

**Laboratoire de Radiocommunications
et de Traitement du Signal**

RADIO-DIFFUSION NUMÉRIQUE

Phase I - Études exploratoires



**DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
FACULTÉ DES SCIENCES ET DE GÉNIE**



**UNIVERSITÉ
LAVAL**

LKC
TK
5103.7
.H8
1993

SAINTE-FOY, QUÉBEC

G1K 7P4, CANADA

TK
5103.7

R129

1993

S. Gén.

((≡))

UNIVERSITÉ LAVAL
FACULTÉ DES SCIENCES ET DE GÉNIE
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

**Laboratoire de Radiocommunications
et de Traitement du Signal**

RADIO-DIFFUSION NUMÉRIQUE

Phase I - Études exploratoires

RAPPORT FINAL

par

Scientific Authority: René Voyer

**Chercheur principal
Collaborateurs**

Dr H.T. Huynh, ing.

Dr D. Angers, ing.

Dr. P. Fortier, ing.

Dr. P. Scalart

Étudiants gradués

M. Leclerc et J. Parra

Rapport LRTS-93-6732

présenté au

**Gouvernement du Canada
Centre de Recherches en Communications, Ottawa
Contrat 36300-2-0171**

Août 1993

Industry Canada
Library - Queen

SEP 11 2013

Industrie Canada
Bibliothèque - Queen

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE 1	1
Introduction.....	1
CHAPITRE 2	4
2.1 Introduction.....	4
2.2 Modulations codées en treillis.....	4
2.3 La méthode de Divsalar et Simon pour les canaux avec évanouissements.....	6
2.4 Modulation QAM.....	7
2.5 Autre approche.....	10
2.6 Conclusion.....	10
Références.....	15
CHAPITRE 3	16
3.1 Introduction.....	16
3.2 Modélisation des canaux à évanouissements sélectifs.....	17
3.3 Structure des égaliseurs en bande de base.....	20
3.3.1 Égaliseur linéaire.....	21
3.3.2 Égaliseur récursif avec décision dans la boucle.....	22
3.4 Méthodes d'analyse de performance.....	25
3.5 Discussion.....	26
Références.....	27
CHAPITRE 4	29
4.1 Introduction.....	29
4.2 Système de multiplexage en puissance.....	29
4.3 La technique de modulation COFDM.....	31
4.4 Modélisation du canal de transmission.....	33
4.5 Cohérence en temps et en fréquence.....	34
4.5.1 Cohérence en fréquence.....	34
4.5.2 Temps de cohérence.....	35
4.5.3 Choix des paramètres COFDM.....	36
4.6 Algorithme de simulation et paramètres de la simulation.....	37
4.7 Étude de l'influence de la structure du signal FM résiduel sur la démodulation COFDM.....	39
4.8 Analyse de l'influence des paramètres du système COFDM sur les performances.....	40
4.9 Conclusion.....	42

Références.....	43
CHAPITRE 5	44
5.1 Introduction.....	44
5.2 Importance Sampling.....	44
5.2.1 Biasing Procedures.....	46
5.2.1.1 Variance Modification.....	47
5.2.1.2 Mean-Value Modification.....	47
5.2.1.3 Modification by shifting the Absolute Value.....	48
5.2.2 Considerations on Implementing IS.....	48
5.3 Conditional Importance Sampling.....	49
5.4 Multipath Fading Channels.....	52
5.5 Fading Channel Simulation Using IS.....	53
5.6 Conclusion.....	54
References.....	55
CHAPITRE 6	58

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

Ce rapport constitue la première phase d'un contrat portant sur les problèmes associés à la radio-diffusion numérique. En effet, après deux décennies de recherches fructueuses, les techniques de transmission numérique ont atteint leur maturité, ce qui permet d'envisager la possibilité de les appliquer au domaine de radio-diffusion, tout aussi bien pour l'audio que pour la vidéo.

En 1989, des chercheurs français ont proposé la technique COFDM en vue de l'utiliser en diffusion audiophonique [1]. Cette technique consiste à transmettre de l'information binaire sur un très grand nombre de porteuses réparties uniformément sur la bande de fréquences réservée à ce service. Le fait de coder et ensuite de moduler par un grand nombre de porteuses orthogonales permet au système de résister efficacement aux évanouissements souvent produits dans les canaux à micro-onde ou dans les canaux radio-mobiles.

Suite aux travaux effectués par les français, plusieurs autres chercheurs européens et canadiens ont suivi le même chemin, espérant obtenir des résultats définitivement concluants pour faire approuver rapidement les standards internationaux par le CCITT.

Selon cette orientation, le groupe de recherche en radio-diffusion du Centre de Recherche en Communications d'Ottawa, avant d'adopter une position nationale, a amorcé sous la responsabilité de M. René Voyer, les tests subjectifs et a effectué une campagne de mesure des caractéristiques des canaux de radio-diffusion numérique. Le contact de ce groupe de recherche avec notre Laboratoire de Radiocommunication et de Traitement de Signal de l'Université Laval a été établi depuis deux ans, en vue de collaborer sur les travaux de modélisation des canaux en question.

Depuis, M. Voyer a quitté ce groupe pour en diriger un autre dans le domaine de la transmission de la télévision numérique. Les problèmes que M. Voyer a eu à résoudre précédemment reviennent de manière naturelle avec son nouveau domaine de travail. Entre temps, c'est M. Thibault qui remplace M. Voyer au sein du groupe de radio-diffusion numérique. Un nouveau problème survient avec la proposition faite par une compagnie américaine en ce qui concerne la radio-diffusion numérique. En effet, la compagnie Kintel prétend qu'il est possible de transmettre simultanément le COFDM sur les canaux FM commerciaux (88MHz-108MHz) par la technique de multiplexage de puissance sans altérer la performance ni de l'un ni de l'autre [2].

Dus à de nouvelles situations, nos travaux ont été ajustés à quelques reprises. Ainsi, nous travaillons parallèlement sur deux fronts distincts:

1) Est-il possible d'utiliser la technique COFDM pour transmettre de la télévision numérique? Quelle différence y a-t-il si l'on transmet les signaux de la télévision numérique par la technique de modulation en quadrature?

2) Quelles sont les conséquences d'un multiplexage de puissances entre les signaux FM et COFDM? La compagnie Kintel a-t-elle vraiment raison?

La réponse à ces deux questions n'est pas immédiate. Avant d'effectuer des travaux de plus d'envergure pour consolider la position canadienne, la première phase de notre contrat vise à effectuer une recherche bibliographique complète et à explorer les avenues possibles et surtout à amorcer la construction d'un simulateur flexible des systèmes COFDM, le tout en vue d'avoir une assise sérieuse à toute épreuve!

Le chapitre 2 discute donc du problème de la transmission des signaux de la télévision numérique par la technique COFDM, en exploitant la technique de codage en treillis. L'accent de l'analyse est mis sur la codulation avec espoir d'améliorer la performance du système par un choix judicieux de code.

Étant donné le caractère des évanouissements rencontrés dans les canaux hertziens, on se demande si c'est possible d'égaliser le canal et de transmettre directement le signal de la télévision par la modulation en quadrature. Le chapitre 3 présente donc une discussion détaillée des techniques d'égalisation des canaux à multi-voies. Les résultats des chapitres 2 et 3 servent de base pour trouver une réponse à la question 1.

Quant au problème de multiplexage de puissance des signaux FM et COFDM, il fait l'objet du chapitre 4. Avec l'arrivée du Dr Scalart dans notre équipe, on dispose provisoirement d'un simulateur COFDM construit par lui-même pour son travail de recherche doctorale, permettant d'apporter des premiers éléments de réponse à la deuxième question.

Étant donné une consommation très excessive du temps de simulation, on se demande s'il est possible de le réduire de manière sensible en appliquant la technique de simulation Monté-Carlo rapide. Une première ébauche dans cette direction est présentée dans le chapitre 5.

Le chapitre 6 résume l'ensemble des résultats obtenus et présente le plan de travail pour l'année prochaine.

Références:

- [1] B. LeFloch et al., "Digital Sound Broadcasting to Mobile Receivers", IEEE Trans. Consumers Electronics, Vol. 35, pp. 493-503, Août 1989.
- [2] Kintel Technologies Inc., "Digital Audio Broadcasting Using A Compatible System", Mars 1992.

CHAPITRE 2

MODULATION CODÉE EN TREILLIS POUR LES CANAUX AVEC ÉVANOUISSEMENTS

2.1 Introduction

La modulation codée en treillis (Trellis Coded Modulation) [1] est une technique de modulation numérique combinant le codage de canal (protection contre les erreurs dues au bruit additif et autres interférences) et le choix des symboles à transmettre. Ce type de modulation est particulièrement bien adapté aux canaux à largeur de bande limitée, puisque le codage de canal ne requiert pas une expansion de la largeur de bande utilisée (ou une diminution du débit d'information). C'est pourquoi les premières applications de la modulation codée en treillis l'ont été dans le domaine des modems pour les lignes téléphoniques. Depuis lors, de nombreuses études ont démontré le vaste champ d'application de ce type de modulation, notamment pour les canaux avec évanouissement. Divsalar et Simon [2, 3] ont développé une technique de design de modulations codées en treillis pour de tels canaux. Les symboles utilisés dans leur système sont de type MPSK (surtout le QPSK, le 8-PSK et le 16-PSK).

Dans ce rapport, après avoir brièvement discuté les modulations codées en treillis et passé en revue la méthode de Divsalar et Simon, nous allons indiquer comment on peut appliquer cette méthode aux modulations de type QAM. En effet, pour des applications où une grande efficacité spectrale est requise, donc un grand nombre de points dans la constellation de symboles en deux dimensions, (par exemple la TVHD), il est préférable d'utiliser des symboles QAM, à cause de leur plus grande efficacité énergétique.

2.2 Modulations codées en treillis

La technique pour le design de modulations codées en treillis dans le cas du canal gaussien ("mapping by set partitioning") est très connue [1]. Il s'agit de diviser l'ensemble des points d'une constellation en deux sous-ensembles de manière à ce que la distance entre les points dans chaque sous-ensemble soit supérieure à ce qu'elle était dans l'ensemble original. Cette séparation, ou partition, peut être répétée plusieurs fois, à chaque fois les sous-ensembles étant divisés en deux et la distance entre les points étant augmentée. Cette procédure est illustrée à la figure 2.1. Un encodeur convolutionnel est utilisé pour sélectionner l'un des sous-ensembles, alors que les points dans un sous-ensemble donné sont choisis par des bits non codés. La figure 2.2 représente le diagramme en treillis d'un code à 4 états et 8 symboles. En supposant que le parcours "000" soit le bon chemin, on remarque deux "événements-erreurs" soit "4" (une branche parallèle) et "212".

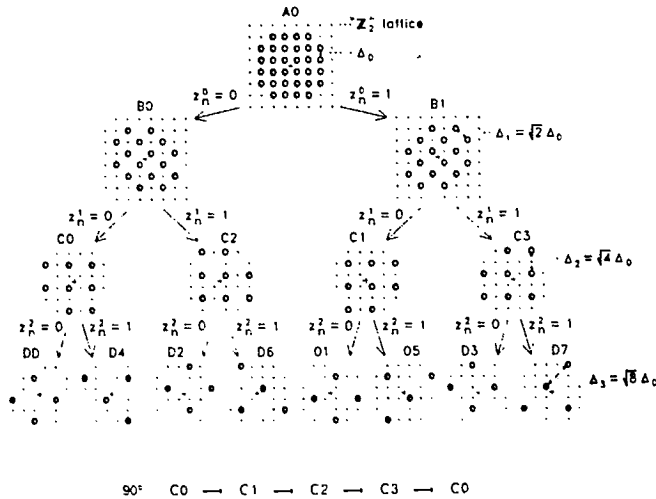


Figure 2.1: Partition d'un ensemble de 32 points en 2 dimensions (tirée de [1])

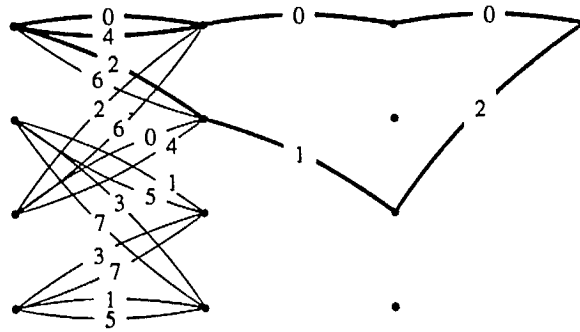


Figure 2.2: Diagramme en treillis pour une modulation codée à 4 états et 8 symboles (tirée de [6]).

Le critère de performance est la maximisation de la "distance libre" du code. La distance libre d'un code en treillis est la distance euclidienne minimale entre un mauvais chemin dans le treillis et le bon chemin. Pour des rapports signal sur bruit élevés, la probabilité que le décodeur soit en erreur est donnée approximativement par [1]

$$P_e \approx Q(d_{free} / (2\sigma)) \quad (2.1)$$

où $Q(\cdot)$ est la fonction d'erreur complémentaire donnée par:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2/2} dy \quad (2.2)$$

et N_{free} est le nombre de séquences voisines distante de d_{free} .

2.3 La méthode de Divsalar et Simon pour les canaux avec évanouissements

Dans le cas de canaux avec évanouissement, il est bien connu que la diversité permet de diminuer les effets des évanouissements sélectifs. La diversité peut prendre plusieurs formes: diversité d'espace, de fréquence, répétition des symboles dans le temps (diversité de temps), etc. L'entrelacement des bits, temporel ou fréquentiel, est un moyen fréquemment utilisé pour contrer les effets des évanouissements. Intuitivement, on devrait s'attendre à ce que des codes en treillis adaptés aux canaux avec évanouissements démontrent aussi une certaine diversité. Ceci implique que, d'une part, les codes optimaux pour le canal gaussien ne seront pas nécessairement bons pour les canaux avec évanouissements. D'autre part, on doit s'attendre à ce que les codes adaptés aux canaux avec évanouissements ne soient pas parmi les codes les plus performants en présence de bruit blanc gaussien additif seul.

Dans [2], Divsalar et Simon ont élaboré des critères de performance pour des modulations codées en treillis utilisées dans des canaux avec évanouissement. Nous ne reprendrons pas ici tous les détails du développement de Divsalar et Simon, mais allons simplement en énoncer les résultats. Divsalar et Simon ont démontré que les deux critères principaux dans les cas de canaux avec évanouissements sont la maximisation de la longueur du chemin en erreur (événement-erreur) le plus court et le produit des distances de branches (normalisé par la distance euclidienne sur le chemin) le long de ce chemin. Ce résultat n'est valable que si les bits sont entrelacés. Dans le cas où il n'y a pas d'entrelacement, le critère de performance est le même que pour le canal gaussien.

Schlegel et Costello [4] ont repris les arguments de Divsalar et Simon et sont arrivés à une équation pour la probabilité que le décodeur se retrouve sur un mauvais chemin dans le treillis ("error event probability") dans le cas d'un canal avec évanouissements (canal de Rayleigh):

$$P_e \approx A_c \frac{4N_0}{E_s \Delta^2} + A_l \frac{(4(N_0/E_s))^{l'_m}}{d_p^2} \quad (2.3)$$

où A_c est le nombre moyen de transitions parallèles dans le treillis avec la distance euclidienne la plus courte Δ^2 et A_l est le nombre moyen de paires de chemin avec la valeur la plus petite pour le produit des distances. l'_m est la valeur minimale de la longueur effective de la paire de chemin correspondant à Δ^2 . Cette longueur effective est obtenue en soustrayant de la longueur totale le nombre de branches où les signaux sont les mêmes. E_s/N_0 est le rapport signal à bruit. A partir de cette équation, on peut voir qu'il faut éviter les transitions parallèles (A_c) et qu'on doit tenter de maximiser

ser l'_m et d_p^2 , ce qui correspond aux critères énoncés par Divsalar et Simon.

La technique de design de codes en treillis de Divsalar et Simon [3] est basée sur l'utilisation de modulation codée en treillis multiples (MTCM) [7]. Dans les modulation MTCM, l'encodeur convolutionnel code plus d'un symbole à la fois. Ce type de modulation permet d'éviter les branches parallèles dans le treillis. Dans un treillis conventionnel, s'il existe des branches parallèles, l'événement erreur le plus court (le mauvais chemin le plus court) est obligatoirement une branche parallèle, et donc de longueur un, ce qu'on doit éviter pour obtenir de bons codes en présence d'évanouissements. Par contre, dans le cas de la modulation TCM, même si des branches parallèles existent, elles diffèrent par plus d'un symbole, ce qui fait que la longueur, en symbole, du chemin le plus court, est nécessairement supérieure à un.

La figure 2.3 représente le diagramme en treillis d'un code à deux états de taux 2/3 pour une modulation 8-PSK. On remarque que ce treillis possède des branches parallèles. Le diagramme en treillis d'une modulation MTCM est montré à la figure 2.4. Ce code possède un taux de 4/6 (même redondance que le code de la figure 2.3) et une multiplicité de 2, c'est-à-dire que chaque branche du treillis représente deux symboles (dans ce cas-ci des symboles 8-PSK).

Divsalar et Simon ont donc développé une méthode utilisant les produits cartésiens de d'ensembles de signaux MPSK. Ces ensembles sont ensuite subdivisés, de façon similaire à ce que fait Ungerboeck dans [1], afin de pouvoir utiliser un code. Cette méthode maximise la longueur minimale du chemin en erreur le plus court, ainsi que le produit des distances sur ce chemin. On utilise, entre autres, le fait qu'il est possible d'obtenir un ensemble de signaux MPSK à partir d'un autre par une simple rotation, puisque les signaux MPSK sont sur un cercle. Les codes ainsi obtenus sont optimaux en présence d'évanouissements, mais ne sont pas nécessairement performants en présence de bruit additif gaussien seul. La figure 2.5 illustre la partition des ensembles de points pour le cas de codes MTCM de multiplicité 2 pour un canal avec évanouissements. Les tableaux 2.1 et 2.2 représentent les ensembles de la figure 2.5. Il faut noter que cette méthode ne s'applique qu'aux modulations MPSK.

2.4 Modulations QAM

Afin de transmettre à des débits élevés, tout en conservant une largeur de bande raisonnable, on doit utiliser des modulations ayant une grande efficacité spectrale. Dans l'application qui intéresse le CRC, on désire transmettre de 20 à 25 Mbits/s (TVHD) dans un canal ayant une largeur de bande de 5 à 6 MHz. C'est donc une efficacité spectrale de 4 à 6 bits/s/Hz qui est recherchée. En utilisant un système non codé, des symboles QAM-16, 32 et 64 devraient être utilisés. Si l'on désire

utiliser des modulations codées en treillis, avec un seul bit de redondance, il faut alors envisager des constellations ayant 32, 64 ou 128 points en deux dimensions. Ces nombres seraient doublés si on utilisait un bit de redondance par dimension. Avec un si grand nombre de signaux, il est préférable d'utiliser des modulation d'amplitude en quadrature (QAM) plutôt que des modulations de type MPSK.

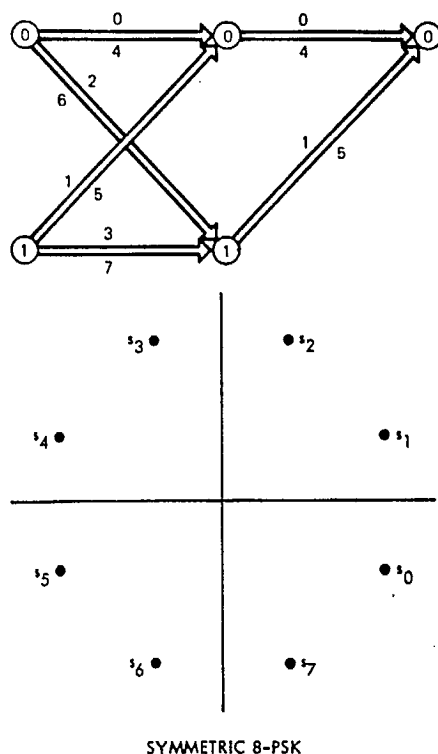


Figure 2.3: Diagramme en treillis pour un code à 2 états de taux 2/3, symboles 8-PSK (tirée de [3]).

On doit cependant préciser que l'utilisation de modulations où l'amplitude et la phase varient nécessitent une connaissance du canal, ce que certains auteurs appellent "channel side information" (CSI), pour bien fonctionner. Dans le cas d'une modulation multi-porteuses de type COFDM, on peut utiliser certaines des porteuses comme référence ("pilot tones"), afin d'obtenir un estimé de la réponse du canal [8]. Cette information est ensuite transmise au décodeur de Viterbi. La figure 2.6 illustre la capacité maximale pour des modulations de type QAM et MPSK en présence d'évanouissements de type Rayleigh et où de l'information sur le canal est disponible. La figure 2.7 nous montre la même situation, mais sans l'information sur le canal. On voit tout de suite que les modulations de type QAM sont beaucoup plus affectées que les modulations de type MPSK, étant donné que

l'amplitude du signal en QAM contient de l'information.

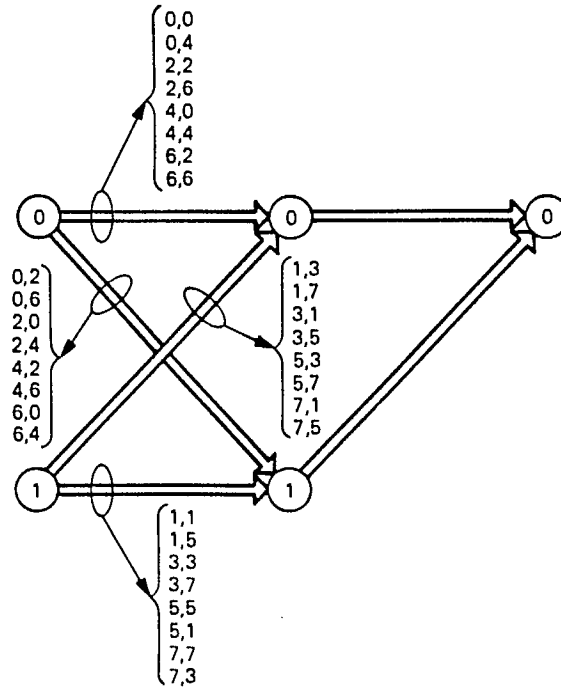


Figure 2.4: Diagramme en treillis pour un code à deux états MTCM de multiplicité 2, avec un taux de 4/6, symboles 8-PSK (tirée de [3]).

Moher et Lodge [5] ont réalisé une modulation QAM-16 pour les canaux avec évanouissements en combinant des symboles 4-ASK codés avec un code de taux 1/2. Cette modulation s'avère plus performante qu'une modulation codée 8-PSK. Ceci est dû à la diversité temporelle introduite par la succession de symboles 4-ASK. En fait, il s'agit d'un type de modulation MTCM utilisant des symboles ASK. Pour pouvoir utiliser une modulation ASK comme celle de Moher et Lodge, il faudrait combiner des symboles 8-ASK et 16-ASK. Nous croyons cependant qu'il n'est pas nécessaire d'utiliser des symboles unidimensionnel et que la diversité temporelle peut être obtenue par la modulation MTCM avec des symboles QAM.

La méthode de Divsalar et Simon peut être utilisée sans modifications sur des symboles QAM, mais seule la longueur minimale du chemin le plus court sera maximisée. Pour maximiser d_p^2 , il nous faut modifier la façon dont les ensembles de points sont subdivisés. Cette modification n'apparaît pas triviale, mais elle devrait pouvoir se faire sans trop de difficultés.

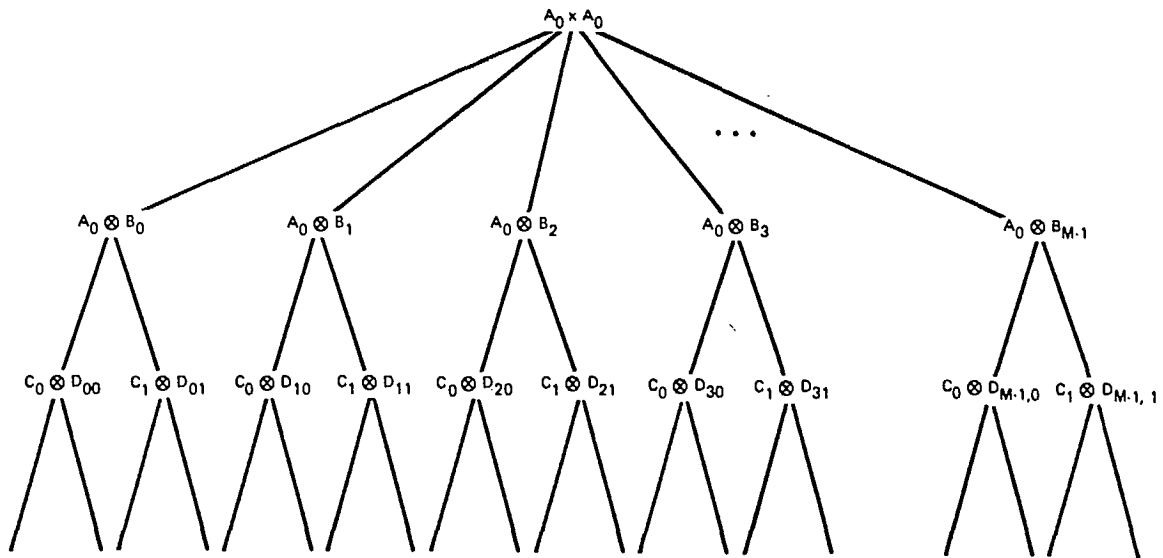


Figure 2.5: Partition des ensembles pour une modulation MTCM de multiplicité 2 adaptée aux canaux avec évanouissements (tirée de [3]).

2.5 Autre approche

Étant donné que l'une des choses à éviter dans le design de modulations codées en treillis est un treillis avec des branches parallèles, on pourrait simplement utiliser un code ayant un nombre suffisamment d'états pour éviter cette situation. Il suffit que, pour un code de taux $n/n+1$, 2^n soit inférieur ou égal au nombre d'états. Dans notre cas, on a $n = 4, 5$ ou 6 et $2^n = 16, 32$ ou 64 . On a donc besoin d'un code ayant au moins 16, 32 ou 64 états. Il est fort probable qu'il faille de toutes façons utiliser un code ayant 64 ou même 128 états, étant donné la milieu difficile que constitue le canal avec évanouissements. Les gains de codes devront être élevées afin de contrer au maximum les effets d'un tel canal. Ceci garantirait que la longueur minimale soit supérieure à 1, mais ne garantirait pas que d_p^2 soit maximisé.

2.6 Conclusion

Dans ce rapport, nous avons brièvement expliqué comment il était possible de faire le design de modulations codées en treillis, basées sur des symboles MPSK, afin de contrer les effets des canaux avec évanouissements. Cette méthode peut être généralisée aux symboles de type QAM. Nous avons l'intention d'utiliser une méthode dérivée de celle de Divsalar et Simon, mais adaptée aux symboles QAM, afin de trouver des codes ayant une efficacité spectrale de 4 à 6 bits/s/Hz qui

offrent de bonnes performances en présence d'évanouissements. Nous allons aussi explorer les codes connus pour le canal gaussien qui ne possèdent pas de branches parallèles dans le treillis.

Si des modulations multi-porteuses sont utilisées, l'emploi de codes MTCM nous semble tout à fait naturel, étant donné le caractère multidimensionnel de ces modulations. On devrait donc explorer les modulations à 4, 8, 16, voire 32 dimensions, puisque l'on pourrait répartir les bits de redondance sur plus de deux dimensions. Ceci permettrait d'éviter d'avoir à employer un trop grand nombre de points dans les constellations à deux dimensions.

Nous avons déjà entamé l'étude théorique des modifications à apporter à la méthode de Divsalar et Simon. Nous sommes également en train de mettre au point un simulateur pour les systèmes de communication numérique codés en treillis et affectés par des évanouissements. Quand ce logiciel sera au point, nous allons entreprendre l'étude de différents codes obtenus par la méthode de Divsalar et Simon modifiée.

$A_0 \otimes B_0 =$	<table style="border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>3</td></tr> <tr><td>2</td><td>6</td></tr> <tr><td>3</td><td>1</td></tr> <tr><td>4</td><td>4</td></tr> <tr><td>5</td><td>7</td></tr> <tr><td>6</td><td>2</td></tr> <tr><td>7</td><td>5</td></tr> </table>	0	0	1	3	2	6	3	1	4	4	5	7	6	2	7	5	$A_0 \otimes B_1 =$	<table style="border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>4</td></tr> <tr><td>2</td><td>7</td></tr> <tr><td>3</td><td>2</td></tr> <tr><td>4</td><td>5</td></tr> <tr><td>5</td><td>0</td></tr> <tr><td>6</td><td>3</td></tr> <tr><td>7</td><td>6</td></tr> </table>	0	1	1	4	2	7	3	2	4	5	5	0	6	3	7	6
0	0																																		
1	3																																		
2	6																																		
3	1																																		
4	4																																		
5	7																																		
6	2																																		
7	5																																		
0	1																																		
1	4																																		
2	7																																		
3	2																																		
4	5																																		
5	0																																		
6	3																																		
7	6																																		
$A_0 \otimes B_2 =$	<table style="border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr><td>0</td><td>2</td></tr> <tr><td>1</td><td>5</td></tr> <tr><td>2</td><td>0</td></tr> <tr><td>3</td><td>3</td></tr> <tr><td>4</td><td>6</td></tr> <tr><td>5</td><td>1</td></tr> <tr><td>6</td><td>4</td></tr> <tr><td>7</td><td>7</td></tr> </table>	0	2	1	5	2	0	3	3	4	6	5	1	6	4	7	7	$A_0 \otimes B_3 =$	<table style="border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr><td>0</td><td>3</td></tr> <tr><td>1</td><td>6</td></tr> <tr><td>2</td><td>1</td></tr> <tr><td>3</td><td>4</td></tr> <tr><td>4</td><td>7</td></tr> <tr><td>5</td><td>2</td></tr> <tr><td>6</td><td>5</td></tr> <tr><td>7</td><td>0</td></tr> </table>	0	3	1	6	2	1	3	4	4	7	5	2	6	5	7	0
0	2																																		
1	5																																		
2	0																																		
3	3																																		
4	6																																		
5	1																																		
6	4																																		
7	7																																		
0	3																																		
1	6																																		
2	1																																		
3	4																																		
4	7																																		
5	2																																		
6	5																																		
7	0																																		
$A_0 \otimes B_4 =$	<table style="border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr><td>0</td><td>4</td></tr> <tr><td>1</td><td>7</td></tr> <tr><td>2</td><td>2</td></tr> <tr><td>3</td><td>5</td></tr> <tr><td>4</td><td>0</td></tr> <tr><td>5</td><td>3</td></tr> <tr><td>6</td><td>6</td></tr> <tr><td>7</td><td>1</td></tr> </table>	0	4	1	7	2	2	3	5	4	0	5	3	6	6	7	1	$A_0 \otimes B_5 =$	<table style="border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr><td>0</td><td>5</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>2</td><td>3</td></tr> <tr><td>3</td><td>6</td></tr> <tr><td>4</td><td>1</td></tr> <tr><td>5</td><td>4</td></tr> <tr><td>6</td><td>7</td></tr> <tr><td>7</td><td>2</td></tr> </table>	0	5	1	0	2	3	3	6	4	1	5	4	6	7	7	2
0	4																																		
1	7																																		
2	2																																		
3	5																																		
4	0																																		
5	3																																		
6	6																																		
7	1																																		
0	5																																		
1	0																																		
2	3																																		
3	6																																		
4	1																																		
5	4																																		
6	7																																		
7	2																																		
$A_0 \otimes B_6 =$	<table style="border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr><td>0</td><td>6</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>2</td><td>4</td></tr> <tr><td>3</td><td>7</td></tr> <tr><td>4</td><td>2</td></tr> <tr><td>5</td><td>5</td></tr> <tr><td>6</td><td>0</td></tr> <tr><td>7</td><td>3</td></tr> </table>	0	6	1	1	2	4	3	7	4	2	5	5	6	0	7	3	$A_0 \otimes B_7 =$	<table style="border-collapse: collapse; text-align: center;"> <tr><td>0</td><td>7</td></tr> <tr><td>1</td><td>2</td></tr> <tr><td>2</td><td>5</td></tr> <tr><td>3</td><td>0</td></tr> <tr><td>4</td><td>3</td></tr> <tr><td>5</td><td>6</td></tr> <tr><td>6</td><td>1</td></tr> <tr><td>7</td><td>4</td></tr> </table>	0	7	1	2	2	5	3	0	4	3	5	6	6	1	7	4
0	6																																		
1	1																																		
2	4																																		
3	7																																		
4	2																																		
5	5																																		
6	0																																		
7	3																																		
0	7																																		
1	2																																		
2	5																																		
3	0																																		
4	3																																		
5	6																																		
6	1																																		
7	4																																		

Tableau 2.1: Ensembles A et B correspondant à la figure 2.5 (tiré de [3]).

$$\begin{array}{l}
C_0 \otimes D_{00} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 2 & 6 \\ 4 & 4 \\ 6 & 2 \end{bmatrix} \\
C_0 \otimes D_{10} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 2 & 7 \\ 4 & 5 \\ 6 & 3 \end{bmatrix} \\
C_0 \otimes D_{20} = \begin{bmatrix} 0 & 2 \\ 2 & 0 \\ 4 & 6 \\ 6 & 4 \end{bmatrix} \\
C_0 \otimes D_{30} = \begin{bmatrix} 0 & 3 \\ 2 & 1 \\ 4 & 7 \\ 6 & 5 \end{bmatrix} \\
C_0 \otimes D_{40} = \begin{bmatrix} 0 & 4 \\ 2 & 2 \\ 4 & 0 \\ 6 & 6 \end{bmatrix} \\
C_0 \otimes D_{50} = \begin{bmatrix} 0 & 5 \\ 2 & 3 \\ 4 & 1 \\ 6 & 7 \end{bmatrix} \\
C_0 \otimes D_{60} = \begin{bmatrix} 0 & 6 \\ 2 & 4 \\ 4 & 2 \\ 6 & 0 \end{bmatrix} \\
C_0 \otimes D_{70} = \begin{bmatrix} 0 & 7 \\ 2 & 5 \\ 4 & 3 \\ 6 & 1 \end{bmatrix} \\
C_1 \otimes D_{01} = \begin{bmatrix} 1 & 3 \\ 3 & 1 \\ 5 & 7 \\ 7 & 5 \end{bmatrix} \\
C_1 \otimes D_{11} = \begin{bmatrix} 1 & 4 \\ 3 & 2 \\ 5 & 0 \\ 7 & 6 \end{bmatrix} \\
C_1 \otimes D_{21} = \begin{bmatrix} 1 & 5 \\ 3 & 3 \\ 5 & 1 \\ 7 & 7 \end{bmatrix} \\
C_1 \otimes D_{31} = \begin{bmatrix} 1 & 6 \\ 3 & 4 \\ 5 & 2 \\ 7 & 0 \end{bmatrix} \\
C_1 \otimes D_{41} = \begin{bmatrix} 1 & 7 \\ 3 & 5 \\ 5 & 3 \\ 7 & 1 \end{bmatrix} \\
C_1 \otimes D_{51} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 3 & 6 \\ 5 & 4 \\ 7 & 2 \end{bmatrix} \\
C_1 \otimes D_{61} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 3 & 3 \\ 5 & 5 \\ 7 & 3 \end{bmatrix} \\
C_1 \otimes D_{71} = \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 3 & 0 \\ 5 & 6 \\ 7 & 4 \end{bmatrix}
\end{array}$$

Tableau 2.2: Ensembles C et D correspondant à la figure 2.5 (tiré de [3]).

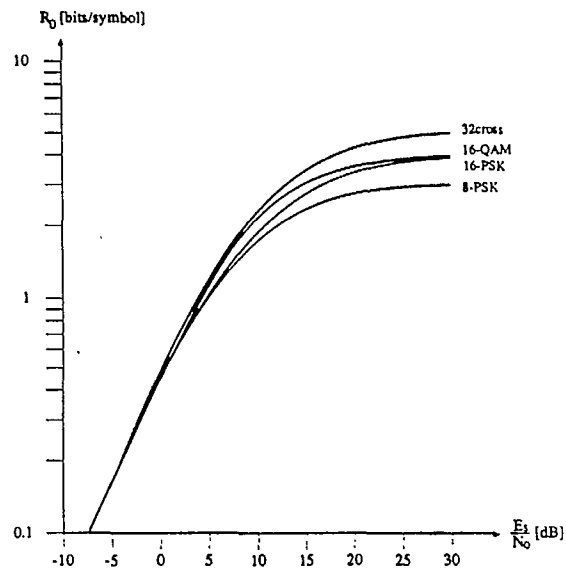


Figure 2.6: Performance des modulations QAM et MPSK en présence d'évanouissements et avec de l'information sur le canal (tirée de [4]).

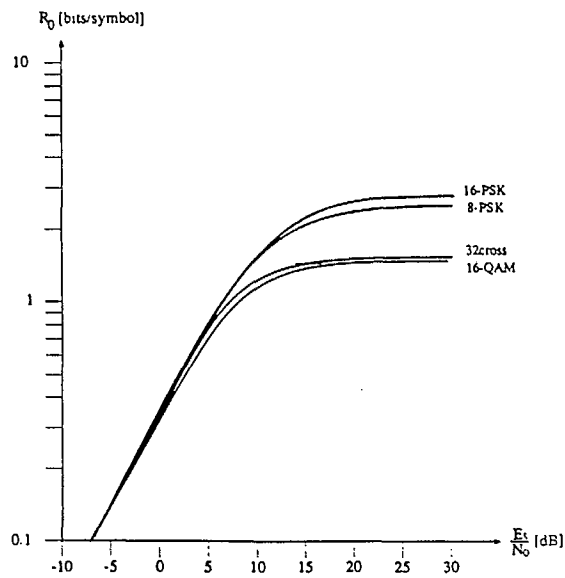


Figure 2.7: Performance des modulations QAM et MPSK en présence d'évanouissements et sans information sur le canal (tirée de [4]).

Références

- [1] G. Ungerboeck, "Trellis Coded Modulation with redundant signal sets; Part I: Introduction; Part II: State of the art," *IEEE Communications Magazine*, vol. 25, pp. 5-21, février 1987.
- [2] D. Divsalar et M. K. Simon, "The design of trellis coded MPSK for fading channels: Performance criteria," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 36, pp. 1004-1012, septembre 1988.
- [3] D. Divsalar et M. K. Simon, "The design of trellis coded MPSK for fading channels: Set partitioning for optimum code design," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 36, pp. 1013-1022, septembre 1988.
- [4] C. Schlegel et D. J. Costello, Jr., "Bandwidth efficient coding for fading channels: Code construction and performance analysis," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 7, no. 9, pp. 1356-1368, décembre 1989.
- [5] M. L. Moher et J. H. Lodge, "TCMP — A modulation and coding strategy for rician fading channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 7, no. 9, pp. 1347-1355, décembre 1989.
- [6] E. Biglieri, D. Divsalar, P. McLane et M. K. Simon, *Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications*, Macmillan Publishing Company, New York, 1991.
- [7] D. Divsalar et M. K. Simon, "Multiple trellis-coded modulation (MTCM)," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 36, no. 4, pp.410-419, avril 1986.
- [8] J.-F. Héland et B. Le Floch, "Trellis coded orthogonal frequency division multiplexing for digital video transmission," IEEE 1991 GLOBECOM.

CHAPITRE 3

ÉGALISATION DES CANAUX À ÉVANOUISSEMENTS À MULTI-VOIES

3.1 Introduction

Dans le contexte de la radio-diffusion numérique, le canal de transmission peut être affecté par des évanouissements très importants de deux types [1,2]:

- a) les évanouissements dus aux précipitations (pluie, neige) parfois appelés aperiodiques; l'atténuation introduite par ce type d'évanouissements dans une bande de fréquences de quelques MHz (largeur spectrale des signaux vidéo) peut être considérée comme constante;
- b) les évanouissements sélectifs, dus aux interférences entre les composantes du signal reçu, provenant de plusieurs trajets de propagation dus à des réflexions sur des obstacles rencontrés sur les chemins de propagation.

Pour combattre les évanouissements, on peut sans doute augmenter la puissance d'émission. Cette augmentation de puissance n'est toutefois pas suffisante pour garantir une performance acceptable contre les évanouissements sélectifs. Il faut alors utiliser d'autres techniques, qui peuvent être employées seules ou combinées les unes avec les autres [3]:

- a) diversité de fréquence,
- b) diversité d'espace,
- c) correction, en fréquence intermédiaire, de la distorsion provoquée par les évanouissements,
- d) égalisation en bande de base.

C'est l'égalisation en bande de base qui fait l'objet de ce chapitre. On y trouve une synthèse des aspects théoriques et pratiques de l'ensemble des travaux connus dans le domaine. Le paragraphe 3.2 discute de la modélisation des canaux à évanouissements sélectifs. Le paragraphe 3.3 montre les choix possibles de structure d'un égaliseur et le paragraphe 3.4 précise la performance des égaliseurs en présence des évanouissements sélectifs.

3.2. Modélisation des canaux à évanouissements sélectifs

Pour la transmission de la télévision, le signal reçu à l'entrée de l'antenne réceptrice est formé, dans certaines conditions de propagation, par une composante principale combinée avec plusieurs échos provenant des réflexions de différents parcours, tel qu'indiqué sur la figure 3.1.

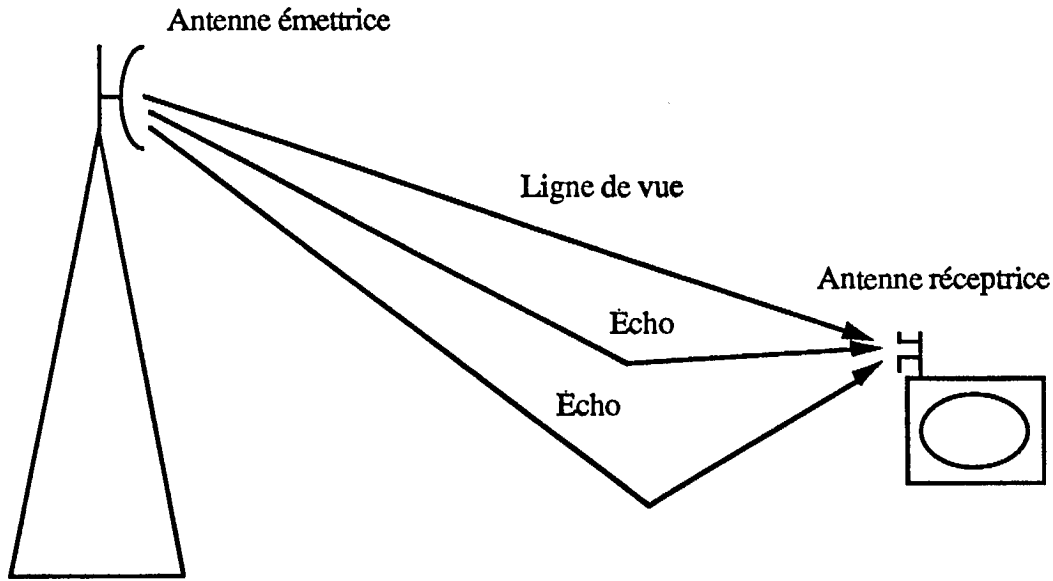


Figure 3.1: Géométrie de la transmission de la télévision en situation de propagation multiparcours

On peut modéliser ces réflexions par des retards et des atténuations. Ainsi, pour le signal transmis $s_e(t) = A_0 \exp(j\omega t)$, le signal reçu est¹:

$$r(t) = \sum_{k=0}^n r_k \exp(j\omega(t - \tau_k)) \quad (3.1)$$

où r_k représente l'amplitude du k^{e} rayon et τ_k son retard (par rapport à une origine arbitraire). On peut d'ailleurs écrire (3.1) sous la forme:

$$R(t) = aA_0 [1 + \sum_{k=1}^n \rho_k \exp(-j\omega\tau_k)] \exp(j\omega t) \quad (3.2)$$

¹ Ce résultat vaut pour une situation où il n'y a pas de pré-échos.

où a représente l'atténuation du rayon principal et ρ_k l'atténuation relative du k^{e} rayon par rapport au rayon principal. L'équation (3.2) met en évidence la composante principale par rapport aux n échos parasites.

Combien de rayons sont nécessaires pour modéliser correctement les phénomènes réels? Il n'est pas tout à fait possible de donner une réponse précise [2,5]. On montre que toutes les situations observées ne sont pas toujours explicables par un modèle à deux rayons [2,4]. De toute façon, le milieu de propagation en période de trajets multiples est représentable à une constance a multiplicative près, par un filtre linéaire de fonction de transfert:

$$H(\omega) = 1 + \sum_{k=1}^n \rho_k \exp(-j\omega\tau_k) \quad (3.3)$$

Ce canal introduit donc dans le signal reçu une distorsion d'amplitude et de phase (ou de temps de propagation de groupe). Dans la représentation équivalente du système en bande de base, le canal est tout simplement un filtre passe-bas complexe de fonction de transfert:

$$H_0(\omega) = 1 + \sum_{k=1}^n \rho_k \exp(-j(\omega_0 + \omega)\tau_k) \quad (3.4)$$

où ω_0 correspond à la porteuse de la transmission [6]. Dans le cas particulier du modèle de Rummler, modèle que l'on utilise dans ce travail pour discuter les techniques d'égalisation, on obtient:

$$H_0(\omega) = 1 + \rho \exp(-j(\omega_0 + \omega)\tau) \quad (3.5)$$

Dans ce cas, on peut caractériser l'évanouissement par trois paramètres:

- a) l'amplitude relative ρ ou plus souvent la profondeur $A_{\max} = -10\log_{10}(1-\rho)^2$,
- b) le retard τ du rayon réfléchi par rapport au rayon principal,
- c) la fréquence centrale de l'évanouissement.

Les valeurs numériques de ρ et de τ , pour autant que le modèle à deux rayons soit valable, doivent être précisées; pour ce qui concerne ρ , on peut dire que les valeurs utiles correspondent à des profondeurs d'évanouissement allant jusqu'à 40 ou 50 dB. Le domaine de variations de τ est plus difficile à déterminer. Dans le modèle de Rummler, un lissage des paramètres a été effectué,

en fixant $\tau = 1/6\Delta f$, où Δf est la largeur de bande du système. A priori, ces paramètres sont des variables aléatoires dont les caractéristiques changent d'une situation à une autre [2].

Le phénomène de trajets multiples, que ce soit dans la transmission point à point des routes à micro-ondes ou en transmission de la télévision, possède la même explication physique. Toutefois, en transmission de la télévision, la situation est presque stationnaire² ; c'est-à-dire, qu'une fois que le phénomène de trajets multiples se produit, les paramètres physiques du canal ne changent pas en général avec le temps. Ainsi, pour analyser la performance du système de transmission de la télévision, on pourrait, sans perdre la généralité, considérer que le canal se comporte à posteriori de manière déterministe. Cette observation ne s'applique évidemment pas au canal de la télévision mobile!

Tenant compte du modèle de canal précédent et en utilisant directement la représentation en bande de base, on peut donc modéliser le système de transmission en période de trajets multiples suivant la figure 3.2.

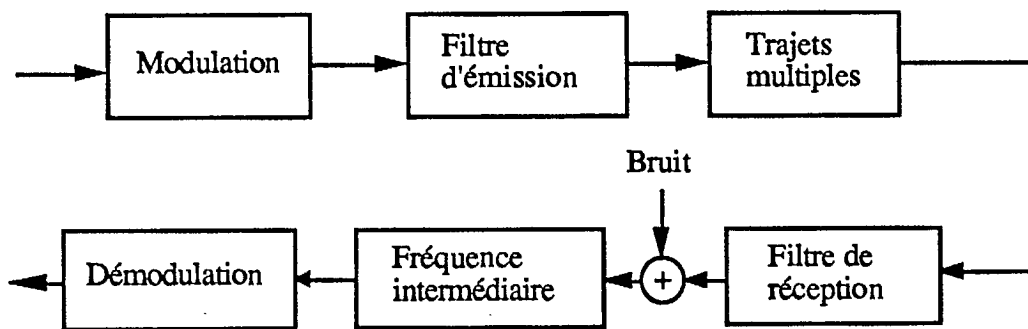


Figure 3.2: Modèle de la chaîne de transmission

Les trajets multiples introduisent à la réception une distorsion d'amplitude et de temps de propagation de groupe approximativement paraboliques si l'évanouissement est centré par rapport au canal, et approximativement linéaires si la fréquence centrale de l'évanouissement est hors du canal.

La chaîne de transmission comprend donc en cascade plusieurs filtres linéaires intercalés par le canal de fonction de transfert $H_0(\omega)$. Dans le cas le plus général, la réponse impulsionnelle de toute la chaîne de transmission est complexe et s'exprime alors selon $P(t) + jQ(t)$, ce qui introduit des interférences intersymboles à la réception. Sous l'hypothèse qu'en l'absence d'évanouissements la

² Si on suppose un récepteur fixe. Cependant, les obstacles peuvent varier, bouger, ce qui réduit la validité de l'hypothèse de stationarité.

réponse de la chaîne soit réelle (fonction de transfert présentant la symétrie hermitienne autour de la porteuse), la réponse globale sera réelle ($Q(t) = 0$) si et seulement si l'évanouissement est centré:

$$\omega_0\tau = (2k+1)\pi \quad \text{ou} \quad \omega_0\tau = 2k\pi$$

Le deuxième cas ne présente pas d'intérêt, car il correspond à une amplification sans distorsion. Dans le premier cas, on a une réponse impulsionnelle donnée par:

$$P(t) = G(t) - \rho G(t - \tau) \quad (3.6)$$

où $G(t)$ représente la réponse impulsionnelle de la chaîne de transmission en l'absence d'évanouissement.

Dans le cas d'un évanouissement non centré, on aura:

$$P(t) = G(t) - \rho G(t - \tau) \cos(\omega_0 t) \quad (3.7)$$

$$Q(t) = -\rho G(t - \tau) \sin(\omega_0 t)$$

Le décentrement crée donc une composante en quadrature proportionnelle à la réponse retardée en l'absence de trajets multiples.

Pour corriger les distorsions introduites par cette réponse impulsionnelle due aux trajets multiples, on peut utiliser les techniques d'égalisation adaptative bien développées au cours des dernières années [7]. Nous allons traiter cette question dans la suite.

3.3. Structures des égaliseurs en bande de base

Pour les besoins de corriger des distorsions introduites dans les réseaux de transmission numérique, un grand nombre de travaux de recherche ont été consacré à l'égalisation en bande de base [6,7,8]. Ces techniques sont reprises pour combattre l'effet des évanouissements sélectifs; la seule différence dans le cas de la télévision numérique est le haut débit par rapport aux réseaux téléphoniques. Toutefois, ces techniques sont assez bien maîtrisées en transmission numérique à haut débit; ainsi, l'égalisation des signaux de la télévision numérique peut profiter des acquis qui ont déjà fait leurs preuves dans ce derniers cas [9]. On trouvera dans [8,9] plusieurs études très complètes sur les diverses structures d'égaliseurs possibles. En général, deux types sont envisageables:

- a) l'égaliseur linéaire;
- b) l'égaliseur récursif avec décision dans la boucle.

Dans les deux cas, les coefficients du filtre égaliseur s'adaptent en minimisant l'erreur quadratique moyenne.

3.3.1. Égaliseur linéaire

En bande de base équivalente, le signal reçu à l'entrée du récepteur est de la forme:

$$x(t) = \sum_k a_k s(t - kT) + n(t) \quad (3.8)$$

où a_k est un symbole pouvant prendre M valeurs réelles ou complexes, $s(t)$ la réponse du canal en bande de base (réelle ou complexe) et $n(t)$ le bruit additif blanc (réel ou complexe) de densité spectrale de puissance N_0 . L'égaliseur linéaire n'est rien d'autre qu'un filtre linéaire de réponse impulsionnelle $g(t)$. A l'entrée $x(t)$, le filtre $g(t)$ donne comme sortie $y(t)$ telle que

$$\epsilon = E[y(kT) - a_k]^2 \quad (3.9)$$

soit minimisée. ϵ peut s'écrire d'une autre façon:

$$\epsilon = \sigma_a^2 |S_0 - 1|^2 + \sum_{k \neq 0} |S_k|^2 + N_0 \int |g(t)|^2 dt \quad (3.10)$$

$$S'(t) = g(t) * s(t), \quad S'_k = S'(kT)$$

On démontre que le récepteur optimal est constitué du filtre adapté à $s(t)$, en cascade avec un filtre à réponse impulsionnelle infinie [10]. En pratique, le signal $s(t)$ n'étant pas parfaitement connu, on remplace la structure en cascade par un filtre transversal ayant un nombre fini de coefficients $W(k)$. L'égaliseur devient dans ce cas non-récurif. Ses coefficients s'adaptent selon l'algorithme du gradient [8]:

$$W(k+1) = W(k) - \mu \hat{e}_k X(k)^*$$

$$\hat{e}_k = y(k) - \hat{a}_k, \quad y(k) = W^T(k) X(k)$$

$$X^T(k) = [x(k+1), x(k), \dots, x(k-n)] \quad (3.11)$$

où $X^T(k)$ est le vecteur représentant le contenu de l'égaliseur à l'instant k et μ le pas scalaire. Cette structure donne des performances satisfaisantes pour des canaux invariants à déphasage minimal comme les lignes téléphoniques. Toutefois, pour des canaux variants ou ayant de caractéristiques fréquentielles difficiles comme pour le cas des trajets multiples souvent à déphasage non-minimal,

les égaliseurs linéaires deviennent moins intéressants. Plusieurs études ont démontré qu'une structure non-linéaire réursive serait plus résistante aux évanouissements sélectifs. Cette structure est présentée dans le paragraphe suivant.

3.3.2. Égaliseur réursive avec décision dans la boucle

Quand on effectue l'estimation sur le symbole a_k , les symboles précédents sont déjà obtenus; ceci suggère que si le symbole a_k est parfaitement estimé sans erreur (i.e. $a_k = \hat{a}_k$), on peut retrancher exactement les interférences intersymboles dues aux symboles précédents. Si par contre la probabilité d'erreur de détection est assez faible, on s'attend à ce que l'on puisse compenser l'effet de ces interférences assez efficacement. Cette observation conduit à la structure réursive avec décision dans la boucle. Cette structure est montrée à la figure 3.3.

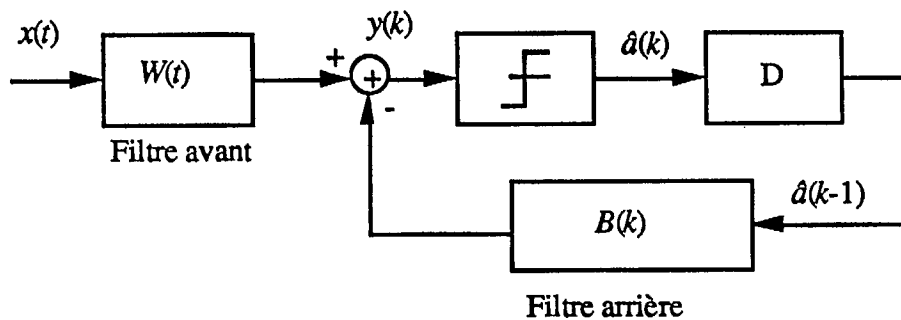


Figure 3.3: Égaliseur réursive avec décision dans la boucle

En supposant que toutes les décisions sont parfaites, la quantité à minimiser est alors $e = E|y(kT) - a_k|^2$. En désignant par $W(t)$ et $B(k)$ les coefficients des filtres avant et arrière, Salz a démontré que pour la structure optimale, le filtre avant est constitué du filtre adapté à $s(t)$ suivi d'un filtre linéaire anti-causal F_{opt} [11]. Comme dans le cas de l'égaliseur linéaire, l'intérêt n'est pas de trouver la solution mathématique optimale mais non réalisable; on cherchera plutôt à réaliser un système mettant en oeuvre un algorithme adaptatif pour construire:

$$\begin{aligned}
 F_{k+1} &= F_k - \mu \hat{e}_k Z_k^* \\
 \hat{e}_k &= y_k - \hat{a}_k \quad , \quad y_k = F_k^T Z_k \\
 Z_k &= (X_k, A_k) \quad , \quad A_k = [\hat{a}_k, \hat{a}_{k-1}, \dots, \hat{a}_{k-n+1}]
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

De nombreuses simulations ont montré que l'accrochage de l'égaliseur se produit même quand \hat{a}_k n'est pas égal à a_k . La condition est même peu sévère et l'égaliseur fonctionne correctement pourvue que la probabilité d'erreur initiale ne dépasse pas 1% environ. Par contre, la structure

réursive avec décision dans la boucle risque de propager des erreurs qui peuvent devenir importantes, surtout quand ce filtre récurif est d'ordre assez élevé.

Dans le cas de modulation complexe (les voies I et Q pour la modulation QAM), la mise en oeuvre d'un égaliseur est plus compliquée. En effet, on a alors [12]:

$$\begin{aligned} x &= x_1 + jx_2, & H(\text{ou } F) &= H_1(\text{ou } F_1) + jH_2(\text{ou } F_2) \\ X_k &= X_{k1} + jX_{k2}, & Z_k &= Z_{k1} + jZ_{k2} \end{aligned} \quad (3.13)$$

où $H(k)$ désigne maintenant les coefficients du filtre avant et $B(k)$ désigne les coefficients du filtre arrière. Pour une modulation en quadrature, c'est-à-dire une modulation en amplitude sur deux porteuses en quadrature, les symboles et les signaux deviennent complexes; avec $a_k = a_{k1} + a_{k2}$ (a_{k1} et a_{k2} étant réels), on aura:

$$\begin{aligned} y_{k1} &= F_{k1}^T Z_{k1} - F_{k2}^T Z_{k2} \\ y_{k2} &= F_{k1}^T Z_{k2} + F_{k2}^T Z_{k1} \end{aligned} \quad (3.14)$$

soit encore en posant, pour séparer le filtre avant et le filtre arrière:

$$\begin{aligned} F_{k1}^T &= (H_{k1}^T, B_{k1}) \quad , \quad F_{k2}^T = (H_{k2}^T, B_{k2}) \\ y_{k1} &= H_{k1}^T X_{k1} + B_{k1}^T A_{k1} - H_{k2}^T X_{k2} - B_{k2}^T A_{k2} \\ y_{k2} &= H_{k1}^T X_{k2} + B_{k1}^T A_{k2} + H_{k2}^T X_{k1} + B_{k2}^T A_{k1} \end{aligned} \quad (3.15)$$

La structure de cet égaliseur est montré à la figure 3.4.

L'algorithme d'adaptation des coefficients s'effectue selon les formes suivantes:

$$\begin{aligned} H_1(k+1) &= H_1(k) - \mu[\hat{e}_1(k)X_1(k) + \hat{e}_2(k)X_2(k)] \\ H_2(k+1) &= H_2(k) - \mu[\hat{e}_2(k)X_1(k) - \hat{e}_1(k)X_2(k)] \\ B_1(k+1) &= B_1(k) - \mu[\hat{e}_1(k)A_1(k) + \hat{e}_2(k)A_2(k)] \\ B_2(k+1) &= B_2(k) - \mu[\hat{e}_2(k)A_1(k) - \hat{e}_1(k)A_2(k)] \end{aligned} \quad (3.16)$$

En pratique, on préfère modifier cet algorithme pour en obtenir une forme plus simple pour les calculs. Il s'agit des algorithmes de signe comme suit:

$$\begin{aligned}
 F(k+1) &= F(k) - \mu \operatorname{sgn}(\hat{\epsilon}(k)) \operatorname{sgn}(Z(k))^* \\
 F(k+1) &= F(k) - \mu \hat{\epsilon}(k) \operatorname{sgn}(Z(k))^* \\
 F(k+1) &= F(k) - \mu \operatorname{sgn}(\hat{\epsilon}(k)) Z(k)^*
 \end{aligned}
 \tag{3.17}$$

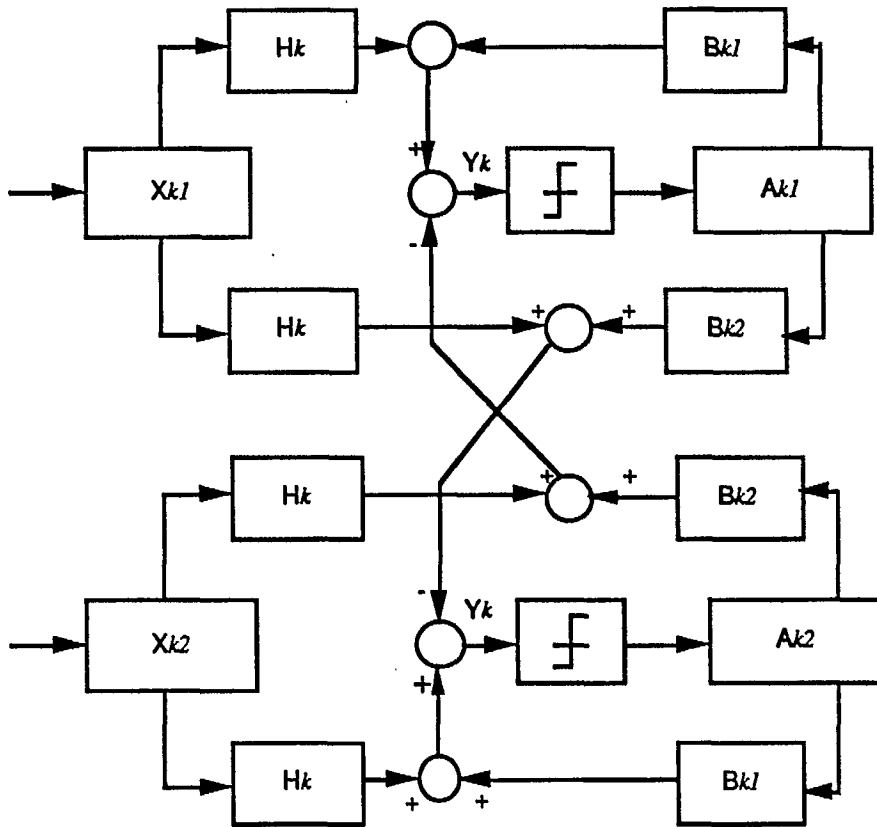


Figure 3.4: Structure d'égaliseur récursif avec décision dans la boucle complexe pour la modulation QAM

Avec la modulation complexe et l'utilisation d'un égaliseur récursif avec décision dans la boucle complexe, il faut ainsi réaliser quatre fois plus de coefficients, car on conserve deux cellules pour le filtre avant et deux pour le filtre arrière.

En pratique, les variations du canal sont en général beaucoup plus lentes que le débit de transmission; on peut donc adapter les coefficients du filtre seulement après M périodes d'horloge. La période d'adaptation M dépendra des paramètres en jeu.

La mise en oeuvre de l'algorithme (3.17) se fait de la manière suivante: Selon le signe de la quantité $\operatorname{sgn}(\hat{\epsilon}(k)) \operatorname{sgn}(Z(k))$, on augmente ou on diminue d'une unité la valeur contenue dans un registre. La sortie de ce dernier sert d'entrée à un amplificateur à gain commandable à travers un

convertisseur numérique-analogique. La valeur du pas de quantification dépend alors directement du nombre de bits du registre. Dans [13], on démontre que 8 bits pour la valeur absolue et un pour le signe du coefficient correspondent à un bruit de quantification acceptable.

3.4. Méthodes d'analyse de performance

Pour analyser la performance des égaliseurs, on peut recourir soit aux simulations, soit aux calculs numériques. Dans ce qui suit, nous discuterons des méthodes considérées comme relativement efficaces pour évaluer la probabilité d'erreur de réception, en présence du bruit additif et des évanouissements sélectifs, d'un système de communication numérique contenant des égaliseurs.

Considérons le modèle en bande de base des figures 3.4 et 3.5. Soit $h(t)$ la réponse impulsionnelle équivalente passe-bas du système. $h(t)$ comprend l'effet des filtres de transmission et de réception et le canal lui-même. Le caractère dispersif de cette réponse $h(t)$ introduit des interférences intersymboles qui seront compensées par l'action de l'égalisation. Nous supposons évidemment une synchronisation parfaite en phase et en temps.

Dans le cas linéaire, la sortie y_n qui nous intéresse est définie par:

$$y_n = \sum_{i=-L}^L h_i x_{n-i}$$

et dans le cas non linéaire par:

$$y_n = \sum_{i=-L}^L h_i x_{n-i} + \sum_{j=1}^M l_j \hat{a}_{n-j}$$

Les variables y_n , x_n et \hat{a}_n peuvent être réelles ou complexes, selon le type de modulation utilisé. Asymptotiquement, après la période d'adaptation, les coefficients de l'égaliseur se figent à leur valeur optimale. Quand l'égaliseur est linéaire, son effet asymptotique peut être pris en compte dans la réponse $h(t)$. Dans cette situation, la performance du système global caractérisée par la probabilité d'erreur de réception, peut être étudiée par les méthodes de Ho et Yeh et de Lévy [14,15,16].

Quand l'égaliseur est non linéaire, le problème devient compliqué et on se contente de bornes ou des approximations [16,17]. L'argument est le suivant: Comme la réponse d'un égaliseur avec décision dans la boucle est de longueur infinie, il compense efficacement l'effet de l'interférence

intersymbole; ainsi, le bruit devient la principale cause d'erreur. Dans ce cas, on peut assimiler l'interférence intersymbole à un bruit gaussien additif. Avec cette approximation, calculer la probabilité d'erreur revient à calculer la variance de l'interférence intersymbole σ_{IIS}^2 et la variance du bruit gaussien additif σ_n^2 à la sortie de l'égaliseur. La puissance totale du bruit gaussien additif devient donc $\sigma_{\text{IIS}}^2 + \sigma_n^2$. Le rapport signal-à-bruit SNR tend asymptotiquement vers γ_{∞} .

$$\gamma_{\infty} = \frac{1 - J_{\min}}{J_{\min}} \quad (3.18)$$

où J_{\min} est la valeur minimale atteinte par l'erreur quadratique moyenne $E\{|y_n - a_n|^2\}$. Cette erreur peut s'exprimer en fonction des paramètres asymptotiques de l'égaliseur.

Des résultats obtenus par Niger montrent que cette dernière approximation gaussienne est en général satisfaisante, excepté pour les évanouissements très profonds [18].

Un de nos associés est en train de mettre au point un programme informatique pour déterminer la limite de précision de cette approche.

3.5 Discussion

Comme présentés précédemment, les égaliseurs peuvent être utilisés pour corriger les distorsions que le canal introduit dans les signaux reçus aux récepteurs. Dans le cas de la transmission de la télévision numérique, un des facteurs qui dégradent de manière sérieuse la performance du système est le phénomène de "multi-trajets". Cette condition de propagation provoque des échos, ce qui fait augmenter la probabilité d'erreur de détection. Sous l'hypothèse que les variations du canal sont relativement lentes par rapport à la vitesse de transmission, on peut corriger l'effet des ces évanouissements sélectifs par un égaliseur récursif avec décision dans la boucle.

Plusieurs études effectuées en micro-onde démontrent une efficacité très acceptable, avec une simplicité de réalisations dans les normes de la technologie de l'époque [13]. Étant donné des contraintes en apparence moins sévères, tant au niveau du débit que de la sélectivité du canal, la technologie de la télévision numérique pourrait profiter pleinement des connaissances acquises dans le domaine de la transmission numérique en micro-onde.

Il existe des méthodes qui permettent d'évaluer la probabilité d'erreur des récepteurs utilisant un égaliseur de type donné [18,19]. Au cas où il serait nécessaire d'effectuer ce calcul, il suffira

d'appliquer ces méthodes aux problèmes qui nous intéressent. Les résultats obtenus seront sans doute utile pour toute étude comparative quelconque.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les éléments de base pour permettre aux lecteurs de bien comprendre le principe des récepteurs adaptatifs, ainsi que les éléments qui les constituent, particulièrement pour la structure QAM. Ils servent de base pour des études futures quand viendra le temps de comparer l'efficacité et la simplicité des divers systèmes envisagés.

Références:

- [1] S. Stein, "Fading Channel Issues in System Engineering", IEEE JSAC, Vol. SAC-5, No 2, Fév. 87, pp. 68-89.
- [2] J. Lavergnat et M. Sylvain, "Selective Fading Radio Channel: Modeling and Prediction", IEEE SAC, Vol. SAC-5, No 3, Avril 87, pp. 378-388.
- [3] J.K. Chamberlain et al., "Receivers techniques for Microwave Digital Radio", IEEE Com. Mag., Nov. 1986, révisé et publié dans [9].
- [4] W.D. Rummler et al., "Multipath Fading Channel Models for Microwave Digital Radio", IEEE Com. Mag, Nov. 1986, révisé et publié dans [9].
- [5] W.D. Rummler, "A New Selective Fading Model: Application to Propagation of Data", BSTJ, Vol. 58, No 5, pp.1037-1071, Mai/Juin 1979, inclus dans [9].
- [6] J.G. Proakis, "Digital Communications", McGraw-Hill, 2è Edition, 1992.
- [7] C. Macchi et al., "Récepteurs adaptatifs pour transmission de données à grande vitesse", A. Télécom., Vol. 30, nos 9-10, pp. 1/20-20/20, 1975.
- [8] B. Mulgrew et C.F.N. Cowan, "Adaptive Filters and Equalisers", Kluwer Academic Publishers, 1988.
- [9] L.J. Greenstein et M. Shafi (éd.), "Microwave Digital Radio", IEEE Press, 1988.
- [10] H. Van Trees, "Detection, Estimation and Modulation Theory", Wiley, 1968.
- [11] J. Saltz, "Optimum Mean-Square Decision Feedback Equalization", BSTJ, Vol. 52, pp. 1341-1373, Oct. 1973.
- [12] D.D. Falconer, "Jointly Adaptive Equalization and Carrier Recovery in Two-Dimensional Digital Communication Systems", BSTJ, Vol. 55, No 3, pp. 317-334, Mars 1976.
- [13] R.D. Gitlin et S.B. Weinstein, "On the Required Tap-Weight Precision for Digitally Implemented, Adaptive, Mean-squared Equalizers", BSTJ, Vol. 58, NO 2, pp. 301-321, Fév. 1979.
- [14] E.Y. Ho et Y.S. Yeh, "A New Approach for Evaluating the Error Probability in the Presence of Intersymbol Interference and Additive Gaussian Noise", B.S.T.J, Vol. 49, no 11, Nov. 1970.

- [15] P. Fortier, "Analyse des performances des modulations d'amplitude en quadrature à haute capacité", Thèse de Maîtrise, Université Laval, 1984.
- [16] A.J. Levy, "Performances en probabilité d'erreur des modulations en grand nombre d'états en périodes d'évanouissements sélectifs", A. Télécom. Vol. 40, nos 11-12, 1985.
- [17] D.L. Duttweiler et al., "An upper bound on the error probability in decision feedback equalization", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-20, pp. 490-496, Juillet 1974.
- [18] P. Niger et P. Vandamme, "Performance of Equalization Techniques in a Radio Interference Environment", IEEE Trans. Com., Vol. 39, No 3, pp. 452-457, Mars 1991.
- [19] R. Gitlin et al., "Data Communications Principles", Plenum, 1992.

CHAPITRE 4

ANALYSE, PAR SIMULATIONS, DES PERFORMANCES D'UN SYSTÈME DE RADIODIFFUSION NUMÉRIQUE COFDM MULTIPLEXÉ EN PUISSANCE AVEC DES SIGNAUX FM

4.1. Introduction

Récemment, avec la réalisation de circuits intégrés plus puissants, on voit poindre de nouvelles possibilités pour la radiodiffusion numérique. Une technique de transmission développée à cette fin en Europe, le COFDM, semble prometteuse. Afin de réaliser ces nouveaux systèmes de radiodiffusion, de nouvelles bandes de transmission devront être allouées. Lors de la conférence WARC 1992, certains pays ont réservé des bandes de transmission autour de 1.5 et 2.5 GHz afin de procéder à des expérimentations. Cependant, quelques groupes aux Etats-Unis proposent une architecture de multiplexage en puissance sur les canaux déjà alloués afin d'économiser la bande.

Pour ce faire, un signal de type COFDM serait transmis à faible puissance simultanément sur les canaux FM commerciaux existants. Cette technique repose sur l'utilisation de l'effet de capture des signaux FM afin de récupérer les signaux FM et COFDM. Le présent rapport, dans un premier temps, décrit brièvement le principe général de ce système de télécommunication. Nous présenterons ensuite le canal de transmission ainsi que les différents choix concernant les paramètres du système COFDM. Finalement, après une description de la chaîne de simulation, nous présenterons certains résultats préliminaires obtenus. Cette étude nous permettra, lors de travaux à venir, d'établir à l'intérieur de quelles limites ce système pourrait être réalisable ou de déterminer si cette gestion de la bande n'est pas compatible avec les performances minimales requises pour un système de radiodiffusion numérique.

4.2. Système de multiplexage en puissance

Traditionnellement, dans la conception de systèmes de télécommunication, deux types de multiplexage sont utilisés: le multiplexage en temps et le multiplexage en fréquence. Ces deux types de multiplexage nécessitent cependant un accroissement de la bande, proportionnel à la quantité d'information à transmettre.

Cependant, dans le cas de la démodulation l'effet de capture [1], [2] permet, lorsque deux signaux FM utilisent la même bande de fréquence, de démoduler le signal le plus fort et ce, sans distortion importante causée par le second signal. Cette particularité des signaux FM laisse entrevoir la possibilité d'une architecture de multiplexage en puissance. En effet, afin de récupérer le

signal le plus faible, il suffirait, dans un premier temps, de démoduler le plus énergétique des deux signaux, de le remoduler puis de le soustraire au signal reçu. Par la suite, le signal résultant de cette soustraction serait démodulé afin de récupérer le second signal FM.

Dans cet ordre d'idée, la compagnie Kintel [3], [4] se propose de mettre en oeuvre cette propriété déjà utilisée pour les signaux FM afin de réaliser un système de multiplexage en puissance pour la radiodiffusion numérique. De fait, le signal COFDM devrait alors être considéré comme un signal FM afin que le système fonctionne correctement.

La transposition de ce système peut également être proposée à un schéma mixte signal COFDM, signal FM. Dans la suite de cette étude, nous considérerons que la configuration de base du récepteur est la suivante:

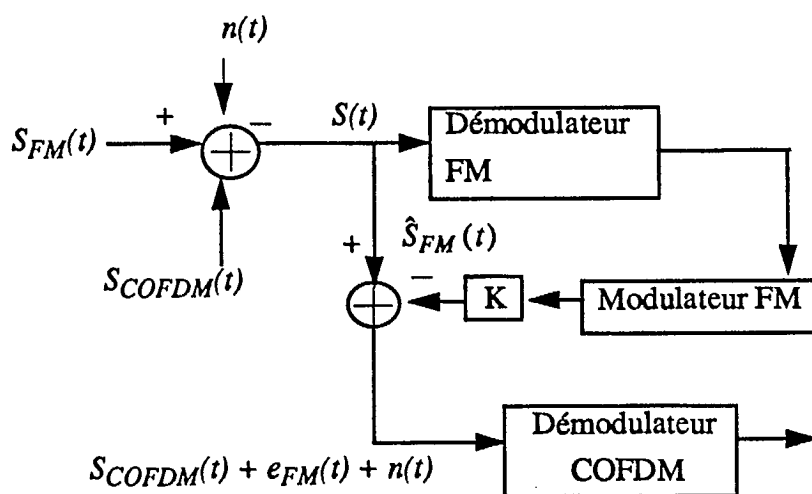


Figure 4.1 Démodulateur mixte COFDM/FM à effet de capture

- $S_{FM}(t)$: signal FM émis,
- $S_{COFDM}(t)$: signal COFDM émis,
- $e_{FM}(t)$: signal résiduel FM correspondant à la soustraction des signaux $S_{FM}(t)$ et $\hat{S}_{FM}(t)$,
- $n(t)$: bruit blanc additif.

Nous n'avons pas encore suffisamment de détails concernant le système de la compagnie Kintel et il nous sera nécessaire d'avoir plus d'informations pour la poursuite de nos travaux. En conséquence, l'analyse des performances du démodulateur global sera réduite, en l'absence d'informa-

tions supplémentaires, à l'analyse des performances du démodulateur COFDM avec à son entrée: $S_{COFDM}(t) + e_{FM}(t) + n(t)$.

Il est à noter que, dans cette hypothèse de travail, nous allons considérer les caractéristiques spectrales du signal FM résiduel identiques à celles du signal FM en entrée du démodulateur. Les performances dépendront alors du rapport de puissance moyenne entre le signal FM résiduel et le signal COFDM. Pour disposer d'un modèle de simulation plus représentatif, il serait nécessaire de caractériser de façon plus précise ce signal résiduel FM.

4.3. La technique de modulation COFDM

Le système COFDM (acronyme signifiant: Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) correspond à un système de type parallèle. Le principe fondamental de ce type de transmission est de fractionner l'information à transmettre sur plusieurs sous-porteuses orthogonales émises au même moment. On aura ainsi un grand nombre de sous-porteuses à faible débit binaire plutôt qu'une seule porteuse à débit rapide comme c'est le cas pour un système série. D'autre part, un code convolutionnel est ajouté à ce système afin de réduire le taux d'erreurs. De plus un entrelacement temporel et fréquentiel des bits à transmettre peut être inclus afin de présenter des données décorréliées à l'entrée de l'organe de décision. Le principe général d'un émetteur COFDM est représenté sur la figure suivante.

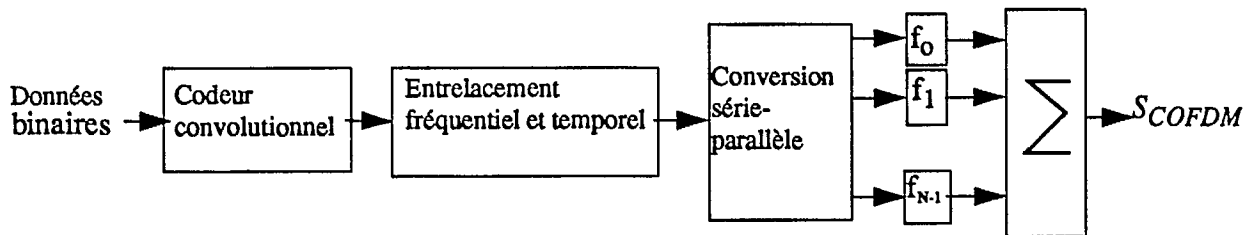


Figure 4.2: Modulateur COFDM

Reprenons l'étude de ce système. Dans un premier temps, les éléments binaires sont codés à l'aide d'un code convolutionnel. Généralement pour ce type de système un code de rendement 1/2 et de distance libre de 10 est utilisé [5]. Par la suite, on peut ajouter un entrelacement temporel et/ou fréquentiel. L'entrelacement temporel peut correspondre à un entrelacement de type bloc ou de type convolutionnel. L'entrelacement fréquentiel est quant à lui réalisé de manière pseudo aléatoire. Avec cette technique, deux sous-porteuses successives ne seront pas liés ensemble par le lien de codage mais seront liés à d'autres sous-porteuses dans le spectre COFDM. Cette gestion du

spectre sera avantageuse dans un canal avec évanouissements multi-parcours puisque l'on pourra alors utiliser cette diversité pour récupérer plus facilement l'information contenue dans les sous-porteuses affectées par un évanouissement profond.

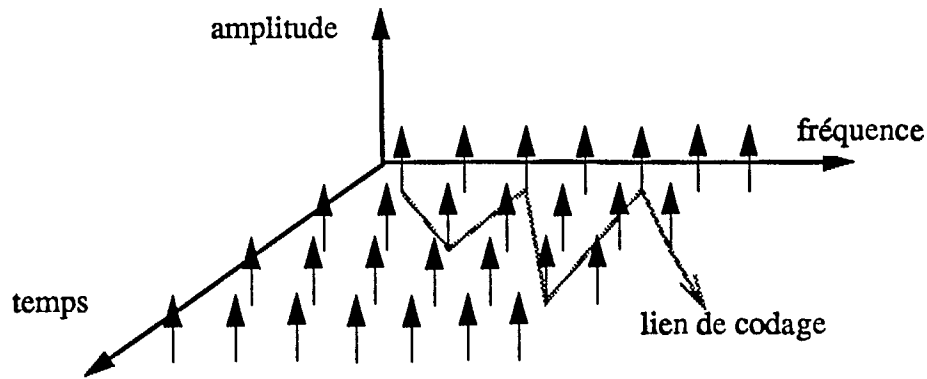


Figure 4.3: Représentation schématique d'un signal COFDM dans l'espace temps-fréquence

Dans la structure du COFDM proposée par Le Floch [6], chacune des sous-porteuses contient deux éléments binaires d'information soit, en tenant compte du code, une efficacité spectrale utile maximale de 1 bit/s/Hz. Deux stratégies peuvent être proposées afin de réaliser le codage élément binaire à symbole: soit l'emploi du QPSK, soit l'emploi du QPSK différentiel (DQPSK). Dans ce travail, nous avons effectués des simulations afin de comparer l'influence de ces deux stratégies sur les courbes de probabilités d'erreur.

Nous avons déjà mentionné que la modulation COFDM repose sur l'utilisation d'un bloc de N modulateurs. Cette opération impose des contraintes à la réalisation matérielle. Cependant, la complexité d'une telle architecture peut être grandement simplifiée par l'utilisation de techniques de Transformées de Fourier Rapides (TFR) [7]. On utilisera aussi la TFR pour synthétiser l'ensemble des N corrélateurs du récepteur. Le signal émis a alors la forme suivante

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k \exp(2\pi i f_k t) \quad (4.2)$$

où

C_k = élément QPSK ou DQPSK,

N = nombre de sous-porteuses,
 f_k = $f_o + k / t_s$ avec f_o , fréquence porteuse, et t_s , durée utile symbole.

Il est possible de montrer que le signal émis échantillonné peut s'écrire sous la forme suivante:

$$y(mT_e) = A \cdot \text{FFT}^{-1}(C_k) \quad (4.2)$$

où

A = constante de proportionnalité,
 mT_e = les instants d'échantillonnages à la fréquence $1/T_e$.

Ce type de modulation nous donnera un signal composé d'une somme de sinus tronqués. Le spectre sera alors composé d'une série de sinus cardinaux régulièrement espacés sur la bande. Le spectre émis sera alors relativement plat sur la bande occupée et se rapprochera donc de celui d'un système série équivalent possédant un facteur de retombée nul.

4.4 Modélisation du canal de transmission

Le canal de transmission de ce système de communication est un canal radio-mobile. Pour la présente application, trois types de distortions sont particulièrement importantes: le bruit additif, l'interférence intersymboles et le phénomène d'affaiblissement multi-parcours. Le bruit additif est composé de la somme des bruits industriels, naturel (galactique, solaire etc...). Ce bruit est modélisé comme blanc et gaussien. L'interférence intersymboles sera décrite dans la section suivante.

Le milieu urbain se caractérise par un grand nombre d'obstacles. Les édifices, les arbres et autres irrégularités du milieu sont autant d'obstacles sur lesquels le signal est réfléchi et diffracté. L'antenne du récepteur voit alors une somme vectorielle de signaux qui sont en fait la somme des réflexions plus ou moins parfaites du signal transmis. Cette somme de signaux réfléchis, parfois constructive, parfois destructive, donne naissance au phénomène d'évanouissements multi-parcours. De plus, pour un récepteur mobile ces différents parcours changent de configuration avec le déplacement du véhicule. On peut modéliser le canal multi-parcours par une somme de signaux retardés, atténués et déphasés.

$$h(t) = \sum_{k=0}^P a_k \delta(t-t_k) e^{i\theta_k} \quad (4.3)$$

$$H(f) = \sum_{k=0}^P a_k e^{-2\pi i f t_k} e^{i\theta_k} \quad (4.4)$$

Le milieu de propagation sera alors décrit par les propriétés statistiques des a_k , t_k et θ_k . De manière générale, dans ce type de canal, les phases sont considérées comme indépendantes et uniformes sur $[0, 2\pi]$. Elles sont indépendantes puisqu'elles proviennent chacune d'un parcours différent. Elles sont uniformément distribuées car la longueur d'onde de transmission est petite à comparer aux distances entre le récepteur et l'émetteur et de plus, par la nature non-uniforme des réflexions et réfractions.

Les statistiques des amplitudes reçues des différents parcours suivront des distributions qui dépendent des caractéristiques physiques du milieu de transmission. Finalement les délais des différents parcours peuvent être considérés, en première approximation, comme une séquence de Poisson puisqu'il s'agit, en fait, de statistiques de temps d'arrivées [8].

Turin, Suzuki et Hasemi ont proposés des modèles de propagation basés sur ces considérations [8], [9], [10]. Cependant, on peut proposer des modèles plus simples comme le modèle à deux rayons de Rummier [5]. Il permet en effet d'évaluer en première approximation les performances d'un système de transmission en présence de trajets multiples.

Notre travail, pour l'instant, s'est limité à l'étude d'un canal de type gaussien. Nous effectuons présentement des recherches sur les modèles de propagation dans la bande d'intérêt (bande commerciale FM) ainsi que sur les statistiques des paramètres caractérisant ces modèles. L'introduction de ces modèles dans la chaîne de simulation correspondra à la prochaine étape de notre travail.

4.5 Cohérence en temps et en fréquence

On a vu que la fonction de transfert $H(f,t)$ du canal de transmission radio-mobile varie à la fois en temps et en fréquence. De plus, ces variations sont aléatoires. De fait, les statistiques de ces variations temporelles et fréquentielles seront des paramètres critiques lors de la conception d'un système de télécommunication. Pour le système COFDM, deux paramètres sont particulièrement importants: la cohérence en fréquence et le temps de cohérence.

4.5.1 Cohérence en fréquence

Dans le cas du canal radio-mobile le signal reçu est la somme de différentes réflexions du signal émis. Cette particularité est la cause de la variation fréquentielle du canal. De là, on peut établir

une mesure de la cohérence en fréquence du canal de transmission en analysant la fonction d'auto-corrélation du canal dans le domaine fréquentiel. Le paramètre qui nous intéresse, la bande de cohérence en fréquence (F_c), est alors définie telle que le coefficient de corrélation soit de 0.5. Une approximation couramment utilisée de la bande de cohérence en fréquence est obtenue par l'inverse de la déviation standard des délais (T_m) de la réponse impulsionnelle du canal de transmission. On a alors:

$$F_c \approx (1/T_m) \quad (4.5)$$

De manière à réaliser les performances maximales, un système de télécommunication ne doit pas trop subir de distorsions amenées par l'interférence intersymboles. En choisissant la durée utile du symbole t_s beaucoup plus grande que T_m , on n'introduira alors qu'une faible distorsion intersymboles. Cette condition peut s'écrire dans le domaine fréquentiel selon:

$$F_c \gg 1/t_s \quad (4.6)$$

La mesure de l'étalement des délais nous donnera alors une borne pour la durée minimale des symboles à transmettre.

4.5.2 Temps de cohérence

Le canal radio-mobile est caractérisé par la mobilité des récepteurs. Le mouvement des récepteurs introduit un changement de configuration des différents trajets de propagation avec le temps. Ceci a pour effet d'introduire un décalage fréquentiel Doppler. Cette particularité est la cause de la variation temporelle du canal de transmission. Le temps de cohérence du canal peut être approximé par l'analyse de la fonction d'autocorrélation temporelle du canal. La densité spectrale de puissance associée à cette fonction est le spectre de puissance Doppler. Ainsi, le temps de cohérence et la bande Doppler sont inversement proportionnels. Pour un canal radio-mobile on aura alors:

$$T_c \approx 1/f_{max} \quad (4.7)$$

Avec f_{max} désignant la fréquence Doppler maximale du véhicule. De plus, cette fréquence est donnée par le rapport de la vitesse du récepteur à la longueur d'onde de la porteuse. Dans ce cas, pour que l'atténuation et la phase du canal demeurent à peu près constant sur un sous-canal particulier il est nécessaire que le temps de cohérence soit beaucoup plus grand que la durée totale du symbole transmis. Ceci nous mène à la condition suivante:

$$T_s \ll 1/f_{max} \quad (4.8)$$

4.5.3 Choix des paramètres COFDM

Conformément aux premières orientations du projet, nous avons, dans un premier temps, considéré un système COFDM semblable à celui du projet Européen DAB [6]. Les paramètres de simulation choisis correspondent au même ordre de grandeur que ceux du système Européen et sont donnés dans le tableau suivant:

Débit de source	256 kbit/s
Intervalle de garde	15.6 μ s
Intervalle utile	62.5 μ s
Nombre de porteuses	20
Rendement du code	1/2

Tableau 4.1: Paramètres du système 1

Nous devons donc tenir compte de la réduction d'efficacité spectrale $\gamma = \Delta / (\Delta + t_g)$ due à l'insertion de l'intervalle de garde. L'efficacité spectrale utile globale du système, dans le cas d'une modulation à 4 états de phase, est alors de 0.8 bit/s/Hz. La bande passante occupée par le signal émis est alors de 320 kHz.

Cependant, il est possible de déterminer les paramètres du système en tenant compte de la spécificité de notre application et notamment en ce qui a trait à la fréquence porteuse utilisée. Dans le but d'établir le choix des paramètres du système COFDM, le temps de cohérence et la bande de cohérence du canal de transmission sont très importants. En fait, on peut concevoir une très grande variété de systèmes COFDM. Pour notre application, il sera important d'avoir une bonne efficacité spectrale ainsi qu'un maximum de diversité introduite par les opérations d'entrelacement. Les deux paramètres à choisir sont: la période utile de durée du symbole (t_s) et le temps total de durée du symbole (T_s) qui est la somme de la durée utile et de l'intervalle de garde Δ .

Afin de travailler dans les conditions optimales Le Floch, Halbert-Lassalle et Castelain [6] ont montré que les paramètres t_s et T_s doivent être choisis comme suit afin d'assurer que chaque sous-canal est localement invariant en temps et en fréquence sur une durée de symbole:

$$t_s > 10T_m \quad (4.9)$$

$$T_s < 1 / (50f_{max}) \quad (4.10)$$

Dans la bande FM 88-108 MHz, la fréquence Doppler maximale ($f_{max} = f_o v / c$) pour un véhicule se déplaçant à une vitesse de 120 km/h est de 12 Hz. La borne supérieure de la durée totale symbole nous donne alors la relation suivante: $T_s < 1.66$ ms.

Cette constatation nous a amené à redéfinir les paramètres du système de manière à ce qu'ils vérifient les conditions précédentes. L'ensemble des nouveaux paramètres est donné par le tableau suivant:

Débit de source	256 kbit/s
Intervalle de garde	15.565 μ s
Intervalle utile	664.12 μ s
Nombre de porteuses	174
Rendement du code	1/2

Tableau 4.2: Paramètres du système 2

L'efficacité spectrale résultant de ce nouveau système sera de 0.9771 bit/s/Hz et la largeur de bande occupée sera de 262 kHz. Cette configuration offre deux avantages: une meilleure efficacité spectrale et un plus grand nombre de sous-porteuses permettra une utilisation efficace de l'entrelacement fréquentiel. Le principal inconvénient de cette structure provient du fait qu'un plus grand nombre de sous-porteuses seront affectées par le signal FM résiduel.

4.6 Algorithme de simulation et paramètres de la simulation

Les simulations effectuées sont de type Monte-Carlo en bande de base. Le simulateur utilisé (obtenu grâce à l'aimable coopération d'un organisme extérieur) [11] a été construit de manière à simuler la chaîne complète de communication. Ce simulateur est souple, un grand nombre de paramètres peuvent être modifiés: le nombre de sous-porteuses, la longueur de l'intervalle de garde, le code utilisé, l'entrelacement fréquentiel et temporel, le fonctionnement avec une démodulation

cohérente ou différentielle.

Le décodage du code convolutionnel est réalisé à l'aide d'un algorithme de Viterbi à décisions douces. Les paramètres de décodage sont eux même modifiables: le nombre d'états du treillis utilisé, la longueur de troncature, le nombre d'éléments binaires de remontée et la longueur totale de la mémoire utilisée. Pour l'ensemble des simulations la longueur de troncature a été fixée à 128, ce qui satisfait pour les codes utilisés à la règle des «5 fois la longueur de contrainte du code». La figure suivante illustre le principe général de la simulation.

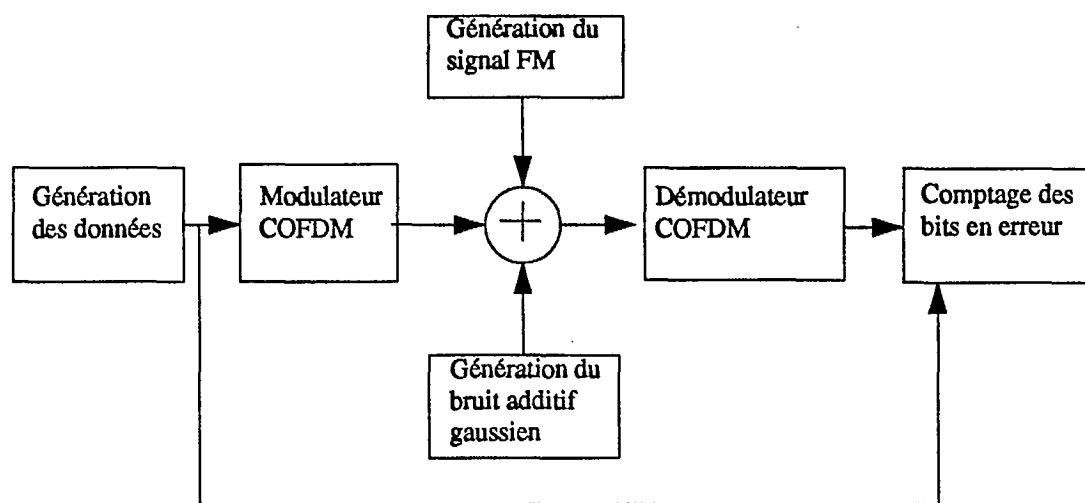


Figure 4.4: schéma du simulateur utilisé

Plusieurs simulations ont été effectuées. L'ensemble de ces simulations consistaient à obtenir une famille de courbes en variant le rapport COFDM à bruit et le rapport FM à COFDM. Les estimations de TEB effectuées ont été obtenues à partir de la génération de 400 000 données binaires de source. Cette valeur nous permet d'estimer des probabilités d'erreur de 10^{-3} avec un intervalle de confiance de 95% et une précision relative de 10^{-1} (soit 10^{-4} pour un TEB de 10^{-3}). Une plus grande précision pourra être envisagée lors de futures évaluations des performances.

Une étude préliminaire nous a amené à étudier les performances des techniques de démodulation utilisées (cohérente et différentielle) pour la démodulation du signal COFDM. L'analyse de ces résultats met en évidence le fait que la démodulation différentielle présente des TEB nettement plus importants. Cette constatation provient du fait que la phase du signal FM varie rapidement ce qui entraîne que la condition de stationnarité de la phase du signal reçu sur un intervalle symbole n'est pas vérifiée. Nous ne considérerons pour la suite de ce rapport uniquement une démodulation du signal COFDM de type cohérente.

4.7 Etude de l'influence de la structure du signal FM résiduel sur la démodulation COFDM

La première étude effectuée visait à déterminer l'influence sur le Taux d'Erreur Binaire (TEB) du nombre de sinusoïdes modulantes composant le signal FM. Nous avons considéré trois signaux FM de référence: l'un généré à partir d'un seul signal modulant ($\beta = 5, f_m = 15$ kHz), le second généré à partir de deux signaux modulants ($\beta = 5, f_{m1} = 15$ kHz et $f_{m2} = 300$ Hz), et enfin un dernier signal généré à partir d'un ensemble de 20 signaux modulants ($\beta = 5, f_m = 300$ Hz à 15 kHz). Chaque signal généré occupe une bande passante de 180 kHz.

Nous donnons à titre d'exemple l'ensemble des courbes de TEB obtenues par simulations lorsque le signal FM est généré à partir de deux signaux modulants, le signal COFDM correspond à celui généré par le système 2 (voir Tableau 2.2). Ces résultats sont donnés sur la figure suivante. Pour chaque rapport puissance moyenne du signal FM à signal COFDM, nous traçons la courbe de TEB en fonction du rapport puissance moyenne du signal COFDM à la puissance moyenne de bruit.

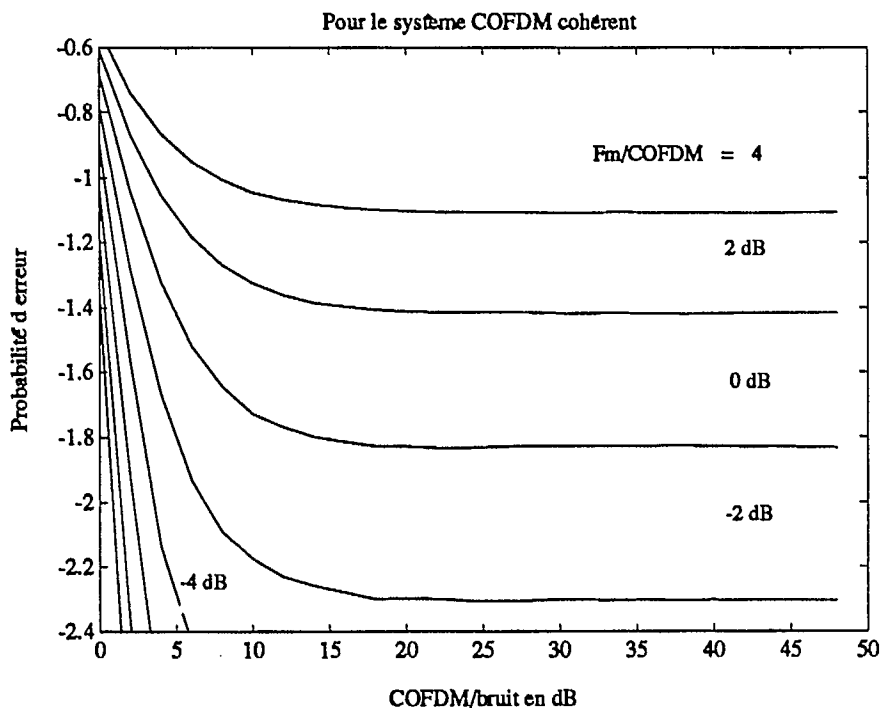


Figure 4.5 Exemple d'une famille de courbe de TEB obtenue pour différents rapports FM à COFDM

Ces simulations ont également été réalisées en considérant les autres signaux FM (un seul et 20 signaux modulants). De manière à ne pas alourdir la présentation des résultats, nous les donnerons sous forme de tableaux comparatifs. L'analyse des résultats obtenus permet d'évaluer l'influence de la structure fréquentielle du signal FM résiduel sur la démodulation du signal COFDM. Ces résultats sont donnés dans le tableau suivant:

Rapport COFDM à bruit	0 dB
1 fréquence modulante	$2.79 \cdot 10^{-2}$
2 fréquences modulantes	$2.69 \cdot 10^{-2}$
20 fréquences modulantes	$2.65 \cdot 10^{-2}$

Tableau 4.3: TEB obtenus pour de faibles rapports FM / COFDM (-10 dB)

Rapport COFDM à bruit	0 dB	48 dB
1 fréquence modulante	$3.23 \cdot 10^{-1}$	$6.22 \cdot 10^{-3}$
2 fréquences modulantes	$3.23 \cdot 10^{-1}$	$5.94 \cdot 10^{-3}$
20 fréquences modulantes	$2.88 \cdot 10^{-1}$	$5.82 \cdot 10^{-3}$

Tableau 4.4: TEB obtenus pour de forts rapports FM / COFDM (ici -2 dB)

Nous avons remarqué, en général, que le TEB varie faiblement en fonction du nombre de signaux modulants utilisés pour synthétiser le signal FM. Cette remarque s'applique surtout aux signaux générés à partir d'une seule et de deux composantes basse fréquence (Tableaux 3 et 4).

Cependant, bien que sensiblement équivalents, les TEB obtenus à partir de 20 signaux modulateurs sont légèrement plus faibles que ceux réalisés dans les deux autres configurations pour des rapports de puissance moyenne FM / COFDM supérieurs à -4 dB (Tableau 4). Ceci peut s'expliquer par le fait que le signal FM résiduel possède, dans ce dernier cas, un contenu spectral se rapprochant de celui d'un bruit blanc.

4.8 Analyse de l'influence des paramètres du système COFDM sur les performances

La seconde étude réalisée vise à déterminer l'influence du choix des paramètres du système COFDM sur les performances globales de la démodulation. Pour ce faire, nous avons considéré un signal résiduel FM formé uniquement de deux signaux modulateurs et étudié les performances des deux systèmes COFDM décrits précédemment (Tableaux 4.1 et 4.2).

Un résumé de l'ensemble des résultats de simulation obtenus est présenté dans les tableaux ci-dessous (Tableaux 4.5 et 4.6). L'analyse de ces résultats permet de mettre en évidence les points suivants:

- pour un rapport COFDM à bruit important (Tableau 4.5), le choix d'un nombre plus important de sous-canaux améliore les performances surtout pour des rapports FM à COFDM inférieurs à 0 dB.

- cette remarque est d'autant plus vraie lorsque l'on introduit un entrelacement dans le domaine fréquentiel. L'organe de décodage et de détection utilise alors au maximum la diversité introduite par la structure parallèle du système de transmission.

- pour des rapports COFDM à bruit proches de 0 dB (Tableau 4.6), le gain apporté par cette gestion de la bande de fréquences disponible n'est pas aussi important que précédemment. Les TEB obtenus sont alors du même ordre de grandeur mais sensiblement plus faibles. Ceci peut s'expliquer par le fait que l'ensemble des sous-canaux est alors affecté de la même façon par la puissance importante du bruit blanc additif gaussien. Dans ce cas, il est évident que la diversité prodiguée par l'utilisation de l'entrelacement fréquentiel apportera un gain nettement inférieur par rapport aux simulations précédentes.

Rapport FM à COFDM	4 dB	2 dB	0 dB	-2 dB	-4 dB
Système 1	/	/	$1.3 \cdot 10^{-1}$	$5.93 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-6}$
Système 2	$7.8 \cdot 10^{-2}$	$3.8 \cdot 10^{-2}$	$1.4 \cdot 10^{-2}$	$4.95 \cdot 10^{-3}$	$1.04 \cdot 10^{-3}$
Système 2 & entrelacement	$3.4 \cdot 10^{-2}$	$6.8 \cdot 10^{-3}$	$9.2 \cdot 10^{-4}$	$9.7 \cdot 10^{-5}$	0

Tableau 4.5: TEB irréductibles obtenus pour de forts rapports COFDM / Bruit (>40 dB)

Rapport COFDM à bruit	0 dB	2 dB	4 dB
Système 1	$1.99 \cdot 10^{-1}$	$4.91 \cdot 10^{-2}$	$8.2 \cdot 10^{-3}$
Système 2	$1.26 \cdot 10^{-1}$	$2.7 \cdot 10^{-2}$	$7.27 \cdot 10^{-3}$
Système 2 & entrelacement	$1.23 \cdot 10^{-1}$	$1.54 \cdot 10^{-2}$	$1.53 \cdot 10^{-3}$

Tableau 4.6: TEB obtenus pour de faibles rapports COFDM/Bruit (FM/COFDM = -4 dB)

4.9 Conclusion

Un simulateur des performances d'un système de radiodiffusion numérique COFDM multiplexé en puissance a été construit à partir des données disponibles dans la littérature concernant l'effet de capture. Compte tenu de nos connaissances limitées concernant le démultiplexeur de puissance, notre attention s'est, dans un premier temps, concentrée sur l'évaluation des performances du démodulateur COFDM lorsque le signal présent à son entrée est composé d'un signal FM résiduel et d'un bruit additif gaussien.

Quelques simulations ont été réalisées. De fait, nous avons remarqué que la structure du signal FM n'a que peu d'influence sur le TEB. Nous avons aussi mis en évidence le fait qu'une structure différente est envisageable sur la bande FM commerciale et que, de plus, elle permet, dans certains cas, une amélioration importante des performances. D'autre part, nous avons également effectué des simulations en considérant un schéma de démodulation de type différentiel, les résultats montrent qu'à fort rapport FM / COFDM la démodulation différentielle n'est pas utilisable puisque la condition de stationnarité de la phase du signal reçu sur un intervalle symbole n'est pas vérifiée.

D'autres paramètres peuvent être également pris en compte dans la chaîne de simulation afin d'en étudier les effets sur les performances du système de transmission. Par exemple, on pourra introduire dans la chaîne de simulation un modèle de canal multi-parcours et en étudier les effets sur le TEB.

Cependant, avant de procéder à d'autres études, il sera nécessaire d'obtenir plus de précision sur le système proposé par la compagnie Kintel. En effet, pour mener à bien la suite de nos travaux, nous devons disposer d'un modèle plus précis du démodulateur FM / COFDM. Une connaissance plus précise du signal FM résiduel, distortions et amplitude relative par rapport au signal COFDM, sera un facteur important pour la poursuite de cette étude. De plus, il faudra vérifier quels paramètres du système COFDM devront être pris en compte dans le système global. Nous avons en effet montré que le choix de ces paramètres joue un rôle important sur les performances.

La clarification de ces deux points sera déterminante dans les études ultérieures afin de cerner avec plus de précision la plage des performances réalisables par ce système. Cependant, il est à noter que, même en utilisant le système 2 avec entrelacement les TEB obtenus ne garantissent pas la qualité CD (10^{-6}) désirée.

Références

- [1] K. Leentvaar et J.H. Flint, "The capture effect in FM receivers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. Com-24, pp. 531-539, mai 1976.
- [2] I. Bruyland, "The influence of finite bandwidth on the capture effect in FM demodulator," *IEEE Transactions on Communication*, vol. Com-26, no. 6, pp. 776-784, juin 1978.
- [3] Kintel Technologies Inc., "Digital audio broadcasting using a compatible system," mars 1992.
- [4] A.G. Myers, "Power multiplexing in carrier communications," *Kintel Technologies Inc.*, août 1991.
- [5] W. D. Rummier, R. P. Coutts et M. Liniger, "Multipath fading channel models for microwave digital radio," *IEEE Commun. Mag.*, 24(11), 30-42 (1986).
- [6] B. Le Floch, R. Halbert-Lassalle et D. Castelain, "Digital sound broadcasting to mobile receivers," *IEEE Transactions on Consumers Electronics*, vol. 35, pp. 493-503, août 1989.
- [7] S.B. Weinstein et P.M. Ebert, "Data transmission by frequency division multiplexing using discrete Fourier transform", *IEEE Transaction on Communication Technologies*, vol. Com-19, no. 15, octobre 1971.
- [8] G. L. Turin et al., "A statistical model urban multipath propagation," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol. VT-21, pp. 1-9, février 1972.
- [9] H. Suzuki, "A statistical model for urban radio propagation," *IEEE Transactions on Communication* vol. Com-25, pp. 673-693, juillet 1977.
- [10] H. Hashemi, "Simulation of the urban radio propagation channel," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol. VT-28, no. 3, août 1979.
- [11] P. Scalart, *Élaboration et évaluation d'un système de transmission numérique à haut débit par voie ionosphérique*, Thèse de doctorat, Université de Rennes I, décembre 1992.

CHAPITRE 5

BER SIMULATION OF MULTIPATH FADING CHANNELS USING IMPORTANCE SAMPLING

5.1 Introduction

The estimation of low probability events, e.g. bit error rate (BER), in the performance of practical digital communication systems is usually done by Monte Carlo (MC) simulation. The MC technique, which consists basically of counting errors, usually requires an enormous amount of computation due to the large sample sizes required to obtain statistically significant results. Thus, variance reduction techniques such as Importance Sampling (IS) have been proposed. IS is a method that has proven useful in reducing the time required for BER estimation. The basic principle is to modify, or bias, the input probability density function (*pdf*) of the noise process in a manner that reduces the variance of the estimator. As a result, an unbiased estimate is obtained with fewer simulation runs. In our study, we will apply IS to the simulation of multipath fading channels. These channels are characterized by bursty errors, so now the accuracy of the simulation is determined by the number of fades more than by the number of bits. The major problem in the application of IS is to find an appropriate modification of a given *pdf* that minimizes the variance of the estimator.

5.2 Importance Sampling

It is well known that Monte Carlo (MC) simulation can be very time consuming. From [1, 2] we know that a sample size of $10 / P_e$ is required to estimate a bit error probability of P_e within a 95% confidence interval of $[0.55P_e, 1.8 P_e]$. This means that 10 million samples are necessary to simulate a bit error probability of 10^{-6} . A concept called Importance Sampling (IS) is used to reduce the number of samples required for this type of simulation. IS has recently become quite popular in digital communications [1-36]. Some robust methods have been developed in order to implement suboptimal biasing procedures [1-15], see section 5.2.1, and there have been substantial success in applying this technique to nonlinear [16-20] and non-Gaussian [21, 32, 36] channels, in particular, satellite [22-26], radar [27-29] and optical communication channels.

IS is achieved by artificially increasing the rate of errors in the simulation process. This is done by biasing the statistical properties of the received signal. To illustrate the process, we consider a baseband digital communication system, see Fig.5.1, where x is the random input noise sequence in a memoryless channel.

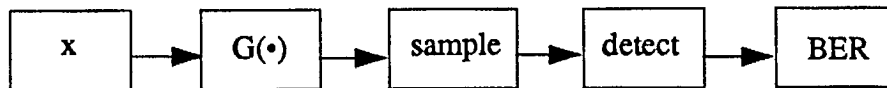


Figure 5.1 Baseband digital communication system

Let us say that only zeros are transmitted and an error occurs if the signal level is greater than T . The probability of error is then

$$P_e = \int_T^{\infty} f(x) dx \quad (5.1)$$

where $f(x)$ is the probability density function (*pdf*) of the received signal. If we now introduce a new *pdf* for the received signal, $f^*(x)$, so more errors occurs in the simulation process, the error probability is then

$$P_e = \int_T^{\infty} \frac{f(x)}{f^*(x)} f^*(x) dx \quad (5.2)$$

which gives the same result as the first equation. It can be seen that the probability of a sample x being < 0 is decreased by a factor, $W(x)$, given by

$$W(x) = \frac{f(x)}{f^*(x)} \quad (5.3)$$

In IS, the estimate for the error probability is calculated by summing the weights of the samples that resulted in an error, and then dividing them by the number of samples taken. Then the result is an unbiased estimator which requires substantially fewer simulations runs to obtain a specified precision. The estimator of P_e relies on the indicator function $I(x)$ that is set to 1 if an

error occurs. The estimator becomes

$$\hat{P}_e = \frac{1}{N^*} \sum_{i=1}^{N^*} I(x) W(x) \quad I(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } x < 0 \\ 0 & \text{if } x > 0 \end{cases} \quad (5.4)$$

then its variance is

$$\sigma^2(\hat{P}_e) = \frac{1}{N^*} \int_{-\infty}^{\infty} I(x) [W(x) - P_e]^2 f(x) dx \quad (5.5)$$

now the system using IS is described by Fig. 5.2

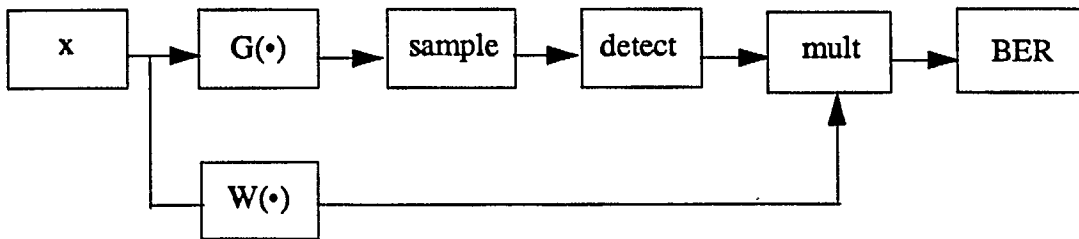


Figure 5.2 Baseband digital communication system using IS

One useful tool for measuring the goodness of the estimator is the time-reliability product, which is the product of the number of observations and the variance of the estimator

$$\zeta = N\sigma^2(\hat{P}_e) \quad (5.6)$$

ζ embodies the trade between the “reliability” of the estimator and the “time” of observation N , which is proportional to the run-time.

5.2.1 Biasing Procedures

In the IS simulation there are binary decisions which equivalently can be stated as the estimation of the tail probability of a random variable. The detection region is given by $A = (T, \infty)$ for a threshold value T , such that $P_e \rightarrow 0$ as $T \rightarrow \infty$.

In the following subsections the IS techniques are defined by transformations of the original random input x providing a uniform representation to simplify their comparison.

5.2.1.1 Variance Modification

In the early 80's an effort [1] to reduce the needed sample sizes was reported. The Variance Modification (VM) method consists of increasing the variance (power) of the noise source.

$$\begin{aligned}x^* &= \frac{x}{c} \\f_n^*(x) &= \frac{1}{c} f_n\left(\frac{x}{c}\right)\end{aligned}\tag{5.7}$$

However, in systems with memory (M), the advantage of this modification becomes smaller as the memory size increases. The problem is that more and more input samples contribute to a particular output sample, so the variance of the estimate increases because contributions from all these samples must be included in the IS calculations. Further studies [2-6] have been made in order to overcome this problem.

5.2.1.2 Mean-Value Modification

The Mean-Value Modification (MVM) approach [7] modifies the input *pdf* of noise by shifting its mean value, so the low probability events can occur more frequently. A proper amount of translation has to be chosen to minimize the simulation estimation variance.

$$\begin{aligned}x^* &= x - d \\f_n^*(x) &= f_n(x - d)\end{aligned}\tag{5.8}$$

In MVM the sequence of mean shifts will generally be sample dependent. Consequently, it cannot be implemented sequentially, which is a potential disadvantage. Instead, what is required is a block implementation. In this approach, a block of M symbols is shifted into the system. Only the most recent symbol in the block is affected by the full memory of the system, hence it is the symbol whose error probability is to be estimated. One advantage of MVM is the fact that it is not degraded by dimensionality, this is potentially rather major, since M can be on the order of 50-100 for many practical systems.

An attempt to further increase the IS efficiency for tail probability estimation using only linear transformation of x showed that the combined use of the methods described before $x^* = x / c - d$, does not lead to new results. The optimum value of the factor was found to be $c = 1$, thus reducing this approach to mere mean-value modification. This technique was shown to be uniformly more efficient than the variance modification technique.

5.2.1.3 Modification by Shifting the Absolute Value

Modification by shifting the Absolute Value (MSAV) [9] is a nonlinear extension of the mean modification which can be used generally for symmetrical probability distributions with infinite support.

$$\begin{aligned}x^* &= |x| + d \\f_n^*(x) &= 2f_n(x - d)\end{aligned}\tag{5.9}$$

As $f^*(x) = 0$ for $x < d$, the values of the shift parameter are restricted to $d > T$ to obtain a valid distribution modification. By taking the absolute value $|x|$, the technique doubles the number of relevant events compared to the mean-value modification technique and therefore leads to higher efficiency.

5.2.2 Considerations on Implementing IS

A. *What method to use:* A decision has to be made in order to choose VM, MVM, MSAV or some other variant of IS, assuming that MC simulation is too time-consuming to determine the target BER. The method of choice will depend on the order of magnitude of improvement that is necessary and the approximative run time desired. Since for VM the improvement depends on the memory (M), this should be roughly established. If M is not too big, then it is recommended to use VM because it uses a "natural" simulation structure and makes no assumptions about the system. It has to be pointed out that for MVM there is a need for estimating the impulse response $h(\cdot)$ since it contains memory information.

B. *Estimating IS parameters:* A basic consideration is that any kind of modification on the parameters of the *pdf*, must take into account the fact that

$$\int_{-\infty}^{\infty} f^*(x) dx = 1\tag{5.10}$$

The second consideration is to maximize the time-reliability product ζ , that will yield a run-time improvement. The third consideration is that one should have at least a rough idea of the desired BER in order to calculate the run-time improvement.

There still exist a difficulty of choosing the value of the biasing parameter for IS that would lead to a known value of improvement for a specified target BER. The results obtained so far are adequate for developing a general sense of the behavior of an IS estimator, but cannot be relied upon to predict the improvement for an arbitrary system, especially a nonlinear one. In fact, deter-

mining the IS improvement requires evaluation of the system BER at an operating point which corresponds to the biasing parameters, hence such a determination is a problem of equal complexity as evaluating the BER in the first place. One approach [8] to this problem is to try to find simple bounds on the improvement, as a function of the biasing parameter, optimize the bound, and use the value of the parameter that optimizes the bound.

Fig. 5.3 illustrates the three transformations of zero-mean and unity variance Gaussian *pdf*'s for the IS techniques we have reviewed, for a threshold $T = 1$.

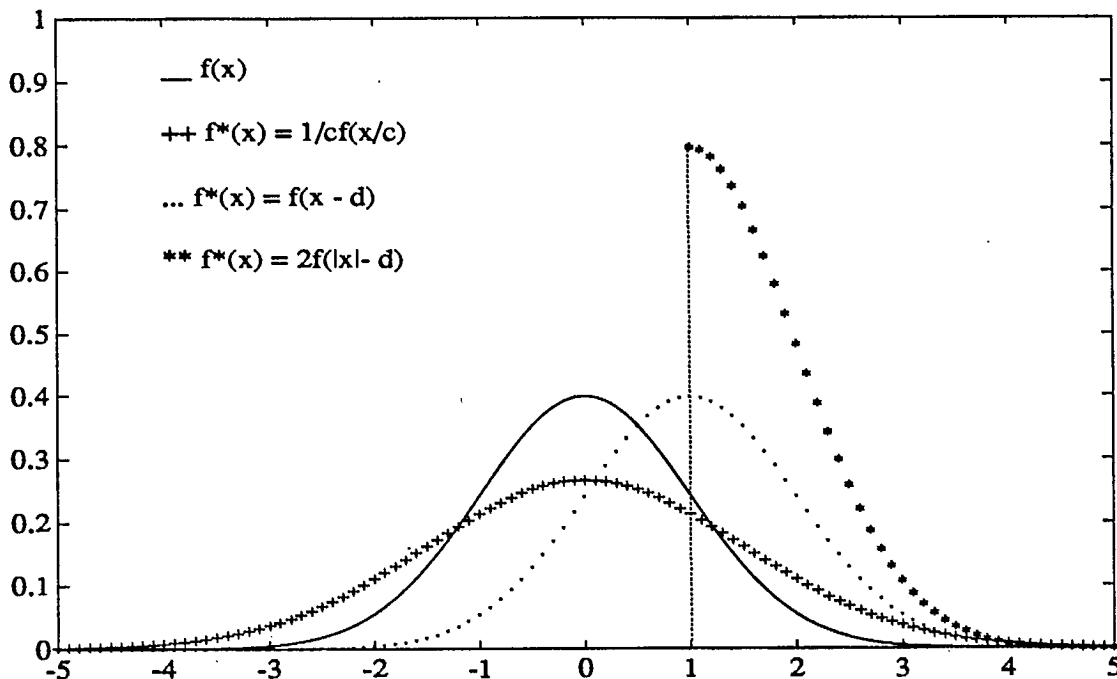


Figure 5.3 Three transformations of Gaussian *pdf*'s for IS

5.3 Conditional Importance Sampling

Conditional importance sampling [11-15] is an adaptive variation of IS that changes the bias on some other random sources. This procedure allows more freedom in shaping the biased input *pdf*, and can thus lead to a near-optimum biasing scheme. This can be interpreted as follows: although at the transmission end the signal and noise are independent, due to the memory and nonlinearity, etc., of the system, the signal and the noise are interrelated at the receiving end; hence, the importance region of noise, \mathfrak{R} , is affected by the signal. Fig. 5.4 shows a generic digital communication system model. Where D_k is the bit sequence that generates the signal vector $S(t)$. The random vector $N(t)$ includes any sort of noise, phase error, interference, fading, etc. Then the vectors $S(t)$ and $N(t)$ form another vector called $X(t)$. The system transfer characteristic $g(\bullet)$ at the receiver yields

the data sequence from a memory length of M samples

$$\hat{D}_k = g(\vec{X}_k, \vec{X}_{k-1}, \dots, \vec{X}_{k-M+1}) \equiv g(\mathfrak{R}_k) \quad (5.11)$$

For conditional IS the optimum biased *pdf* is

$$f_n^*(\vec{n}) = \begin{cases} \frac{f(\vec{n})}{P_i} & \text{if } I[g(S_i, n)] = 1 \\ 0 & \text{if } I[g(S_i, n)] = 0 \end{cases} \quad (5.12)$$

Here the possibility of signal-dependent biasing is studied. That is, the bias on the noise source is different conditioned on the realization of the signal source. If there are L different possible signal realizations, S_i , $i = 1, 2, \dots, L$, then P_i is the error probability conditioned on S_i . In other words, if the error probability is different for different signals, as it will often be, due to asymmetries in the waveform, then the procedure must be performed for each type of signals. So, if these two solutions are available, we only need to perform 1 or L trials to have an estimator with perfect accuracy. Nevertheless, an optimum solution requires an unrealistically detailed level of knowledge of $g(\mathfrak{R})$, the system impulse response. We can, however, get an implantable suboptimal solution by approximating this last solution to a certain way. It is clear that these solutions share some properties that will likely be good guidelines for a good biasing *pdf*. First, the optimum *pdf* is zero in the input region that does not cause error at the output, that is, any trial that does not generate a bit error at the output is not to be used in the simulation. Second, the optimum *pdf* is the original *pdf* amplified by a constant factor in the error-causing region. Knowing this, the question is how to bias the input *pdf* to better match these properties.

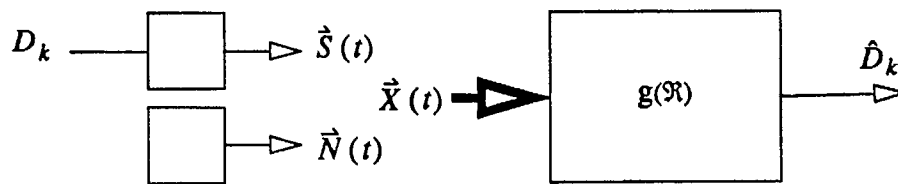


Figure 5.4 System Model

Some results [12] have shown that a good biasing scheme should have a time-varying mean proportional to the impulse response. Other have suggested [14] techniques for finding a near-optimal set of biasing parameters for the mean-value modification by doing very short simulation runs to determine near-optimal translation values, see Fig. 5.5. The BER in these runs is plotted versus the biasing parameter C that will tend to a certain characteristic appearance from which the

near-optimum biasing parameter can be determined. Since for complex systems, to find optimal biasing parameters analytically requires the same effort as solving the BER problem itself. The technique is mathematically justified, easy to implement, and is not subject to the usual restrictions of a linear system with additive Gaussian noise.

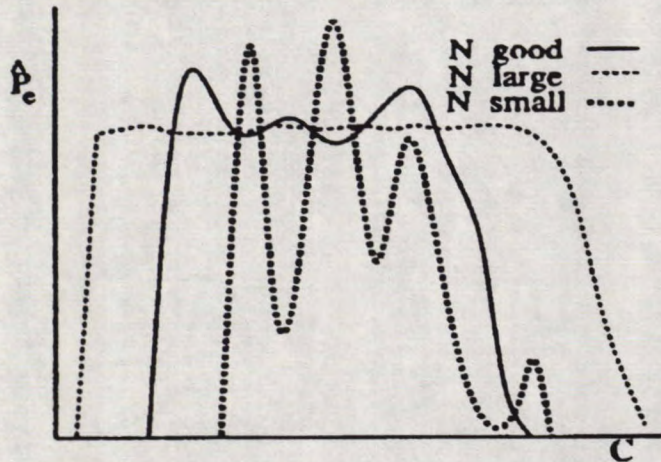


Figure 5.5 Typical curves of the estimator of P_e versus translation C for various decisions regions, N . When N is excessively high the flat region is wide, making the choice of C less obvious. When N is too small the variance reduction is not enough to produce reliable estimates and no flat region is discernible.

Fig. 5.6 shows an example of conventional IS. As you can see that without biasing the phase error source, the conventional IS biased *pdf* matches the original *pdf* in the error region except that is several times taller, which the ideal shape a good biased *pdf* should have. However, if the noise and phase are to be considered independents then the resulting biased *pdf* is likely to have a centralized shape and most of its probability mass will be outside of the error-causing region and thus be “wasted”, leading to a much lower simulation efficiency.

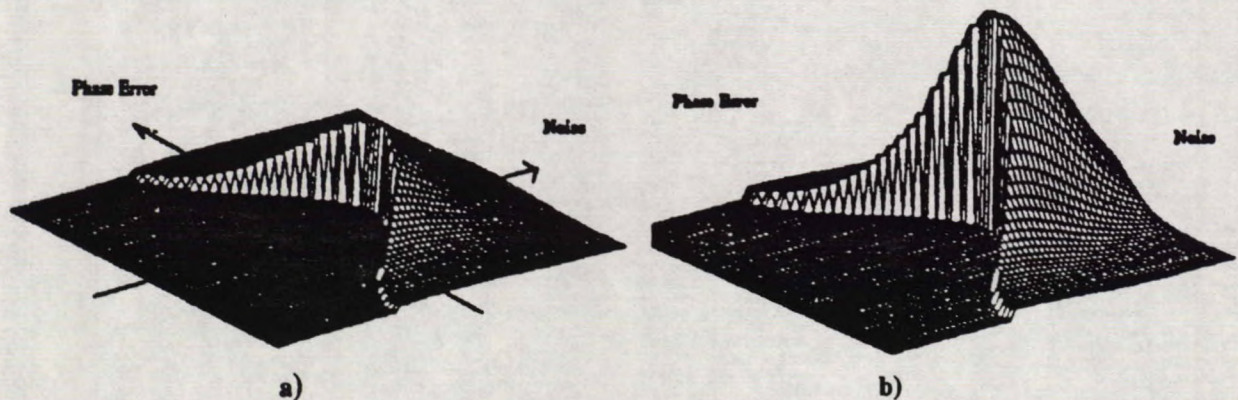


Figure 5.6 a) The original *pdf* in error region b) the conditional IS biased *pdf*

All explanations here are quite general. For example, the relation between signal and the noise is not defined as an addition. The generality guarantees that conditional IS can be applied to many different system configurations.

5.4 Multipath Fading Channels

It is well known that in urban radio digital channels, multipath fading is the primary cause of transmission impairments. This phenomenon is due to reflection, refraction and scattering of radio waves by buildings and other man-made obstacles. Thus, variations between constructive and destructive interference result in random phase changes that produce distorted versions of the transmitted signals. In phasor terms, the observed received phasor is a vector sum of several phasors, with the phase of each, varying individually and randomly over a full $(0, 2\pi)$ range. Most studies has shown that the fading distribution is Rayleigh in local geographical areas with spatial dimension of a few hundred wavelengths and lognormal over large geographical areas.

To design a reliable digital radio system, it is necessary to understand the ways multipath fading affects system performance. We need to develop a model which adequately describes the dispersive characteristics of the fading phenomenon as it affects a digital radio system. We need also to estimate the performance of a given radio system under different fading conditions. A common measure of system performance is Bit Error Rate (BER) estimation for a digital radio system due to multipath propagation. Since system performance cannot actually be measure over varying radio paths, a practical approach is to model the channel by a set of parameters describing the amplitude and delays of the multiple ray reception, and to evaluate the performance of the radio over the channel. The parameters are varied to fit empirically derived statistical distributions for the radio path so the BER of the digital radio can be predicted.

Since multipath fading was identified as a potentially significant degradation to digital radio systems, a number of models for the fading phenomenon have been proposed [37-40]. The channel model for short-term fading is that of a linear filter whose parameters are time varying. The concept of a "linear time-varying filter" is simple so long as the variations occur slowly compared to the duration of any waveform being considered. In [37] the urban radio channel is represented as a linear filter with a complex-valued impulse response expressed as

$$h(t) = \sum_{k=1}^{\infty} a_k \delta(t-t_k) e^{j\psi_k} + n(t) \quad (5.13)$$

where $\delta(t-t_k)$ is the delta function at time t_k , and ψ_k and a_k are the phase and amplitude, respectively, of the k th wave arrival, while n represents the additive noise. The terms a_k , ψ_k and t_k are all random variables. During transmission of a radio signal $s(t)$, the channel response convolves $s(t)$ with $h(t)$. Studies has shown that digital urban radio channel statistics of noise $n(t)$, amplitude a_k phase ψ_k and delay t_k could be modelled by some different types of distribution. The noise $n(t)$ as

Gaussian, non-Gaussian, impulse noise or a combination of them. The path gain a_k , defined as the complex-valued envelope, can be characterized, depending on the area, as a Rayleigh, Rice, log-normal, Nakagami or even as mixtures of them. The phase ψ_k is usually considered a uniform distribution over $[0, 2\pi]$ and the delay t_k could be approximated as a Poisson process.

5.5 Fading Channel Simulation Using IS

Fig. 5.7 illustrates the impact of a time-varying channel on the signal envelope, as it is detected in 10 different asymmetric probability densities for the 10 first paths. These channels are characterized by bursty errors. So now the accuracy of the simulation is determined by the number of fades more than by the number of bits.

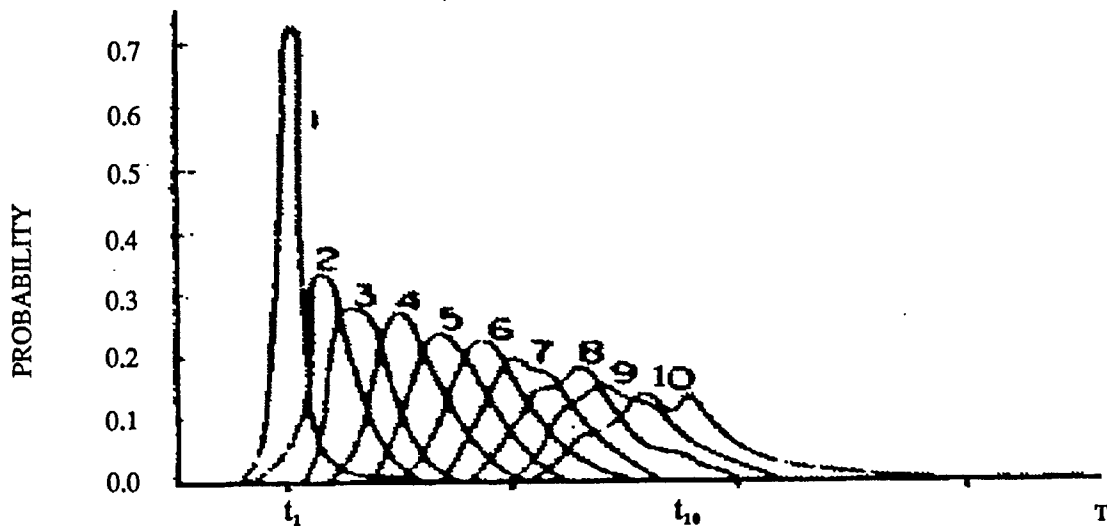


Figure 5.7 Path number distributions

As proposed in [30], the biasing procedure was to modify the *pdf* of the Rayleigh channel complex gain such that fades occur more often. This has the effect of reducing the variance of the BER estimator and consequently reduces the number of simulation runs. The results were based on a biased Gaussian density function for the fading process, and it was found that for multiple-symbol DQPSK detection a sample saving size factor of 10 was consistently achieved at all SNR greater than 30dB.

In [31] IS was used on a Rician fading channel. This time the biasing procedure was accomplished by modifying the Rician *pdf* as seen in Fig. 5.8. That was done by decreasing the line of sight component. In this way the wanted signal is weakened and the error rate is increased. The results were obtained from the simulation of direct sequence spread spectrum indoor radio system and were compared with the analytical results. The difference was so small that they concluded IS

was used to enhance the results gotten analytically.

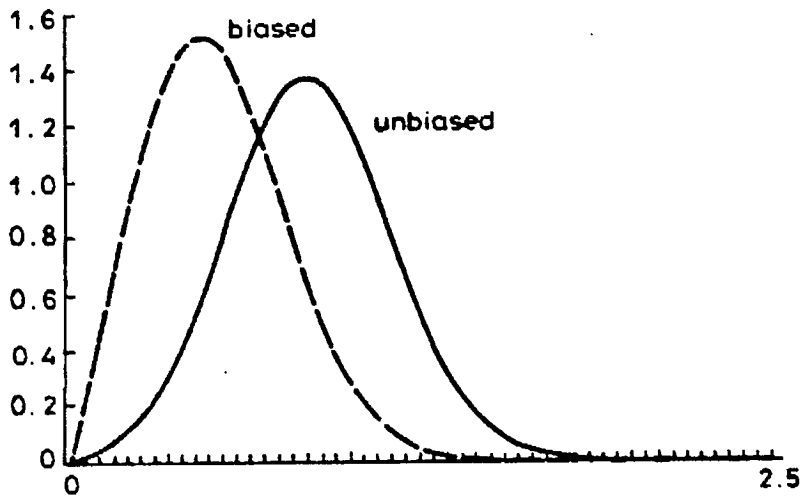


Figure 5.8 Transformation of the Rician *pdf* for IS

5.6 Conclusion

Our approach, at the moment, would be to estimate the BER of Rayleigh fading channels using conventional and conditional importance sampling. We will be also implementing the codes for the simulation, in order to test the program so it works well. So when it comes the time to implement it to the “real” digital radio channel, we will be sure that if bad estimations are obtained, then clearly, it has been a bad choice of IS parameters. Since performance difficulties on fading channels are usually attributed both to fading and multipath distortions, we believe that the dynamically fading situation is quite a difficult problem. The problem is that the “important events” that cause poor synchronization can be quite complex when one considers dynamic fading. It is not just a matter of increasing the relative frequency of deep fades, which should be sufficient in the case of static fading. A interesting approach is to apply IS to estimate the performance of the worst-case channel, which could be a stationary fading channel that has the largest multipath spread and the largest Doppler spread. It is understood that more studies on IS has to be done in order to solve the problem for more complex systems.

REFERENCES

- [1] **K. S. Shanmugan and P. Balaban**, A modified Monte Carlo simulation technique for the evaluation of error rate in digital communication systems, *IEEE Trans. Commun.* COM-28(11), 1916-24 (1980).
- [2] **M. C. Jeruchim**, Techniques for estimating the bit error rate in the simulation of digital communication systems, *IEEE J. Selected Areas Commun.* SAC-2(1), 153-70 (1984).
- [3] **P. M. Hahn and M.C. Jeruchim**, Developments in the theory and application of importance sampling, *IEEE Trans. Commun.* COM-35(7), 706-14 (1987).
- [4] **M. C. Jeruchim, P. M. Hahn, K. P. Smyntek and R. T. Ray**, An experimental investigation of conventional and efficient importance sampling, *IEEE Trans. Commun.* COM-37(6), 578-87 (1989).
- [5] **B. R. Davis**, An improved importance sampling method for digital communication system simulation, *IEEE Trans. Commun.* COM-34(7), 715-9 (1986).
- [6] **B. R. Davis**, The effect of correlation on probability of error estimates in Monte Carlo simulations, *J. Electr. Electron. Eng. Australia*, vol. 8, No. 4, p. 222-30 (1988).
- [7] **D. Lu and K. Yao**, Improved importance sampling technique for efficient simulation of digital communication systems, *IEEE J. Selected Areas Commun.* SAC-6(1), 67-75 (1988).
- [8] **D. Lu and K. Yao**, Estimation variance bounds of importance sampling simulations in digital communication systems, *IEEE Trans. Commun.* COM-39(10), 1413-7 (1991).
- [9] **N. C. Beaulieu**, A composite importance sampling technique for digital communication system simulation, *IEEE Trans. Commun.* COM-38(4), 393-6 (1990).
- [10] **N. C. Beaulieu**, An investigation of Gaussian tail and Rayleigh tail density functions for importance sampling digital communication system simulation, *IEEE Trans. Commun.* COM-38(9), 1288-92 (1990).
- [11] **Q. Wang and V. J. Bhargava**, On the application of importance sampling to BER estimation in the simulation of digital communication systems, *IEEE Trans. Commun.* COM-35(11), 1231-3 (1987).
- [12] **R. J. Wolfe, M.C. Jeruchim and P. M. Hahn**, On optimum and suboptimum biasing procedures for importance sampling in communication simulation, *IEEE Trans. Commun.* COM-38(5), 639-47 (1990).
- [13] **T. Chen and C. L. Weber**, Bit error simulation via conditional importance sampling, *IEEE Symp. on Infom. Theory '90*, San Diego, CA, Jan. 1990
- [14] **M. Devetsikiotis and J. K. Townsend**, A useful and general technique for improving the efficiency of Monte Carlo simulation of digital communication systems, *IEEE GLOBECOM '90*, San Diego, CA, p. 704.4.1-7, December 2-5, 1990.
- [15] **H. J. Schlegbusch and J. K. Townsend**, Optimization of importance sampling simulation by monitoring and feedback, Presentation at the Third IEEE International Workshop on Computer-Aided Modeling, Analysis and Design of Communication Links and Networks, Torino, Italy, September 26-28, 1990.

- [16] **B. R. Davis**, Multiple results from a single simulation of a digital communication system, p. 897-900, Melbourne, Australia, Sept. 1989.
- [17] **D. Lu and K. Yao**, On some new importance sampling results for simulation of nonlinear digital communication systems, Proc. 1988 Conference on Information Sciences and Systems, Vol. 1, p. 336-40, Princeton, New Jersey, March 16-18, 1988.
- [18] **H. J. Schlebusch**, Nonlinear importance sampling techniques for efficient simulation of communication systems, IEEE International Conference on Communications ICC '90, Atlanta, GA, vol. 2, p. 631-5, April 16-19 1990.
- [19] **H. J. Schlebusch**, Importance sampling techniques for two-sided threshold problems in communication systems simulation, Proceedings of the 1990 Summer Computer Simulation Conference p. 387-92, San Diego, CA, 1990.
- [20] **T. Chen and C. L. Weber**, Nonlinear communication system simulation via conditional importance sampling, IEEE MILCOM '90, Monterey, CA, vol. 3, p. 1261-5, Sept. 30 - Oct. 3, 1990.
- [21] **D. Lu, J. Baprawki and K. Yao**, BER simulation of digital communication systems with intersymbol interference and non-gaussian noise using improved importance sampling, IEEE MILCOM '91, p.273-7, 1991.
- [22] **M. C. Jeruchim**, On the application of importance sampling to the simulation of digital satellite and multihop links, IEEE Trans. Commun. COM-32(10), 1088-92 (1984).
- [23] **B. R. Davis**, Modelling and simulation of digital satellite links, Australian Telecommunications Research, Vol. 19, No. 2, p. 15-21, 1985.
- [24] **P. M. Hahn and M. C. Jeruchim and T. J. Klandrud**, Implementation of importance sampling in multi-hop communication simulation, IEEE GLOBECOM '86, Vol. 1, p. 4.1.1-5, Houston, Texas, December 1-4, 1986.
- [25] **C. L. I and B. B. Lusignan**, The optimum BER estimator for digital satellite communication systems, Collect. Tech. Papers AIAA 11th Commun. Sat. Syst. Conference, San Diego, CA, March 1986.
- [26] **Z. R. Petrovic and D. O. Cuberovic**, Application of efficient importance sampling method to the simulation of digital satellite links, MELECOM '89, p. 485-8, 1989.
- [27] **R. L. Mitchell**, Importance sampling applied to simulation of false alarm statistics, IEEE Aerospace Electronic Systems AES-17(1), 15-24 (1981).
- [28] **G. W. Lank**, Theoretical aspects of importance sampling applied to false alarms, IEEE Trans. Inform. Theory IT-29(1), 73-82 (1983).
- [29] **D. Lu and K. Yao**, Importance sampling simulation techniques applied to estimating false alarm probabilities, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 1, p. 598-601, 1989.
- [30] **J. Cavers and P. Ho**, A technique for reducing computation in the simulation of communication systems operating on fading channels, IEEE Pacific Rim Conf. on Communications, Computers and Signal Processing, vol. 1, p. 310-4, Victoria, BC, 9-10 May 1991.

- [31] **H. S. Misser, A. Kegel and R. Prasad**, Monte Carlo simulation of direct sequence spread spectrum for indoor radio communication in a Rician fading channel, IEE Proceedings, vol. 139, No. 6, Dec. 1992.
- [32] **G. Orsak and B. Aazhang**, On the theory of importance sampling applied to analysis of detection systems, IEEE Trans. Commun. COM-37(4), 332-9 (1989).
- [33] **C. Zhigang, L. Jingdong and F. Chongxi**, Modified efficient importance sampling and its application in the simulation of MQAM systems, IEEE GLOBECOM '90, San Diego, CA, p. 704.5.1-5, December 2-5, 1990.
- [34] **R. Sarno, V. C. Bhavsar and E. M. Hussein**, Generation of discrete random variables on vector computers for Monte Carlo simulations, International Journal of High Speed Computing, vol. 2, no 2, p. 335-50, Dec. 1990.
- [35] **M. K. Wyche**, Implementation of importance sampling techniques using the signal processing WorkSystem (SPW), IEEE MILCOM '92, San Diego, CA, October 1992
- [36]. **G. C. Orsak and B. Aazhang**, Efficient importance sampling techniques for simulation of multiuser communication systems, IEEE Trans. Commun. COM-40(6), 1111-8 (1992).
- [37] **G. L. Turin, F. D. Clapp, T. L. Johnston, S. B. Fine and D. Lavry**, A statistical model for urban multipath propagation, IEEE Trans. On Vehic. Technol. VT-21(2), 144-52 (1972).
- [38] **H. Susuki**, A statistical model for urban radio propagation, IEEE Trans. Commun. COM-25(7), 673-80 (1977).
- [39] **H. Hashemi**, Simulation of the urban radio propagation channel, IEEE Trans. On Vehic. Technol. VT-28(3), 213-25 (1979).
- [40] **W. D. Rummier, R. P. Coutts and M. Liniger**, Multipath fading channel models for microwave digital radio, IEEE Commun. Mag. 24(11), 30-42 (1986).
- [41] **M. H. Meyers**, Multipath fading characteristics of broadband radio channels, IEEE GLOBECOM '84, p. 1460-5, Atlanta, Georgia, November 26-29, 1984.
- [42] **S. Stein**, Fading channel issues in system engineering, IEEE J. Selected Areas Commun. SAC-5(2), 68-89 (1987).
- [43] **P. Balaban, H. P. Corrales and V. K. Prabhu**, Statistical performance estimation of digital radio over fading channels, International Conference on Communications Conference, p. 466-72, vol.1, 1991.
- [44] **W. C. Y. Lee**, Mobile Communication Engineering, McGraw-Hill, New York (1982).
- [45] **J. G. Proakis**, Digital Communications, McGraw-Hill, New York (1988).
- [46] **M. C. Jeruchim, P. Balaban and K. S. Shanmugan**, Simulation of Communication Systems, Plenum Publishing Co., New York (1992).

CHAPITRE 6

CONCLUSION

Ce rapport présente les résultats préliminaires obtenus pour diverses questions liées au problème de la radio-diffusion numérique.

Dans le chapitre 2, on étudie le problème du choix de codes de bonne performance contre les évanouissements pour des systèmes de codulation. L'idée originale introduite par Divsalar et Simon consiste à choisir des codes dont le chemin à distance libre minimale de norme euclidienne soit le plus long possible. Cette idée est relativement naturelle, car plus long est le chemin, meilleur sera la répartition de l'effet des évanouissements dans le temps. Divsalar et Simon ont appliqué cette méthode à la recherche des codes pour la modulation PSK; les résultats obtenus par eux semblent raisonnables. D'autre part, les études de Moher et Lodge, en codant sur les deux branches I et Q de manière indépendante, montrent qu'il est possible d'utiliser la codulation QASK pour améliorer la performance des systèmes contre les évanouissements. Toutefois, la technique de Moher et Lodge ne permettent pas d'exploiter une constellation à grande dimension. Ainsi, pour répondre aux exigences de la vitesse de transmission des systèmes de la télévision numérique, on se propose de généraliser la méthode de Divsalar et Simon, c'est-à-dire, qu'il faut chercher des codes en treillis associés à des constellations QAM ou à des constellations de dimension supérieure. Ce travail, de nature heuristique, a récemment été entrepris dans notre laboratoire.

La question de l'heure dans le domaine de radio-diffusion numérique est de savoir s'il est absolument nécessaire d'utiliser le COFDM comme technique de transmission. Est-il possible de le remplacer par un système QAM occupant la même largeur de bande? A priori, le système COFDM est robuste face aux évanouissements; toutefois, il est connu qu'il est possible d'égaliser des canaux à trajets multiples de manière efficace. La question est d'établir les critères de comparaison entre les deux systèmes: la robustesse, la performance et la complexité. Pour ce faire, on présente dans le chapitre 3 les éléments de base des techniques d'égalisation des canaux avec évanouissements pour les systèmes QAM. Une synthèse bibliographique démontre qu'un égaliseur récursif avec décision dans la boucle est robuste et fournit des performances répondant aux exigences. La structure et les techniques de traitement numérique de ces égaliseurs y sont présentées en détail, ce qui permettra d'effectuer l'étude comparative dans le cas où le CRC souhaiterait d'obtenir des résultats quantitatifs concrets.

Parallèlement aux études de codage et d'égalisation, le CRC s'intéresse également à la solution proposée par la compagnie Kintel sur le multiplexage de puissance entre les systèmes FM et

COFDM. Kintel prétend qu'il est possible de transmettre numériquement avec un système COFDM sur un canal déjà occupé par un signal FM, sans être victime des interférences. La clé de leur argument est le phénomène de capture. Quand deux signaux FM sont simultanément présents dans la même bande de fréquences, c'est le plus fort (d'au moins 3 dB) qui sera détecté sans distorsion! En soustrayant le signal détecté du signal somme, on pourrait détecter le deuxième signal. Dans notre cas, le signal COFDM réagit comme du bruit blanc additif, l'effet de capture perdant donc de sa validité. De plus, en présence d'autres phénomènes de perturbations tels les évanouissements, les non-linéarités, il n'est pas évident qu'il soit possible de détecter le deuxième signal avec peu de distorsion.

Pour nous assurer de la validité de notre argument, on a effectué des simulations pour évaluer la performance des récepteurs COFDM en présence de signaux FM comme interférences. Ce signal FM, dans le meilleurs des cas, est le signal résiduel de l'opération de soustraction mentionnée précédemment. Quand la puissance de ce signal FM résiduel est faible, son effet pourrait être considéré comme un bruit additif. Par contre, si cette puissance augmente, il est intéressant de noter que son influence sur la réception du signal COFDM devient relativement insensible à la structure du signal interférant, c'est-à-dire, de sa largeur de bande ou de sa formation composée par plusieurs signaux FM simultanés.

L'étude globale est réalisée par des simulations Monté-Carlo. Il est connu que cette technique consomme un temps de calcul probant. Il faut chercher des méthodes permettant de réaliser ces simulations plus rapidement. La philosophie générale est de modifier la distribution de probabilité de la variable aléatoire qu'on veut simuler: il s'agit des techniques de simulation Monté-Carlo rapide (en anglais: importance sampling techniques!). Il est évident que pour pouvoir modifier cette distribution de probabilité, elle doit être connue d'avance, ce qui n'est pas toujours le cas. À la demande du CRC, on a effectué une étude préliminaire dans ce domaine. L'ensemble des travaux connus montrent que la connaissance de la distribution de probabilité est impérative. Particulièrement dans le cas des canaux avec évanouissements (cas particulier des canaux à mémoire!), le gain de la technique rapide est relativement faible. Même si les premières constatations sont relativement pessimistes, la recherche continue toutefois dans notre laboratoire pour voir l'applicabilité de cette technique aux systèmes COFDM.

LKC
TK5103.7 .H8 1993
Radio-diffusion numerique,
phase 1, etudes
exploratoires : rapport
final

INDUSTRY CANADA / INDUSTRIE CANADA



219826