

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
MESSAOUD AHMED OUAMEUR

MODÉLISATION ET ESTIMATION DE CANAUX
POUR LES COMMUNICATIONS SANS FIL

AVRIL 2002

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

To my lovely wife
To our parents

Résumé

Dans les systèmes de communication radio, un canal mobile limite grandement les performances de communications. Le trajet entre la transmission et la réception peut varier d'une simple ligne de vue (*line-of-sight*) à un trajet très obstrué par des obstacles (ex. bâtiments, montagnes, forêts ...). Contrairement à un canal de communications avec fils considéré stationnaire, les canaux radio sont extrêmement aléatoires et, de ce fait, difficiles à analyser. En particulier, la vitesse de déplacement de l'émetteur/récepteur affecte la vitesse de variation de l'évanouissement du signal à la réception. La qualité de modélisation du canal radio est alors d'une importance cruciale. Elle reflète le comportement du canal et permet une bonne évaluation des performances des composantes du système de communication telles que les égaliseurs et les décodeurs canal.

Dans ce travail, notre intérêt porte sur les évanouissements à petites échelles. Le modèle développé au chapitre 3, se base sur la représentation en temps discret du canal radio mobile en incluant les facteurs principaux qui en influencent le comportement complet. La vitesse de déplacement, le nombre de trajets de propagation, les phénomènes d'atténuations sur des trajets, les délais des trajets et d'autres facteurs sont pris en considération. Ce modèle est un filtre transversal stochastique à temps discret dont les coefficients sont

simplifiés en une fonction de tous ces paramètres. Le modèle du canal s'adresse à des simulations en bande de base où les hypothèses sur la linéarité parfaite du modulateur et sur la synchronisation sont maintenues. Le modèle proposé, par ajustement de ses paramètres, génère une famille de canaux utilisés pour vérifier les performances de conception. Cette étape a été réalisée avec le schéma de modulation QPSK pour une distribution fixe et des vitesses variables du mobile. Le mémoire traite également le problème d'estimation du canal. La littérature est abondante sur le sujet, en raison de l'omniprésence de cette étape d'estimation dans la majorité des systèmes de communications et à son influence sur les performances des égaliseurs et décodeurs. Ces derniers, par simplicité, requièrent une bonne estimation des coefficients du canal pour être applicables et performants. La majorité des systèmes de communications transmettent leurs données en paquets appelés trames. Chaque trame est précédée par une courte séquence de données pour l'identification du canal et la synchronisation. Un exemple de tels système est le GSM (*Global System for Mobile Communications*) basée sur une méthode d'accès multiple à répartition en temps (TDMA - *Time Division multiple Access*). Les séquences sont courtes pour offrir une plus grande largeur de bande utile même si une séquence longue permet une meilleure estimation des coefficients du canal. Ce compromis entre la longueur de séquences et largeur de bande sauvée est le sujet du chapitre 4. Dans la littérature, on retrouve quelques méthodes d'optimisation par ordinateur de la longueur des séquences. L'inconvénient majeur de ces méthodes est la dépendance envers la méthode d'estimation du canal et par la même occasion par leur longueur. L'utilisation de séquences de Schroeder, proches des séquences optimales, montre de bonnes performances envers la méthode d'estimation du canal et offre un choix flexible quant à la longueur de sa séquence.

Remerciements

Mes remerciements et ma gratitude sont adressés à mon directeur de recherche, le Professeur Daniel Massicotte, directeur du laboratoire des signaux et systèmes intégrés (LSSI) de l'UQTR ; au Professeur Leszek Szczecinski de l'INRS-Télécommunication et à mes collègues Adel, Louis, Mohamed, Sylvie pour leur support technique et moral. Je tiens aussi à remercier Axioicom Inc et le LSSI pour leurs supports financiers qui ont rendu ce travail possible.

Table de matières

Résumé	iii
Remerciements	v
Table des matières	vi
Liste des symboles	ix
Liste des symboles du chapitre 3	xi
Liste des symboles du chapitre 4	xiii
Liste des figures	xv
Liste des figures du chapitre 3	xvi
Liste des figures du chapitre 4	xviii
Liste des tableaux du chapitre 4	xix
1 Introduction	1
2 Caractérisation et modélisation du canal	6
2.1 Modèles de propagation à grande échelle	6
2.1.1 Modèle de propagation en espace libre	6

2.1.2	Concept pratique de <i>Bilan du Lien</i> en utilisant les modèles de l'affaiblissement de trajet	10
2.2	Modèles de propagation à petite échelle	14
2.2.1	Propagation par trajets multiples	15
2.2.2	Facteurs influençant l'évanouissement	16
2.2.3	Effet Doppler	18
2.2.4	Modèles mathématiques des canaux de communication	19
2.2.5	Paramètres des canaux par trajets multiples mobiles	23
2.2.6	Types d'évanouissement	28
3	Modèles statistiques à temps discret pour les canaux de transmission sans fil	31
3.1	Sommaire	31
3.2	Article 1: Modèle statistique à temps discret basé sur l'évanouissement à modulation d'amplitude quadratique et chaîne de Markov pour les canaux par trajets multiples de type multi-WSSUS	33
	<i>Abstract</i>	34
	<i>I Introduction</i>	35
	<i>II Clarke's Model For Flat Fading</i>	37
	<i>III The Discrete Time Channel Model: QMFS Based Model</i>	42
	<i>IV Channel Model for Doppler spectrum Varying Channel</i>	50
	<i>V Discussion and Final Remarks</i>	51

<i>Acknowledgements</i>	52
<i>References</i>	53
4 Estimation des canaux de transmission sans fil	54
4.1 Sommaire	54
4.2 Article 2: Séquences de Schroeder pour l'estimation du canal à temps dispersif et fréquence sélective en utilisant la transformée discrète de Fourier et les méthodes de la somme des moindres carrées des erreurs	56
<i>Abstract</i>	57
<i>I Introduction</i>	58
<i>II Schroeder Sequences for Channel Estimation Using DFT Techniques</i>	61
<i>III Schroeder Sequences for Channel Estimation Using LSSE Method</i>	63
<i>IV Simulation Results</i>	66
<i>V Discussion and Final Remarks</i>	67
<i>Acknowledgements</i>	68
<i>References</i>	68
5 Conclusion	73
Bibliographie	76

Liste des symboles

P_t, P_r	La puissance transmise et reçue en espace libre
G_t, G_r	Le gain d'antenne de l'émetteur et du récepteur
λ	La longueur d'onde en mètre
A_e	L'ouverture effective d'une antenne
c	La vitesse de la lumière en espace libre
ω_c	La fréquence de la porteuse en radian par secondes
PL	L'affaiblissement du trajet en dB
d	La distance entre émetteur et le récepteur
d_f	La distance du champs éloigné
d_0	La distance de référence
D	La plus grande dimension linéaire physique de l'antenne
n	L'exposant de l'affaiblissement de trajet
f_d	La fréquence Doppler
f_m	La fréquence Doppler maximale
$\eta(t)$	Le processus aléatoire continue en temps de bruit additif

$s(t)$	Le signal continue en temps transmis
$h(t, \tau)$	La repense impulsionnelle du canal
τ_k	Le délai du $k^{ième}$ trajet
a_k	L'atténuation du $k^{ième}$ trajet
f_k	L'effet Doppler introduit par le $k^{ième}$ trajet
$r(t)$	Le signal reçue
$P(\tau)$	Le profil de délai de puissance
σ_τ	La valeur efficace du délai de propagation
$\bar{\tau}$	La moyenne des délais excessifs
B_c	La largeur de bande de cohérence
T_c	Le temps de cohérence
T	La durée du symbole

Liste des symboles du chapitre 3

E_x, H_x	The E- and H-fields of the electromagnetic planewave
E_0	The real amplitude of the local average of the E-field
C_n	The real random variable representing the amplitude of the n^{th} planewave
f_c	The carrier frequency
α_n	The random angle of arrival of then n^{th} incident wave
θ_n	The random phase of the n^{th} arriving wave
$p(r)$	The probability density function of the random variable r
σ	The standard deviation
$S(f)$	The power spectral density of $s(t)$
A	The average received power
f_m, f_D	The maximum Doppler frequency
a_n	The n^{th} path coefficient
τ_n	The relative delay of the n^{th} path
$\{s_k\}$	The transmitted symbol

$P_{Tx}(t)$	The transmitter pulse shaping filter
$P_{Tr}(t)$	The receiver pulse matched filter
$s(t)$	The baseband transmitted waveform
$h(t, \tau)$	The baseband impulse response (the multipath channel)
$r(t)$	The baseband channel output waveform
$y(t)$	The baseband received signal waveform
$s_{RF}(t)$	The passband transmitted waveform
$h_{RF}(t, \tau)$	The RF input delay spread function (passband channel impulse response)
$\chi(t)$	The convolution of $P_{Tx}(t)$ and $P_{Tr}(t)$
$\eta(t)$	The additive noise waveform
T	The symbol duration
λ	The wavelength
P_{tr}	The vector of state probabilities p_i 's
P_{bQPSK}	The average bit error rate at the output of the demodulator
P_{bQPSK/h_i}	The average bit error rate at the output of the demodulator for the i^{th} channel state

Liste des symboles du chapitre 4

$\{b_k\}$	The transmitted symbol sequence
$\{y_k\}$	The received symbol sequence
$h(t)$	The baseband channel impulse response waveform
h_i	The i^{th} channel tap
$\{v_k\}$	The complex random additive noise sequence
$\{B_n\}$	The DFT of $\{b_k\}$
$\{Y_n\}$	The DFT of $\{y_k\}$
$\{V_n\}$	The DFT of $\{v_k\}$
$\{H_n\}$	The DFT of $\{h_n\}$
N, N_b	The transmitted sequence length
M	The number of DFT bins
σ	The standard deviation of $\{v_k\}$
GLF	The gain loss factor
$X(\bullet)$	The spectral max-min ratio (SMMR)

N_{tc}	The number of channel taps
L	The channel memory
\mathbf{P}	The $N_{tc} \times N_{tc}$ preamble partial correlation matrix
SER	The signal to the estimation error ratio
SER'	The normalised SER
γ_{dis}	The average distortion to noise ration
γ_{in}	The input signal to noise ratio

Liste des Figures

Fig.2.1 Types of small scale fading

30

Liste des figures du chapitre 3

- Fig.1 Simulator using quadrature amplitude modulation with baseband 40
Doppler filter*
- Fig.2 A signal may be applied to a Rayleigh fading simulator to determine 40
performance in a wide range of channel conditions. Both flat and
frequency selective fading conditions may be simulated*
- Fig.3 Rayleigh distribution density (a) and Power spectrum density (b) for the 43
generated Rayleigh random variables*
- Fig.4 Block diagram of the baseband transmitter, time-varying channel and 44
receiver*
- Fig.5 Frequency domain representation of the 12 tap-gains $\{h(k)\}$ with a mobile 49
speed of a) 0 km/h, b) 20 km/h, c) 50 km/h, and d) 80 km/h with the
carrier frequency $f_c=800$ MHz, $\lambda/4$ vertical antenna, $T=3.7 \mu\text{s}$, $\beta=0.25$
(the raised cosine roll off factor). The simulation setup for the parameters
a, b and c of (6) is 1, 1 μs , and 5 μs respectively*
- Fig. 6 BER vs SNR performance over the four channels h1, h2, h3, and h4 with 52
the frequency spectrums shown in Fig. 5. The "QPSK all Channels"*

denotes the over all performance taking into account the state probability

$p=[0.57 \ 0.20 \ 0.16 \ 0.07]$ (Markov chain)

Liste des figures du chapitre 4

<i>Fig. 1</i>	<i>6-tap Channel frequency response used for simulation</i>	69
<i>Fig. 2</i>	<i>The average distortion-to-noise ratio (14) versus signal-to-noise ratio (15) using LSSE method</i>	70
<i>Fig. 3</i>	<i>The average distortion-to-noise ratio (14) versus signal-to-noise ratio (15) using DFT technique</i>	72

Liste des tableaux du chapitre 4

Table.1 <i>Optimal Periodic and Schroeder Sequences</i>	63
Table.2 <i>Optimal, perfect and Schroeder Sequences for $N_{ct}=6$</i>	66

Chapitre 1

Introduction

Dans les systèmes de communication sans fil, la mobilité de l'émetteur-récepteur affecte le canal radio de communication et confère des limites fondamentales à ce type de système. Le trajet de transmission entre l'émetteur et le récepteur peut changer d'une propagation directe sans obstacle à sévèrement obstruée par des bâtiments, montagnes, feuillages, etc.. Contrairement aux canaux sur fil qui sont prévisibles et stationnaires, les canaux radio utilisés dans les systèmes de communication mobiles sont extrêmement aléatoires et donc difficiles à analyser. Ainsi la vitesse de déplacement de l'émetteur ou récepteur affecte la rapidité d'évanouissement du signal. La modélisation du canal radio a historiquement été une des parties les plus difficiles de conception d'un système radio mobile. Typiquement, cette modélisation s'inspire d'un modèle statistique basé sur des mesures faites pour un système de communication ayant un spectre d'allocation spécifique.

Les mécanismes de propagation d'ondes électromagnétiques sont divers, mais peuvent généralement être attribués à la réflexion, la diffraction et la dispersion. La plupart des systèmes de radio cellulaires fonctionnent dans des secteurs urbains, il n'y a aucun trajet de

propagation à visibilité directe (*line-of-sight*) entre l'émetteur et le récepteur et la présence de hauts bâtiments cause des pertes sévères dues aux diffractions. En raison des réflexions par trajets multiples sur des obstacles divers, les ondes électromagnétiques voyagent le long de différentes trajectoires avec des amplitudes variables. L'interaction entre ces ondes provoque alors un évanouissement à un emplacement spécifique et l'amplitude des ondes décroît lorsque la distance entre l'émetteur et le récepteur croît.

Les modèles de propagation se sont traditionnellement intéressés à la prédiction de l'amplitude moyenne du signal reçu à une distance donnée de l'émetteur, ainsi qu'à la variabilité de l'amplitude du signal en proximité (un voisinage) étroite avec des obstacles. Les modèles de propagation qui prédisent l'amplitude moyenne du signal à une distance donnée entre l'émetteur et le récepteur sont utiles pour l'estimation de la couverture radio d'un émetteur et sont appelés "modèles de propagation à grande échelle" (*Large Scale Model*). Ils caractérisent l'amplitude du signal à des distances de séparation de l'émetteur-récepteur de plusieurs centaines ou milliers de mètres. D'autre part, les modèles de propagation qui caractérisent les fluctuations rapides de l'amplitude du signal reçu à des distances très courtes (quelques longueurs d'onde) ou des durées de propagation très courtes (quelques secondes) sont appelés "modèles à petite échelle" (*Small Scale Model*).

Lorsque le mobile se déplace à de courtes distances de la station de base, l'amplitude instantanée du signal reçu peut varier rapidement, provoquant ainsi des évanouissements à petites échelles. Le signal reçu étant une somme de contributions venant de différentes directions et dont les phases sont incertaines, il change considérablement; en obéissant par exemple à une distribution de Rayleigh. En cas d'évanouissement à petite échelle, la puissance instantanée du signal reçu peut changer de trois à quatre ordres de grandeur (30

or 40 dB) pour un récepteur déplacé seulement d'une fraction de la longueur d'onde. Si le mobile s'éloigne de l'émetteur à des distances beaucoup plus grandes, la moyenne du signal local reçu diminuera graduellement. Cette moyenne est prédite par les modèles de propagation à grande échelle avec des mesures du signal à des distances entre 5λ et 40λ où λ est la longueur d'onde. Pour des fréquences cellulaires de PCS (*Personal Communication System*) à 1 GHz à 2 GHz, ceci correspond à mesurer la puissance des signaux reçus avec des déplacements locaux de 1 m à 10 m. Les canaux de communication radio mobile sont représentés par des trajets multiples variant dans le temps. Sachant que la performance du système numérique est fortement affectée par la propagation des trajets multiples sous la forme de dispersion, de réflexion et de réfraction, il est nécessaire d'étudier le comportement statistique de ces trajets, ce qui conduit aux modèles de canaux stochastiques "appropriés".

Dans la littérature, on retrouve deux modèles de base d'un canal, le "*Phase modulation Fading Simulator*" (PMFS) et le "*Quadrature Modulation Fading Simulator*" (QMFS). Le PMFS fournit un modèle analytique qui illustre adéquatement les fonctions fondamentales du canal. Il engendre également, par l'intermédiaire de la théorie du processus d'harmonisation, le QMFS [PRO95]. Le QMFS offre une modélisation plus efficace et plus compacte du canal, grâce à des concepts statistiques et des techniques de modélisation. [Bel63]. Le choix du modèle QMFS, par rapport au modèle PMFS, est basé sur des arguments raisonnables sur l'origine de l'évanouissement du signal dans un canal de communication sans fil. Fondamentalement, il y a deux causes à cet évanouissement. La première est liée aux changements relatifs des longueurs de trajets des composantes des

trajets multiples, provoquant ainsi un effet Doppler. Le PMFS est considéré convenable pour décrire ce comportement du canal en l'assimilant à un rassemblement de réflecteurs immobiles. Une fois l'environnement défini, le processus de l'évanouissement se développe alors de façon déterministe. La deuxième cause est la variation dans le temps de l'environnement de propagation qui est plus adéquatement décrite par le QMFS. Ce modèle s'adapte, non seulement, à l'effet Doppler inhérent, mais également aux changements additionnels de l'environnement de propagation induits par des variations temporelles incertaines des gains $\{a_n(t)\}$. Les dérivations du filtre équivalent à temps discret sont faites à un certain coût, soit une erreur majorée et sous certaines hypothèses concernant les gains $\{a_n(t)\}$. La modélisation à l'aide de chaînes de Markov est une issue à étudier et éventuellement à incorporer au modèle afin d'effectuer une analyse plus détaillée des canaux quasi stationnaires.

Pour les systèmes de communication numérique, par exemple les systèmes TDMA (*Time Division Multiple Access*), l'estimation du canal (sous forme de filtre équivalent à temps discret) est une exigence des récepteurs à séquences de maximum de vraisemblance et des égaliseurs noniteratifs. Pour permettre cette estimation, un bloc typique d'informations se compose de données et d'une séquence d'entraînement prédéterminée réservée à l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal. Le problème revient à estimer un canal radio fréquence RF (les "taps" du filtre discret équivalent) à l'aide d'une séquence connue de l'utilisateur et transmise lors de la communication.. Le choix de cette séquence est l'objet de la deuxième publication de ce mémoire. L'estimation du canal peut être faite en utilisant un filtre de Wiener ou la DFT (*Discrete Fourier Transform*). En général, pour

estimer un canal de L taps à l'aide d'une séquence d'entraînement de longueur N , le filtre Wiener nécessite le stockage des coefficients complexes du filtre (pré-estimés grâce à la fonction d'autocorrélation de la séquence d'entraînement du canal) et le calcul de multiplications complexes.

Au chapitre 2, nous proposons une introduction à la théorie de base résumant les modèles de canaux (modèles à grande et à petite échelle). Les modèles mathématiques ainsi que les paramètres qui caractérisent le comportement de l'évanouissement dans une communication radio sont exposés.

Le chapitre 3 constitue une étude complète du modèle développé dans ce travail. Il s'agit d'un modèle statistique à temps discret basé sur l'évanouissement à modulation d'amplitude quadratique et sur les chaînes de Markov pour les canaux à trajets multiples multi-WSSUS (*A Markov Chain and Quadrature Amplitude Modulation Fading Based Statistical Discrete Time Model for Multi-WSSUS Multipath Channel*). Ce modèle décrit le comportement des trajets multiples pour les canaux de transmission sans fil et conduit à une forme équivalente d'un filtre discret pour la simulation de ces canaux.

Au chapitre 4, le problème d'estimation du canal est abordé. L'estimation du canal est concentrée sur la conception de la séquence optimale qui minimise un critère donné dans le domaine du temps et de la fréquence (séparément). Ce chapitre fait l'objet de notre seconde publication sur les séquences de Schroeder pour l'estimation du canal à temps dispersif et à fréquence sélective utilisant la transformée discrète de Fourier et la méthode de la somme des moindres carrés des erreurs (*Schroeder Sequences for Time Dispersive Frequency Selective Channel Estimation using DFT and Least Sum of Squared Errors Methods*).

Chapitre 2

Modélisation et caractérisation d'un canal

2.1 Modèles de propagation à grande échelle

2.1.1 Modèle de propagation en espace libre

Le modèle de propagation en espace libre (*Free Space*) est utilisé pour prédire la puissance d'un signal reçu lorsque l'émetteur et le récepteur ont un trajet de propagation à visibilité directe entre eux (*line-of-sight*). Les systèmes de communication par satellite et les liens radio par micro-ondes sont typiquement à propagation en espace libre. Comme la plupart des modèles de propagation à grande échelle, le modèle de propagation en espace libre prédit que la puissance reçue est une fonction de la distance de séparation de l'émetteur-récepteur augmentée à une certaine puissance. La puissance reçue en espace libre par une antenne réceptrice, à une distance d de l'émetteur, est donnée par l'équation de Friis;

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (2.1)$$

où P_t est la puissance transmise, $P_r(d)$ est la puissance reçue qui est une fonction de la séparation de l'émetteur-récepteur, G_t est le gain d'antenne de l'émetteur, G_r est le gain d'antenne du récepteur, d est la distance en mètres entre l'émetteur et le récepteur, L est le facteur de perte du système non lié à la propagation ($L \geq 1$) et λ est la longueur d'onde en mètres. Le gain d'une antenne est lié à son ouverture effective A_e et il est donné par la relation;

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (2.2)$$

Par ailleurs, l'ouverture effective est liée à la taille physique de l'antenne, tandis que la longueur d'onde est liée à la fréquence de la porteuse et vérifie;

$$\lambda = \frac{c}{f_c} = \frac{2\pi c}{\omega_c} \quad (2.3)$$

où f_c est la fréquence de la porteuse en Hertz, ω_c est la pulsation de la porteuse en radians par seconde et c est la vitesse de la lumière en mètres par seconde. Les valeurs de P_t et P_r doivent être exprimées dans les mêmes unités, tandis que G_t et G_r sont des quantités sans dimension. Les pertes diverses (L) sont habituellement dues à l'atténuation sur la ligne de transmission, aux pertes de filtre et aux pertes d'antenne dans le système de communication. Une valeur de $L=1$ indique une absence de perte dans le matériel du système.

L'équation de Friis (2.1) montre que la puissance reçue diminue en fonction du carré de la distance de séparation de l'émetteur-récepteur. Ceci implique que la puissance reçue diminue avec la distance à un taux de 20dB/décade.

Une antenne isotrope est une antenne idéale qui irradie la puissance avec un gain unitaire uniformément distribué dans toutes les directions. Elle est souvent employée pour mettre en référence des gains d'antenne dans les systèmes sans fil. La puissance irradiée isotrope effective (*EIRP* – *Effective Isotropic Radiated Power*) est définie comme étant $EIRP = P_t G_t$; ce qui représente la puissance maximale rayonnée par un émetteur dans la direction du gain maximum d'antenne, par rapport à une antenne isotrope.

Dans la pratique, la puissance effective rayonnée (*ERP* – *Effective Radiated Power*) est utilisée comme référence au lieu de l'EIRP pour indiquer la puissance irradiée maximale comparée à une antenne dipôle à demie longueur d'onde. Puisqu'une antenne dipôle a un gain de 1.64dB (2.15dB au-dessus de l'antenne isotrope), l'ERP sera 2.15dB plus petit que l'EIRP pour le même système de transmission. Dans la pratique, les gains d'antenne sont donnés dans les unités de dBi (gain de dB faisant référence à une source isotrope) ou de dBd (gain de dB faisant référence à un dipôle à demie onde).

L'affaiblissement du trajet (*Path Loss*), représente l'atténuation du signal comme quantité positive mesurée en dB, et est définie comme étant la différence (en dB) entre la puissance effective transmise et la puissance reçue. Il peut ou non inclure l'effet des gains d'antenne. L'affaiblissement du trajet pour le modèle en espace libre, quand les gains d'antenne sont inclus, est donné par la relation

$$PL(dB) = 10 \log\left(\frac{P_t}{P_r}\right) = -10 \log\left(\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}\right) \quad (2.4)$$

Lorsque les gains d'antenne ne sont pas pris en compte, on assume que les antennes ont un gain unitaire et l'affaiblissement du trajet est donné par

$$PL(dB)=10 \log\left(\frac{P_t}{P_r}\right)=-10 \log\left(\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}\right) \quad (2.5)$$

Le modèle en espace libre de Friis est un prédicteur valide de P_r pour seulement des valeurs de d situées dans le champ éloigné de l'antenne de transmission. Le champ éloigné, ou région de Fraunhofer, d'une antenne de transmission est défini comme la région située au-delà de la distance d_f , appelée distance du champ éloigné. Cette distance est fonction de la plus grande dimension linéaire de l'ouverture de l'antenne de l'émetteur et de la longueur d'onde de la porteuse. La distance de Fraunhofer est définie par la relation suivante

$$d_f=\frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.6)$$

où D est la plus grande dimension linéaire physique de l'antenne. De plus, d_f doit satisfaire l'inégalité suivante

$$d_f \geq \lambda \quad (2.7)$$

De toute évidence, l'équation (2.1) n'est pas définie pour $d=0$ et conséquemment, les modèles de propagation à grande échelle utilisent une distance de référence d_0 de puissance connue. La puissance reçue, $P_r(d)$, à une distance $d>d_0$, peut ainsi être reliée à $P_r(d_0)$ qui peut être calculée directement à partir de l'équation (2.1) ou mesurée dans l'environnement radio en prenant la puissance moyenne reçue en plusieurs points situés à une distance radiale d_0 de l'émetteur. La distance de référence doit être choisie dans la région du champ éloigné de l'émetteur, c'est-à-dire $d \geq d_0$ où d_0 est choisie inférieure à toute distance utilisée par le système de communication mobile. Ainsi, en utilisant

l'équation (2.1), la puissance reçue dans l'espace libre à une distance plus grande que d_0 est donnée par;

$$P_r(d) = P_r(d_0) \left(\frac{d_0}{d} \right)^2 \quad d \geq d_0 \geq d_f \quad (2.8) \text{ La}$$

distance de référence d_0 , pour les systèmes pratiques utilisant des antennes à bas profil au voisinage de 1 à 2 GHz, est typiquement choisie à 1 m pour les environnements intérieurs (*indoors*) et à 100 m ou 1 km pour les environnements extérieurs (*outdoors*).

2.1.2 Conception pratique du Bilan du Lien en utilisant les modèles d'affaiblissement de trajet

La plupart des modèles de propagation radio utilisent une combinaison de méthodes analytiques et de méthodes empiriques. L'approche empirique est basée sur des courbes ou des expressions analytiques qui recréent un ensemble de données mesurées. Elle a l'avantage de tenir compte de tous les facteurs de propagation, connus et inconnus, par les mesures des champs réels. Cependant, la validité d'un modèle empirique pour des fréquences de transmission ou pour un environnement autres que ceux employés pour dériver le modèle peut seulement être établie par des données mesurées additionnelles, dans le nouvel environnement, à la fréquence de transmission requise. Il existe quelques modèles classiques de propagation qui sont maintenant utilisés pour prédire les frontières des cellules à grande échelle pour la conception des systèmes de communication mobiles. En employant les modèles à affaiblissement de trajet pour estimer le niveau du signal reçu en fonction de la distance, il est possible de prédire le SNR (*Signal to Noise Ratio*) pour un

système de communication mobile. En utilisant des techniques d'analyse du bruit, le niveau permissible de bruit peut également être déterminé. Par exemple, les modèles à 2-rayons ont été utilisés pour estimer la capacité dans un système cellulaire à spectre étendu, avant que de tels systèmes aient été déployés [Rap96]. Des techniques pratiques d'évaluation des affaiblissements de trajet sont présentées dans les sous-sections qui suivent.

2.1.2.1 Modèle Log-distance pour affaiblissement de trajet

Les modèles de propagation théoriques et ceux basés sur des mesures empiriques indiquent que la moyenne d'un signal reçu diminue logarithmiquement avec la distance dans des cas de canaux radio extérieurs (*outdoors*) et intérieurs (*indoors*). De tels modèles ont été cités intensivement dans la littérature. La moyenne de l'affaiblissement de trajet à grande échelle pour une séparation arbitraire d'émetteur-récepteur est proportionnelle à une nième puissance d'affaiblissement de la distance et de la distance de référence

$$\overline{PL}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (2.9)$$

où

$$\overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0) + 10 \log\left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (2.10)$$

L'exposant de l'affaiblissement de trajet ' n ' indique le taux auquel l'affaiblissement de trajet augmente avec la distance, d_0 est la distance de référence déterminée à partir des mesures prises près de l'émetteur et d est la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur. Les barres dans les équations (2.9) et (2.10) dénotent la moyenne de l'ensemble de toutes

les valeurs possibles de l'affaiblissement de trajet pour une valeur donnée de d . Une fois tracée sur une échelle log-log, l'affaiblissement de trajet correspond à une ligne droite dont la pente est égale à $10n$ dB/décade. La valeur de n dépend de l'environnement spécifique de propagation. Par exemple, n est égal à 2 en espace libre, lorsque des obstructions sont présentes, n aura une plus grande valeur [Rap96].

Il est important de choisir une distance de référence, en espace libre, qui soit appropriée à l'environnement de propagation. Pour les systèmes cellulaires, des distances de référence de 1km sont généralement employées, tandis que dans le cas de systèmes micro-cellulaires, des distances plus petites (100m ou 1m) sont employées [Pro95]. La distance de référence devrait toujours être dans le champ éloigné de l'antenne de sorte que les effets de champ rapproché ne changent pas l'affaiblissement de trajet de référence. L'affaiblissement de trajet de référence est obtenu soit en utilisant la formule en espace libre de l'affaiblissement de trajet par l'équation (2.4) ou par la prise de mesures réelles du champ à la distance d_0 .

2.1.2.2 Ombrage selon le log-normal

Le modèle de (2.10) ne tient pas compte du fait que les structures environnantes peuvent être très différentes à deux endroits distincts pour un même écart entre l'émetteur et le récepteur. Ceci qui conduit à des mesures différentes de signaux. Les mesures ont démontré qu'à n'importe quelle valeur de d , l'affaiblissement de trajet (*Path Loss*) $PL(d)$ à un endroit particulier est aléatoire et distribué selon une loi log-normale (normale en dB) au voisinage de la valeur moyenne qui dépend de la distance d . Dans un tel cas

$$PL(d)[dB] = \overline{PL}(d) + X_\sigma = \overline{PL}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (2.11)$$

et

$$P_r(d)[dBm] = P_t[dBm] - PL(d)[dB] \quad (2.12)$$

où X_σ est une variable aléatoire distribuée selon une loi normale de moyenne nulle (en dB) et d'un écart type σ (également en dB).

La distribution log-normale reflète la nature aléatoire de l'effet d'ombrage (*shadowing*) qui se produit à différents points de mesure de même séparation entre l'émetteur et le récepteur. Ce phénomène est désigné par le terme *log-normal shadowing*. *Log-normal shadowing* implique que les niveaux mesurés à une séparation spécifique de l'émetteur-récepteur suivent une distribution normale (Gaussienne) en fonction de la distance comme l'indique l'équation (2.10), où les niveaux mesurés du signal sont exprimés en dBs. L'écart type de la distribution Gaussienne décrivant l'ombrage est également en dB.

La distance de référence d_0 , l'exposant n de l'affaiblissement de trajet et l'écart type σ décrivent statistiquement le modèle d'affaiblissement de trajet pour un endroit arbitraire ayant une séparation spécifique de l'émetteur-récepteur. Ce modèle peut être implémenté sur ordinateur pour calculer des niveaux de puissance du signal reçus à des endroits aléatoires pour la conception et l'analyse d'un système de communication.

En pratique, les valeurs de n et σ sont calculées à partir des données mesurées, en effectuant une régression linéaire sur ces mesures de façon à ce que la différence entre l'affaiblissement de trajet mesuré et estimé soit minimisée par rapport à l'erreur quadratique moyenne sur de grands nombres de mesures ayant la même séparation émetteur-récepteur.

Le calcul de la valeur de $\overline{PL}(d_0)$ est basé sur des mesures réelles ou encore sur l'hypothèse en espace libre de l'émetteur à une distance d_0 .

$PL(d)$ est une variable aléatoire de distribution normale en dB, également $P_r(d)$. La fonction Q ou la fonction d'erreur (*erf*) peuvent être définies pour déterminer la probabilité que le niveau reçu du signal excédera un niveau particulier. On définit la fonction Q comme suit

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_z^{+\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{z}{\sqrt{2}}\right)\right] \quad (2.13)$$

où

$$Q(z) = 1 - Q(-z) \quad (2.14)$$

La probabilité que le niveau reçu du signal reçu dépasse une certaine valeur γ peut être calculée à partir de la fonction cumulative de densité comme suit

$$\Pr[P_r(d) > \gamma] = Q\left(\frac{\overline{P_r(d)} - \gamma}{\sigma}\right) \quad (2.15)$$

Aussi, la probabilité que le niveau du signal reçu sera au-dessous de γ est donnée par l'expression

$$\Pr[P_r(d) < \gamma] = Q\left(\frac{\overline{P_r(d)} - \gamma}{\sigma}\right) \quad (2.16)$$

Cette formule est utilisée pour déterminer les frontières de la cellule.

2.2 Modèles de propagation à petite échelle

L'évanouissement (*Fading*) à petite échelle, ou simplement l'évanouissement, est employé pour décrire la fluctuation rapide de l'amplitude d'un signal radio sur une courte période ou

sur une courte distance; de telle sorte que les effets à grande échelle de l'affaiblissement de trajet soient négligés. L'évanouissement est provoqué par l'interférence entre deux copies ou plus des ondes transmises qui arrivent au récepteur à des temps légèrement différents. Ces ondes, appelées trajets multiples, se combinent à l'antenne du récepteur pour donner un signal résultant qui peut changer considérablement en amplitude et en phase, selon la distribution de l'intensité et de la période relative de la propagation des ondes et la largeur de bande du signal.

2.2.1 La propagation par trajets multiples

Les trajets multiples dans un canal radio créent des effets d'évanouissement de petite échelle. Les trois effets les plus importants sont [Rap96]:

- les changements rapides de l'amplitude du signal pendant un petit intervalle de distance ou de temps,
- la modulation aléatoire de la fréquence due aux effets Doppler sur différents signaux par trajets multiples,
- la dispersion du temps (les échos) provoquée par les délais de la propagation par trajets multiples.

Dans les secteurs urbains, l'évanouissement se produit parce que la hauteur de l'antenne du système mobile est de plusieurs fois inférieure à la hauteur des structures environnantes. Ainsi, il n'y a aucun trajet à visibilité directe par rapport à la station de base. Même dans le cas d'une visibilité directe, les trajets multiples se produisent en raison des réflexions et des structures environnantes. Les ondes radio entrantes arrivent selon différentes directions avec des délais de propagation distincts. Le signal reçu par le mobile à un point

quelconque dans l'espace peut se composer d'un grand nombre d'ondes ayant des amplitudes, des phases et des angles d'arrivée aléatoires. Ces composants par trajets multiples se combinent vectoriellement à l'antenne du récepteur et peuvent causer des déformations ou atténuations du signal reçu par le mobile. Même si le récepteur mobile est stationnaire, le signal reçu peut s'affaiblir en raison du mouvement des objets environnants. Si les objets dans le canal radio sont statiques et seul le mobile est considéré en mouvement, alors l'évanouissement est un phénomène purement spatial. Les variations spatiales du signal résultant sont alors considérées comme des variations temporelles par le récepteur pendant qu'il se déplace à travers les trajets multiples. En raison des effets constructifs et destructifs des ondes par trajets multiples additionnés à divers points de l'espace, un récepteur se déplaçant à une grande vitesse peut passer par plusieurs diminutions sur une petite période de temps. Dans un cas plus complexe, un récepteur peut s'arrêter à un endroit particulier pour lequel le signal reçu est dans un état d'évanouissement profond. Maintenir une bonne communication peut alors devenir très difficile. La diversité d'espace par antenne peut empêcher ce cas de grave évanouissement.

En raison du mouvement relatif entre la station mobile et de la station de base, chaque onde par trajets multiples subit une variation apparente dans la fréquence. La variation dans la fréquence du signal reçu, due au mouvement, s'appelle l'effet Doppler. Elle est directement proportionnelle à la vitesse et à la direction du mouvement du récepteur par rapport à la direction de l'arrivée des ondes par trajets multiples.

2.2.2 Facteurs influençant l'évanouissement

Beaucoup de facteurs physiques dans la propagation du canal radio influencent l'évanouissement.

2.2.2.1 Propagation multiple

La présence d'objets responsables de diffusion et de réflexion dans le canal crée un environnement variant qui disperse l'énergie du signal en amplitude, en phase et dans le temps. Ces effets créent des versions multiples du signal transmis qui arrivent à l'antenne de réception, se déplaçant respectivement d'un endroit à l'autre dans le temps et dans l'orientation spatiale. La phase et les amplitudes aléatoires des différents composants par trajets multiples causent des fluctuations dans le signal, provoquant l'évanouissement et/ou la déformation du signal. La propagation par trajets multiples prolonge souvent le temps requis de la portion de la bande de base du signal pour atteindre le récepteur qui peut causer l'interférence inter symbole du signal.

2.2.2.2 Vitesse du mobile

Le mouvement relatif entre la station de base et la station mobile cause la modulation de la fréquence due aux différents effets Doppler sur chacun des composants par trajets multiples. Le signe de l'effet Doppler peut être positif ou négatif selon que le récepteur mobile s'éloigne ou s'approche de la station de base.

2.2.2.3 Vitesse des objets environnants

Si les objets dans le canal mobile sont en mouvement, ils provoquent des variations temporelles de l'effet Doppler sur les composants des trajets multiples. Si les objets environnants se déplacent à une vitesse plus importante que le mobile, alors cet effet domine l'évanouissement. Autrement, le mouvement des objets environnants peut être négligé et seule la vitesse du mobile est prise en compte.

2.2.2.4 Largeur de bande de transmission du signal

Si la largeur de bande transmise du signal radio est plus grande que la largeur de bande du canal par trajets multiples, le signal reçu sera faussé, mais la valeur reçue du signal ne s'atténue pas beaucoup, c'est-à-dire que l'évanouissement du signal ne sera pas significatif. Comme il sera démontré, la largeur de bande du canal peut être mesurée par la largeur de bande de cohérence qui est liée à la structure des trajets multiples spécifiques du canal. La largeur de bande de cohérence est une mesure de la différence maximale de fréquence pour laquelle des signaux sont encore fortement corrélés en amplitude. Si le signal transmis a une largeur de bande étroite par rapport au canal, l'amplitude du signal changera rapidement, mais le signal ne sera pas faussé en temps. Ainsi, les statistiques de l'amplitude du signal et la probabilité d'évanouissement du signal dépendent des amplitudes et des délais spécifiques du canal par trajets multiples, ainsi que de la largeur de bande du signal transmis.

2.2.3 Effet Doppler

Considérons un mobile en mouvement à une vitesse constante v , le long d'un segment de longueur d entre le point X et Y , alors qu'il reçoit des signaux d'une source S . La différence de longueur du trajet de l'onde depuis la source S du mobile au point X et Y est $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$, où Δt est le temps requis par le mobile pour se déplacer de X à Y et θ est supposé le même aux points X et Y puisque la source est très loin. La phase dans le signal reçu due à la différence dans les longueurs de trajet est donc

$$\Delta\phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos\theta \quad (2.17)$$

et par conséquent, le changement apparent de la fréquence, ou l'effet Doppler, est donné par

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos\theta \quad (2.18)$$

L'équation (2.18) lie l'effet Doppler à la vitesse du mobile et à l'angle spatial entre la direction du mobile et la direction d'arrivée de l'onde. De (2.18), on constate que si le mobile se déplace vers la direction de l'arrivée de l'onde, l'effet Doppler est positif, et si le mobile s'éloigne de la direction de l'arrivée de l'onde, l'effet Doppler est négatif.

2.2.4 Les canaux de communication : modèles mathématiques

Comme indiqué précédemment, le canal de transmission fournit le raccordement entre l'émetteur et le récepteur. Le canal physique, ou média, peut être une paire de fils qui porte le signal électrique, une fibre optique qui diffuse l'information par un faisceau lumineux modulé, un canal sous-marin par lequel l'information est transmise acoustiquement ou en espace libre pour lequel l'information du signal est transmise à l'aide d'une antenne. D'autres médias utilisés comme voies de transmission sont les supports d'informations tels que la bande magnétique, les disques magnétiques et les disques optiques.

Un problème commun à la transmission du signal, peu importe le canal, est le bruit additif. En général, le bruit additif est produit intérieurement par des composants employés pour mettre en application le système de communication. Le plus important, à la réception, est le bruit thermique. D'autres sources de bruit et d'interférences peuvent surgir de l'extérieur du système, telle que l'interférence des autres utilisateurs du canal. Lorsqu'un bruit ou une

interférence occupe la même bande de fréquence que le signal désiré, son effet peut être réduit au minimum par une conception appropriée du signal transmis et son démodulateur au récepteur. D'autres types de dégradations du signal peuvent être produits dans la transmission à travers un canal, l'atténuation du signal, la déformation de l'amplitude et de la phase et la déformation par trajets multiples.

L'effet du bruit peut être réduit au minimum en augmentant la puissance du signal transmis. Cependant, l'équipement et d'autres contraintes pratiques limitent le niveau de puissance dans le signal transmis. Une autre limitation de base est la largeur de bande disponible du canal. Une contrainte de largeur de bande est habituellement due aux limitations physiques du milieu et des composants électroniques employés pour mettre en application l'émetteur et le récepteur. Dans la conception des systèmes de communication pour la transmission de l'information au moyen de canaux physiques, il est primordial de construire les modèles mathématiques qui reflètent les caractéristiques les plus importantes du milieu de transmission. Par la suite, ce modèle est utilisé dans la conception des différents éléments du système de communication tels que l'encodeur du canal, le modulateur à l'émetteur et le démodulateur, l'égaliseur et le décodeur du canal au récepteur. Dans ce qui suit, nous fournissons une courte description des modèles du canal qui sont fréquemment employés pour caractériser plusieurs canaux physiques rencontrés et utilisés dans la pratique.

2.2.4.1 Le canal à bruit additif

Le modèle mathématique le plus simple pour une voie de transmission est le canal à bruit additif. Dans ce modèle, le signal $s(t)$ transmis est corrompu par un processus aléatoire de bruit additif $\eta(t)$. Physiquement, le bruit additif peut être dû à des composantes

électroniques et à des amplificateurs au niveau du récepteur du système de communication, ou encore par des interférences produites lors de la transmission. Si le bruit est principalement induit par les composantes électroniques et les amplificateurs du récepteur, il peut être caractérisé en tant que bruit thermique. Ce type de bruit est représenté par un processus Gaussien. Par conséquent, le modèle mathématique du canal est appelé canal Gaussien à bruit additif (AWGN – *Additive White Gaussian Noise*). L'atténuation du canal est donc facilement incorporée au modèle. Quand le signal subit une atténuation dans la transmission par le canal, le signal reçu est

$$r(t) = \alpha s(t) + \eta(t) \quad (2.19)$$

où α est le facteur d'atténuation et $\eta(t)$ est le bruit Gaussien de moyenne nulle et d'écart type σ .

2.2.4.2 Le canal à filtre linéaire

Dans quelques canaux physiques, par exemple les canaux avec fils dans le cas du téléphone, des filtres sont employés pour s'assurer que les signaux transmis n'excèdent pas les limitations de la largeur de bande indiquées et n'interfèrent pas entre eux. De tels canaux sont généralement caractérisés mathématiquement par un filtre linéaire avec un bruit additif. Par conséquent, si l'entrée du canal est donnée par un signal $s(t)$ alors la sortie $r(t)$ du canal vérifie

$$r(t) = s(t) * h(t) + \eta(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) s(t - \tau) d\tau + \eta(t) \quad (2.20)$$

où $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du filtre linéaire et (*) dénote le produit de convolution.

2.2.4.3 Le canal à filtre linéaire à temps variable

Des canaux physiques tels que les canaux acoustiques sous-marins et les canaux de radio ionosphériques se caractérisent par une propagation par trajets multiples à temps variable du signal transmis. Ils sont modélisés mathématiquement par des filtres linéaires à temps variable. De tels filtres linéaires se caractérisent par une réponse impulsionnelle du canal à temps variable $h(t, \tau)$, où $h(t, \tau)$ est la réponse du canal à un temps t due à une impulsion appliquée au temps $t - \tau$. Pour un signal d'entrée $s(t)$, le signal de sortie du canal est donné par

$$r(t) = s(t) * h(t, \tau) + \eta(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + \eta(t) \quad (2.21)$$

Un *bon* modèle de propagation du signal par trajets multiples pour les canaux de radios cellulaires ionosphériques et mobiles est celui où la réponse impulsionnelle à temps variable est de la forme suivante

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^N a_k(t) \delta(t - \tau_k) \quad (2.22a)$$

ou encore

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^N a_k e^{j2\pi f_k t} \delta(t - \tau_k) \quad (2.22b)$$

où $\{a_k(t)\}$ représente le facteur d'atténuation à temps variable pour le $k^{\text{jème}}$ trajet de propagation, $\{\tau_k\}$ est le délai correspondant et $\{f_k\}$ est l'effet Doppler. Le modèle de canal dans (2.22a) est souvent référé en tant que QMFS, tandis que (2.22b) démontre le comportement du canal en tant que PMFS. En appliquant (2.22a) à (2.21), le signal reçu aura la forme

$$r(t) = \sum_{k=1}^N a_k(t) s(t - \tau_k) + \eta(t) \quad (2.23)$$

Par conséquent, le signal reçu est constitué de N composantes dues aux trajets multiples, où chaque composante est une atténuation du signal $s(t)$ par $\{a_k(t)\}$ et retardé de $\{\tau_k\}$.

Les trois modèles mathématiques décrits ci-dessus caractérisent adéquatement la grande majorité des canaux physiques utilisés dans la pratique.

2.2.5 Paramètres des canaux par trajets multiples mobiles

Beaucoup de paramètres de canaux par trajets multiples sont dérivés des *profils de délais de puissance*. Les profils de délais de puissance sont mesurables et habituellement représentés à l'aide de graphes de la puissance relative reçue en fonction du *délai excessif* en respectant une référence de délai à temps fixe. Ils sont déterminés en moyennant les mesures des profils de délais de puissance instantanée dans un secteur local pour déterminer un profil moyen de délai de puissance à petite échelle. Selon la résolution du temps de l'impulsion et du type de canaux par trajets multiples étudié, les chercheurs choisissent souvent d'échantillonner au quart de la longueur d'onde et à travers les déplacements du récepteur pas plus grands que 6m dans des canaux externes (*outdoors*) et pas plus grands que 2 m dans des canaux internes (*indoors*) dans un intervalle de 450 MHz à 6 GHz [Rap96]. Cet échantillonnage à petite échelle évite la polarisation à grande échelle dans les statistiques de petite échelle résultantes.

2.2.5.1 Les paramètres de dispersion du temps et la largeur de bande de cohérence

Afin de comparer différents canaux par trajets multiples et d'énoncer quelques directives de conceptions générales pour les systèmes sans fil, les paramètres du mesurés du canal par trajets multiples sont souvent utilisés. La moyenne des délais excessifs, la valeur efficace du délai de propagation et les délais de propagation excessifs (τ_k) sont des paramètres du canal qui peuvent être déterminés à partir d'un profil de délai de puissance $P(\tau)$. Les propriétés dispersives du temps des canaux par trajets multiples à large bande sont généralement mesurées au moyen de la moyenne des délais excessifs $\bar{\tau}$ et la valeur efficace du délai de propagation σ_τ . La moyenne des délais excessifs est le premier moment du profil de délai de la puissance et est définie comme suit

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)}$$

(2.24) La valeur efficace du délai de propagation est la racine carrée du deuxième moment central du profil de délai de puissance et est définie par

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (2.25)$$

où

$$\tau^2 = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.26)$$

Ces délais sont mesurés relativement au premier signal discernable arrivant au récepteur à $\tau_0=0$. Les équations (2.24)-(2.26) ne sont pas basées sur le niveau de puissance absolu de $P(\tau)$, mais seulement sur les amplitudes relatives des composants par trajets multiples dans $P(\tau)$. Les valeurs typiques de la valeur efficace du délai de propagation sont de l'ordre des

micro-secondes dans des canaux radio mobiles externes et de l'ordre des nanosecondes dans des canaux radio internes [Rap96]. Il est important de noter que la valeur efficace du délai de propagation (équation 2.25) et la valeur moyenne des délais excessifs (équation 2.24) sont définies à partir d'un profil simple de puissance. Ce profil est la moyenne temporelle ou spatiale de mesures consécutives de la réponse impulsionnelle, rassemblées et ramenées à une moyenne dans un secteur local. Typiquement, de nombreuses mesures sont faites dans beaucoup de secteurs locaux afin de déterminer un modèle statistique des paramètres du canal par trajets multiples, pour un système de communication mobile dans un secteur à grande échelle.

Les délais excessifs maximums du profil de délai de la puissance sont définis comme les délais pendant lesquels l'énergie par trajets multiples chute à une valeur déterminée en dB, au-dessous du maximum. Dans la pratique, les valeurs pour $\bar{\tau}$, $\bar{\tau}^2$, et σ_τ dépendent du choix du seuil de bruit utilisé pour traiter $P(\tau)$. Le seuil de bruit est utilisé pour différencier les composants par trajets multiples reçus et le bruit thermique. Si le seuil de bruit est placé trop bas, alors le bruit sera traité comme un trajet multiple, et provoquera, de ce fait, des valeurs de $\bar{\tau}$, $\bar{\tau}^2$ artificiellement grandes. Il convient de noter que le profil de délai de la puissance et la réponse en fréquence du canal radio mobile sont liés au moyen de la transformée de Fourier. Il est donc possible d'obtenir une description équivalente du canal si le domaine de fréquence utilise ses caractéristiques de réponse en fréquence. Par similitude aux paramètres du délai de propagation dans le domaine du temps, la largeur de bande de cohérence est employée pour caractériser le canal dans le domaine des fréquences. La valeur efficace du délai de propagation et la largeur de bande de cohérence sont

inversement proportionnelles l'une de l'autre; bien que leur rapport exact soit une fonction de la structure exacte par trajets multiples. Sachant que le délai de propagation est un phénomène normal, provoqué par les trajets de réflexion et de dispersion dans le canal radio, la largeur de bande de cohérence, B_c , est une relation définie qui dérive de la valeur efficace du délai de propagation.

La largeur de bande de cohérence est une mesure statistique de la gamme des fréquences dans laquelle le canal peut être considéré "plat" (c.-à-d., un canal qui passe par tous les composantes spectrales avec un gain approximatif constant et une phase linéaire). En d'autres termes, la largeur de bande de cohérence est la gamme des fréquences dans laquelle deux composantes de fréquence offrent une forte corrélation d'amplitude. Deux sinusoïdes avec une séparation de fréquence plus grande que B_c seront affectées différemment par le canal. Si la largeur de bande de cohérence est définie comme largeur de bande pour laquelle la fonction de corrélation de fréquence est supérieure à 0.9, alors la largeur de bande de cohérence est approximativement

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_r} \quad (2.27)$$

Si la définition est modérée de telle sorte que la fonction de corrélation de fréquence soit supérieure à 0.5, alors la largeur de bande de cohérence est approximativement donnée par

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_r} \quad (2.28)$$

Il est important de noter qu'un rapport exact entre la largeur de bande de cohérence et la valeur efficace du délai de propagation n'existe pas.

2.2.5.2 L'étalement Doppler et le temps de cohérence

La largeur de bande de cohérence et les délais excessifs sont des paramètres qui décrivent la nature dispersive du canal dans le temps, dans un secteur local. Cependant, ils n'offrent pas d'informations sur la nature variable dans le temps du canal provoqué par des mouvements relatifs entre la station mobile et la station de base, ou par le mouvement des objets dans le canal. L'effet Doppler et le temps de cohérence sont des paramètres qui décrivent la nature variable dans le temps du canal dans une région de petite taille. L'étalement de Doppler, B_D , est une mesure de l'élargissement spectral causée avant que le taux de changement du canal radio mobile soit défini pour la gamme des fréquences au-dessus desquelles le spectre reçu de Doppler est essentiellement différent de zéro. Quand une tonalité sinusoïdale pure de la fréquence f_c est transmise, le signal du spectre reçu, appelé le spectre de Doppler, aura des composants dans la gamme $f_c - f_d$ à $f_c + f_d$, où f_d est le décalage Doppler. La quantité d'élargissement spectral dépend de f_d qui, selon l'équation (2.18), est une fonction de la vitesse relative du mobile et de l'angle entre la direction du mouvement du mobile et la direction de l'arrivée des ondes dispersées. Si la largeur de bande du signal de base est beaucoup plus grande que B_D , l'effet d'étalement Doppler est négligeable au niveau du récepteur. Le canal est dit à évanouissement lent. Le temps de cohérence T_c est la contrepartie dans le domaine du temps de l'étalement Doppler et il est employé pour caractériser la nature variable dans le temps de la fréquence dispersive du canal. L'effet Doppler et le temps de cohérence sont inversement proportionnels

$$T_c \approx \frac{1}{f_m} \quad (2.29)$$

Le temps de cohérence est réellement une mesure statistique de la durée pour laquelle la réponse impulsionnelle du canal est essentiellement invariable et qualifie la similitude de la réponse du canal à différents moments. En d'autres termes, le temps de cohérence est la durée pour laquelle deux signaux reçus présentent de fortes possibilités pour la corrélation d'amplitude. Si la largeur de bande réciproque du signal de bande de base est plus grande que la période de cohérence du canal, alors le canal changera pendant la transmission du message en bande de base, entraînant une déformation du signal au niveau du récepteur. Si le temps de cohérence est défini comme le temps où la fonction de corrélation de temps est supérieure à 0.5, alors le temps de cohérence est approximativement égal à

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (2.30)$$

où f_m est le décalage Doppler maximum. En pratique, un principe de base pour la communication numérique moderne consiste à définir le temps de cohérence comme moyenne géométrique de l'équation ci-dessus

$$T_c \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad (2.31)$$

La définition du temps de cohérence implique que deux signaux arrivant avec une séparation de temps plus grande que T_c seront affectés différemment par le canal.

2.2.6 Types d'évanouissement

Les types d'évanouissement rencontrés par un signal propagé dans un canal radio mobile dépendent de la nature du signal transmis et des caractéristiques du canal. Selon la relation entre les paramètres du signal (largeur de bande, période du symbole, etc...) et les paramètres du canal (valeur efficace du délai de propagation et étalement de Doppler), les différents signaux transmis subiront différents types d'évanouissement. La dispersion en temps et les mécanismes de dispersion en fréquence mènent à quatre effets distincts possibles (voir la figure 2.1) qui se manifestent selon la nature du signal transmis, du canal, et de la vitesse. Dans le cas de trajets multiples le délai de propagation caractérise l'évanouissement comme étant sélectif ou plat en fréquence. Quant à l'effet Doppler, il détermine la rapidité de l'évanouissement.

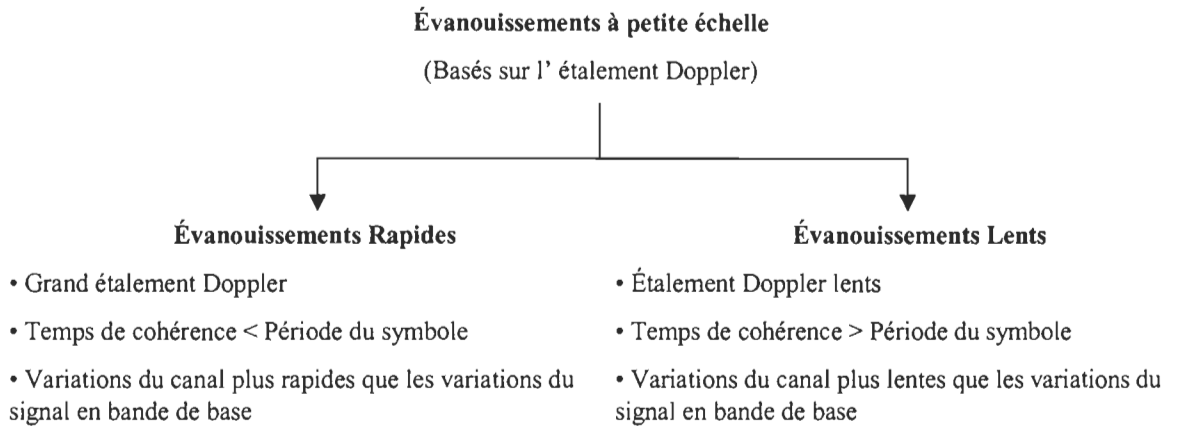
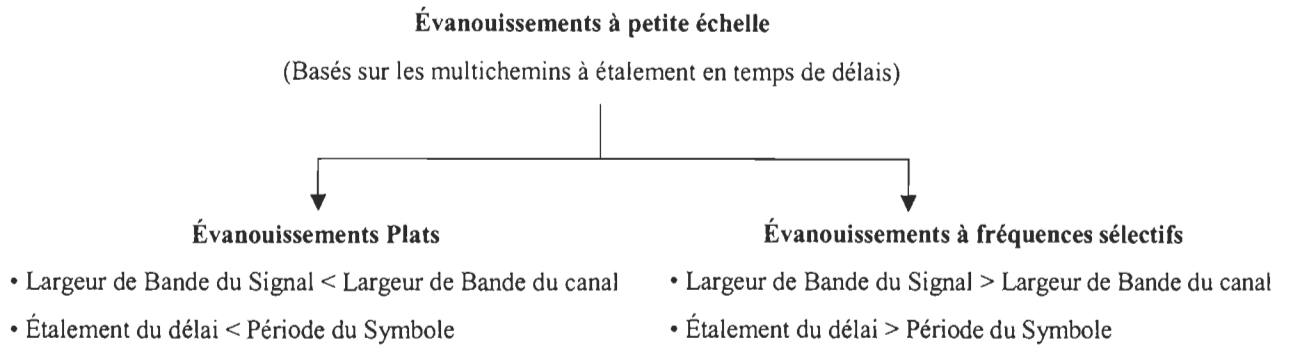


Figure 2.1 Types d'évanouissements à petite échelle (*types of small scale fading*) [Pro95]

Chapitre 3

Modèles statistiques à temps discret pour les canaux de transmission sans fil

3.1 Sommaire

Le calcul des gains des coefficients de la représentation en temps discret est fait pour un canal à trajets multiples peu variant dans le temps. Parmi les classes non dégénératrices de processus, celle connue sous le nom WSSUS (*Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*) et introduite par Bello [Bel63] montre une non-corrélation entre le temps de délai et le décalage Doppler. On suppose que le canal considéré est WSSUS localement [Hoe92]. Le modèle que nous proposons préserve la forme QMFS et des hypothèses sur le bruit multiplicatif sont posées afin de se conformer au modèle de Clark dans le cas d'un évanouissement plat [Cla68]. Une extension aux trajets multiples est présentée en utilisant plusieurs simulateurs d'évanouissement et en considérant des gains et des délais variables. Le modèle de Clark étendu aux trajets multiples se rapproche du modèle QMFS. Cependant, les coefficients multiplicatifs ont une distribution de Rayleigh (l'extension au Ricean est facilement réalisable). Le résultat obtenu est une solution approchée pour les

gains de “taps”. Des opérateurs de commutation [Put67] ayant une erreur majorée de $6f_D T^2$, où f_D est la fréquence maximale d'évanouissement en Hertz et T est la période du symbole en seconde, sont utilisés. Une extension à l'analyse en grande surface, cas où le modèle WSSUS ne peut pas être considéré, est rendue possible en utilisant une chaîne de Markov. Le choix du modèle QMFS par rapport au modèle PMFS est justifié par une meilleure prise en compte des éléments influençant l'évanouissement dans un canal de communication sans fil [Rap95].

Dans un premier lieu, l'évanouissement est provoqué par les changements relatifs dans les longueurs des trajets, qui induisent un évanouissement de type Doppler. Le modèle PMFS décrit bien ce comportement dans un canal en considérant un ensemble de réflecteurs stationnaires scintillants. Dès que l'environnement est défini, le processus d'évanouissement se développe d'une manière déterministe. Cependant des variations additionnelles dans l'environnement de propagation s'ajoutent en raison de variations aléatoires dans les amplitudes des composantes des trajets multiples. Cette deuxième cause d'évanouissement, en plus de l'effet Doppler, est décrit adéquatement pour le QMFS. Un filtre équivalent à temps discret a été développé moyennant quelques hypothèses et approximations. La modélisation à l'aide d'une chaîne de Markov constitue un ajout au modèle permettant de prendre en considération les canaux quasi-stationnaires.

Ces travaux sont présentés dans l'article constituant la section 3.2 du présent chapitre dont les principaux points de contribution sont :

1. Approximation du gain des coefficients du filtre transversal à temps discret du canal incluant la distribution des atténuations des trajets et leurs spectres, les distributions

des délais de trajets, le nombre de trajets, le filtre de formation d'impulsions, ainsi que le taux d'envoi des données et la modulation utilisée.

2. Présentation des résultats de simulation en terme de taux d'erreurs binaires (BER) d'une modulation QPSK pour différents canaux avec différentes vitesses de déplacement. La chaîne de Markov, représentée par son vecteur de probabilité quantifié à quatre états de la vitesse de déplacement de l'émetteur ou récepteur, est utilisée pour déduire la performance de la modulation QPSK dans le cas d'une large surface.

3.2 Article 1: Modèle statistique à temps discret basé sur l'évanouissement à modulation d'amplitude quadratique et chaîne de Markov pour les canaux par trajets multiples de type multi-WSSUS

"A Markov Chain and Quadrature Amplitude Modulation Fading Based Statistical Discrete Time Model for Multi-WSSUS Multipath Channel"

Cet article a été présenté à la conférence canadienne IEEE en génie électrique et informatique (CCGEI, CCECE – *Canadian Conference of Electrical and Computer Engineering*) à Toronto en mai 2001 [Ahm01].

A Markov Chain and Quadrature Amplitude Modulation Fading Based Statistical Discrete Time Model for Multi-WSSUS Multipath Channel

Messaoud AHMED OUAMEUR and Daniel MASSICOTTE

Department of Electrical and Computer Engineering, Université du Québec à Trois-Rivières
C.P. 500, Trois-Rivières, Québec, Canada, G9A 5H7
Tel. : (819)-376-5011 (3918), Fax : (819)-376-5219, Web: <http://lssi.uqtr.quebec.ca>
E-mail : {Ahmed_Ouaneur, Daniel_Massicotte}@uqtr.quebec.ca

ABSTRACT

The computation of the tap-gains of the discrete time representation of slowly time-varying multipath channel is investigated. The simplest nondegenerate class of processes which exhibits uncorrelated depressiveness in the time delay and Doppler shifts is known as the “wide sense stationary uncorrelated scattering”, (WSSUS) model introduced by Bello. The channel is assumed to be locally WSSUS. Our model preserves the Quadrature Modulation Fading Simulator (QMFS) form. Assumptions on the multiplicative noise are made to follow Clarke’s model for flat fading. An extension to multipath is provided by utilizing several fading simulators in conjunction with variable gains and time delays. Clarke’s model extended to multipath resembles QMFS. However, the multiplicative coefficients are claimed to be Rayleigh distributed (an extension to Ricean is easily deduced). The result is a closed form solution for tap gains, which was possible by the use of operator commuting with an error bound of $6 f_D T^2$. An extension to large area analysis – where the WSSUS assumption can not be in force – is made possible through the use of a Markov Chain. Finally, further comments and figure results are displayed.

I. INTRODUCTION

Mobile radio communication channels are time-varying multipath channels. Since the performance of digital radio communication systems is strongly affected by multipath propagation in the form of scattering, reflection, and refraction, it is necessary to investigate their statistical behavior, which leads to “suitable” stochastic channel models.

Small scale fading, or simply fading, is used to describe the rapid fluctuation of the amplitude of a radio signal over a short period of time or travel distance, so that large scale path loss effects may be ignored. Fading is caused by interference by two or more versions of the transmitted signal which arrive at the receiver at slightly different times. These waves combine at the receiver antenna to give a resultant signal which can vary widely in amplitude and phase, depending on the distribution of the intensity and relative propagation time of the waves and the bandwidth of the transmitted signal.

The communication literature uses two basic channel models: the phase modulation fading simulator (PMFS) and the quadrature modulation fading simulator (QMFS). The PMFS provided a clean analytical model that beautifully illustrates the fundamental channel functions. It also subsumes, via the theory of harmonizable processes, the QMFS. However, the QMFS permits a more compact and efficient coverage of channel concepts, statistical issues, and modeling techniques.

From the other side, several multipath models have been suggested to explain the observed statistical nature of the mobile channel. The first model presented by Ossana [4] was based on interference of waves incident and reflected from the flat sides of randomly located

buildings. Although Ossana's model [4] predicted flat fading power spectra that were in agreement with measurements in suburban areas, it assumes the existence of a direct path between the transmitter and the receiver, and is limited to a restricted range of reflection angles. Ossana's model is therefore rather inflexible and inappropriate for urban areas where the direct path is almost always blocked by buildings or other obstacles. Clarke's model [3] is based on scattering and is widely used.

The computation of the tap-gains $\{h_k\}$ of the discrete time representation of slowly time-varying multipath channel is investigated. The simplest nondegenerate class of processes which exhibits uncorrelated depressiveness in the time delay and Doppler shifts is known as the "wide sense stationary uncorrelated scattering" (WSSUS) model introduced by Bello [1]. The proposed model preserve the QMFS form. Assumptions on the multiplicative noise are made to follow Clarke's model for flat fading. An extension to multipath is provided by utilizing several fading simulators in conjunction with variable gains and time delays [2] (see Fig. 2). Clarke's model extended to multipath resembles QMFS. However, the multiplicative coefficients are claimed to be Rayleigh distributed (extension to Ricean is easily deduced) [3].

The Monte Carlo principle for random variable generation is used by constructing the images of a uniformly distributed generated random variable according to the inverse of the desired distribution. The tap representation is stemmed by invoking the slow fading assumption and operator commuting with an error bound of $6 f_D T^2$, where f_D is the fade rate and T is the symbol rate. Literature on operator permutation is abundant [5], [6].

The paper is organized as follows: section II introduces the Clarke model for flat fading and the spectral shape due to Doppler spread. Accordingly, the relevant simulator is introduced. Delay generation using Monte Carlo concept is provided. Section III assumes the problem set up and QMFS like channel response model. Derivation of the closed form tap-gains for the equivalent discrete time filter is performed. In Section IV, while the models described above deal with small scale fluctuation given a fixed pre-assumed or a field measured Doppler spectrum and multipath structure, an M-state Markov chain is applied to represent the Doppler spectrum change while keeping the same multipath structure (same delay and Doppler distributions). The Markov chain can be tailored to include both Doppler spectrum as well as environmental changes. Section V concludes with a comparative debate on the choice of QMFS over PMFS and further comments.

II. CLARKE'S MODEL FOR FLAT FADING

Clarke [3] developed a model where the statistical characteristics of the electromagnetic fields of the received signal at the mobile are deduced from scattering. The model assumed a fixed transmitter with a vertically polarized antenna. The field incident on the mobile antenna is assumed to be comprised of R azimuthal plane waves with arbitrary carrier phases, arbitrary azimuthal angles of arrival and each wave having equal average amplitude. It should be noted that the equal average amplitude assumption is based on the fact that in the absence of a direct wave line-of-sight path, the scattered components arriving at a receiver will experience similar attenuation over small-scale distance.

The vertically polarized plane waves arriving at the mobile have E and H filed components given by

$$E_z = E_0 \sum_{n=1}^R C_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \quad (1a)$$

$$H_x = -E_0 / \eta \sum_{n=1}^R C_n \sin \alpha_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \quad (1b)$$

$$H_y = -E_0 / \eta \sum_{n=1}^R C_n \cos \alpha_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \quad (1c)$$

where E_0 is the real amplitude of the local average E -field, C_n is a real random variable representing the amplitude of the individual waves, η is the intrinsic impedance of the free space, f_c is the carrier frequency and α_n is the angle of arrival of the incident wave with respect to the direction of the motion of the mobile (assumed in the x -axis in our case). This induces a Doppler shift of $f_n = \frac{v}{\lambda} \cos(\alpha_n)$ and the random phase of the n^{th} arriving component is given by θ_n . The amplitudes of the E - and H -field are normalized such that the ensemble average of the C_n 's is given by $\sum_{n=1}^R \overline{C_n^2} = 1$. Since the Doppler shift is very small when compared to the carrier frequency, the three field components may be modeled as a narrow band random processes. For sufficiently large R , the envelope of the received E -field, $E_z(t)$ is given by

$$|E_z(t)| = \sqrt{T_c^2(t) + T_s^2(t)} = r(t) \quad (2)$$

where $T_c(t) = E_0 \sum_{n=1}^R C_n \cos(\theta_n)$ and $T_s(t) = E_0 \sum_{n=1}^R C_n \sin(\theta_n)$ are Gaussian random variables. It can be shown through a Jacobean transformation that the random received signal envelope $r(t)$ has a Rayleigh distribution given by

$$p(r) = \begin{cases} r/\sigma^2 \exp(-r^2/2\sigma^2) & 0 \leq r < +\infty \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (3)$$

where $\sigma^2 = E_0^2/2$. Gans [7] developed a spectral analysis for Clarke's model. For a continuous wave signal of frequency f_c , Gans showed that the power spectrum density $S(f)$ of the received signal can be expressed as

$$S(f) = \begin{cases} \frac{A[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]}{f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}} & |f - f_c| \leq f_m \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (4)$$

where A denotes the average received power with respect to an isotropic antenna, $p(\alpha)d\alpha$ denotes the fraction of the total incoming power within $d\alpha$ of the angle α , $G(\alpha)$ is the azimuthal gain pattern of the mobile antenna as a function of the angle of arrival and f_m is the maximum Doppler shift. For the case of vertical $\lambda/4$ antenna ($G(\alpha) = 1.5$), and a uniform distribution $p(\alpha) = 1/(2\pi)$ over 0 to 2π , the power spectrum density $S(f)$ is given by

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1.5}{\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}} & |f - f_c| \leq f_m \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (5)$$

The spectral shape of the Doppler spread determines the time domain fading waveform and dictates the temporal correlation and fade slope behaviors.

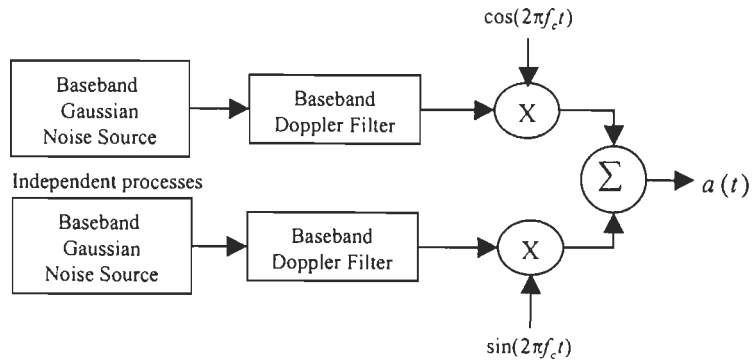


Fig. 1 Simulator using quadrature amplitude modulation with baseband Doppler filter.

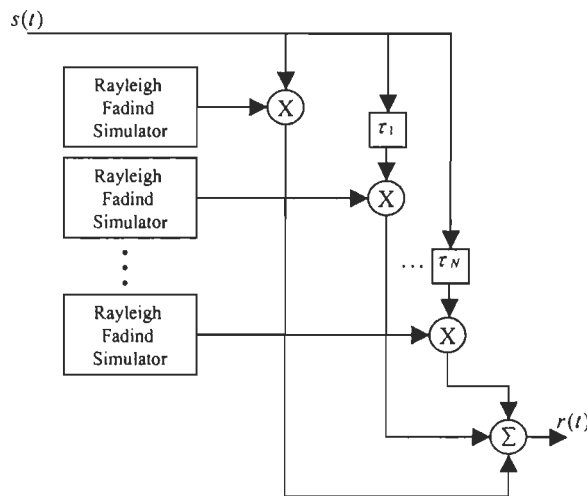


Fig. 2 A signal may be applied to a Rayleigh fading simulator to determine performance in a wide range of channel conditions. Both flat and frequency selective fading conditions may be simulated.

Figure 1 shows the implementation of the Clarke&Gans's model. Two independent Gaussian low pass noise sources are used to produce in-phase and quadrature fading branches. Each Gaussian source may be formed by summing two independent Gaussian

random variables which are orthogonal (i.e., $g=a+j b$, where a and b are real Gaussian random variables and g is complex Gaussian). By using the spectral filter defined by equation (5) to shape the random signals in the frequency domain, accurate time domain waveforms of Doppler fading can be produced by using an inverse fast Fourier transform at the last stage of the simulator.

Smith [8] showed a simple computer program that implements Fig. 1. His method uses a complex Gaussian random generator (noise source) to produce a baseband line spectrum with complex weights in the positive frequency band. The maximum frequency component of the line spectrum is f_m . Using the property of real signals, the negative frequency components are constructed by simply conjugating the complex Gaussian values obtained for the positive frequencies. Note that the IFFT of this signal is purely real Gaussian random process in the time domain which is used in one of the quadrature arms shown in Fig. 1. The random valued line spectrum is then multiplied with a discrete frequency representation of $\sqrt{S(f)}$ having the same number of points as the noise source. To handle the case where equation (5) approaches infinity at the passband edge. Smith truncated the value of $S(f_m)$ by computing the slope of the function at the sample frequency just prior to the passband edge and extended the slope to the passband edge. Simulations using the architecture in Fig. 1 are usually implemented in the frequency domain using complex Gaussian line spectra to take advantage of easy implementation of equation (5). This in turn, implies that low pass Gaussian noise components are actually a series of frequency components (line spectrum from $-f_m$ to $+f_m$), which are equally spaced and each have a complex Gaussian weight.

Several Rayleigh fading simulators may be used in conjunction with variable gains and time delays to produce frequency selective fading effects. This is shown in Fig. 2 and respect the QMFS form. Fig. 3 is a histogram display of the simulated multiplayer coefficients $a_k(t)$ that show a Rayleigh distribution with Gans-like spectrum as displayed in Fig. 3b. To generate the delay τ_n 's that assume a certain distribution $p(\tau)$, according to Monte Carlo principle, it is convenient to establish a uniformly distributed noise generator with outputs $\mu_n \in [0,1)$, and to calculate τ_n by a functional transformation

$$\tau_n = g_\tau(\mu_n) = p_\tau^{-1}(\mu_n) \text{ with } 0 \leq \mu_n < 1 \quad (6a)$$

As an example [9], consider the one sided exponentially distributed pseudo-random variable τ_n , a model which is often used for the delay power spectrum

$$p_\tau(\tau) = a \exp(-\tau/b) \text{ with } 0 \leq \tau \leq c \quad (6b)$$

which leads to

$$g_\tau(\mu_n) = -b \log_e(1 - \mu_n(1 - \exp(-c/b))) \quad (6c)$$

III. THE DISCRETE TIME CHANNEL MODEL:

QMFS BASED MODEL

An end to end wireless channel simulation requires that the channel model be imbedded between a simulated transmitter and receiver. Since it needs only to model at symbol rate but requires assumptions about the passband processing, baseband simulation is used. We make explicit the modeling assumptions. Fig. 4 illustrates the set up for a baseband simulation. A complex sequence $\{s_k\}$ is to be transmitted. In the D/A block, $\{s_k\}$ modulates

a sequence of impulses that are then filtered by the transmitter's pulse-shaping filter

$$p_{Tx}(t).$$

The baseband transmission is then

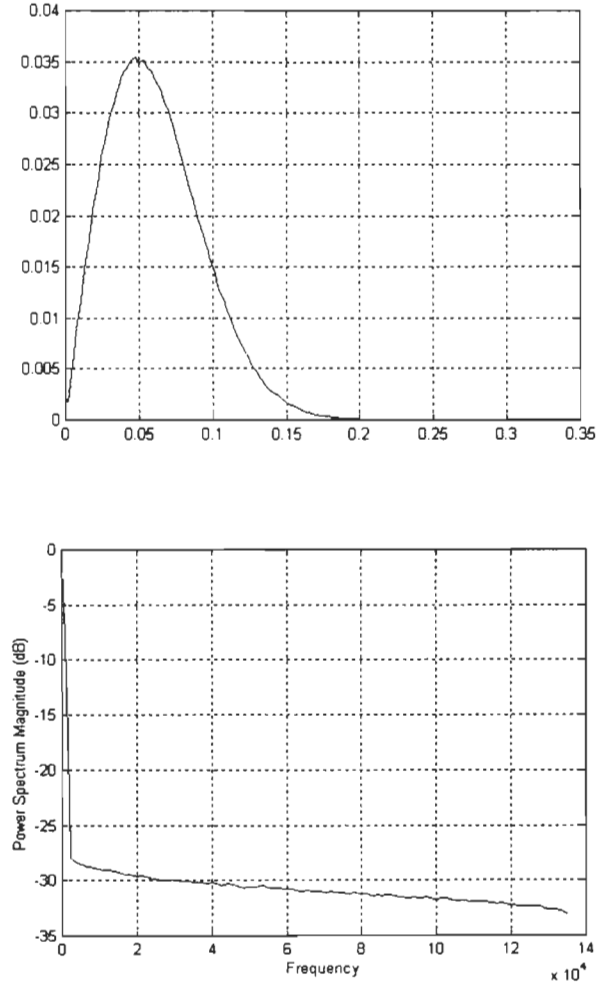


Fig. 3 Rayleigh distribution density (a) and Power spectrum density (b) for the generated Rayleigh random variables.

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s_k p_{Tx}(t - kT) \quad (7)$$

After passing through the base band time-varying channel, the signal at the receiver's antenna $r(t)$ is corrupted by additive noise $\eta(t)$, and matched by the receiver's filter $p_{Rx}(t)$. The baseband signal at the input of the receiver's A/D is

$$y(t) = p_{Rx} * r(t) + p_{Rx} * \eta(t) \quad (8)$$

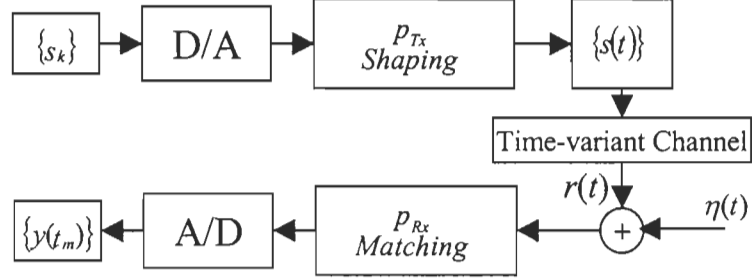


Fig. 4 Block diagram of the baseband transmitter, time-varying channel and receiver.

A QMFS-like model suggested is given through the input delay spread function

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \delta(\tau - \tau_n) \quad (9)$$

where $\{a_n(t)\}$ is assumed to be jointly wide sense stationary (JWSS), uncorrelated random process following Clarke & Gans's model and τ_n is the n^{th} path delay.

The channel of equation (9) acts on the input signal as

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau = \sum_{n=1}^N a_n(t) s(t - \tau_n) \quad (10)$$

to explicitly develop the equivalent digital baseband and hence a closed form for the tap coefficients are derived.

We make the following assumptions.

Assumption 1: Linear modulation: the signal $s_{RF}(t)$ transmitted at RF is obtained from $s(t)$ as

$$s_{RF}(t) = s(t) \exp(j2\pi f_c t) \quad (11)$$

Assumption 2: Linear demodulation: the received baseband signal $r(t)$ is demodulated from the received RF signal as

$$r(t) = \exp(-j2\pi f_c t) \int_{-\infty}^{+\infty} h_{RF}(t, \tau) s_{RF}(t - \tau) d\tau \quad (12)$$

where $h_{RF}(t, \tau)$ is the RF input delay spread function.

Assumption 3: Perfect synchronization: the received and transmitter operates from the same clock.

Assumption 4: Matched filtering: the convolution of the transmitter filter $p_{Tx}(t)$ and the receiver filter $p_{Rx}(t)$ is a raised cosine filter $\chi(t)$.

Then assumptions 1-3 determine the baseband received antenna input as

$$x(t) = r(t) + \eta(t) \quad (13)$$

from which the input to the receiver's detector is

$$\begin{aligned} y(t) &= p_{Rx} * x(t) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} s_k \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} p_{Rx}(\mu) h(t - \mu, t - \mu - \tau) p_{Tx}(\tau - kT) d\mu d\tau + p_{Rx} * \eta(t) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=1}^N s_k \int_{-\infty}^{+\infty} p_{Rx}(\mu) a_n(t - \mu) p_{Tx}(t - \mu - \tau_n - kT) d\mu + p_{Rx} * \eta(t) \end{aligned} \quad (14)$$

we invoke the slow fading assumption.

Ass5: Slow fading: the maximal spectral extent of the f_n 's are small with respect to the spectral extent of the receiver filter $p_{Rx}(t)$.

Mathematically, we claim the following [5], [6]

$$\begin{aligned}
& \int_{-\infty}^{+\infty} p_{Rx}(\mu) a_n(t - \mu) p_{Tx}(t - \mu - \tau_n - kT) d\mu \\
& \cong a_n(t) \int_{-\infty}^{+\infty} p_{Rx}(\mu) p_{Tx}(t - \mu - \tau_n - kT) d\mu \\
& \cong a_n(t) \chi(t - \tau_n - kT)
\end{aligned} \tag{15}$$

with a mean square error bounded by $6 f_D T^2$ using operator commuting [5] and

$$\chi(t - \tau_n - kT) \cong \int_{-\infty}^{+\infty} p_{Rx}(\mu) p_{Tx}(t - \mu - \tau_n - kT) d\mu. \quad \text{By Assumption 3, synchronized}$$

sampling at time instants $t_m = mT$ is possible (oversampling is possible)

$$\begin{aligned}
y(t_m) &= p_{Rx} * r(t) + p_{Rx} * \eta(t) \Big|_{t=t_m} \\
&\cong \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=1}^N a_n(mT) \chi((m-k)T - \tau_n) s_k + p_{Rx} * \eta(mT)
\end{aligned} \tag{16}$$

This is the foundational equation for the digital QMFS like model. One can further write

$$\begin{aligned}
p_{Rx} * r(t) &\cong \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=1}^N a_n(mT) \chi((m-k)T - \tau_n) s_k \\
&\cong \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h(m, k) s_{m-k}
\end{aligned} \tag{17}$$

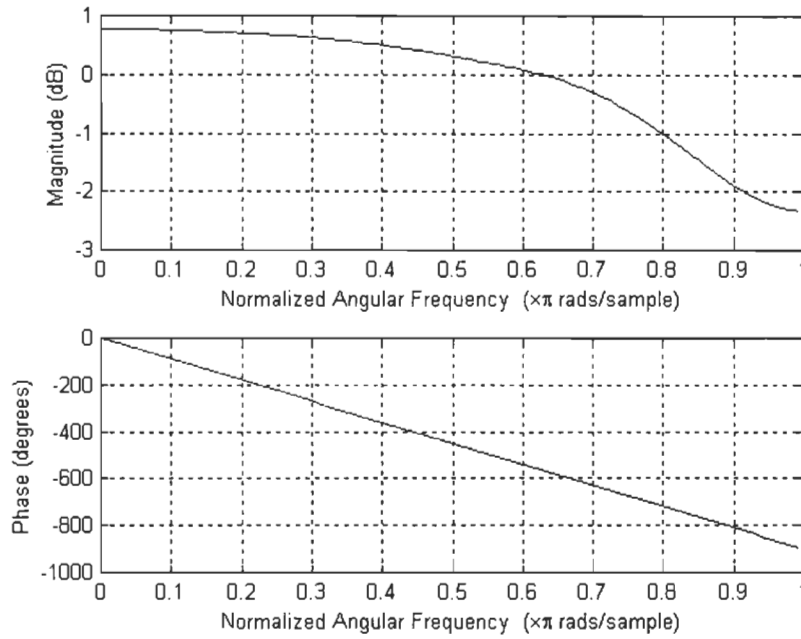
where $h(m, k) = \sum_{n=1}^N a_n(mT) \chi(kT - \tau_n)$ denotes the tap filter coefficients in a closed form.

Since $\chi(t)$ is a decreasing function in time, $h(m, k)$ can be neglected for $k > L$.

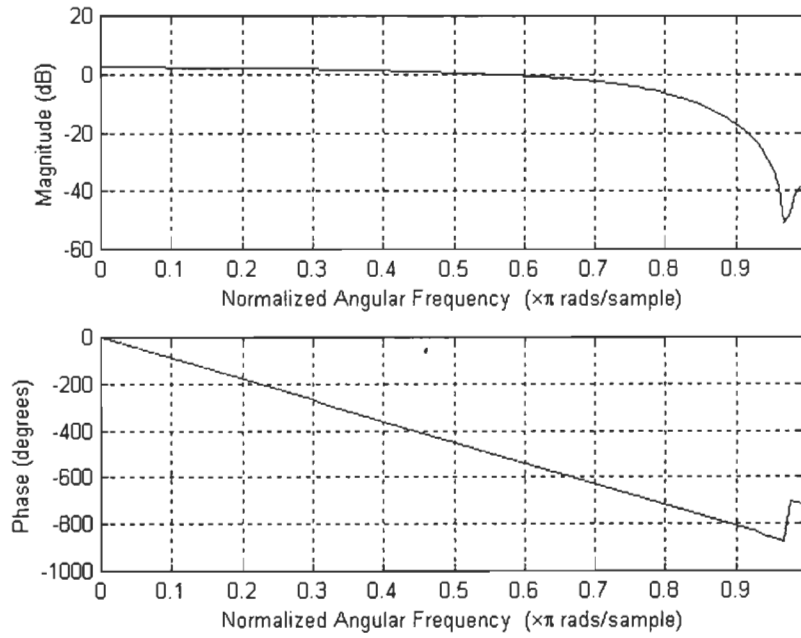
Assuming the channel to be locally time invariant (an assumption usually taken as a constraint for sequence based channel estimation), the digital equivalent tap filter coefficients can be written as

$$h(k) = \sum_{n=1}^N a_n \text{RaisedCo}(kT - \tau_n) \tag{18}$$

Fig. 5 is the frequency domain representation of the tap-gains $\{h(k)\}$ with a mobile speed of 0 km/h, 20 km/h, 50 km/h, and 80 km/h, the carrier frequency $f_c = 800$ MHz, $\lambda/4$ vertical antenna, $T=3.7 \mu\text{s}$, $\beta=0.25$ (the raised cosine roll off factor). The simulation setup for the parameters a, b and c of (6) is 1, 1 μs , and 5 μs respectively.



a)



b)

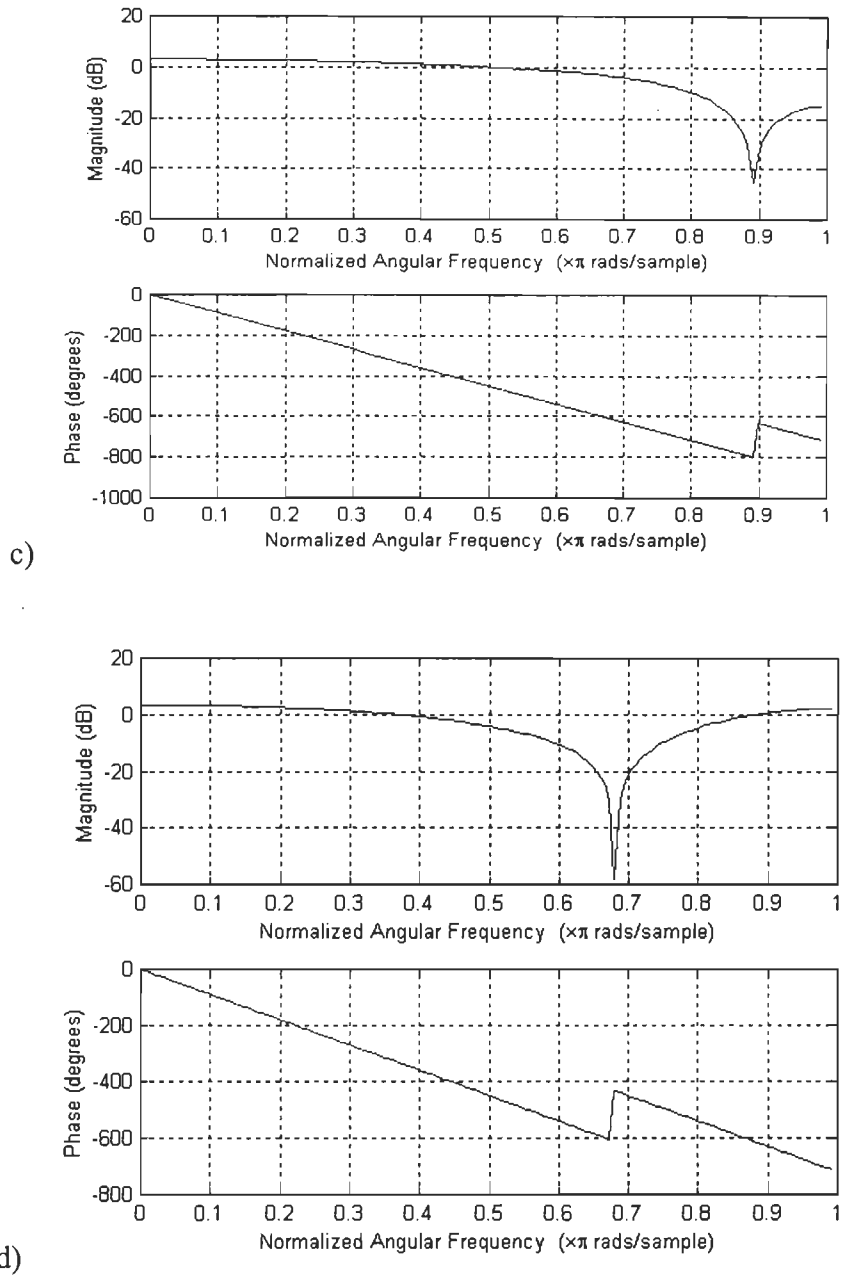


Fig. 5 Frequency domain representation of the 12 tap-gains $\{h(k)\}$ with a mobile speed of a) 0 km/h, b) 20 km/h, c) 50 km/h, and d) 80 km/h with the carrier frequency $f_c=800$ MHz, $\lambda/4$ vertical antenna, $T=3.7 \mu\text{s}$, $\beta=0.25$ (the raised cosine roll off factor). The simulation setup for the parameters a, b and c of (6) is 1, 1 μs , and 5 μs respectively.

IV. CHANNEL MODEL FOR DOPPLER SPECTRUM VARYING CHANNEL

As the vehicle moves from one location to another, the environmental properties vary resulting in a nonstationary statistical character of the received signal. The slowly varying environmental characteristic within a small area (assumption) drives us to put in force the quasi-stationarity of the large area. Consequently channels can be viewed as operating in one of a finite number of possible channel states.

The case we invoke here may sound far from reality, just to make the problem mathematically tractable we assume that the mobile undergoes different states under which only the Doppler spectrum width change due to speed changes.

For a given large area, the mobile can move with different speeds v_i for $i=1,2,\dots,M$ which define M different Doppler spectrums. The channel model is a set of tuple (h_i, p_i) for $i=1,2,\dots,M$ where p_i represents the state probability.

The switching process between states is described by the transition probability matrix. The transition probabilities are assumed to be constant during each state. The transition probability matrix is given in the form

$$P_{tr} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & \cdots & p_{1M} \\ p_{21} & p_{22} & \cdots & p_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{M1} & p_{M2} & \cdots & p_{MM} \end{bmatrix} \quad (19)$$

the matrix of the state probabilities is defined as $P_{tr} = [p_1, p_2, \dots, p_M]$.

An application is to study the system performance under different states and/or deduce the average performance as it is shown below for the probability of error for QPSK

modulation. The conditional bit error probability for QPSK modulation given the i^{th} channel state $\{h_i\}$ is P_{bQPSK/h_i} .

The average bit error probability is the i^{th} state is given by

$$P_{bQPSK_i} = \int_{h(0)} \cdots \int_{h(L-1)} P_{bQPSK/h_i} pdf(h(0), h(1), \cdots, h(L-1)) dh(0) dh(1) \dots dh(L-1) \quad (20)$$

The average bit error rate (BER) at the output of the demodulator for M states Markov chain model is given by

$$P_{bQPSK} = \sum_{i=1}^M P_{bQPSK_i} P_i \quad (21)$$

Fig. 6 is a BER performance under a simple Gaussian channel and under the QMFS-like Clarke&Gans based model for different mobile speeds.

V. DISCUSSION AND FINAL REMARKS

The choice of the QMFS model over the PMFS model is done based on reasonable arguments on what causes fading in a wireless communication channel. Basically there are two causes, the first is attributed to the relative changes in the paths lengths of the multipath components, hence inducing Doppler fading. PMFS is regarded as suitable for describing this channel behavior. This fading model describes a collection of stationary but scintillating reflectors. Once this environment is defined, the fading process develops in a deterministic fashion. The second cause of fading is the time-varying nature of the propagation environment. This type of fading process is more adequately described by the QMFS. This model not only accommodates Doppler-induced fading, but also additional variations in the propagation environment through the random temporal variations of the

$\{a_n(t)\}$'s. Further derivations of the discrete time equivalent filter are done at a certain cost (with an error bound), and the assumptions regarding the $\{a_n(t)\}$'s. The Markov chain modeling is an issue to be incorporated in the model to handle the large area analysis for quasi-stationary channels.

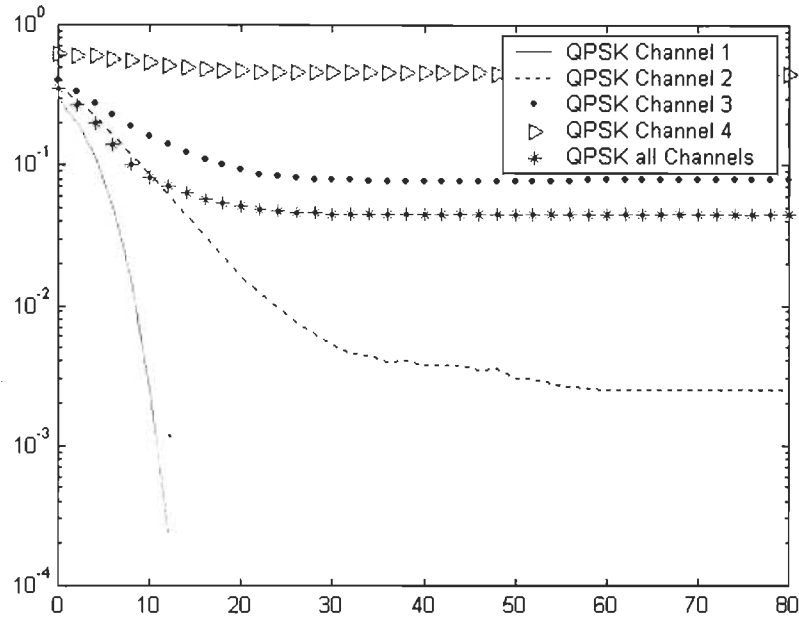


Fig. 6 BER vs SNR performance over the four channels h1, h2, h3, and h4 with the frequency spectrums shown in Fig. 5. The "QPSK all Channels" denotes the over all performance taking into account the state probability $p=[0.57 \ 0.20 \ 0.16 \ 0.07]$ (Markov chain).

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors wish to thank the financial support of the Fonds FCAR Québec and the Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada for their financial support.

REFERENCES

- [1] P. A. Bello, "Characterization of randomly time invariant linear channels," IEEE Trans. Commun. Syst., Vol. CS-11, pp. 360-393, Dec. 1963.
- [2] T. S. Rappaport, "Wireless Communications: Principles & Practice", Prentice Hall, 1996.
- [3] R. H. Clarke, "A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception," Bell Systems Technical Journal, Vol. 47, pp. 957-1000, 1968.
- [4] J. Jr. Ossana, "A Model for Mobile Radio Fading due to Building Reflections: Theoretical and Experimental Fading Waveform Power Spectra", Bell Systems Technical Journal, Vol. 43, No. 6, pp. 2935-2971, November 1964.
- [5] J. G. Proakis, "Digital Communications", 3rd edition, McGraw-Hill, 1995.
- [6] C. R. Putnam, "Commutation Properties of Hilbert Space Operators", Springer-Verlag, New York, 1967.
- [7] M. J. Gans, "A Power Spectral Theory of Propagation in the Mobile Radio Environment", IEEE Trans. Vehic. Tech., Vol. VT-21, pp. 27-38, February 1972.
- [8] J. I. Smith, "A Computer Generated Multipath Fading Simulation for Mobile Radio", IEEE Trans. Vehic. Tech., Vol. VT-24, No. 3, pp. 39-40, Aug. 1975.
- [9] P. Hoehner, "A Statistical Discrete Time Model for wireless WSSUS Multipath Channel," IEEE Trans. Vehic. Tech., Vol. 41, No. 4, pp. 461-468, Nov. 1992.

Chapitre 4

Estimation des canaux de transmission sans fil

4.1 Sommaire

Les systèmes de communication numériques, qui fonctionnent dans des canaux à temps variables, utilisent une trame binaire qui se compose d'un bloc de données connues et un bloc de données utiles [Mil83]. La séquence d'entraînement au début de chaque bloc, les données utiles, est utilisée pour adapter un égaliseur et/ou un détecteur d'une séquence de données à la présence des interférences intersymboles (ISI – *Interference InterSymbol*) [Pro95]. Cet article traite de l'utilisation des séquences de Schroeder pour l'estimation du canal (*start up*) dans les systèmes de communication à trames dans des canaux à temps dispersif et à fréquences sélectives. Les séquences de Schroeder de longueurs comparables à celles présentées dans la littérature, démontrent des performances très proches des séquences optimales conçues en utilisant les techniques DFT [Tel99] ou en utilisant les moindres carrés [Cro91]. Les résultats de performances sont montrés pour les séquences de

Schroeder de longueur binaire de 36 et 28 (le choix de 28 bits est motivé par le standard GSM).

Deux aspects fondamentaux du problème d'identification du canal sont à prendre en compte : (i) l'estimation du canal à partir d'une séquence initiale d'entraînement (*start up*) et (ii) la poursuite du canal (*channel tracking*).

La séquence initiale a été traitée en utilisant des l'approche des moindres carrés ou DFT. Même si l'inverse de la matrice de corrélation est inclu dans le calcul des moindres carrés, la solution demeure relativement simple car la matrice est fonction d'une séquence initiale d'entraînement connue. Ceci permet le calcul et le stockage de l'inverse de cette matrice. De l'autre côté, l'utilisation de la DFT nécessite la connaissance de la transformée de Fourier de la séquence qui peut être aussi précalculée et stockée. Une étude comparative en terme de complexité et d'allocation mémoire a été réalisée [Tel99]. La conception de séquences optimales est essentiellement faite par ordinateur pour optimiser les performances en terme d'erreur quadratique minimale en utilisant les moindres carrés; en termes du facteur de perte en gain pour une séquence donnée en utilisant la DFT. Ainsi, plus le facteur de perte en gain est faible plus la séquence est optimale (pour le calcul DFT), et/ou plus le rapport signal sur erreur estimée est grand meilleur est (pour le calcul en moindres carrées). Les séquences optimales créées pour les deux méthodes de calcul, DFT ou moindres carrées, montrent de mauvaises performances si elles sont traitées par d'autres méthodes. Par contre, la séquence de Schroeder montre non seulement des performances proches de l'optimal pour les deux méthodes de calcul, mais permet aussi de générer des séquences de longueurs binaires arbitraires. Ces séquences démontrent alors des performances mesurées comparables aux séquences optimales.

4.2 Article 2: Séquences de Schroeder pour l'estimation du canal à temps dispersif et fréquence sélective en utilisant la transformée discrète de Fourier et les méthodes de la somme des moindres carrées des erreurs

"Schroeder Sequences for Time Dispersive Frequency Selective Channel Estimation using DFT and Least Sum of Squared Errors Methods"

Cet article a été présenté à une des plus importantes conférences internationales en traitement des signaux soit *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing* (ICASSP) qui a eu lieu à Orlando en mai 2002 [Ahm02].

Schroeder Sequences for Time Dispersive Frequency Selective Channel Estimation using DFT and Least Sum of Squared Errors Methods

Messaoud AHMED OUAMEUR and Daniel MASSICOTTE

Université du Québec à Trois-Rivières, Department of Electrical and Computer Engineering
C.P. 500, Trois-Rivières, Québec, Canada, G9A 5H7
Tel. : (819)-376-5011 (3918), Fax : (819) 376-5219, Web: <http://lssi.uqtr.quebec.ca>
E-mail : {Ahmed_Ouameur, Daniel_Massicotte}@uqtr.ca

ABSTRACT

Digital communication systems operating on time varying dispersive channels often employ a signalling format in which customer data are organized in blocks preceded by a known sequence. The training sequence at the beginning of each block is used to train an adaptive equalizer and/or data sequence detector to combat intersymbol interference (ISI). This paper addresses the problem of comparing the Schroeder sequences as a very close to optimal training sequence for channel estimation (start up) in communication systems over time dispersive frequency selective channels. Schroeder sequences of comparable lengths to the designed –computer searched- sequences demonstrated a tight performance for both the optimal sequences designed using Discrete Fourier Transform (DFT) technique and the sequences designed via Least Sum of Squared Errors (LSSE) channel estimation. Performance results are provided for Schroeder sequences of lengths 36 and 28 (the choice of 28 is driven by the fact that channel estimation sequences for GSM system are of length 28).

I. INTRODUCTION

Channel estimation is an essential issue upon which the performance of digital communication systems depends [1]. For burst-transmission digital communication systems, e.g., Time Division Multiple Access (TDMA), channel (in the form of a discrete time equivalent tap filter) estimation is required for maximum likelihood sequence receivers [1] and noniterative equalizers [2]. A typical data burst consists of several blocks of user data and a predetermined training sequence which is used to estimate the channel impulse response.

The problem is to estimate an RF channel (the tap gains) from a transmitted sequence known to the user, which is the topic of our paper. Channel estimation can be done using a Wiener filter or the DFT. In general, to estimate L channel taps with a length N channel estimation sequence, the Wiener filter needs to store the complex filter coefficient (which can be pre-computed given the autocorrelation function of the channel estimation sequence) and to perform complex multiplications. Similarly, the DFT method [3] involves sending a channel estimation sequence whose DFT is stored at receiver. Each bin of the N -point DFT of the received sequence is divided by the corresponding bin of the stored DFT to give an N -point vector, the inverse DFT (IDFT) of which gives the channel estimates. Sequences with impulse like correlation function are suitable for channel estimation (and other applications [4]), and the problem of finding such sequences has received a great deal of attention in the past [5]. For instance, [6], [7] consider channel estimation given a known training sequence. Following the least-squares (LS) philosophy, [6] presents algorithms for optimal unbiased channel estimation with aperiodic spread spectrum signals for white or

nonwhite noise. Optimum unbiased channel estimation given white noise is considered in [8] following a maximum likelihood (ML) approach. Milewski [9] provides a construction for some poly phase (but not binary) perfect autocorrelation sequences. Depending on the rate at which the channel changes with time, there may or may not be a need to further track the channel variations during the customer data sequence. In this paper we are concerned with the problem of channel response estimation during the training block. Examples of systems where this is an important problem include TDMA cellular mobile radio and HF digital radio systems.

The Least Sum of Squared Errors (LSSE) approach to channel estimation is similar to a correlation method, where a portion of the training sequence is correlated with shifted versions of the received signal. However, the correlation method requires twice as many guard symbols as the LSSE approach to obtain the same approximate processing gain. As will be shown, the LSSE approach requires a precursor of length equal to the channel memory, L , whereas the correlation method requires both a precursor and a postcursor of the same length. Only the LSSE approach is considered here. The start up training sequence will be referred to as the preamble.

Optimal sequences for channel estimation using discrete Fourier transform techniques was treated in [3]. The processing is done in the frequency domain. [3] addresses the problem of selecting the optimum training sequence for channel estimation in communication systems over time depressive channels. By processing in the frequency domain, a new explicit form of search criteria is found, the gain loss factor (GLF), which minimizes the variance of the estimate error and is easy to compute. Theoretical upper and lower bounds on the GLF are derived in [3]. An efficient directed search strategy and optimal sequences up to length 42

are given. These sequences are optimal only for frequency domain estimation, not for time domain estimation. An LSSE algorithm is used to estimate an initial channel response from a short preamble training sequence. Optimum training sequences are found and tabulated for different channel response and training sequence lengths. The quality of a training sequence, for a given channel length, is determined by the normalized signal-to-estimation-error (SER'), normalized with respect to the signal-to-noise ratio. A simple expression for the SER' is obtained that only depends on the training sequence. Upper bounds on the SER' are also derived [10]. A method of generating 'perfect' preamble training sequence is given in [10]. A training sequence is said to be perfect if its associated preamble correlation matrix is perfectly diagonal. For these sequences, the upper bound on SER' is achieved, and no matrix calculations are required to implement the channel estimator. Some other 'special' training sequences were also presented, which are not perfect, but provide for trivial implementations of the channel estimator.

More care will be attached to the Schroeder sequence. A formula yielding binary sequences of arbitrary length with low autocorrelation coefficients for nonzero shifts is given. Thus, a binary sequence of length N is generated according to $b_k = 1 - 2 \lfloor k^2 / 2N \rfloor_{\text{mod } 2}$ where $\lfloor \bullet \rfloor$ denotes the largest integer not exceeding \bullet [11].

Section II will be devoted to the use of DFT techniques for channel estimation as well as the gain loss factor as a minimization criteria. It is in Section III that LSSE criteria are introduced as well as the performance measures in terms of the normalized signal-to-estimate error ratio. Simulation results follow in Section IV. Finally final remarks are given in Section V.

II. SCHROEDER SEQUENCES FOR CHANNEL ESTIMATION USING DFT TECHNIQUES

We assume the channel is represented as a finite impulse response filter with T -spaced taps, where T is the symbol period. These taps remain constant at least for the duration of the training sequence. The complex, low-pass channel impulse response is given by

$$h(t) = \sum_{k=0}^{L-1} h_k \delta(t - kT) \quad (1)$$

where $\delta(t)$ is the Dirac delta function, L is the total number of taps and h_k is the complex tap weighting the k^{th} delayed replica. Taps h_k are estimated by processing the received signal samples. Assume a sequence $\{b_k\}$ for $k=0, \dots, N-1$ is initially transmitted for this purpose, and $b_k \in \{-1, 1\}$. The received signal samples are given by

$$y_k = \sum_i h_i b_{k-i} + v_k, \quad k=0, 1, \dots, M-1 \quad (2)$$

where $M=N+L-1$ and $\{v_k\}$ is a white noise sequence with variance σ_v^2 . Since a DFT approach is used to estimate $\{h_k\}$; $\{h_k\}$ and $\{b_k\}$ are zero padded or periodically extended. The M -point DFT of $\{b_k\}$, $\{h_k\}$, and $\{y_k\}$ are defined by $\{B_n\}$, $\{H_n\}$, and $\{Y_n\}$ respectively. Thus,

$$Y_n = H_n B_n + V_n, \quad n=0, 1, \dots, M-1 \quad (3)$$

where $\{V_n\}$ is the DFT of the noise sequence, $\{v_k\}$. The channel estimation is obtained as

$$\hat{h}_k = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \left(\frac{Y_n}{B_n} \right) e^{j2\pi k n / M}, \quad k=0, 1, \dots, M-1 \quad (4)$$

A good channel estimation sequence should minimize the variances of the error terms $\{\hat{h}_k - h_k\}$. The variance of all noise terms affecting the L useful estimates, $[\hat{h}_0, \hat{h}_1, \dots, \hat{h}_{L-1}]$, is given by

$$\sum_{k=0}^{L-1} E\left((\hat{h}_k - h_k)(\hat{h}_k - h_k)^*\right) = \sigma^2 \frac{L}{M} \sum_{n=0}^{M-1} 1/|B_n^2| \quad (5)$$

the ratio M/L can be considered as the maximum processing gain (PG) attainable by LS filtering, which is reduced by the GLF (inherent in the training sequence) defined as

$$GLP(\{b_k\}) = \sum_{n=0}^{M-1} \frac{1}{|B_n^2|} \quad (6)$$

Ideally, if $GLP(\{b_n\}) = 1$, the maximum PG is realized during the channel estimation process.

Heuristically, a good channel estimation sequence should have a reasonably flat spectrum. To quantify this notion, a spectral flatness measure is introduced as follows. Let's define the spectral max-min ratio (SMMR) of $\{B_n\}$ as

$$X(\{b_k\}) = \frac{\max\{|B_n| : 0 \leq n < M\}}{\min\{|B_n| : 0 \leq n < M\}} \quad (7)$$

It is expected that an optimal channel estimation sequence has $X(\{b_k\}) \approx 1$, while poor channel estimation sequence have $X(\{b_k\}) \gg 1$. Clearly, the GLF and the SMMR are closely related parameters [3]. Periodic channel estimation sequences as well as non periodic sequences are provided [3]. Of these two, periodic sequences are more commonly used in practical systems. Also it is easy to search for optimal sequences among periodic sequences because they have a cyclic shift invariant property. Gain loss factors tends to be smaller for the periodic case. The optimal sequences are tabulated in Table 1, for periodic channel

estimation sequences and Schroeder sequences, we restricted ourselves to table entries for $N=28$ and 36. The columns reflect the sequence code in hexadecimal, the values of the normalized GLF “ u ” in dB’s as well as the SMMR. One can draw some remarks on the close performance the Schroeder sequence provides compared to the optimal periodic sequences for $N=28$ and 36.

Table 1 Optimal Periodic and Schroeder Sequences

<i>Length (N)</i>	<i>Opt. Periodic Seq.</i>			<i>Schroeder Seq.</i>	
	<i>Code</i>	<i>u</i>	<i>SMMR</i>	<i>u</i>	<i>SMMR</i>
28	D724301	0.53	1.72	0.97	1.77
36	5908973C1	0.19	1.38	0.23	1.52

III. SCHROEDER SEQUENCES FOR CHANNEL ESTIMATION

USING LSSE METHOD

This section describes a LSSE approach to channel estimation. The channel is estimated using the received signal resulting from a known preamble or training sequence being sent from the transmitter. The analysis and results are presented for T-spaced channel models, where T is the symbol period. The observed received signal can be defined similarly to (4) with $k=0,1,\dots,N_b'$. The number of channel taps is defined by $N_{ct}=L+1$ (L being defined as

the channel memory), and $\mathbf{b} = [b_{-L}, \dots, b_0, \dots, b_{N_b-1}]^T$ is the complete preamble sequence with

$$\mathbf{b} = [b_k, b_{k-1}, \dots, b_{k-L}]^T.$$

The observed noise sequence is modeled as discrete complex additive white Gaussian noise (AWGN) with variance $\sigma_v^2 = N_0$. The set of L symbols required at the start of the preamble, prior to the first observation at time $k=0$, is defined as the precursor. Note that N_b' samples of the received signal are observed, and that the total length of the preamble is $N_b = L + N_b'$. The channel can be estimated using the LSSE criterion. The sum of squared errors (SSE) for a given channel estimate $\{\hat{h}_k\}$ is defined as

$$SSE(\{\hat{h}_k\}) = \|\{\hat{y}_k\} - \{y_k\}\|^2 = \sum_{k=0}^{N_b'-1} |y_k|^2 - 2 \operatorname{Re}[\mathbf{z}^T \hat{\mathbf{h}}^*] + \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{P} \hat{\mathbf{h}} \quad (8)$$

where $\hat{\mathbf{h}}$ is the vector form of $\{\hat{h}_k\}$ and the superscript $*$ denotes complex conjugate. The first part of this equation defined the energy of the observed portion of the received signal $\{y_k\}$ and \mathbf{z}^T is an N_{ct} dimensional column vector with l^{th} element given by using vector notation

$$z_l = \sum_{k=0}^{N_b'-1} y_k b_{k-l}^*, \quad l = 0, 1, \dots, L \quad (9)$$

\mathbf{P} is an N_{ct} by N_{ct} preamble matrix with $(i,j)^{\text{th}}$ element given by

$$p_{i,j} = \sum_{k=0}^{N_b'-1} b_{k-i} b_{k-j}^*, \quad i, j = 0, 1, \dots, L \quad (10)$$

Assuming the elements of $\hat{\mathbf{h}}$ to be continuous variables, the objective is to find the \mathbf{b}^T vector that provides the LSSE. Completing the square (in the complex squared-magnitude sense) gives

$$SSE(\hat{\mathbf{h}}) = \left\| \{\hat{y}_k\} - \{y_k\} \right\|^2 = \sum_{k=0}^{N_s-1} |y_k|^2 - \mathbf{z}^T (\mathbf{V}\mathbf{z}) + (\mathbf{V}\mathbf{z} - \hat{\mathbf{h}})^T \mathbf{P} (\mathbf{V}\mathbf{z} - \hat{\mathbf{h}}) \quad (11)$$

where, for convenience, the following definition has been made $\mathbf{V} = \mathbf{P}^{-1}$. Since \mathbf{P} is taken to be positive definite, the third term in equation (11) is nonnegative and can be minimized by choosing

$$\hat{\mathbf{h}}^{opt} = \mathbf{V}\mathbf{z} \quad (12)$$

The matrix required in equation (12) depends only on the preamble symbols and thus can be precomputed and stored. It can be shown that it is desirable to have \mathbf{P} and thus \mathbf{V} , as close to diagonal as possible to minimize the SSE's. If \mathbf{P} is diagonal, computing and storing \mathbf{V} is trivial, as will be shown later, this is a fairly rare occurrence, but some special sequences do exist that have these properties. As a measure of the quality of the channel estimate is the ratio of total energy in the channel response to total mean squared estimation error. This signal-to-estimation-error ratio (SER) evaluate to [10], the normalized SER can be defined as

$$SER' = 1/|p_k|^2 tr(\mathbf{V}) \quad (13)$$

Generally the higher SER' the better the preamble sequence for channel estimation [10]. Below is a tabulated summary of the SER', the sequence codes for the optimal designed sequence of length $2N_{ci}+4$ for $N_{ci}=6$ [10], the processed perfect m-sequence of length 37 [10] and the suggested Schroeder sequences of lengths 28 and 36.

Table 2 Optimal, perfect and Schroeder sequences for $N_{cr}=6$

<i>Code length N</i>	<i>Code</i>	<i>SER'</i>
16 [Optimal]	0530	0.89256
37 [Perfect]	8D512DCF	5.3333
28 [Schroeder]	---	3.7115
36 [Schroeder]	---	5.117

IV. SIMULATION RESULTS

Simulation results in a time dispersive frequency selective communication channel are shown in this section. Here, the example is provided to compare the sequences in Table 1 for periodic sequences and Schroeder sequences of comparable lengths where the DFT technique for channel estimation is used. The same task is performed using LSSE method applied on sequences in Table 2. The performance comparison is based on the computation of the average distortion-to-noise ratio given by

$$\gamma_{dis} = \frac{1}{\sigma^2} \sum_k E |h_k - \hat{h}_k|^2 \quad (14)$$

and is computed as a function of input signal-to-noise ratio defined by

$$\gamma_{in} = \frac{1}{\sigma^2} \sum_k E |h_k|^2 \quad (15)$$

the channel used is that given by the discrete 6-tap weights $\{h_k\}$ whose frequency response is plotted in Fig. 1. The simulation results for the sequences tabulated in both Table 1 and 2 are plotted in terms of the average distortion-to-noise ratio versus signal-to-noise ratio.

The general remark is that the Schroeder sequences perform in a close manner compared to the designed optimal sequences. Compared to the sequences designed to minimize the GLF using DFT technique the Schroeder sequence shows a short in performance of about 1 up to 2 dB's compared to the periodic sequences of lengths 28 and 36. The same sequence (Schroeder sequence) shows a very close to perfect performance compared to the optimal sequences designed to minimize the LSSE. The reader is invited to check this facts viewing Figs. 2 and 3.

V. DISCUSSION AND FINAL REMARKS

There are two aspects to the channel estimation problem: (i) channel estimation from an initial training sequence or preamble (start up) and (ii) channel tracking. The start-up problem was solved by using a least sum of squared errors or DFT approaches. Even though the inverse of a correlation matrix is involved in case of LSSE processing, the solution is simple because the matrix is only a function of a known preamble training sequence. This allows the inverse matrix to be pre-computed and stored. From the other side the use of DFT technique necessitates a knowledge of the bins of the corresponding training sequence that can be computed *a priori* and saved. A comparative study on the memory and operations required is briefly provided in [3]. The design of optimal sequences is mainly done through computer search that optimizes either the LSSE or the gain loss factor for a given sequence using LSSE or DFT technique respectively. Basically the lower

the gain loss factor the close to optimal is the sequence (for DFT processing), and/or the higher the signal to estimation error ratio is the better the sequence is (for LSSE processing). The sequences designed for the respective methods of processing (DFT or LSSE) shows a bad performance if used in other processing methods. Surprisingly the Schroeder sequence not only show a close to optimal performance in both processing methods, it provide a way for generating sequences of an arbitrary lengths without any dedicated computer search. They demonstrated very tight performance measure compared to the designed optimal sequences.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors wish to thank the financial support of the Fonds FCAR Québec and the Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada for their financial support. The authors are also grateful to the Axiocom Research inc. for the appreciate contribution.

REFERENCES

- [1] John G. Proakis, Digital Communications, 3rd edition, McGraw-Hill, 1995.
- [2] P.Butler and A.Cantoni, "Noniterative automatic equaliza-tion", IEEE Trans. Comm., Vol. 23, pp. 621-633, June 1975.
- [3] C. Tellambura, et al., "Optimal Sequences for Channel Estimation Using Discrete Fourier Transform Techniques", IEEE Trans. Comm. Syst., Vol. 47, No 2, Feb.1999.
- [4] M. R. Schroeder, Number Theory in Science and Communication, 2nd ed. Berlin: Springer, 1984.
- [5] L. Bomer and M. Antweoler, "Perfect N-phase sequences and arrays", IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. 100, pp. 782-789, May 1992.

- [6] T. Felhauer, "Digital signal processing for optimum wideband channel estimation in the presence of noise", Proc. Inst. Elect. Eng., Vol. 140, No. 3, pt. F, 1993.
- [7] A. Milewski, "Periodic sequences with optimal properties for channel estimation and fast start-up equalization", IBM J. Res. Develop., Vol. 27, pp. 426-431, 1983.
- [8] A. P. Clark, Z. C. Zhu, and J.K. Joshi, "Fast start-up channel estimation", Proc. Inst. Elect. Eng., Vol. 131, pp. 375-381, 1984.
- [9] B. Steiner and P. Jung, "Optimum and suboptimum channel estimation for the up-link of CDMA mobile radio systems with joint detection", Euro. Trans. Telecommun., Vol. 5, pp. 39-50, Jan.-Feb. 1994.
- [10] S. N. Crozier, D. D. Falconer and Mahmoud, "Least Sum of Squared Errors (LSSE) Channel Estimation", IEE Proceedings-F, Vol. 138, No. 4, Aug. 1991.
- [11] M. R. Schroeder, "Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation", IEEE Trans, Inform. Theory, Vol. IT-13, pp. 85-89, 1970.

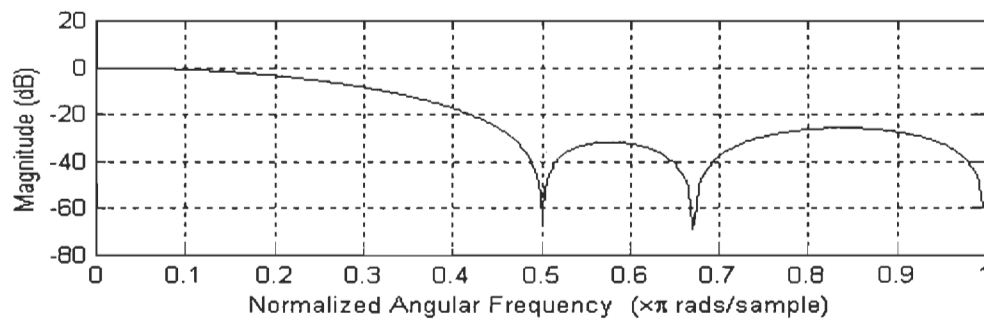
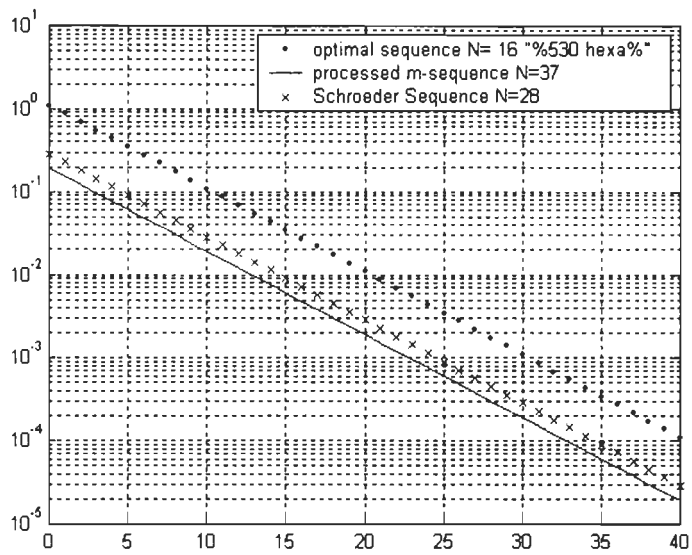
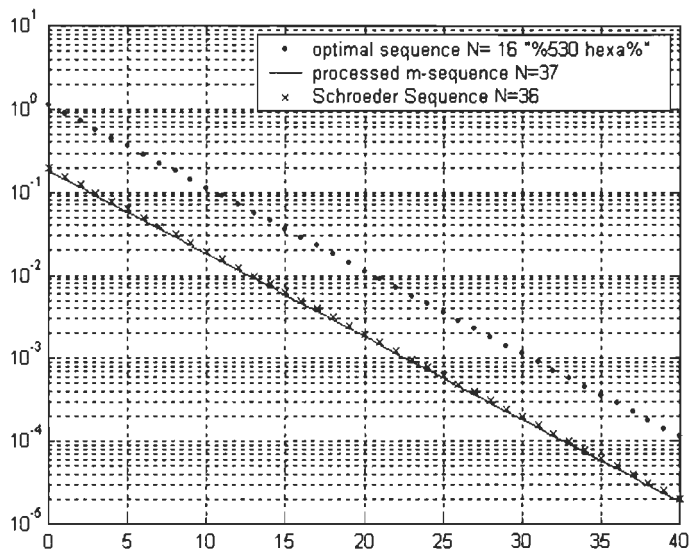


Fig. 1 6-tap Channel frequency response used for simulation

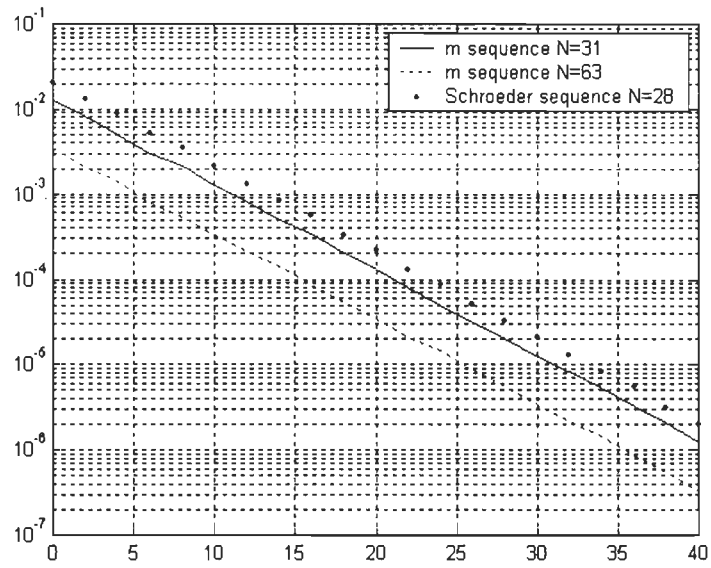


a)

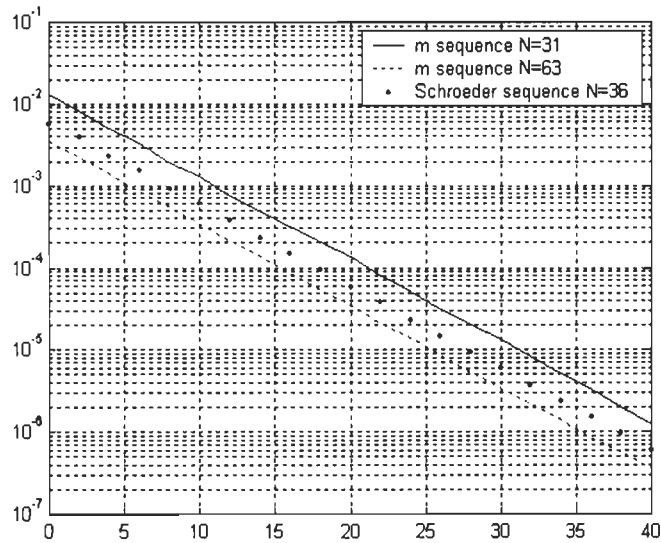


b)

Fig. 2 The average distortion-to-noise ratio (14) versus signal-to-noise ratio (15) using LSSE method.

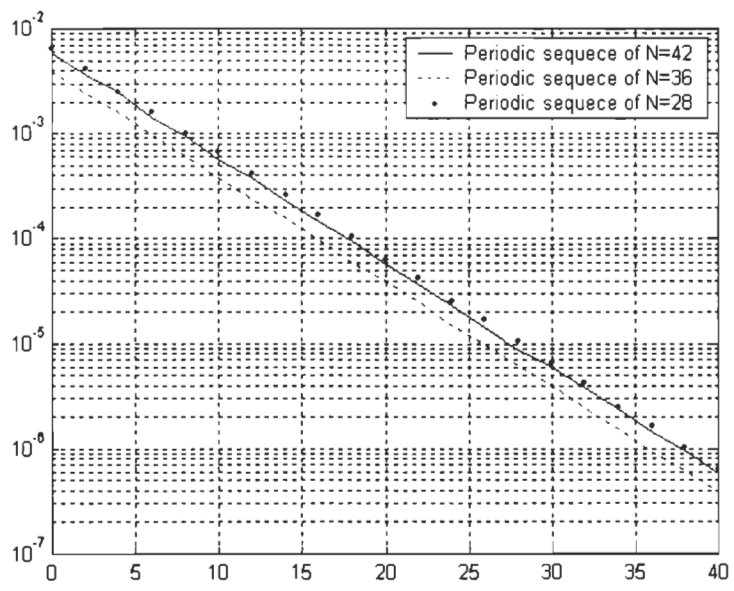


a)



b)

Fig. 3 The average distortion-to-noise ratio (14) versus signal-to-noise ratio (15) using DFT technique.



c)

Fig. 3 The average distortion-to-noise ratio (14) versus signal-to-noise ratio (15) using DFT technique. (suite)

Chapitre 5

Conclusion

L'intérêt grandissant pour les systèmes de communication sans fil génère un besoin pour la conception de systèmes de télécommunications radio de plus en plus performants. La conception et l'optimisation d'un système reposent sur des modèles de canaux radio précis et fiables appelant une grande maîtrise du domaine en ce qui a trait à la prédiction des variations des signaux et la connaissance des modèles des simulateurs. Plusieurs chercheurs ont travaillé durant les dernières décennies dans le domaine de la prédiction et l'évanouissement des signaux, cependant ils restent énormément de problèmes à résoudre.

Ce travail répond aux besoins de plus en plus présents dans d'amélioration des systèmes de communication sans fils qui exigent une plus grande précision dans les modèles de canaux. L'objectif est de les rendre le plus près possible de la réalité pratique en tenant en compte une multitude de phénomènes. Il va sans dire qu'il n'existe pas de nos jours un modèle parfait de simulation et de modélisation. Par contre, différentes propositions simplificatrices ont été posées aidant le rapprochement entre le comportement d'un canal réel et d'un canal modélisé. Notre choix c'est posé entre un modèle QMFS (*Quadrature Modulation Fading*

Simulator) et PMFS (*Phase modulation Fading Simulator*) basé sur les arguments raisonnables quant aux causes des évanouissements dans un canal de communication sans fil. En fait, il existe deux causes principales d'évanouissement. La première, attribuée aux changements relatifs dans les longueurs des trajets, introduit l'évanouissement Doppler. Le modèle PMFS décrit bien ce comportement dans un canal par un ensemble de réflecteurs stationnaires scintillants. Une fois cet environnement défini, le processus d'évanouissement se développe d'une manière déterministe. La deuxième cause d'évanouissement est décrite plus adéquatement par le modèle QMFS. Outre l'effet Doppler, ce modèle prend en compte des variations additionnelles dans l'environnement de propagation engendrées par des variations aléatoires dans les amplitudes des composantes des trajets multiples.

En première partie de ce projet, un filtre équivalent à temps discret a été développé et proposé moyennant quelques hypothèses et approximations. La modélisation à l'aide d'une chaîne de Markov est ajoutée dans le modèle pour prendre en considération l'analyse de propagation à grande échelle des canaux quasi-stationnaires. Ce modèle a fait l'objet d'un article intitulé [Ahm01]. Suite à la définition de ce modèle, nous avons présenté une technique d'identification du canal de communication.

En seconde partie, nous avons réalisé une étude comparative de techniques d'optimisation de la longueur de la séquence d'adaptation pour l'identification des coefficients du canal. Pour ce faire nous avons considéré deux aspects au problème d'identification du canal : (i) l'estimation du canal à partir d'une séquence initiale d'entraînement (*start up*) et (ii) la poursuite du canal (*channel tracking*). La séquence initiale d'entraînement a été traitée en utilisant des approches aux moindres carrés et DFT (*Discret Fourier Transform*). Ces deux

méthodes présentent des avantages et inconvénients. Comme inconvénients les moindres carrés requièrent le calcul de l'inverse de la matrice de corrélation. Mais la solution est relativement simple car la matrice est fonction d'une séquence d'entraînement connue qui permet le calcul et le stockage de l'inverse de cette matrice. De l'autre côté, l'utilisation de la DFT nécessite la connaissance de la transformée de Fourier de la séquence qui peut être aussi précalculée et stockée. La conception de ces séquences optimales est essentiellement faite par ordinateur. L'optimisation est faite en fonction des performances en terme d'erreur quadratique minimale pour les moindres carrés et en terme du facteur de perte en gain pour une séquence donnée pour la DFT. Ainsi, plus le facteur de perte en gain est faible plus la séquence est optimale pour le calcul DFT; plus le rapport signal sur erreur estimée est grand, meilleure est la séquence pour le calcul en moindres carrés. Les séquences créées pour les deux méthodes de calcul (DFT ou moindres carrés) montrent de mauvaises performances si elles sont traitées par d'autres méthodes.

Ce travail a montré que la séquence de Schroeder montre non seulement des performances proches de l'optimal pour les deux méthodes de calcul, mais permettent aussi de générer des séquences de longueurs arbitraires. Ces séquences démontrent des performances mesurées comparables aux séquences optimales. Cette deuxième partie du travail a fait l'objet d'un article [Ahm02].

Bibliographie

- [Ahm01] M. Ahmed Ouameur, and D. Massicotte, "A Markov chain and quadrature amplitude modulation fading based statistical discrete time model for multi-WSSUS multipath channel", IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Vol. 1 , 2001, pp. 487-492.
- [Ahm02] M. Ahmed Ouameur, and D. Massicotte, "Schroeder Sequences for Time Dispersive Frequency Selective Channel Estimation using DFT and Least Sum of Squared Errors Methods", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Orlando, mai 2002.
- [Bel63] P. A. Bello, "Characterization of randomly time invariant linear channels," IEEE Trans. Commun. Syst., Vol. CS-11, pp. 360-393, Dec. 1963.
- [Hoe92] P. Hoehner, "A Statistical Discrete Time Model for wireless WSSUS Multipath Channel" IEEE Trans. Vehic. Tech., Vol. 41, No. 4, pp. 461-468, Nov. 1992.
- [Cla68] R. H. Clarke, "A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception", Bell Systems Technical Journal, Vol. 47, pp. 957-1000, 1968.

- [Put67] C. R. Putnam, Commutation Properties of Hilbert Space Operators, Springer-Verlag, New York, 1967.
- [Rap96] T. S. Rappaport, Wireless Communications: Principles & Practice, Prentice Hall, 1996.
- [Pro95] J. G. Proakis, Digital Communications, 3rd edition, McGraw-Hill, 1995.
- [Tel99] C. Tellambura, et al., "Optimal Sequences for Channel Estimation Using Discrete Fourier Transform Techniques", IEEE Trans. Comm. Syst., Vol. 47, No 2, Feb.1999.
- [Mil83] A. Milewski, "Periodic sequences with optimal properties for channel estimation and fast start-up equalization", IBM J. Res. Develop., Vol. 27, pp. 426-431, 1983.
- [Cro91] S. N. Crozier, D. D. Falconer and Mahmoud, "Least Sum of Squared Errors (LSSE) Channel Estimation", IEE Proceedings-F, Vol. 138, No. 4, Aug. 1991.
- [Sch70] M. R. Schroeder, "Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation", IEEE Trans, Inform. Theory, Vol. IT-13, pp. 85-89, 1970.