comparativement à la modulation BPSK.

Prob. d'erreur	TCM 4PSK 2 états	TCM 4PSK 4 états	TCM 4PSK 8 états	γ 2 états	γ 4 états	γ 8 états
10^{-3}	1.6 dB	3 dB	3.5 dB	1.76 dB	3.98 dB	4.77 dB

5.3.2 La modulation codée TCM 8PSK à rendement 2/3

La figure 5.6 présente les courbes théoriques ainsi que les points expérimentaux obtenus pour la modulation codée TCM 8PSK comparativement à la modulation QPSK. Les intervalles de confiance sur les points obtenus sont de 95%. La borne inférieure d'erreur est tracée grâce à l'expression, dérivée dans [13] à l'aide du diagramme de d'erreur de l'encodeur. Cette expression est donnée par:

$$P_b \geq \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \quad (5.7)$$

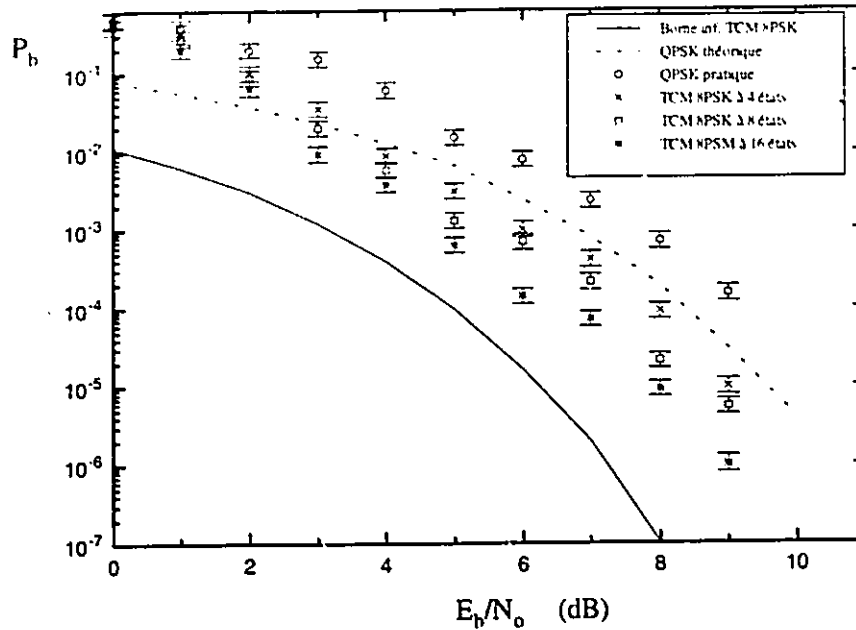


Figure 5.6 Probabilité d'erreur pour les modulations codées TCM 8PSK à 4, 8, et 16 états.

Pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} , les performances des modulations codées TCM 8PSK à 4, 8 et 16 états, comparativement à celle de la modulation QPSK, sont de 1.3 dB, 2.0 dB et 3.0 dB meilleures. Similairement au TCM à rendement 1/2, le TCM à rendement 2/3, pour des rapports signal-à-bruit peu élevés, offre des performances semblables à la modulation non-codée. Cependant, la performance de la modulation codée surpasse rapidement celle de la modulation non-codée à mesure que le rapport signal-à-bruit augmente, et ceci, pour la modulation codée à rendements 1/2 et 2/3.

La théorie prévoit que la performance par ordre ascendant, c'est-à-dire en partant du type de modulation offrant la performance la plus faible vers le type de modulation offrant la meilleure performance, devrait se classer de la façon suivante: les modulations BPSK et QPSK, le TCM 4PSK à 2 états, le TCM 8PSK à 4 états, le TCM 8PSK à 8 états, le TCM 8PSK à 16 états, le TCM 4PSK à 4 états et le TCM 4PSK à 8 états. Les performances obtenues avec le montage expérimental pour les divers codes sont en accord avec la théorie. Les performances offertes par les modulations codées TCM 4PSK à 4 états et le TCM 4PSK à 16 états sont similaires. Ceci peut être expliqué par le fait

que les gains de codage asymptotiques prévus par la théorie sont pour la modulation codée TCM 4PSK à 4 états de 3.98 *dB* alors que celui de la modulation codée TCM 8PSK à 16 états est de 4.13 *dB* ce qui est relativement proche. Le tableau 5.5 donne les valeurs de rapports signal-à-bruit expérimentaux requis pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} pour la modulation codée TCM 8PSK.

Tableau 5.5 Synthèse des rapports signal-à-bruit expérimentaux requis pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} pour la modulation codée TCM 8PSK.

Prob. d'erreur	TCM 8PSK 4 états pratique	TCM 8PSK 8 états pratique	TCM 8PSK 16 états pratique	QPSK théorique	QPSK pratique
10^{-3}	6.1 <i>dB</i>	5.3 <i>dB</i>	4.8 <i>dB</i>	6.6 <i>dB</i>	7.6 <i>dB</i>

5.4 Résultats avec canaux multivoie de Rayleigh

5.4.1 Les modulations BPSK, QPSK et 8PSK

Pour les essais avec canaux de Rayleigh, les canaux choisis sont non-sélectifs en fréquence et lentement variables. Seules les variations d'amplitude d'enveloppe du signal sont considérées. Les variations de phase n'affectent donc pas la performance du démodulateur car celles-ci sont compensées en fournissant une porteuse cohérente au démodulateur. Ceci élimine donc les plateaux d'erreurs irréductibles obtenus pour les canaux rapidement variables c'est-à-dire pour lesquels on ne peut suivre les variations de phase. La figure 5.7 représente la performance obtenue pour la modulation BPSK avec démodulation cohérente pour des canaux de Rayleigh en bandes L et Ka. Les résultats

dégradation de performance causée par les affaiblissements multivoies. Lors des essais, pour les canaux avec affaiblissements multivoies, un filtre passe-bas numérique a été utilisé pour les divers échantillons recueillis à chaque intervalle d'acquisition de données. La figure 5.7 montre que les résultats obtenus pour les canaux de Rayleigh sont similaires pour la bande L et la bande Ka pour la modulation BPSK.

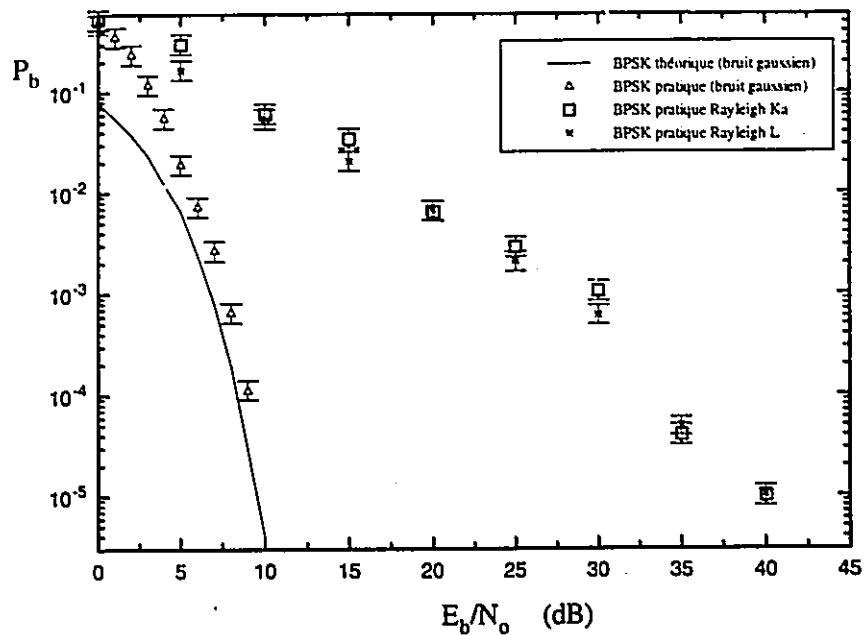


Figure 5.7 Probabilité d'erreur pour la modulation BPSK dans un canal de Rayleigh en bandes L et Ka.

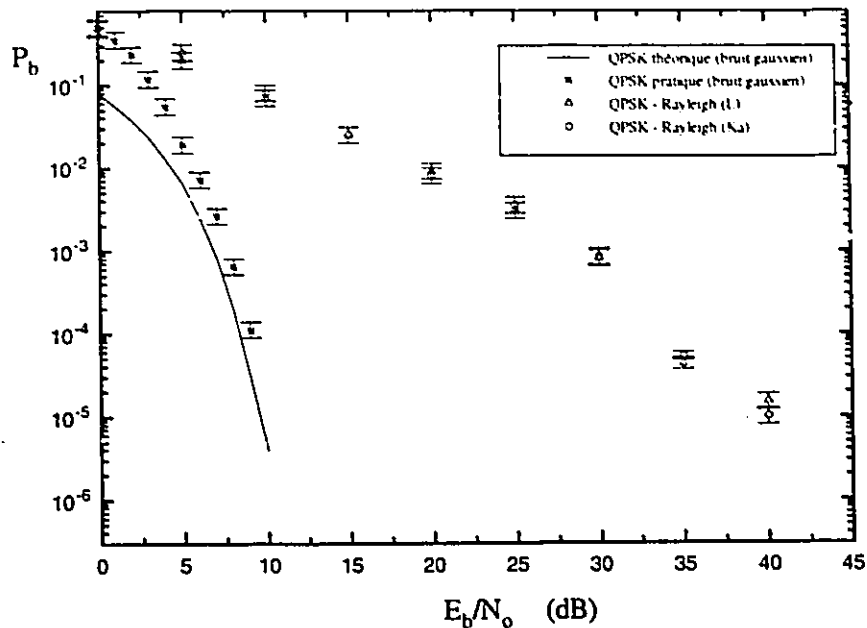


Figure 5.8 Probabilité d'erreur pour la modulation QPSK dans un canal de Rayleigh en bande L et Ka.

La figure 5.8 présente les courbes de probabilités d'erreurs obtenues lors des essais pour la modulation QPSK dans les bandes de fréquence L et Ka. Les performances obtenues pour la modulation QPSK en bandes L et Ka sont similaires. Les figures 5.9 et 5.10 représentent les performances obtenues pour les modulations BPSK et QPSK pour les bandes de fréquences L et Ka respectivement. Les résultats obtenues sont en accord avec [3] c'est-à-dire que la performance offerte par la modulation BPSK et QPSK sont similaires.

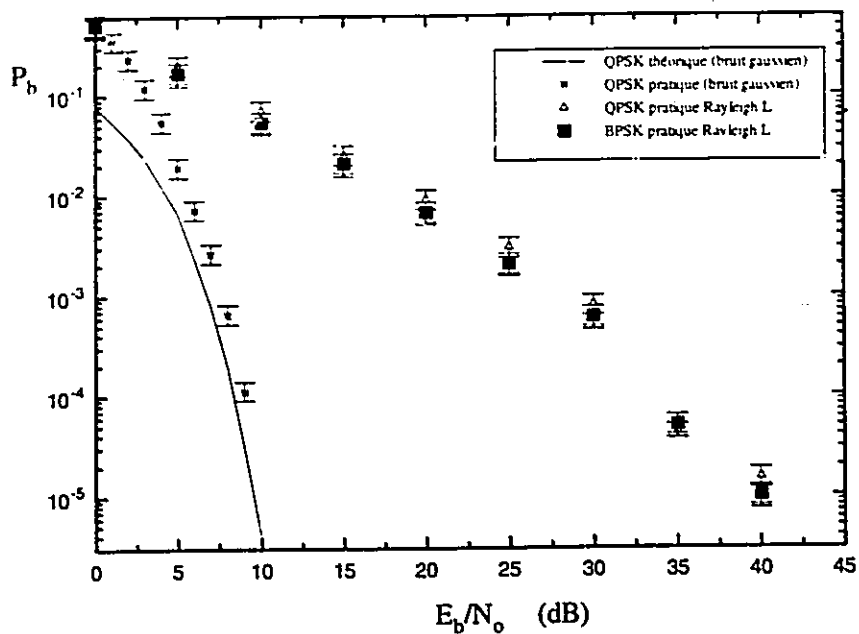


Figure 5.9 Probabilité d'erreur pour les modulations BPSK et QPSK dans un canal de Rayleigh en bande L

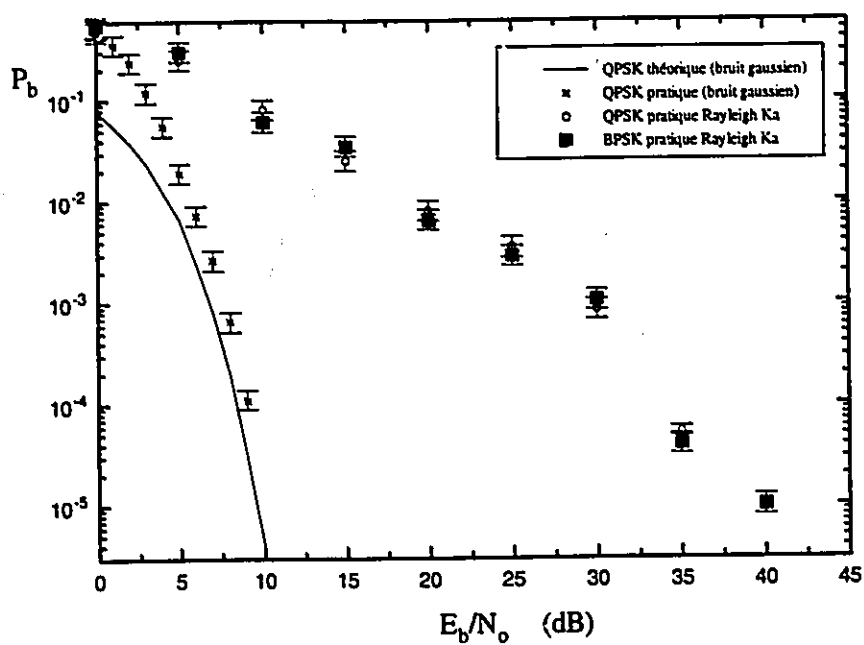


Figure 5.10 Probabilité d'erreur pour les modulations BPSK et QPSK dans un canal de Rayleigh en bande Ka.

La figure 5.11 montre les résultats obtenus pour la modulation 8PSK pour des canaux à bruit additif gaussien et de Rayleigh pour les bandes L et Ka.

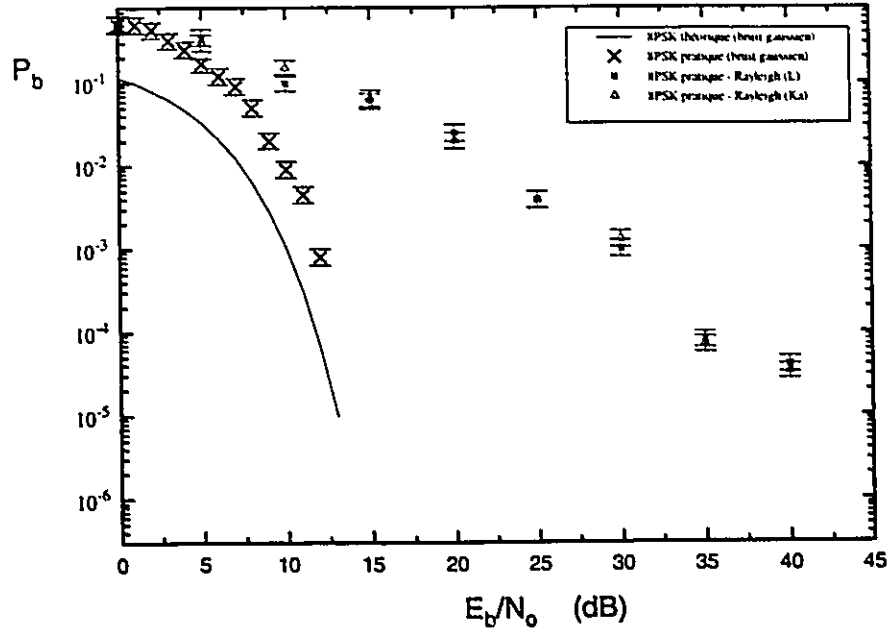


Figure 5.11 Probabilité d'erreur pour la modulation 8PSK dans un canal de Rayleigh en bande L et Ka.

Tout comme les modulations BPSK et QPSK, les performances obtenues expérimentalement pour la modulation 8PSK dans les bandes de fréquence L et Ka sont similaires. La table 5.6 montre une comparaison des résultats expérimentaux pour les modulations BPSK, QPSK et 8PSK transmis à travers des canaux de Rayleigh en bandes Ka et L pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} .

Tableau 5.6 Comparaison des résultats expérimentaux pour les modulations BPSK, QPSK et 8PSK transmis à travers des canaux de Rayleigh en bandes Ka et L pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} .

canal de Rayleigh	BPSK pratique	QPSK pratique	8PSK pratique
L	27.0 dB	27.0 dB	30.0 dB
Ka	27.0 dB	27.0 dB	30.0 dB

5.4.2 Modulation codée en treillis à rendement 1/2

Les codes d'Ungerboeck furent développés et optimisés pour les canaux à bruit gaussien où le facteur d'optimisation d'un code est la distance libre, d_{libre} . Un code optimal pour un canal à bruit additif représente un code sous-optimal pour un canal avec affaiblissement. Plusieurs travaux de recherches sont en cours afin d'optimiser les codes TCM pour les canaux avec affaiblissements [13, 24, 25, 26]. Le code TCM à rendement 1/2 utilisé lors des essais est la modulation codée TCM 4PSK à 8 états. Le but visé lors des essais avec les codes TCM n'était pas de comparer les performances offertes par divers codes à rendement 1/2 mais bien de vérifier, pour un code donné, les performances de ce dernier pour les deux bandes de fréquence étudiées. Lors des essais un entrelaceur, et un désentrelaceur, de 128 symboles furent utilisés afin de tenter de répartir plus uniformément dans le temps les erreurs produites lors d'affaiblissements profonds et éliminant ainsi la mémoire du canal. L'algorithme de Viterbi a été utilisé afin de décoder les signaux reçus. La profondeur du treillis de Viterbi a été fixée à 32 symboles. Ces paramètres sont conservés pour les essais en bandes L et Ka. La figure 5.12 représente les résultats obtenus lors des essais pour un canal de Rayleigh en bandes L et Ka pour la

modulation codée TCM 4PSK. La performance du TCM 4PSK pour les canaux en bande L et Ka est supérieure dans les deux cas à la modulation BPSK en bande L et Ka. Par contre, la performance du TCM en bande Ka est supérieure à celle de la modulation codée TCM en bande L d'environ 1 dB. Ceci peut être expliqué par le fait qu'en bande L la durée moyenne des affaiblissements est plus longue introduisant donc un nombre plus grand d'erreurs successives comparativement à la bande Ka. La dimension de l'entrelaceur doit être plus grande en bande L qu'en bande Ka. Pour des applications telles que la transmission de la voix, pour laquelle les délais introduits par le processus de transmission, d'entrelacement, désentrelacement et de décodage peuvent être ennuyant pour l'utilisateur, il n'est pas toujours possible d'augmenter la dimension de l'entrelaceur, et du désentrelaceur, sans obtenir des effets inconfortables pour l'utilisateur. C'est pourquoi la dimension des entrelaceurs et désentrelaceurs ont été fixés à 128 symboles, ce qui correspond à 0.05999 secondes (approximativement 60 ms) pour un taux de signalisation de 4.8 kbaud/s. Le décodeur de Viterbi de par son fonctionnement prend un certain nombre de symboles afin de se remettre d'une séquence d'erreurs. Ces deux facteurs expliquent pourquoi le TCM en bande Ka conduit à une meilleure performance que le TCM en bande L.

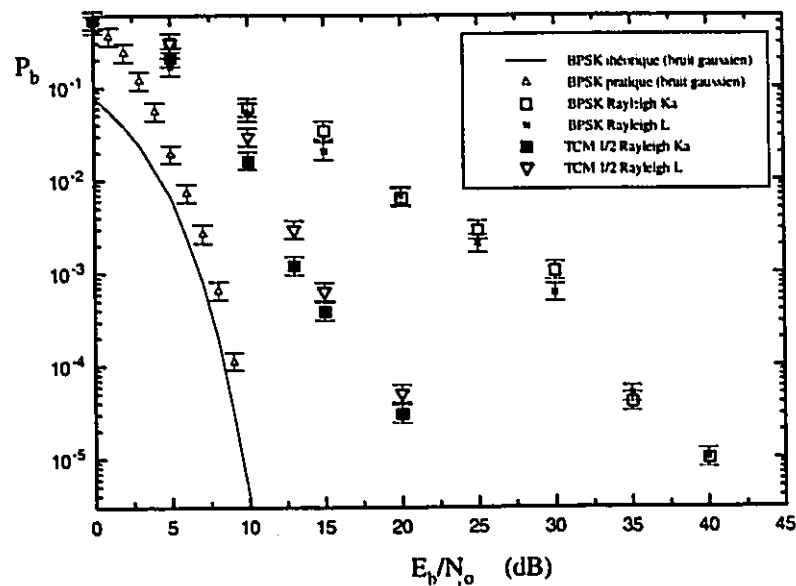


Figure 5.12 Probabilité d'erreur pour la modulation BPSK et la modulation codée TCM 4PSK dans un canal de Rayleigh en bande L et Ka.

5.4.3 Modulation codée en treillis à rendement 2/3

Le code utilisé pour la modulation codée TCM 8PSK à rendement 2/3 est la modulation codée TCM 8PSK à 16 états. La figure 5.13 présente les résultats obtenus pour la modulation codée TCM à rendement 2/3. La figure 5.14 donne une comparaison entre les modulations codées TCM à rendement 1/2 et le TCM à rendement 2/3.

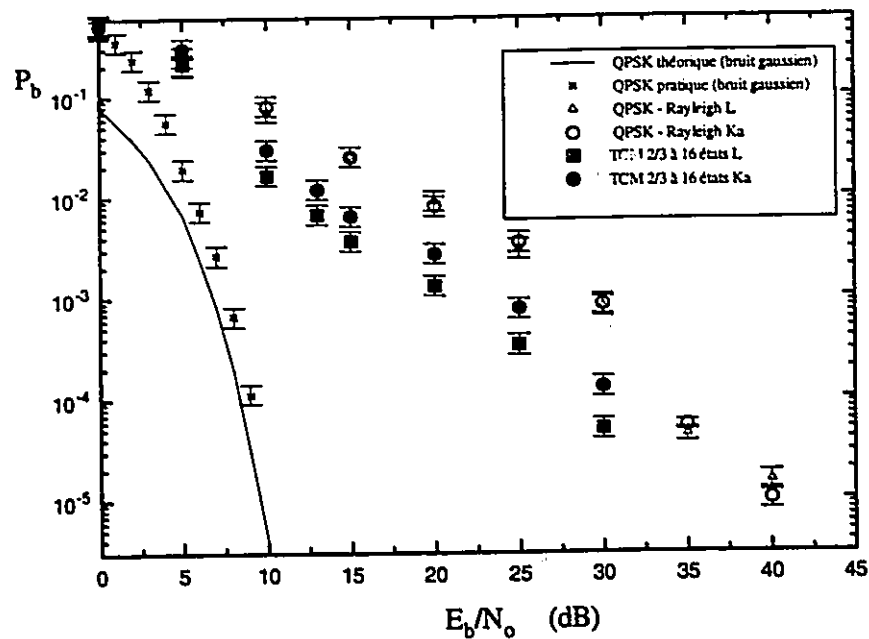


Figure 5.13 Probabilité d'erreur pour la modulation QPSK et la modulation codée TCM 8PSK dans un canal de Rayleigh en bandes L et Ka.

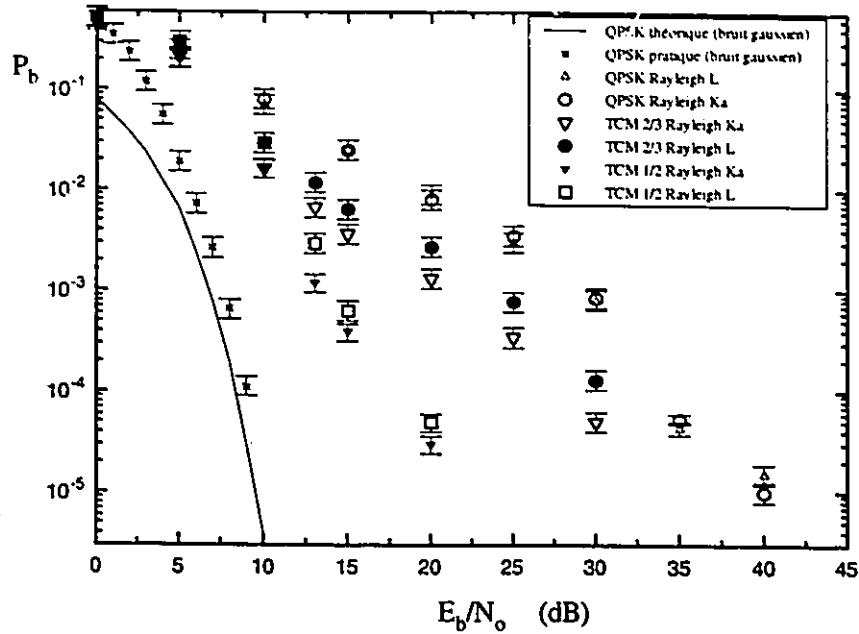


Figure 5.14 Probabilité d'erreur pour la modulation QPSK et les modulations codées TCM 4PSK et TCM 8PSK dans un canal de Rayleigh en bande L et Ka.

La performance de la modulation codée TCM 4PSK est meilleure que celles de la modulation codée TCM 8PSK et de la modulation QPSK. La tendance à obtenir des résultats supérieurs en bande Ka qu'en bande L, pour un type de modulation codée, se maintient. L'amélioration de performance de la modulation codée en bande Ka par rapport à celle en bande L est de 1.5 dB et de 2.0 dB pour les modulations codées TCM 4PSK et TCM 8PSK respectivement. Le tableau 5.7 offre une comparaison des résultats pour des canaux de Rayleigh en bandes L et Ka pour les modulations BPSK, QPSK et 8PSK ainsi que les modulations codées TCM 4PSK et TCM 8PSK. Une tendance similaire, mais pour des fréquences de Doppler différentes a pu être observée dans [25].

Tableau 5.7 Résultats expérimentaux pour canaux de Rayleigh en bandes L et Ka.

canal de Rayleigh	BPSK pratique	QPSK pratique	8PSK pratique	TCM 1/2 pratique	TCM 2/3 pratique
L	27.0 dB	27.0 dB	30.0 dB	15.0 dB	23.0 dB
Ka	27.0 dB	27.0 dB	30.0 dB	13.5 dB	21.0 dB

5.5 Résultats obtenus pour les canaux de Rice

Les figures 5.15 à 5.22 présentent les résultats obtenus pour des canaux de Rice (composante directe plus composante multivoie) pour des facteurs K de 3 dB, 5 dB, et 7 dB pour des valeurs de fréquence Doppler de 60 Hz et 800 Hz correspondant aux bandes de fréquence L et Ka respectivement. Les types de modulations utilisées sont toujours le BPSK, QPSK et 8PSK et les modulations codées TCM 4PSK et TCM 8PSK.

La figure 5.17 représente les résultats obtenus pour des canaux de Rice pour des facteurs $K = 3, 5$ et 7 dB pour les bandes de fréquence L et Ka avec la modulation QPSK alors que la figure 5.18 présente les résultats pour la modulation 8PSK.

Les performances pour les modulations BPSK et QPSK sont similaires pour les bandes de fréquences L et Ka. Le même phénomène a été observé pour la modulation 8PSK.

Les figures 5.19 et 5.20 donnent les taux d'erreurs pour la modulation codée en treillis à rendement de 1/2 pour des canaux de Rice dans les bandes de fréquence L et Ka.

Les valeurs de facteur K choisies sont de 3, 5 et 7 dB . Les résultats obtenus pour la modulation codée en treillis dans la bande de fréquence Ka conduisent à une performance supérieure que ceux obtenus pour la bande de fréquence L. Par exemple pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} et un facteur $K = 7 \text{ dB}$, la modulation codée TCM 4PSK en bande Ka le rapport signal-à-bruit est de 8.5 dB alors que celui en bande L est de 9.5 dB . Ceci peut être expliqué par le fait que la dimension de l'entrelaceur ainsi que la profondeur ont été fixées à une même valeur pour les deux bandes de fréquence.

La figure 5.21 montre les résultats pour la modulation codée en treillis à rendement de 2/3 pour des canaux de Rice dans la bande de fréquence Ka. Les valeurs de facteur K choisies sont de 3, 5 et 7 dB ici encore.

La figure 5.22 montre les résultats pour la modulation codée en treillis à rendement de 2/3 pour des canaux de Rice dans la bande de fréquence L. Selon les résultats obtenus, la performance de la modulation codée TCM 8PSK 2/3 est meilleure en bande Ka qu'en bande L d'environ 0.75 dB , 1 dB et 0.5 dB . Ceci peut être expliqué par le fait que la dimension de l'entrelaceur ainsi que la profondeur du décodeur ont été fixées à une même valeur pour les deux bandes de fréquence. La table 5.7 indique les rapports signal-à-bruit expérimentaux requis pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} pour canaux de Rice en bandes L et Ka pour des facteur $K = 3, 5 \text{ et } 7 \text{ dB}$.

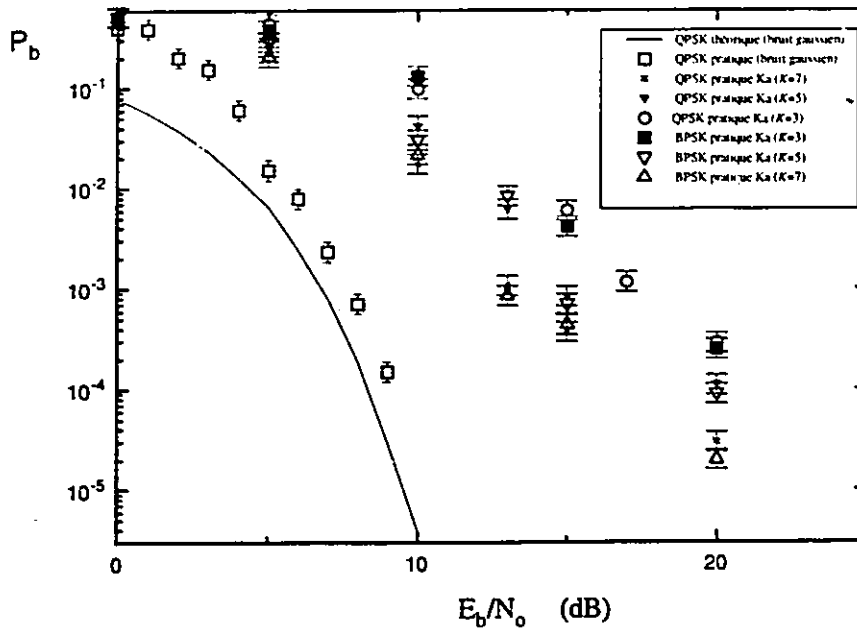


Figure 5.15 Probabilité d'erreur pour les modulations BPSK et QPSK dans un canal de Rice en bande Ka pour $K = 3, 5$ et 7 dB.

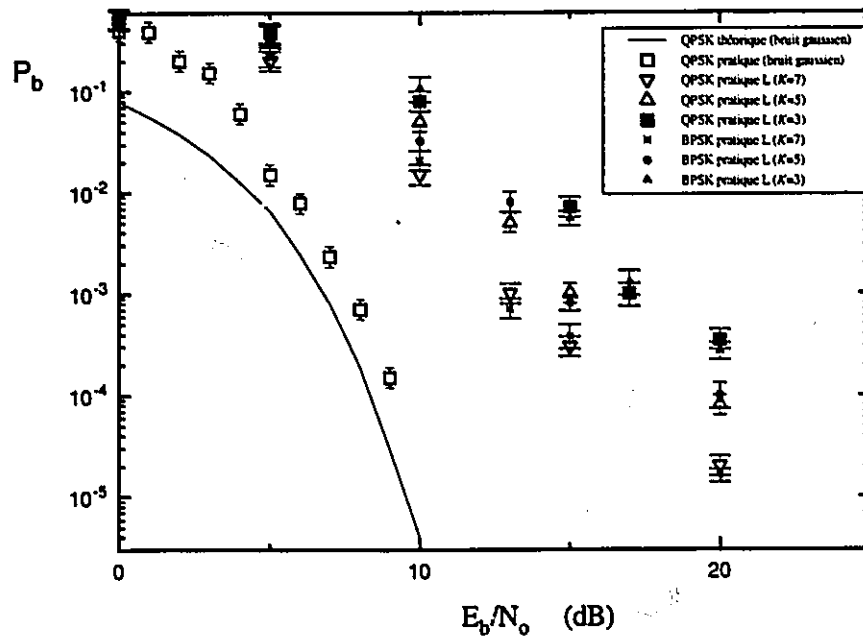


Figure 5.16 Probabilité d'erreur pour les modulations BPSK et QPSK dans un canal de Rice en bande L pour $K = 3, 5$ et 7 dB.

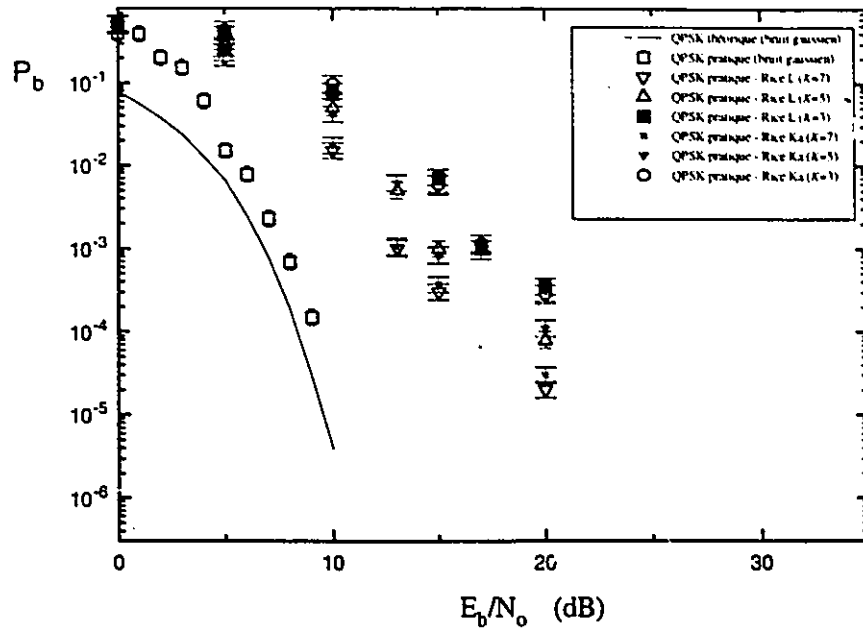


Figure 5.17 Probabilité d'erreur pour la modulation QPSK pour un canal de Rice en bande L et Ka pour des facteurs $K = 3, 5$ et 7 dB.

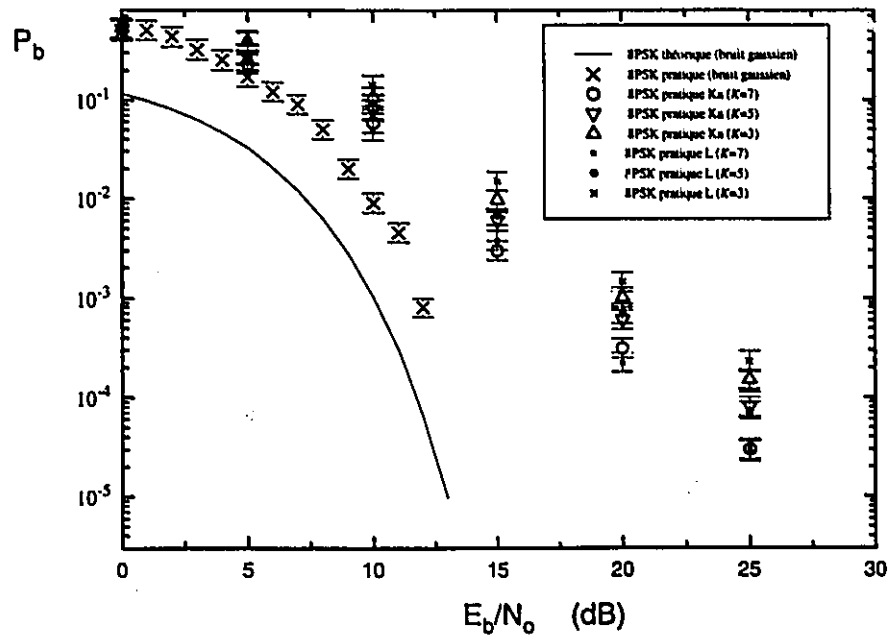


Figure 5.18 Probabilité d'erreur pour la modulation 8PSK dans un canal de Rice en bande L et Ka pour des facteurs $K = 3, 5$ et 7 dB.

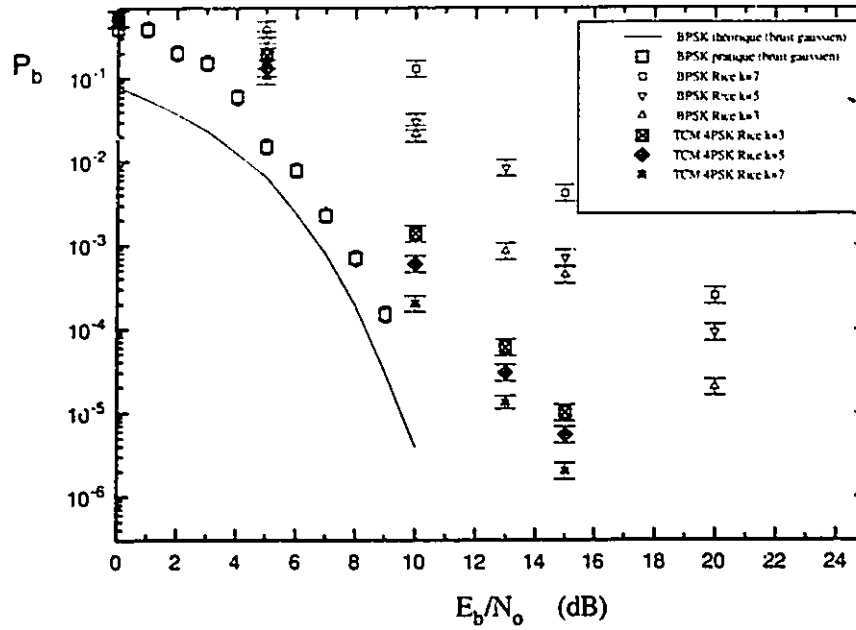


Figure 5.19 Probabilité d'erreur pour la modulation BPSK et la modulation codée TCM 4PSK dans un canal de Rice en bande Ka avec $K = 3, 5$ et 7 dB.

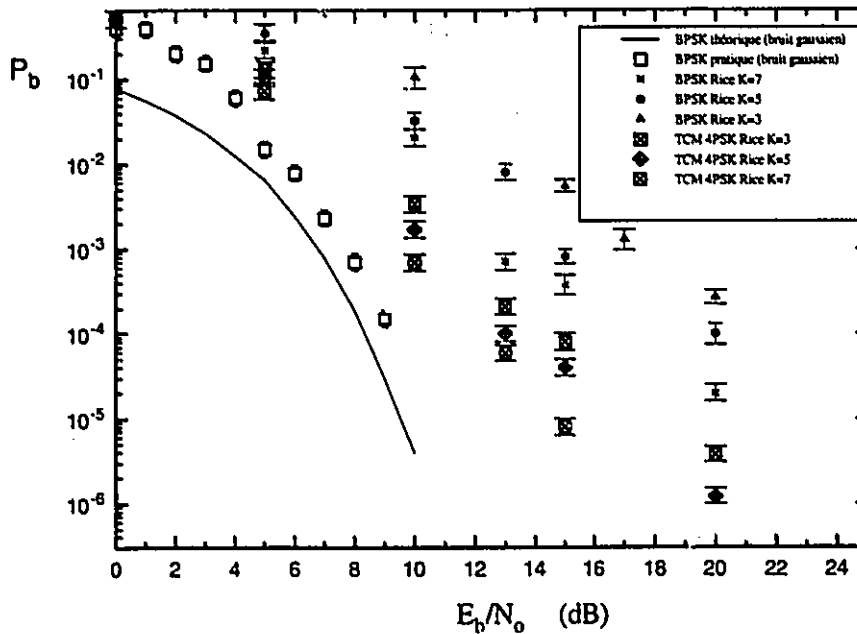


Figure 5.20 Probabilité d'erreur pour la modulation BPSK et TCM 4PSK dans un canal de Rice en bande L avec $K = 3, 5$ et 7 dB.

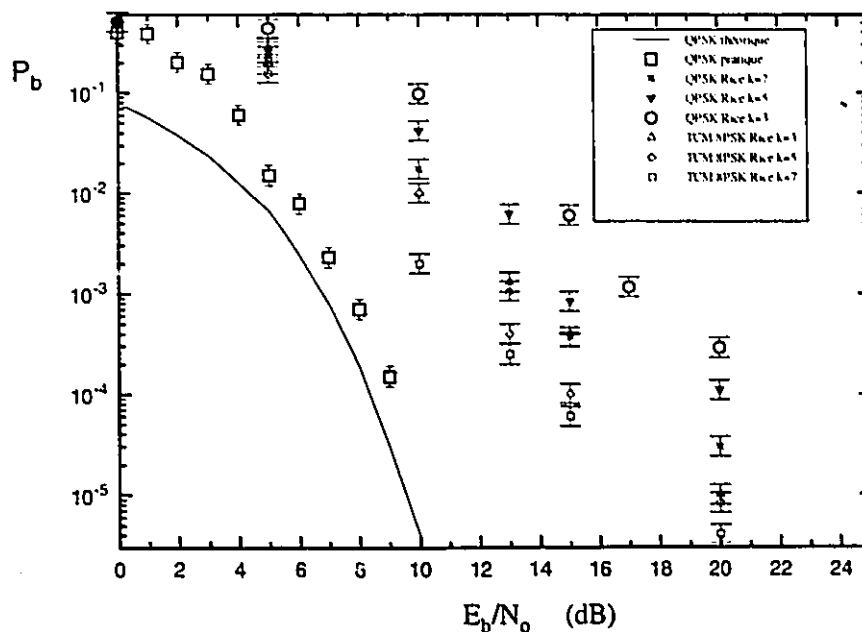


Figure 5.21 Probabilité d'erreur pour la modulation QPSK et la modulation codée TCM 8PSK dans un canal de Rice en bande Ka avec $K = 3, 5$ et 7 dB.

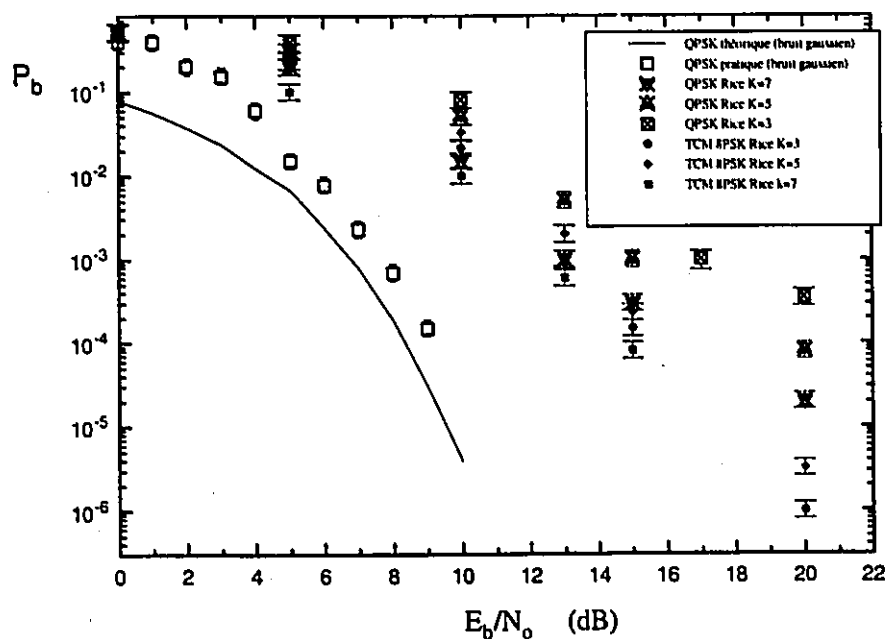


Figure 5.22 Probabilité d'erreur pour la modulation QPSK et la modulation codée TCM 8PSK dans un canal de Rice en bande L avec $K = 3, 5$ et 7 dB.

Tableau 5.8 Résultats expérimentaux pour canaux de Rice en bandes L et Ka

	Canal de Rice en bande L			Canal de Rice en bande Ka		
	$K = 3 \text{ dB}$	$K = 5 \text{ dB}$	$K = 7 \text{ dB}$	$K = 3 \text{ dB}$	$K = 5 \text{ dB}$	$K = 7 \text{ dB}$
BPSK	17.5	16.25	14.0	17.5	16.25	14.0
QPSK	17.5	16.25	14.0	17.5	16.25	14.0
8PSK	20.0	18.5	17.0	20.0	18.5	17.0
TCM 4PSK	11.5	10.5	9.5	10.5	9.5	8.5
TCM 8PSK	14.0	13.0	12.5	13.25	12.0	11.0

5.6 Résultats obtenus pour les canaux avec affaiblissements lognormaux

Les largeurs de bandes des processus d'affaiblissements lognormaux ont été fixées à 1/20 de celles des affaiblissements multivoies, c'est-à-dire que pour $B_1 = 60 \text{ Hz}$, $B_2 = 3 \text{ Hz}$ correspondant à la bande L, et $B_1 = 800 \text{ Hz}$, $B_2 = 40 \text{ Hz}$ correspondant à la bande Ka.

5.6.1 Les modulations BPSK, QPSK, et 8PSK

La méthode d'ajustement en fréquence, utilisée pour simuler le canal mobile/satellite en bande Ka, tente de représenter les canaux en bandes Ka en modifiant les paramètres statistiques connus des canaux en bande L, tels qu'indiqué au tableau 5.9. Les paramètres considérés sont la puissance de la composante multivoie, b_o , la moyenne de la composante directe, μ , ainsi que la valeur de l'écart-type du processus d'affaiblissement lognormal. Les puissances des composantes multivoies en bandes L et Ka possèdent la même valeur. Ceci est dû au fait qu'il est supposé que l'accroissement des indices de réflexion et de conductivité terrestre sont entièrement compensés par le fait que les faisceaux d'antennes en bande Ka sont plus étroits que ceux en bande L. C'est donc pour cette raison que les niveaux de puissances des composantes multivoies en bandes Ka et L ont la même valeur pour des masquages légers, moyens et sévères. Les paramètres en bande Ka tels que la moyenne de la composante directe, μ , et de la variance du processus d'affaiblissement lognormal sont obtenus à l'aide de la technique d'ajustement en fréquence expliquée au chapitre 2, c'est-à-dire que:

$$\mu_{20} = 2.1\mu_{1.5} \quad (5.8)$$

$$d_{o20} = 2.1 d_{o1.5} \quad (5.9)$$

Tableau 5.9 Paramètres des canaux de Loo pour les bandes de fréquence L et Ka.

canal	f_c (GHz)	b_o	μ	$\sqrt{d_o}$	K'
masquage léger	1.5	0.158	0.115	0.115	6.12
	20	0.158	0.241	0.166	7.34
masquage moyen	1.5	0.126	-0.115	0.161	5.21
	20	0.126	-0.2415	0.2333	4.36
masquage fort	1.5	0.063	-3.91	0.806	-19.33
	20	0.063	-8.211	1.168	-50.48

Le simulateur matériel de canal avec affaiblissements n'est pas assez flexible afin de permettre d'ajuster la valeur d'écart-type des affaiblissements lognormaux à celles données au tableau 5.8. La valeur de l'écart-type du processus d'affaiblissement lognormal ne peut varier que de 0 dB à 6 dB et ceci que par incréments de 1 dB. De plus, la valeur de la moyenne de la composante directe ne peut être modifiée indépendamment de la valeur de la puissance de la composante multivoie. Plus précisément, l'unique façon de modifier la moyenne de la composante directe est de modifier le facteur K pour les canaux de Rice ou le facteur K' pour les canaux avec affaiblissements lognormaux. Le simulateur de canaux avec affaiblissements, FCS-10CS-70, n'est donc pas assez flexible afin de permettre de modifier les paramètres des canaux indépendamment les uns des autres. Tout au plus, celui-ci permet de visualiser l'impact de l'ajout d'affaiblissements lognormaux.

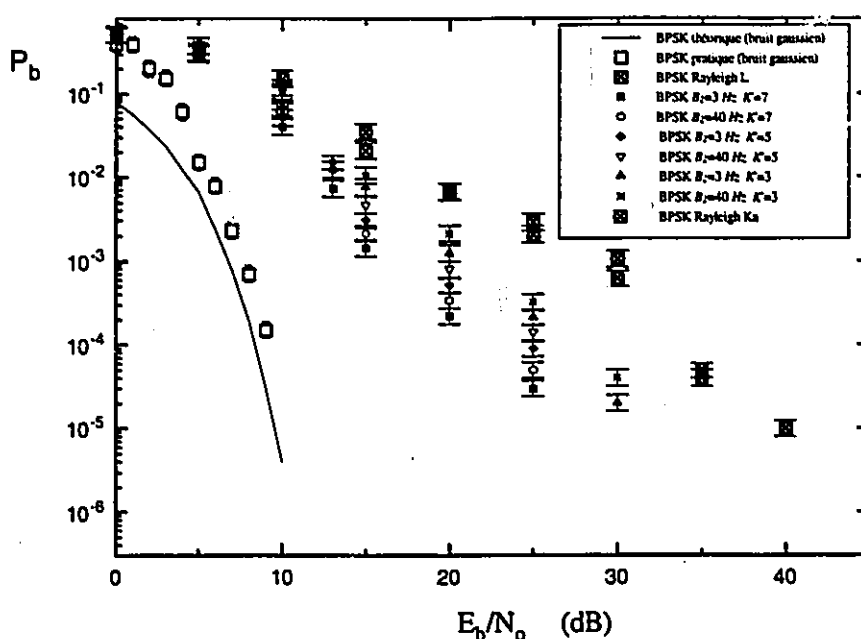


Figure 5.23 Probabilité d'erreur pour la modulation BPSK dans un canal avec affaiblissements lognormaux pour $B_2 = 3$ Hz et $B_2 = 40$ Hz pour $K' = 3, 5$ et 7 dB.

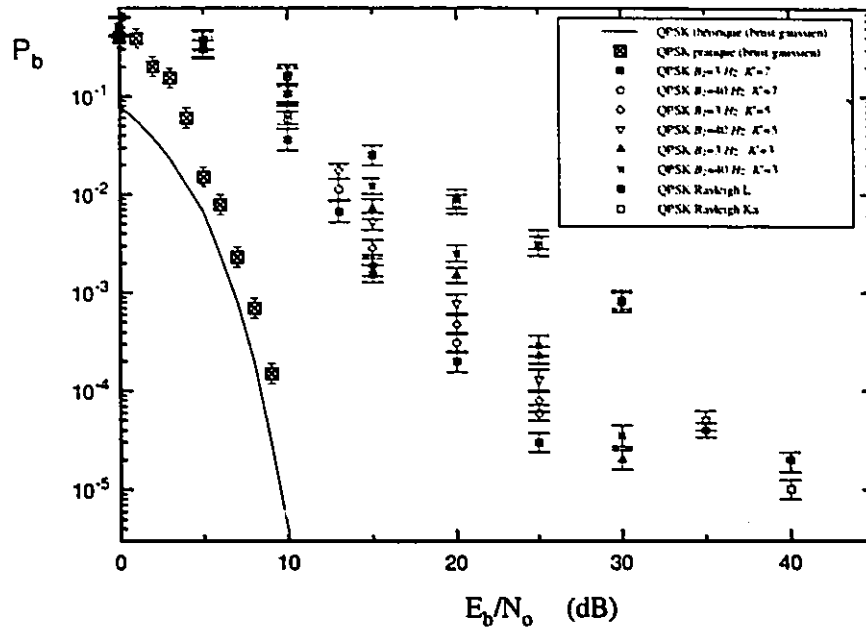


Figure 5.24 Probabilité d'erreur pour la modulation QPSK dans un canal avec affaiblissements lognormaux pour $B_2 = 3 \text{ Hz}$ et $B_2 = 40 \text{ Hz}$ pour $K' = 3, 5$ et 7 dB .

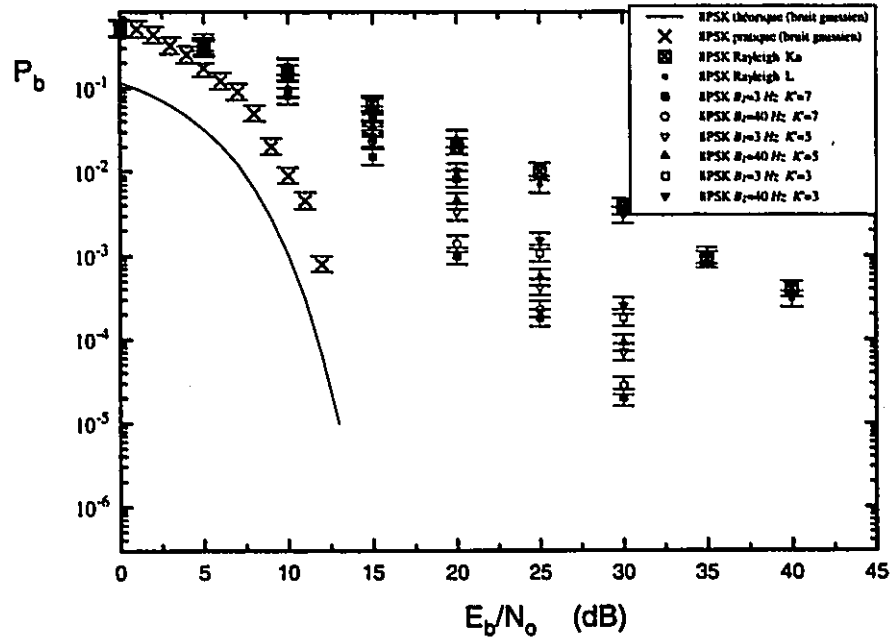


Figure 5.25 Probabilité d'erreur pour la modulation 8PSK dans un canal avec affaiblissements lognormaux pour $B_2 = 3 \text{ Hz}$ et $B_2 = 40 \text{ Hz}$ pour $K' = 3, 5$ et 7 dB .

Pour les modulations BPSK (voir la figure 5.23), QPSK (voir la figure 5.24) et 8PSK (voir la figure 5.25), l'ajout d'affaiblissements lognormaux semble avoir un impact plus sévère lorsque B_2 égale 40 Hz que lorsque B_2 n'est que de 3 Hz. Par exemple, pour la modulation BPSK à travers un canal de Rice possédant un facteur $K = 7$ dB, les résultats expérimentaux indiquent que pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} le rapport signal-à-bruit requis pour les bandes L et Ka est d'environ 14 dB. Lors de l'ajout d'affaiblissements lognormaux possédant un écart-type de 1 dB, les rapports signal-à-bruit requis pour une même probabilité d'erreur sont de 16 dB lorsque $B_2 = 3$ Hz et de 17.5 dB lorsque $B_2 = 40$ Hz. Cette différence entre les rapports signal-à-bruit requis pour les bandes L et Ka indique que les signaux en bande Ka sont affectés plus sévèrement que ceux en bande L.

5.6.2 Modulation codée en treillis à rendement 1/2

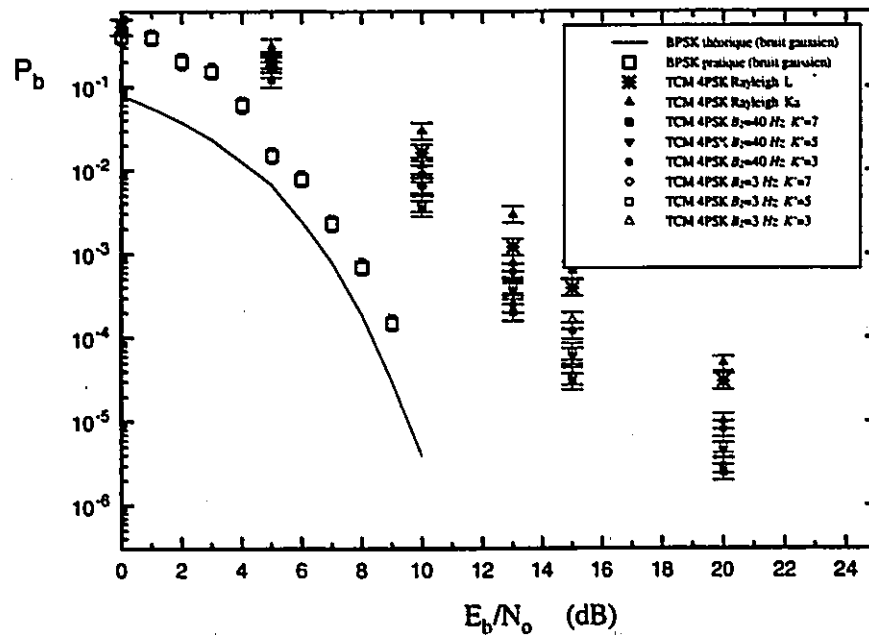


Figure 5.26 Probabilité d'erreur pour les modulations BPSK et TCM 4PSK dans un canal avec affaiblissements lognormaux pour $B_2 = 3$ Hz et $B_2 = 40$ Hz pour $K' = 3, 5$ et 7 dB.

La figure 5.26 montre les résultats expérimentaux obtenus la modulation codée TCM 4PSK. Pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} , la modulation codée TCM 4PSK pour $B_2 = 3 \text{ Hz}$ requiert des rapports signal-à-bruit de 12.75 dB, 12.25 dB et de 11.5 dB pour des valeurs de facteur K' égales à 3, 5 et 7 dB respectivement. Les rapports signal-à-bruit requis pour une même probabilité d'erreur pour $B_2 = 40 \text{ Hz}$ sont de 12.5 dB, 12 dB et de 11.25 dB pour des facteurs K' de 3, 5, et 7 dB.

5.6.3 Modulation codée en treillis à rendement 2/3

La figure 5.27 montre les résultats expérimentaux pour la modulation codée TCM 8PSK. Pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} , la modulation codée TCM 8PSK pour $B_2 = 3 \text{ Hz}$ requiert des rapports signal-à-bruit de 15 dB, 14.25 dB et de 12.5 dB pour des facteurs K' de 3, 5 et 7 dB respectivement. Les rapports signal-à-bruit requis pour une même probabilité d'erreur pour $B_2 = 40 \text{ Hz}$ sont de 14.75 dB, 13.75 dB et de 12.25 dB pour ces mêmes facteurs K' . Bien qu'il ait été remarqué que les signaux pour $B_2 = 40 \text{ Hz}$ semblent être atténués plus sévèrement que ceux pour lesquels $B_2 = 3 \text{ Hz}$, les résultats obtenus pour la modulation codée TCM 8PSK se traduisent par un taux d'erreur plus bas lorsque $B_2 = 40 \text{ Hz}$, c'est-à-dire que les rapports signal-à-bruit requis pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} pour $B_2 = 40 \text{ Hz}$ est de 0.25 dB, 0.5 dB et 0.25 dB moindre que ceux requis lorsque $B_2 = 3 \text{ Hz}$ pour des facteurs $K'=3, 5$ et 7 dB. Donc, bien que les signaux pour lesquels $B_2 = 40 \text{ Hz}$ soient atténués plus sévèrement que les signaux codées pour lesquels $B_2 = 3 \text{ Hz}$, le fait que les dimensions d'entrelaceurs aient été fixées conduisent à une performance moindre pour $B_2=3 \text{ Hz}$ que pour $B_2 = 40 \text{ Hz}$.

Le tableau 5.10 donne une comparaison des valeurs de rapports signal-à-bruit expérimentaux requis à un taux d'erreur de 10^{-3} pour des canaux avec affaiblissements lognormaux.

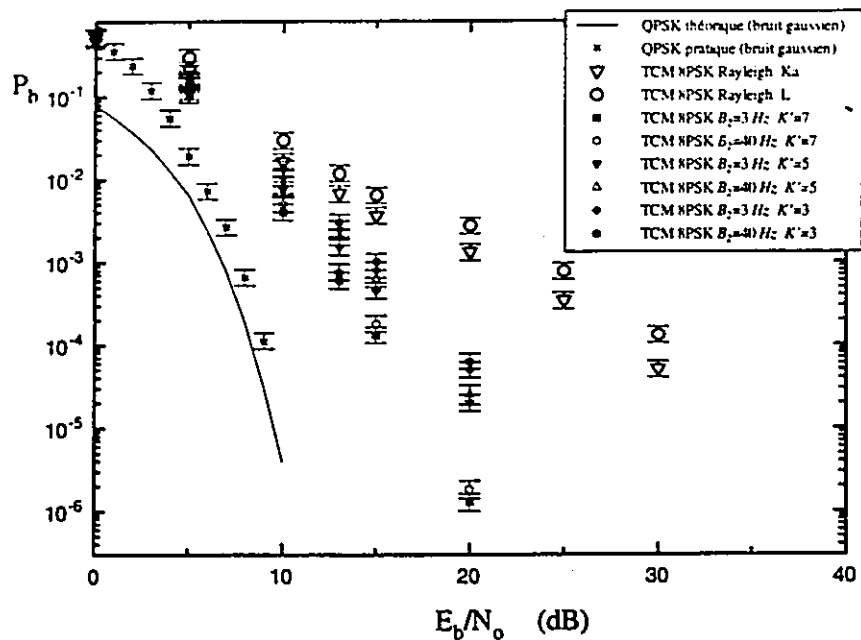


Figure 5.27 Probabilité d'erreur pour les modulations QPSK et TCM 8PSK dans un canal avec affaiblissements lognormaux pour $B_2 = 3 \text{ Hz}$ et $B_2 = 40 \text{ Hz}$ pour $K' = 3, 5$ et 7 dB .

Table 5.10 Comparaison des rapports signal-à-bruit expérimentaux requis pour une probabilité d'erreur de 10^{-3} pour des canaux avec affaiblissements lognormaux.

	canal avec affaiblissements lognormaux $B_1 = 60 \text{ Hz}$, $B_2 = 3 \text{ Hz}$			canal avec affaiblissements lognormaux $B_1 = 800 \text{ Hz}$, $B_2 = 40 \text{ Hz}$		
	$K' = 3 \text{ dB}$	$K' = 5 \text{ dB}$	$K' = 7 \text{ dB}$	$K' = 3 \text{ dB}$	$K' = 5 \text{ dB}$	$K' = 7 \text{ dB}$
BPSK	21.0	18.5	16.0	22.0	20.0	17.0
QPSK	21.0	18.5	16.0	22.0	20.0	17.0
8PSK	25.0	22.0	20.0	26.0	23.0	21.0
TCM 4PSK	12.75	12.25	11.5	12.5	12.0	11.25
TCM 8PSK	15.0	14.25	12.5	14.75	13.75	12.25

5.7 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre les résultats expérimentaux obtenus avec le simulateur matériel pour les modulateurs et démodulateurs BPSK, QPSK et 8PSK ainsi que les modulations codées en treillis à rendement 1/2 et 2/3 pour des canaux à bruit gaussien, canaux de Rayleigh, canal de Rice et canaux à affaiblissements lognormaux. Pour les canaux à bruit gaussien, les modulations codée en treillis à rendement 1/2 à 2, 4, et 8 états ont été étudiées alors que pour les codes à rendement 2/3 les treillis à 4, 8 et 16

Pour les canaux à bruit gaussien, les modulations codées en treillis à rendement $1/2$ à 2 , 4 , et 8 états ont été étudiées alors que pour les codes à rendement $2/3$ les treillis à 4 , 8 et 16 états ont été utilisés. Les modulations BPSK, QPSK et 8PSK sont utilisées pour les canaux avec affaiblissements multivoies, affaiblissements multivoies et composante directe et affaiblissements multivoies et composante directe ayant des affaiblissements lognormaux. Pour ces derniers canaux seules la modulation codée à rendement $1/2$ à 8 états et la modulation codée à rendement $2/3$ à 16 ont été considérées. Un entrelaceur et désentrelaceur en bloc de dimension fixe furent utilisés pour les modulations codées. Il a été constaté que, pour un canal possédant une fréquence Doppler plus petite, il aurait fallu un entrelaceur de plus grande dimension afin d'éliminer la mémoire du canal de propagation multivoie. Pour les canaux avec affaiblissements lognormaux, les signaux, correspondant à la largeur de bande d'affaiblissement la plus élevée (i.e. $B_2 = 40 \text{ Hz}$), permettaient d'obtenir une meilleure performance que les signaux dont la largeur de bande d'affaiblissement B_2 était de 3 Hz pour la modulation codée, et ceci, malgré le fait que pour la modulation non-codée les signaux soient plus atténués pour $B_2 = 40 \text{ Hz}$ que $B_2 = 3 \text{ Hz}$.

Chapitre 6

Introduction

6.1 Résumé

La congestion éventuelle des bandes de fréquence utilisant des régions du spectre de fréquence plus basses, tels les bandes L et C, suscite un intérêt accru pour la bande de fréquence Ka. En effet, cette dernière offre une largeur de bande supérieure ainsi que la possibilité de réduire la dimension des terminaux et des antennes à bord des satellites.

Présentement, à la connaissance de l'auteur, il n'y a pas de données disponibles permettant de caractériser statistiquement les canaux radio-mobiles opérant dans la bande EHF. Une technique d'ajustement en fréquence fut proposée dans [5] permettant de dériver les paramètres statistiques d'un canal en bande Ka à partir de ceux connus en bande L. L'un des objectifs de cette thèse était de tenter d'appliquer la méthode d'ajustement en fréquence avec le simulateur de canaux avec affaiblissement, FCS-10CS-70. Ce simulateur est un simulateur matériel ce qui implique donc que les équipements en bande de base devaient être construits afin de concevoir un système de communication nous permettant d'effectuer les simulations. La méthode de conception pour ce système de communication est un système "hybride" c'est-à-dire que certaines fonctions sont exécutées par ordinateur alors que les autres sont exécutées par composantes matérielles. Les détails de conception des composantes matérielles peuvent être retrouvés au chapitre 4.

Parmi les composantes matérielles, figurent deux distributeurs de données, un modulateur de phase complexe, un démodulateur de phase complexe. L'utilisation d'une carte d'acquisition de données a rendu possible la synchronisation entre l'ordinateur générant les données et le reste des circuits grâce à la configuration de compteurs et de ports

d'entrées et sorties numériques et analogiques. La conception hybride du système de communication rend ce dernier plus flexible et a permis de concevoir différentes structures d'encodeur TCM.

Les essais ont, en premier lieu, été exécutés sur des canaux à bruit additif gaussien pour les modulations EPSK, QPSK et 8PSK ainsi que les modulations codées en treillis à rendement $1/2$ et $2/3$ pour différentes structures d'encodeur. Par la suite le signal modulé fut transmis à travers des canaux de Rayleigh, ayant été simulés par le simulateur de canal avec affaiblissement, pour les modulations BPSK, QPSK et 8PSK de même que les modulations codées en treillis à rendement $1/2$ et $2/3$. Les même types de modulations furent employées pour les canaux de Rice avec $K = 3, 5$ et 7 dB que pour les canaux de Rayleigh. Le simulateur de canal avec affaiblissement employé permet de simuler des canaux de Rayleigh, Rice de même que des canaux avec affaiblissements lognormaux. Par contre, le simulateur ne possède pas la capacité de choisir les valeurs d'écart-types des processus lognormaux d'affaiblissement du modèle de Loo pour les processus de masquage sévères en bande L et Ka. Le modèle de Loo aurait pu être utilisé avec plus de précision si le simulateur nous avait permis de choisir des valeurs d'écart-type du processus d'affaiblissement lognormal au dixième de dB près plutôt qu'au dB près. Afin d'utiliser le modèle de Loo il aurait aussi fallu avoir la possibilité de modifier le facteur K' tout en conservant la valeur de la puissance moyenne de la composante multivoie. Cependant, l'effet de l'ajout d'affaiblissements lognormaux a pu être évalué et comparé avec les résultats obtenus pour les modulations BPSK, QPSK et 8PSK ainsi que les modulations codées en treillis à rendement $1/2$ et $2/3$ pour les canaux de Rayleigh et de Rice. La technique de démodulation utilisée était la démodulation cohérente.

Il a été observé que pour les canaux de Rayleigh et de Rice les performances du BPSK et du QPSK sont similaires pour les deux bandes de fréquence considérées. Le même phénomène a été observé pour la modulation 8PSK pour ces deux mêmes canaux dans les bandes de fréquence L et Ka. Il aussi été observé pour la modulation codée en

treillis que les codes à rendement $1/2$ possédait une performance supérieure au code $2/3$. Il a aussi été remarqué, pour les signaux codés en treillis, que ceux-ci possédaient une meilleure performance pour les canaux dont la fréquence Doppler était plus élevée comparativement à ceux dont la fréquence Doppler (K_a comparativement à L) était moindre pour une valeur fixe d'entrelaceur et de décodeur. Les dimensions d'entrelaceur et de décodeur furent fixées afin de simuler le cas réel où le délai de transmission et de décodage doit être limité. Les canaux possédant une fréquence Doppler plus petite requiert un entrelaceur de dimension supérieur afin d'éliminer la forte mémoire du canal (causé par la lenteur relative des affaiblissements) et ceci pour les canaux de Rayleigh, Rice et avec affaiblissements lognormaux.

Pour les canaux avec des affaiblissements lognormaux, il a été observé que les signaux affectés par des affaiblissements lognormaux possédant une largeur de bande supérieure étaient atténués plus sévèrement que les signaux possédant des affaiblissements lognormaux avec une largeur de bande moindre. La dimension de l'entrelaceur a aussi une influence sur le taux d'erreur. Les signaux dont $B_2 = 40 \text{ Hz}$ donnent une performance supérieure de 0.5 dB en terme de rapport signal-à-bruit requis aux signaux dont $B_2 = 40 \text{ Hz}$.

6.2 Contributions

Les contributions apportées par cette thèse sont entre autres, la simulation en temps réel, à l'aide d'un simulateur d'évanouissements matériel, des canaux en bande passante avec bruit gaussien, canaux de Rayleigh, canaux de Rice ainsi que canaux avec affaiblissements lognormaux. Le travail de recherche effectué dans le cadre de cette thèse a permis aussi d'effectuer l'évaluation des performances des techniques de modulation en bande passante basées sur la modulation de phase pour les canaux avec affaiblissements.

Les différents circuits que nous avons dû concevoir pour cette thèse représentent aussi une contribution en ce sens qu'ils constituent la base d'un système de communication mobile/satellite et peuvent être utilisés pour des travaux de recherches futurs utilisant des composantes matérielles tels que la mise au point de circuits de récupération de porteuse et de débit binaire ainsi que de modulateurs/démodulateurs TCM optimisés pour les canaux avec affaiblissements.

6.3 Recommandation pour travaux de recherche futurs

Dans cette thèse il a été supposé que les processus de récupération de porteuse et d'horloge étaient parfaits. Les résultats obtenus lors des essais ne représentent donc qu'une estimation quelque peu optimiste, des taux d'erreur. Afin d'obtenir des résultats plus réalistes un circuit de récupération de porteuse et d'horloge devrait être utilisé. L'impact du bruit de phase introduit par un tel circuit sur la performance du système pourrait être étudié.

Un démodulateur différentiellement cohérent pourrait aussi être utilisé, car il est probable qu'un tel type de démodulation soit préféré à la démodulation cohérente à cause de la complexité des circuits de récupération requis en bande Ka pour la démodulation cohérente.

Plusieurs autres travaux de recherche pourraient être entrepris afin d'évaluer la performance de diverses techniques de codage et de modulation codée en treillis optimisées pour les canaux avec affaiblissements. Il serait intéressant de comparer les performances de la modulation codée en treillis multiples ainsi que multidimensionnelle comparativement à celle des codes TCM conventionnels.

Annexe A

Modulateur de phase complexe

La figure A-1 représente le circuit de modulation utilisé en laboratoire. Ce circuit est utilisé afin de générer le signal modulé correspondant aux combinaisons de bits à transmettre. Ce modulateur peut être utilisé pour les modulations BPSK, QPSK et 8PSK selon le distributeur de données choisi. Ces distributeurs de données sont décrits dans les annexes suivantes.

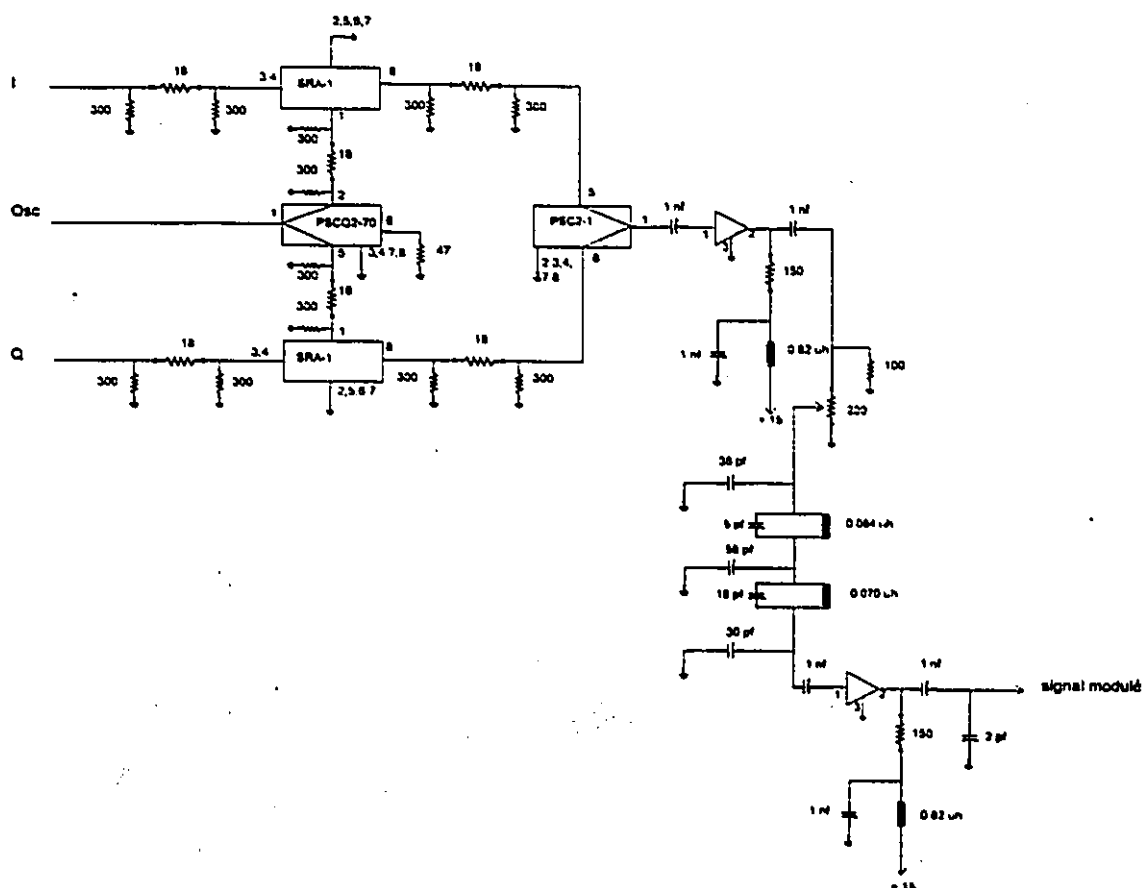


Figure A-1 Modulateur de phase complexe.

Les signaux I et Q proviennent des distributeurs de données. Les signaux d'entrées ont une impédance de $50\ \Omega$. Les niveaux de tensions sont de $\pm 200\ mV$ pour les modulations BPSK et QPSK. Les niveaux de tension pour la modulation 8PSK sont de $\pm 200\ mV$ et de $0\ mV$. Le courant des signaux d'entrée est limité à $\pm 40\ mA$.

La porteuse utilisée pour moduler les signaux I et Q est générée par un générateur de signal Marconi 2019. La porteuse générée est de $70\ MHz$ et possède un niveau de $-10\ dBm$. La porteuse est divisée en deux signaux déphasés l'un de l'autre de 90° . Ces deux signaux iront moduler les signaux I et Q pour ensuite être combinés à l'aide du PSC2-1. Le signal ainsi obtenu est ensuite limité à l'aide d'un filtre limiteur, produisant ainsi un signal possédant une enveloppe constante. Le signal modulé est ensuite atténué afin de correspondre aux niveaux requis par le simulateur de canal avec affaiblissement.

Annexe B

Distributeur de données pour les modulations BPSK et QPSK

La figure B-1 représente le distributeur de données utilisé pour les modulations BPSK et QPSK. Le distributeur de données agit comme interface entre l'ordinateur et le modulateur en ajustant les niveaux d'impédance, de tension et de courant entre l'ordinateur et le modulateur. Le distributeur de données agit aussi en tant que convertisseur série/parallèle.

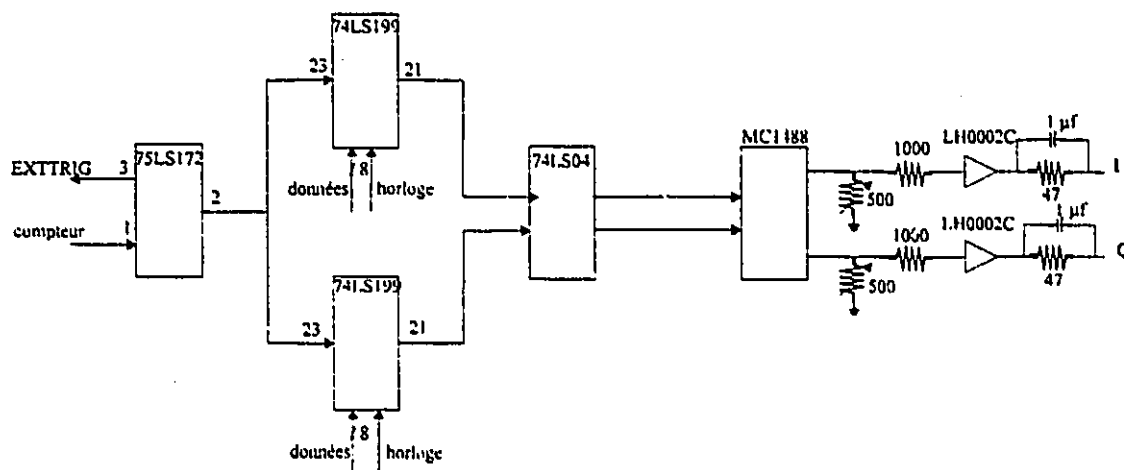


Figure B-1 Distributeur de données pour les modulations BPSK et QPSK.

Le signal provenant du compteur de la carte d'acquisition de données est amplifié à l'aide du 75LS172. Le 75LS172 fournit une sortie qui est en phase avec le signal d'entrée et une sortie qui est l'inverse du signal d'entrée. La sortie en phase est acheminée vers les deux registres à décalage, 74LS1299, et la sortie inversée est acheminée vers l'entrée "EXTTRIG" de la carte d'acquisition de données. Lorsqu'une transition descendante se produit aux registres à décalage, ceux-ci emmagasinent les deux mots numériques transmis à l'aide des ports de sorties numériques de la carte d'acquisition de

données. Les données seront par la suite décalées à chaque transition ascendante du signal d'horloge (à la patte 23 du 74LS199).

Le signal inversé envoyé à l'entrée "EXTTRIG", prévient la carte d'acquisition de données d'amorcer l'échantillonnage des sorties I et Q du démodulateur.

Les deux sorties (patte 21 des 74LS199), forment deux flots parallèles de données. Un inverseur est utilisé, 74LS04, afin d'annuler l'inversion produite par le MC1488. Ce dernier nous permet de convertir les niveaux de tension binaire en niveaux de tension bipolaires, $\pm 200\text{ mV}$. L'amplificateur, LH0002C, présente à sa sortie un signal possédant une impédance de $50\ \Omega$ et limite le courant à $\pm 40\text{ mA}$. Les sorties I et Q sont ensuite acheminées vers le modulateur.

Annexe C

Distributeur de données pour la modulation 8PSK

La figure C-1 représente le distributeur de données utilisé pour la modulation 8PSK. Le distributeur de données agit en tant qu'interface entre l'ordinateur et le modulateur en ajustant les niveaux d'impédance, de tension et de courant entre l'ordinateur et le modulateur. Le distributeur de données agit aussi en tant que convertisseur série/parallèle.

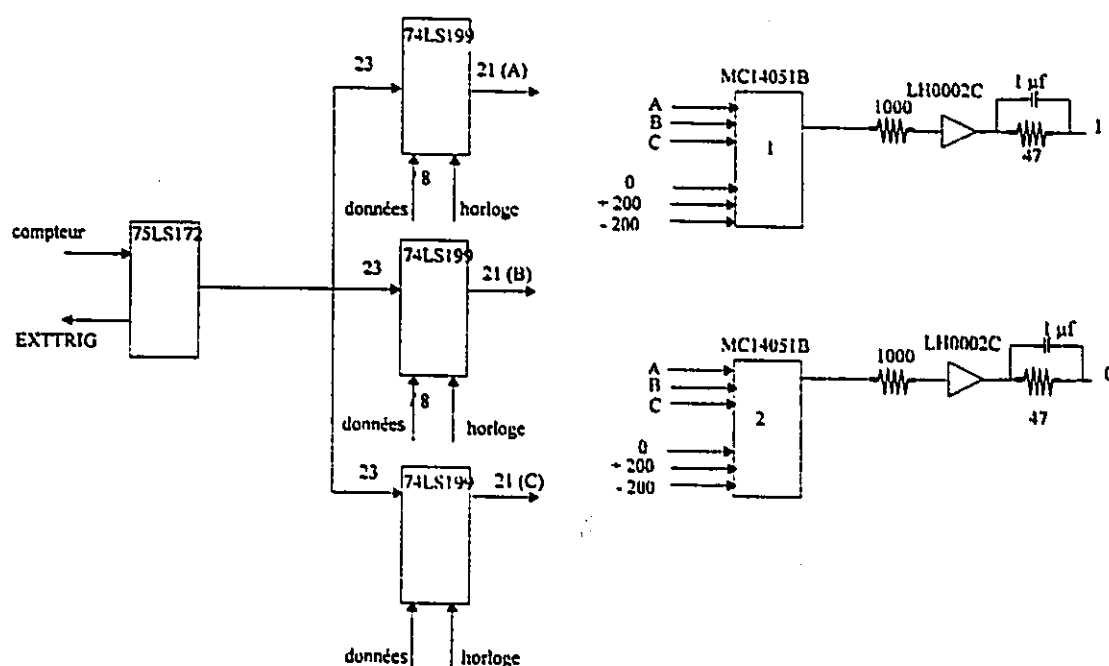


Figure C-1 Distributeur de données pour la modulation 8PSK.

Le signal provenant du compteur de la carte d'acquisition de données est amplifié à l'aide de la puce 75LS172. Le 75LS172 fournit une sortie qui est en phase avec le signal d'entrée et une sortie qui est l'inverse du signal d'entrée. La sortie en phase est acheminée vers les trois registres à décalage (à la patte 23 74LS1299). La sortie inversée est acheminée vers l'entrée "EXTTRIG" de la carte d'acquisition de données. Lors d'une

transition descendante se produit aux pattes 23 des registres à décalage, ceux-ci emmagasinent les trois mots numériques envoyés à l'aide des ports de sorties numériques de la carte d'acquisition de données. Les données seront par la suite décalées à chaque transition ascendante du signal d'horloge.

Le signal inversé envoyé à l'entrée "EXTTRIG", prévient la carte d'acquisition de donnée d'amorcer l'échantillonnage des sorties I et Q du démodulateur.

Les trois sorties, pattes 21 des 74LS199, forment trois flots parallèles de données. Ces trois signaux sont branchés aux signaux de commande des commutateurs analogiques, MC14051B permettant ainsi de choisir les niveaux de tensions requis afin d'obtenir 8 signaux distincts. Les niveaux de tension possibles sont 0 mV , $+200\text{ mV}$ et -200 mV . Le niveau de tension 0 mV est donc branché aux pattes 12 et 5 du commutateur 1, et aux pattes 13 et 2 du commutateur 2. Le niveau de tension $+200\text{ mV}$ est branché aux pattes 1, 13 et 14 du commutateur 1, et aux pattes 12, 14 et 15 du commutateur 2. Le niveau de tension -200 mV est branché aux pattes 2, 4 et 15 du commutateur 1 et aux pattes 1, 4 et 5 du commutateur 2.

Les deux sorties des commutateurs analogiques sont branchées aux LH0002C. L'amplificateur, LH0002C, présente à sa sortie un signal possédant une impédance de $50\ \Omega$ et limite le courant à $\pm 40\text{ mA}$. Les sorties I et Q sont ensuite acheminées vers le modulateur.

Annexe D

Démodulateur de phase complexe

La figure D-1 représente le démodulateur de phase complexe utilisé lors des essais en laboratoire. La porteuse utilisée afin de moduler l'information est fournie au démodulateur, consistant ainsi en une porteuse cohérente.

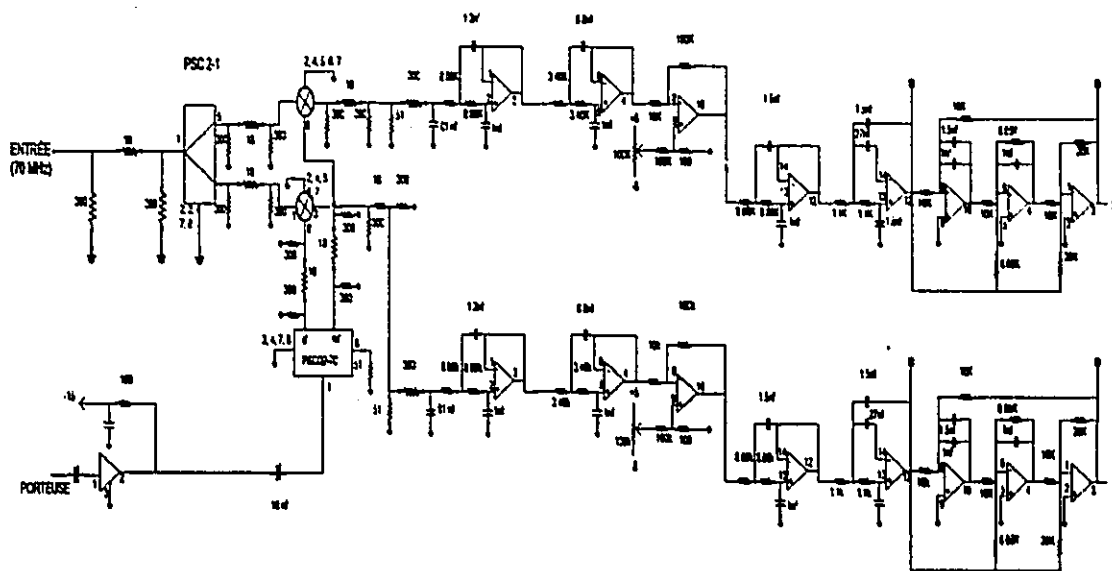


Figure D-1 Démodulateur de phase complexe.

Lorsque la porteuse cohérente est fournie au démodulateur, celle-ci est divisée en deux parties déphasées l'une de l'autre de 90° , alors que le signal modulé reçu est divisé en deux signaux de même phase. A la sortie des multiplicateurs, les signaux résultants possèdent une composante en hautes fréquences de même qu'une composante proportionnelle à la différence de phase existant entre la porteuse cohérente et le signal modulé reçu. Afin d'éliminer la composante en hautes fréquences une combinaison de filtre passe-bas est utilisé. Les signaux présent aux sortie I et Q représentent les signaux démodulés qui seront échantillonnés à l'aide des ports d'entrées analogiques de la carte d'acquisition de données.

Annexe E

Algorithme de simulation

Initialisation

Le processus d'initialisation du programme comprend l'initialisation des variables globales du programme ainsi que la configuration et l'initialisation de la carte d'acquisition de données. La carte d'acquisition de données doit être configurée afin d'avoir 1, 2 ou 3 ports de huit bits parallèles selon que le type de modulation visé est le BPSK, le QPSK ou le 8PSK.

Trois ports d'entrées analogiques doivent aussi être configurés afin de recueillir les signaux présents aux sorties I et Q du démodulateur de même que le signal d'horloge permettant ainsi de choisir les échantillons le plus près possible du centre de l'oeil des signaux observés. Le processus d'acquisition est enclenché lorsqu'une transition ascendante est détectée à l'entrée "EXTTRIG" de la carte. C'est au moment de l'initialisation de la carte que le taux et l'ordre d'échantillonnage sont spécifiés. Un des compteurs de la carte d'acquisition de données doit être configuré afin de fonctionner en mode d'opération 1 tel que démontré à la figure 4.2.

Génération des données

Les données sont générées à l'aide de la fonction "Uniform" offerte par le logiciel LabWindows. Cette fonction génère des nombres uniformément distribués entre 0 et 1. Selon que ceux-ci soient plus petits, plus grands ou égaux à 0.5, on génère les symboles "0" ou "1".

Codage des données

Lorsque l'on désire utiliser la modulation codée en treillis, le programme encode les bits générés selon le type de treillis désiré à l'aide de tableaux de correspondance emmagasinés en mémoire.

Entrelacement et désentrelacement des données

Selon la profondeur choisie de l'entrelaceur en bloc, les données encodées sont emmagasinées dans une matrice et envoyées au distributeur de données. Les symboles reçus sont désentrelacés et remis dans leur ordre original avant d'être envoyé au décodeur.

Envoi et récupération simultanés des données

Les données sont envoyées au distributeur de données grâce à la commande "DIG_Out_Port" offerte par le logiciel LabWindows. Cette commande permet d'envoyer des mots de huit bits sur un port numérique configuré comme une sortie. Ensuite, le compteur est mis en marche.

Les mots sont emmagasinés dans les registres à décalage lors d'une transition descendante du signal présent à l'entrée "Shift/Load" alors que le processus d'échantillonnage des ports analogiques débute lors d'une transition ascendante de ce même signal permettant ainsi l'envoi et la récupération simultanée des données.

Décodage à l'aide de l'algorithme de Viterbi

Lorsque les données envoyées sont encodées, les signaux récupérés aux sorties I et Q correspondent aux composantes en phase et en quadrature des symboles encodés. Un nombre donné de symboles, selon la profondeur du treillis, sont recueillis et ensuite décodés à l'aide de

l'algorithme de décodage de Viterbi. Ici encore, des tableaux de correspondance sont emmagasinés en mémoire afin de déterminer la correspondance entre le chemin survivant et la séquence de bits décodés correspondant à ce chemin.

Filtrage des données

Lorsque plusieurs échantillons sont utilisés afin de déterminer un symbole, comme c'est le cas pour des canaux avec affaiblissements, un filtre numérique est utilisé afin de filtrer les données recueillies.

Comparaison des vecteurs de données

Les données recueillies sont placées dans un vecteur puis comparées avec le vecteur de bits envoyés. Lorsqu'il y a des différences entre ces deux vecteurs le nombre d'erreurs est incrémenté en conséquence. Le nombre d'erreurs calculé par rapport au nombre total de bits transmis donne la probabilité d'erreur par bit, P_b . Si le nombre d'erreurs détecté est plus petit que le nombre d'erreurs minimum permis, soit 100, la boucle recommence, sinon le programme s'arrête.

Bibliographie

- [1] J. Fortuny, J. Benedicto and M. Sforza, "Mobile Satellite System at Ku and Ka Band", Proc. Second European Conference on Satellite Communication, pp. 55-62, Liège, octobre 1991.
- [2] T.T. Ha, "Digital Satellite Communication", second edition, McGraw-Hill, 1990.
- [3] J. G. Proakis, "Digital Communications", second edition, McGraw-Hill, New-York, N.Y., 1989.
- [4] W.C.Y. Lee, "Mobile Communication Engineering", McGraw-Hill, New-York, N.Y., 1982.
- [5] C. Loo, "A Statistical Model for a Land Mobile Satellite Link", IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. VT -34, no. 3, p.p. 122-127, août 1985.
- [6] B. Vucetic, J. Du, "Channel Modelling and Simulation in Satellite Mobile Communication Systems", IEEE Journal on Selected Areas in Communications., vol. 10, no. 8, octobre 1992.
- [7] A. Papoulis, "Probability, Random Variables and Stochastic Processes", New-York, N.Y., McGraw-Hill, 1984.
- [8] W. Zhuang, A. Yongaçoglu, J.-Y. Chouinard, and D. Makrakis, "Performance Analysis of EHF Land Mobile Satellite System - Part I: Channel Modelling and Performance of Coherent PSK Systems.", Technical Report, Department of Electrical Engineering, University of Ottawa, septembre 1992.

- [9] Calian, "Model FCS-10CS-70 Fading Channel Simulator, Operator's Manual, version 1", octobre 1991.
- [10] M.A. Weissberger, "An Initial Summary of Models for Predicting the Attenuation of Radio Waves by Trees", U.S. Dept. of Defense, Report no. ESD-TR-81-101, 1981.
- [11] K. Feher, "Digital Communication: Satellite/Earth Station Engineering", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1981.
- [12] M. Schwartz, "Information Transmission, Modulation, and Noise" 3ième édition, McGraw-Hill, New-York, N.Y., 1980.
- [13] E. Biglieri, D. Divsalar, P.J. McLane and M.K. Simon, "Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications", Macmillan, Toronto, Canada, 1991.
- [14] E. Zehavi and G. Kaplan, "Phase Noise Effect on M-ary PSK Trellis Codes", IEEE Trans. on Communications, vol. 39, no. 3, mars 1991.
- [15] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals", IEEE Trans. on Information Theory, vol. IT-28, pp. 56-67, janvier 1982.
- [16] G. Ungerboeck, "Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets - Part I: Introduction", IEEE Communications Magazine, vol. 25, no. 2, pp. 5-11, février 1987.
- [17] G. Ungerboeck, "Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets - Part II: State of the Art", IEEE Communications Magazine, vol 25, no. 2, pp. 12-21, février 1987.
- [18] A.R. Calderbank and J.E. Mazo, "A new description of trellis codes", IEEE Trans. on Information Theory., vol. IT-30, pp. 784-791, novembre 1984.
- [19] S. Lin and D.J. Costello Jr., "Error Control Coding: Fundamentals and Applications", Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall, 1983.

- [20] G.D. Forney Jr., "Convolutional Codes II: Maximum Likelihood Decoding", *Information and Control*, vol. 25, pp. 222-226, juillet 1974.
- [21] M.C. Jeruchim, P. Balanban, and K.S. Shanmugan, "Simulation of Communication System", New-York, N.Y., Plenum Press, 1992.
- [22] F. Davarian, "Channel Simulation to Facilitate Mobile Satellite Communication Research", *IEEE Trans. on Communications*, vol. COM-35, janvier 1987.
- [23] Digital Communication Corporation, IF Noise Source, DCC Model 3002, "Operation and Maintenance Manual", octobre 1979.
- [24] S. Soliman and K. Mokrani, "Performance of Coded System over Fading Dispersive Channels", *IEEE Trans. on Communications*, vol. 40, no. 1, janvier 1992.
- [25] K. Simon and D. Divsalar, "Trellis Coded Modulation for 4800-9600 bits/s Transmission over a Fading Mobile Satellite Channel", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, JSAC-5, pp. 162-175, février 1987.
- [26] K. Simon and D. Divsalar, "The Design of Trellis Coded MPSK for Fading Channel: Performance Criteria", *IEEE Trans. on Communications*, vol. 36, no. 9, pp. 1004-1021, septembre 1988.