

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Abderrahmane Mira de Béjaïa

Faculté de la technologie

Département de Génie électrique



Mémoire de Fin de Cycle

En Vue d'Obtention du Diplôme Master Recherche

Filière : Electronique

Spécialité : Télécommunication

Thème

**Etude et modélisation de canaux
SISO dans le cas Outdoor**

Réalisé par :

M^r BENNACEUR Sofiane

Devant le jury composé de :

Président : M^r MOKRANI

Promoteur : M^r BELLAHSENE Houcin

Jury : M^r ROHA

Année d'étude 2012 – 2013

Remerciements

*J*e ne pourrais commencer ce rapport sans présenter mes remerciements les plus sincères à Mr. BELLAHSENE.H qui m'a proposé un sujet particulièrement intéressant. Ses remarques et ses consignes ont été pour moi d'un grand apport.

*J*e remercié les membres de jury qui me feront l'honneur de juger ce travail.

*M*es sincères remerciements iront aussi à tous mes enseignants pour la formation et le savoir que j'ai acquis durant mes années d'étude.

*J*e tiens également à remercier tous ceux qui ont pus m'aider durant la réalisation de ce travail.

*F*inalement, j'exprime ma profonde reconnaissance envers ma famille et tous mes amis.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail
À mes très chers parents.
À mes sœurs bien aimées.
À ma très chère fiancée.
À toute ma famille.
À tous mes proches et mes amis.

Table des matières

Table des figures	i
Acronymes et abréviations	iii
Introduction générale	1
I Généralités sur les canaux outdoor	3
I.1 Introduction	4
I.2 Définition d'un modèle de propagation	4
I.3 Canal de propagation radio mobile	5
I.3.1 Propagation en espace libre	5
I.3.2 Propagation par multi-trajets	6
I.4 Les contraintes de propagation	7
I.4.1 L'affaiblissement de parcours	7
I.4.2 L'effet de masque (Shadwing)	8
I.4.3 Les évanouissements rapides	8
I.5 Caractéristiques du canal SISO	9
I.5.1 Caractérisation selon Bello	9
I.5.1.1 Grandeurs utilisées	9
I.5.1.2 Hypothèses	9
I.5.1.3 Canal variant dans le temps	10
I.5.1.4 Canal variant dans l'espace	11
I.5.2 Profils en puissance et paramètres caractéristiques	11
I.5.2.1 Profils de puissance	11
I.5.2.2 La dispersion	12
I.5.2.3 La cohérence	12
I.5.2.4 Lien entre la cohérence et le dispersion	13

I.5.3	Influence du canal sur les communications numériques	13
I.5.3.1	Évanouissement temporel	14
I.5.3.2	Évanouissement fréquentiel	14
I.5.3.3	Évanouissement spatiaux	14
I.6	Types de modèles de propagation Outdoor	14
I.6.1	Modèle de Longley-Rice	15
I.6.2	Modèle de Durkin	15
I.6.3	Modèle d'Okumura	16
I.6.4	Modèle de Hata	17
I.7	Conclusion	18
II	Modèles de propagation Outdoor	19
II.1	Introduction	20
II.2	Modèle bruit blanc gaussien filtré FWGN	20
II.2.1	Modèle FWGN	20
II.2.1.1	Modèle de Clark/Gans	20
II.2.1.2	Diagramme du modèle de Clarke/Gans	22
II.2.2	Modèle FWGN dans le domaine fréquentiel	23
II.2.3	Modèle FWGN dans le domaine temporel	24
II.3	Modèle de Jakes	25
II.3.1	Spectre de Jakes	26
II.3.2	Méthode de Jakes	27
II.3.3	Modèle de canal à rayons	28
II.3.3.1	Méthode à rayons à puissance uniforme	28
II.3.3.2	Méthode de Laplace échantillonnée	29
II.4	Modèle de canal sélectif en fréquence	30
II.4.1	Définition d'un canal sélectif en fréquence	30
II.4.2	Sélectivité fréquentielle du canal	30
II.4.2.1	Modèle TDL (Tapped Delay Line)	31
II.4.2.2	Modèle d'ajustement des coefficients	32
II.5	Modèle SUI(Stanford University Interim)	33
II.5.1	Présentation du modèle SUI	34
II.5.2	Représentation des canaux SUI	36
II.5.3	Plan pour les canaux SUI	38
II.6	Conclusion	38

III Tests et simulations	40
III.1 Modèles de propagation Outdoor	41
III.2 Introduction	41
III.2.1 Modèle d'Okumura	41
III.2.2 Modèle de Hata	42
III.3 Modèle bruit blanc gaussien filtré FWGN	44
III.3.1 Modèle de Clarke/Gans	44
III.3.2 Modèle FWGN dans le domaine fréquentiel	46
III.3.3 Modèle FWGN dans le domaine temporel	47
III.4 Modèle de Jakes	47
III.5 Modèle SUI(Stanford University Interim)	49
III.6 Conclusion	51
Conclusion générale	52
ANNEXES	i
Bibliographie	viii

Liste des figures

- Figure I-1** : Schéma d'une chaîne de communication.
- Figure I-2** : Propagation par multi-trajets dans un environnement Out Door.
- Figure I-3** : Propagation multi-trajets NLOS.
- Figure I-4** : Propagation multi-trajets LOS.
- Figure I-5** : Système de Bello temporel.
- Figure I-6** : Système de Bello spatial.
- Figure I-7** : Illustration de la cohérence temporelle.
- Figure I-8** : Exemple d'évanouissements à petites et grandes échelles.
- Figure I-9** : Construction de profil du terrain entre Tx et Rx.
- Figure II-1** : L'effet Doppler.
- Figure II-2** : Schéma fonctionnel pour le modèle de Clarke/Gans.
- Figure II-3** : Échantillonnage normal.
- Figure II-4** : Échantillonnage fini.
- Figure II-5** : Équivalents dans le domaine discret.
- Figure II-6** : Modèle FWGN dans le domaine temporel.
- Figure II-7** : Variables liées au calcul du spectre de Jakes.
- Figure II-8** : Méthode de Jakes pour la simulation d'un canal de Rayleigh.
- Figure II-9** : Méthode discrète de Laplace.
- Figure II-10** : Modèle de canal à évanouissement sélectif en fréquence.
- Figure II-11** : Illustration d'ajustement des coefficients par arrondissement.
- Figure II-12** : Illustration d'ajustement des coefficients par interpolation.
- Figure II-13** : Génération de modèle de canal SUI.
- Figure III-1** : Atténuation pour la zone dense.
- Figure III-2** : Atténuation pour secteurs ruraux quasi ouverts.
- Figure III-3** : Atténuation pour secteurs ruraux ouverts.
- Figure III-4** : Perte du parcours dans des secteurs urbains.
- Figure III-5** : Perte du parcours dans des secteurs suburbains.
- Figure III-6** : Perte du parcours dans des secteurs ruraux ouverts.
- Figure III-7** : Caractéristiques du canal dans le domaine temporel.

Figure III-8 : Distribution de l'amplitude.

Figure III-9 : Distribution de la phase.

Figure III-10 : Modèle de FWGN modèle dans le domaine fréquentiel.

Figure III-11 : Modèle FWGN modifié dans le domaine temporel.

Figure III-12 : Modèle de Jakes.

Figure III-13 : Distribution de l'amplitude.

Figure III-14 : Distribution de la phase.

Figure III-15 : Caractéristiques du canal SUI-6 dans le domaine temporel.

Figure III-16 : Profil de retard en puissance du canal SUI-6.

Figure III-17 : Retard de diffusion de RMS.

Acronymes et abréviations

BTS : Base Transceiver Station.

CDMA : Code Division Multiple Access.

FFT : Fast Fourier Transform.

FWGN : Filtered White Gaussian Noise.

IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers.

IFFT : inverse fast fourier transform.

LOS : Line Of Sight.

MS : Mobile Station.

NLOS : None Line Of Sight.

RMS : Root Mean Square.

RX : Receiver.

SISO : Single Input Single Output.

TX : Transmitter.

UHF : Ultra High Frequency.

US : Uncorrelated Scattering.

WSS : Wide Sense Stationary.

WSSUS : Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering.

Introduction générale

Introduction générale

Le domaine des télécommunications et des réseaux a connu un profond changement, et une évolution rapide durant les dernières années écoulées. Les systèmes de communication ont toujours connu le problème de modélisation des canaux de propagation dans leur développement, car pour construire un système de communication ou étudier ses performances, il est essentiel de prendre en compte les caractéristiques du canal associé au système. Depuis plus d'un demi-siècle, beaucoup de modèles ont été proposés pour les canaux de propagation.

Ce mémoire est réparti sur trois chapitres. Le premier chapitre concerne les généralités sur les canaux Outdoor. Une présentation des phénomènes physiques du canal, les paramètres adaptés pour la description de ces phénomènes et une modélisation mathématique du canal seront introduites.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des modèles de propagation Outdoor, pour cela nous commençons par une présentation du premier modèle qui est le modèle bruit blanc gaussien filtré (Filtered White Gaussian Noise (FWGN)), comprenant le modèle de Clarke/Gans, ainsi que son comportement dans le domaine fréquentiel et temporel. Le deuxième modèle est le modèle de Jakes, qui un modèle de référence pour représenter le décalage Doppler, et compris le modèle de canal à rayon, qui est utilisé pour prédire le canal de propagation dans un environnement Indoor et Outdoor.

Le troisième modèle est un modèle de canal sélectif en fréquence, qui est fait pour les signaux transmis contenant des composantes fréquentielles qui subissent des atténuations par le canal de propagation, que nous allons présenter soit par le modèle TDL (lignes à répliques retardées), ou par le modèle d'ajustement des coefficients. Le dernier modèle qui est le modèle SUI (Stanford University Interim), qui est un modèle paramétrique pour les applications fixes des canaux à large bande, nous allons faire une présentation de ce modèle, puis représenter l'un des six canaux du modèle SUI et leur définition qui est résumée dans des tableaux.

Enfin dans le troisième et dernier chapitre nous allons faire une simulation sous matlab pour les modèles étudiés durant le premier et deuxième chapitre accompagnée avec une explication pour chaque simulation.



Généralités sur les canaux outdoor

I.1 Introduction

Lors de la propagation entre un émetteur et un récepteur, le signal émis est souvent soumis à plusieurs phénomènes liés à l'environnement de propagation (réflexion, diffraction). Le trajet de transmission entre eux peut varier d'un simple chemin direct à plusieurs multiples chemins indirects dus aux obstacles comme les bâtiments, les montagnes, et les arbres. Comparativement aux canaux filaires, les canaux radio sont extrêmement aléatoires et n'offrent pas une analyse simple. Historiquement, modéliser le canal radio a été la partie la plus difficile de la conception des systèmes radio mobiles et elle est faite d'une façon statistique basée sur des mesures élaborées spécifiquement pour un système de communication bien déterminé.

I.2 Définition d'un modèle de propagation

Un modèle de propagation des ondes radio est un modèle mathématique, qui permet de simuler le canal de propagation entre un émetteur et un récepteur. Le modèle mathématique est ensuite mis en œuvre sous forme d'un algorithme, puis dans un programme informatique. Il permet de prédire le niveau moyen du signal radio que l'on reçoit en n'importe quel point à partir d'un certain nombre de paramètres (caractéristiques techniques et type d'environnement géographique traversé le long de la liaison). Il modélise en premier l'effet de masque qui représente les variations dues aux obstacles rencontrés par les ondes le long du canal radio mobile, en second lieu les évanouissements sont rajoutés dans l'algorithme pour tenir compte des variations rapides. Le développement d'un modèle de propagation est stratégique pour un opérateur de télécommunications mobiles, puisqu'il est à la base de tous les calculs qui peuvent être fait par un logiciel d'ingénierie radio (niveau de champ radio reçu, affaiblissement du signal, calcul des interférences, analyse du hand-over). Cet outil apporte une aide précieuse pour le dimensionnement correcte du réseau lors d'implantation des relais sur le terrain. Ceci permet à l'opérateur de télécommunication d'optimiser l'implantation des relais, ce qui induit un gain important pour avoir la meilleure couverture possible dans le territoire. Les modèles seront implantés dans des outils d'ingénierie pour prédire différentes quantités utiles pour le déploiement de systèmes de télécommunication radio ainsi que pour l'étude de la couverture radio (choix des sites, allocation de fréquence et la définition des puissances). Les modèles sont très dépendants des bases de données géographiques comportant des éléments relatifs à la topographie et aux types d'occupation du sol. Ceci est dû au fait que la manière dont les ondes radios UHF (Ultra High Frequency) vont se propager dans un espace donné est intimement lié aux obstacles rencontrés le long du canal de propagation. De ce fait, la

modélisation des objets géométriques est essentielle dans tout modèle de propagation des ondes UHF [1].

I.3 Canal de propagation radio mobile

Un système de transmission radioélectrique permet de transformer un signal électrique émis $e(t)$ en signal électrique reçus $s(t)$ par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques. Le canal de propagation est l'endroit qui transforme les ondes électromagnétiques lors de leur propagation.

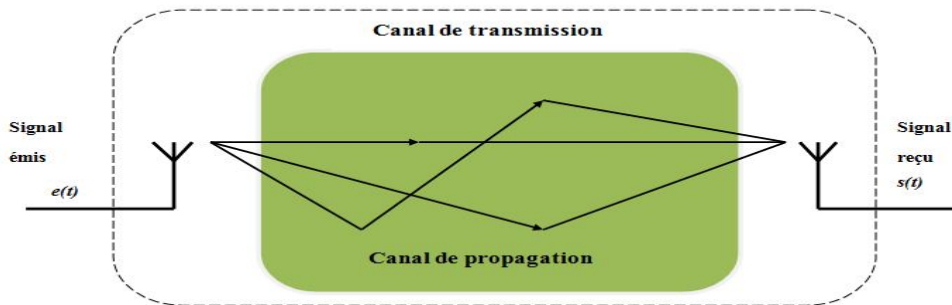


FIGURE I.1 – Schema d'une chaîne de communication

À ce stade, il est important de différencier le canal de propagation, qui ne tient en compte que des interactions du signal émis avec l'environnement traversé et le canal de transmission, qui inclut en plus les effets induits par les antennes émettrice et réceptrice comme le montre la Figure I-1.

I.3.1 Propagation en espace libre

Généralement, l'environnement de propagation a une influence sur l'onde électromagnétique émise. En espace libre (qui est caractérisé par l'absence d'obstacles), cette onde se propage de l'émetteur jusqu'au récepteur en ligne directe. La puissance reçue s'exprime en fonction du gain de l'émetteur G_e , du gain du récepteur G_r et de leur distance de propagation d et de la longueur d'onde λ [2], elle est donnée par :

$$P_r = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4 \pi d} \right)^2 (\text{watt}) \quad (\text{I.1})$$

Sachant que $\lambda = c/f$

avec :

C : La vitesse de la lumière et f la fréquence avec laquelle on travaille.

Dans des conditions réelles de propagation, l'onde transmise subisse des interférences de la part d'environnement du système de transmission, qui seront présentés dans la section suivante.

I.3.2 Propagation par multi-trajets

La propagation en espace libre représente un cas idéal. Mais en réalité, le canal de propagation est l'endroit où se propagent les signaux sous forme de multi trajets à cause des obstacles qui entourent l'émetteur et le récepteur en figure I-2. Dans ce cas, plusieurs répliques du signal émis arrivent au récepteur à travers plusieurs trajets qui possèdent différents états d'atténuation, de déphasage et des retards (dûs à la longueur des trajets) [3].

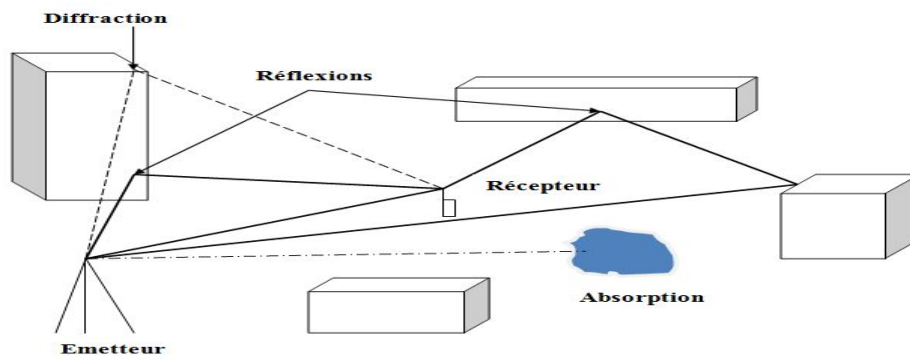


FIGURE I.2 – Propagation par multi-trajets dans un environnement Outdoor

Lors de la propagation multi-trajets, deux situations de propagation sont généralement distinguées. La première est désignée par le terme NLOS (None Line Of Sight) où il n'y a pas de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, la densité de probabilité de l'amplitude d'évanouissement du signal total reçu suit la loi de Rayleigh Comme le montre (Figure I.3).

Alors que, la deuxième situation aura lieu lorsqu'il existe un trajet directe prépondérant (Line Of Sight, LOS)(Figure I.4) et par conséquent l'amplitude d'évanouissement est caractérisée par la distribution de Rice.

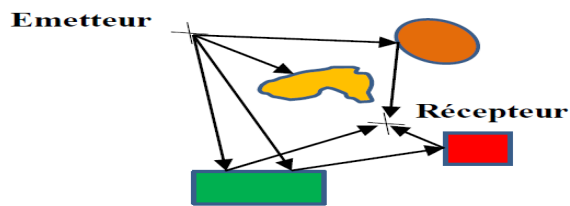


FIGURE I.3 – Propagation multi-trajets NLOS

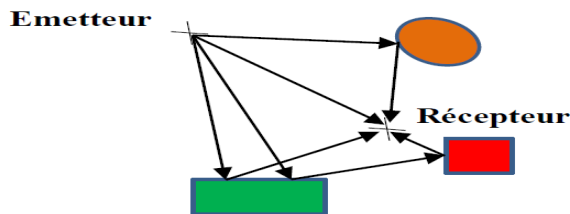


FIGURE I.4 – Propagation multi-trajets LOS

I.4 Les contraintes de propagation

La propagation des ondes radio subit quelques modifications lors de son parcours, surtout quand il y a des obstacles entre l'émetteur et le récepteur, qui peuvent être résumées par :

- La réflexion
- La diffraction
- La diffusion
- La réfraction

Une onde peut également suivre plusieurs chemins parallèles décalés dans le temps, de telle sorte que le récepteur peut recevoir différentes copies du même signal à des instants différents. Ces phénomènes dépendent de la fréquence utilisée et de la nature des obstacles rencontrés (murs en béton, forêt dense, façade en verre, ou espace ouvert).

On utilise trois modèles en propagation radio qui donnent une précision croissante, l'affaiblissement de parcours, l'effet de masque et l'évanouissement rapide.

I.4.1 L'affaiblissement de parcours

Plus on s'éloigne de l'antenne émettrice, plus la puissance reçue est faible. Mais pour caractériser cette décroissance, il faut mesurer la puissance reçue en fonction de la distance

à l'antenne, et on obtiendra l'équation [4] :

$$P_r[WATT] = \frac{PIRE[W]G_rK}{d^\alpha f^\beta} \quad (I.2)$$

ou en dB

$$P_r = PIRE + 10\log(G_r) + 10\log(K) - 10\alpha\log(d) - 10\beta\log(f) \quad (I.3)$$

- P_r : Puissance reçue.

- $PIRE$: Puissance Isotrope Rayonnée.

- G_r : Gain de l'antenne de réception.

- d : Distance qui sépare les deux antennes.

- f : Fréquence du signal.

- K, α, β : Constantes qui dépendent de l'environnement.

$$PL = -10\log(K) + 10\alpha\log(d) + 10\beta\log(f) \quad (I.4)$$

où PL est l'affaiblissement de parcours.

Plus la fréquence est élevée, plus l'affaiblissement de parcours est important. Ce qui veut dire par exemple que les ondes du GSM 900 MHz se propagent moins bien que les ondes du CDMA (Code Division Multiple Access 450 MHz). Les constantes K, α et β ont été évaluées et modélisées en fonction des environnements et des bandes de fréquences grâce à des mesures expérimentales. Parmi les principaux modèles, il y a les modèles de Okumura-Hata et Walfish-Ikegami [4].

I.4.2 L'effet de masque (Shadwing)

Le "shadwing" ou effet de masque varie très lentement et qui est lié à la topologie du terrain (collines, reliefs, obstacles). Il est défini comme une perte de puissance au niveau du récepteur qui se produit lorsque des terminaux se déplacent, et faisant provoqué la rupture de la visibilité directe entre les deux antennes.

I.4.3 Les évanouissements rapides

À une échelle d'observation très petite, et en se déplaçant d'une petite distance, on observe d'assez grandes variations autour de la puissance moyenne, ce qui dû aux évanouissements rapides. En effet, l'onde qui se propage peut suivre différents chemins, et différentes copies du même signal peuvent arriver au récepteur.

Au niveau de l'antenne réceptrice, les signaux peuvent s'additionner. Dans ce dernier cas, la puissance reçue est beaucoup plus faible, on dit qu'il y a un trou d'évanouissement.

I.5 Caractéristiques du canal SISO

Un canal est dit canal de propagation SISO (Single Input Single Output) lorsque ce dernier contient une seule antenne à l'émission et une autre à la réception.

I.5.1 Caractérisation selon Bello

Cette théorie est introduite en 1973 par Bello, elle est le fondement de la caractérisation d'un canal de propagation sous couvert de certaines hypothèses. Celles-ci se basent sur des relations de passage existant entre les différentes fonctions caractéristiques du canal qui vont être définies par la suite. Après avoir présenté les grandeurs mises en jeu ainsi que les hypothèses à respecter, ce système de Bello est représenté sous différentes configuration [5].

I.5.1.1 Grandeurs utilisées

Dans un contexte général, on considère les trois grandeurs caractéristiques suivantes : le temps t , la fréquence f et la position \vec{r} . Chacun de ces paramètres est respectivement associé dans son espace dû au décalage Doppler temporel ν , temps de propagation τ et le décalage Doppler spatial \vec{K} . Pour passer d'une représentation à l'autre, on utilise les transformations de Fourier qui sont représentées dans le tableau I-1 :

Paramètres	Transformées	Transformées inverses
$f \longleftrightarrow \tau$	$\int_R \{ \} \exp(j2\pi\tau f) df$	$\int_R \{ \} \exp(-j2\pi\tau f) d\tau$
$r \longleftrightarrow K$	$\int_R \{ \} \exp(-j\vec{K} \cdot \vec{r}) d\vec{r}$	$\frac{1}{(2\pi)^3} \int_R \{ \} \exp(j\vec{K} \cdot \vec{r}) d\vec{r}$
$t \longleftrightarrow \nu$	$\int_R \{ \} \exp(-j2\pi\nu t) dt$	$\int_R \{ \} \exp(j2\pi\nu t) d\nu$

TABLEAU I-1- Relations entre les paramètres duaux [5].

Le terme $\frac{1}{(2\pi)^3}$ est dû au fait que \vec{K} est une pulsation spatiale, ce qui n'est pas le cas de f et ν .

I.5.1.2 Hypothèses

La caractérisation du canal de propagation selon Bello ne peut s'appliquer qu'en considérant l'hypothèse dite de stationnarité au sens large (**WSS** : wide sense stationary) et

lorsque les diffuseurs sont non corrélés (**US** : Uncorrelated Scattering).

La notion de stationnarité au sens large est utilisée lorsque les paramètres statistiques du premier et second ordre du canal sont indépendants des variations temporelles, spatiales ou fréquentielles. Ceci implique que la variation de la puissance moyenne du signal est peu importante pour de faibles variations spatiale, temporelle ou fréquentielle.

Pour illustrer cette hypothèse, nous considérons $h(t, \tau)$ la réponse impulsionnelle d'un canal obtenue en un point donné ; sa fonction d'autocorrélation s'écrit :

$$R(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) = E[h(\tau_2, t_2).h^*(\tau_1, t_1)] \quad (\text{I.5})$$

où R est le rapport d'autocorrélation.

L'hypothèse **WSSUS** du canal impose alors deux conditions :

- la stationnarité au sens large :

$$R(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = E[h(\tau_2, t_1).h^*(\tau_1, t_1 + \Delta t)] \quad (\text{I.6})$$

Cette propriété signifie que la corrélation entre la puissance d'un trajet à l'instant t_1 et à l'instant t_2 ne dépend que de la différence $t_2 - t_1$.

- diffuseurs non corrélés :

$$R(\tau; \Delta t) = E[h(\tau, t).h^*(\tau, t + \Delta t)] \quad (\text{I.7})$$

car :

$$\text{car} : R(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = 0 \quad \text{pour} \quad \tau_1 \neq \tau_2 \quad (\text{I.8})$$

Cette propriété signifie que la puissance d'un trajet retardé de τ_1 est non corrélée à celle d'un trajet retardé de τ_2 .

I.5.1.3 Canal variant dans le temps

Le système de Bello définit les relations qui existent entre les fonctions caractéristiques du canal de propagation comme présenté par la figure I.5, les relations entre ces fonctions dans l'hypothèse où l'émetteur et le récepteur sont fixes, ces fonctions sont donc indépendantes de la variable position \vec{r} et de \vec{K} .

$h(t, \tau)$ et $h(t, f)$ sont respectivement l'évolution de la réponse impulsionnelle et de la fonction de transfert au cours du temps, $h(f, \nu)$ est la fonction du décalage Doppler temporel en fonction de fréquence et $h(\nu, \tau)$ évolution du décalage Doppler temporel en fonction du retard de propagation.

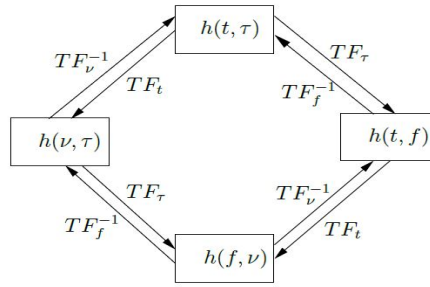


FIGURE I.5 – Système de Bello en temporel

I.5.1.4 Canal variant dans l'espace

De la même manière, un nouveau système de Bello peut être défini dans le cas où les émetteurs et/ou les récepteurs sont en mouvement alors que les variations temporelles sont nulles ou négligeables. D'où est obtenue la figure I-6 :

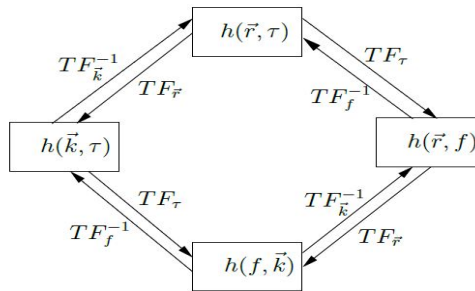


FIGURE I.6 – Le système de Bello spatial

I.5.2 Profils en puissance et paramètres caractéristiques

Une fois le canal défini par ses fonctions caractéristiques, des informations précises liées aux cohérences et dispersion ont été extraites grâce à la définition des profils en puissance :

I.5.2.1 Profils de puissance

Les profils (ou spectres) en puissance sont des fonctions qui permettent d'obtenir une information sur la puissance associée à chaque trajet en fonction d'une grandeur particulière (retard de propagation, décalages Doppler temporel ou spatial, ou angles d'arrivées). Ils se notent généralement $S(x)$ où $x \in \{\tau, \vec{K}, \nu, \alpha, \beta\}$. Ainsi, si on considère

par exemple le profil en puissance des retards noté $S(\tau)$, il peut être défini de deux façons :

- directement par les fonctions caractéristiques du canal :

$$S(\tau) = \int_R |h(\tau, \nu)|^2 d\nu \quad (\text{I.9})$$

- via l'auto-corrélation des fonctions caractéristiques :

$$S(\tau) = \int_R R(f) \exp(2\pi j\tau f) df \quad (\text{I.10})$$

Compte tenu des trois variables ν, τ, \vec{K} qui peuvent caractériser le canal de propagation, les deux autres spectres de puissance associés à ν et \vec{K} sont définis par :

- $S(\nu)$: spectre Doppler temporel.
- $S(\vec{K})$: spectre Doppler spatial.

I.5.2.2 La dispersion

La dispersion du canal de propagation informe sur l'étalement des spectres retard, Doppler et angulaires. Elle est calculée à partir du spectre de puissance associé à la fonction caractéristique étudiée. En prenant comme exemple le paramètre "retard" τ , la dispersion σ_τ est obtenue par l'expression :

$$\sigma_\tau = \sqrt{(\tau - \tau')^2} = \sqrt{\frac{\int_R (\tau - \tau')^2 S(\tau) d\tau}{\int_R S(\tau) d\tau}} \quad (\text{I.11})$$

où τ' représente le retard moyen exprimé par :

$$\tau' = \frac{\int_R \tau S(\tau) d\tau}{\int_R S(\tau) d\tau} \quad (\text{I.12})$$

I.5.2.3 La cohérence

Le canal de propagation est cohérent temporellement, spatialement ou fréquentiellement si l'enveloppe du signal peut être considérée comme plat durant l'observation temporelle, spatiale ou fréquentielle. La figure (I-7) illustre ce phénomène dans le cas temporel. la cohérence du canal est calculée à partir d'autocorrélation associée à la fonction caractéristique étudiée. Le temps de cohérence est défini à un seuil donné X par :

$$X = \frac{R[\Delta(t)_c, \Delta f = 0, \Delta r = 0]}{R[\Delta t = 0, \Delta f = 0, \Delta r = 0]} \quad (\text{I.13})$$

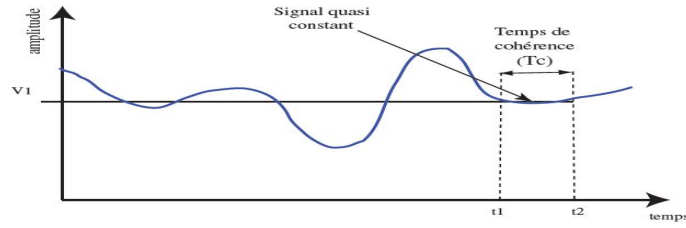


FIGURE I.7 – Illustration de la cohérence temporelle

où $\Delta(t)_c = T_c$ est le temps de cohérence. Les seuils $0.5(50^0/0)$ et $0.9(90^0/0)$ sont généralement les plus utilisés. Ce temps correspond à celui durant lequel le canal est considéré plat. la principale cause d'incohérence temporelle est la variabilité temporelle du canal, de même on peut définir :

- la bande de cohérence : $(\Delta f)_c = B_c$. La cohérence fréquentielle est liée au caractère sélectif en fréquence du canal, dû aux différents trajets reçus qui ont des retards de propagation différents.

-la distance de cohérence : $(\Delta \vec{r})_c = D_c$. L'incohérence spatiale est due au fait que les ondes d'un canal multi-trajets ont un décalage entre des niveaux différents.

I.5.2.4 Lien entre la cohérence et le dispersion

Pus les paramètres de dispersion et de cohérence sont liés entre eux par des relations, dans le cas des paramètres t et ν , la relation la plus simple est la suivante :

$$T_c \propto \frac{1}{\sigma_\nu} \quad (\text{I.14})$$

Il existe la même liaison entre la dispersion Doppler spatial et la distance de cohérence, ainsi qu'entre la dispersion des retards et la bande de cohérence. Des travaux récents basés sur le principe d'incertitude ont exprimé plus finement cette dualité. On retrouve en particulier une définition proposée par Fleury donnée par [7] :

$$T_c \geq \frac{\arccos(X/100)}{\sigma_\nu * 2\pi} \quad (\text{I.15})$$

I.5.3 Influence du canal sur les communications numériques

Une caractérisation approfondie du canal de propagation permet d'améliorer la qualité de services d'un système de transmission numérique. Ainsi, il existe un lien entre les paramètres caractéristiques du canal et l'information transmise. Cette information peut être représentée par deux paramètres :

- Le temps symbole, qui correspond à la durée d'un symbole ;
- La bande passante, qui est l'occupation spectrale de l'information transmise.

I.5.3.1 Évanouissement temporel

- évanouissements rapides : si le temps symbole est plus grand que le temps de cohérence alors il existe des fluctuations durant l'émission d'un symbole lors d'une communication numérique.
- évanouissements lents : si le temps symbole est plus petit que le temps de cohérence alors le canal paraît stable pour le symbole émis.

I.5.3.2 Évanouissement fréquentiel

Dans ce domaine, le niveau de puissance d'un canal peut changer selon la bande fréquentielle d'observation ce qui induit deux types d'évanouissements :

- canal sélectif en fréquence : la bande passante occupée par le signal transmis est plus grande que la bande de cohérence.
- canal plat : contrairement au canal sélectif en fréquence, la bande passante occupée par le signal transmis est plus petite que la bande de cohérence.

I.5.3.3 Évanouissement spatiaux

Il est possible de recevoir une puissance quasi nulle au niveau du récepteur, ou l'inverse, recevoir un niveau de puissance supérieur à celui émis. On distingue deux types d'évanouissements :

- Évanouissements à grande échelle (cas Outdoor) : qui sont causés par des effets de masque dans l'environnement de propagation comme les collines, immeubles, etc. On les trouve souvent dans des déplacements importants.
- Évanouissements à petite échelle (cas Indoor) : qui interviennent lorsque le mobile se déplace sur des distances proche de la longueur d'onde. Ils correspondent à des interférences constructives ou destructives au niveau du récepteur. La figure I.8 illustre les deux types d'évanouissements.

I.6 Types de modèles de propagation Outdoor

On trouve dans la littérature plusieurs modèles pour calculer en avance la perte du trajet sur un terrain irrégulier. Bien que tous ces modèles ont comme objectif le calcul de niveau du signal reçu dans un secteur bien déterminé et spécifique, ces modèles sont

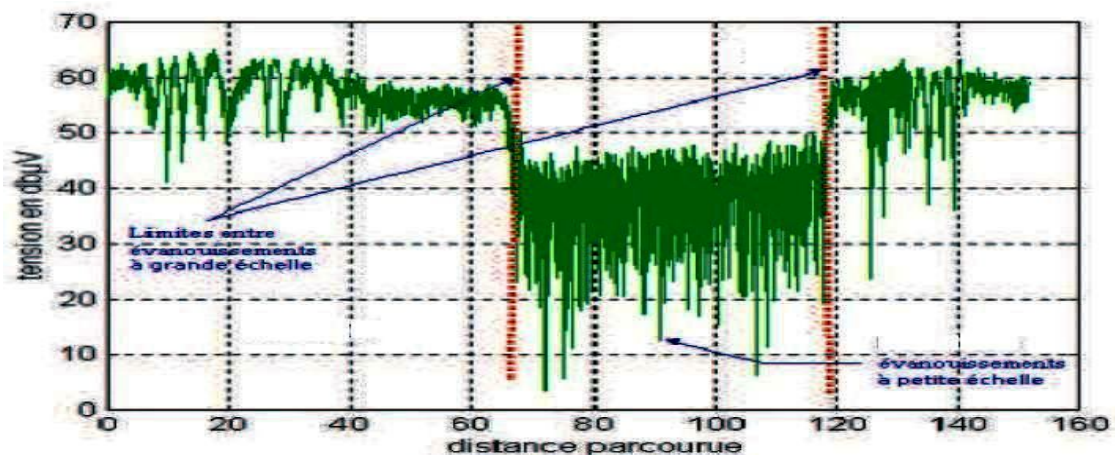


FIGURE I.8 – Exemple d'évanouissements à petite et grande échelles [5]

tous différents dans leurs approche, complexité, exactitude et précision. La majorité de ces modèles sont basés sur l'interprétation systématique des données de mesures obtenues dans des environnements bien déterminés.

I.6.1 Modèle de Longley-Rice

Le modèle de Longley-Rice s'applique pour les systèmes de communication point à point dans la bande de fréquence allant 40 MHz à 100 GHz. La moyenne de perte de transmission est prédite en utilisant la géométrie de profil du terrain. Dans ce modèle, la technique utilisée, est celle de géométrie optique (essentiellement le modèle de deux rayons avec réflexion du sol) pour prédire le niveau du signal reçu. Les pertes de diffraction sur les obstacles sont estimées en utilisant le modèle de Fresnel-Kirchoff. Le modèle de prédiction de propagation Longley-Rice est également connu comme étant le modèle de terrain irrégulier [8].

I.6.2 Modèle de Durkin

Edwards et Durkin ont présenté une approche classique de prédiction de propagation similaire à celle utilisée par Longley-Rice[8]. Dans leur publication, ils décrivent un programme de simulation sur PC pour la prédiction du niveau de champ sur un terrain irrégulier. Bien que ce programme de simulation ne prédise que les phénomènes à grande échelle (c'est-à-dire de perte de trajet), il offre une perspective intéressante sur la nature de la propagation sur un terrain irrégulier et les pertes causées par les obstacles dans une liaison radio. Le modèle utilise une base de données topographique renfermant les informations sur les coordonnées et les altitudes, par rapport à la mer, des points d'une

carte géographique. En utilisant ces données, le programme construit le profil du terrain reliant l'émetteur TX et le récepteur RX . Ceci est illustré à la figure 1.9.

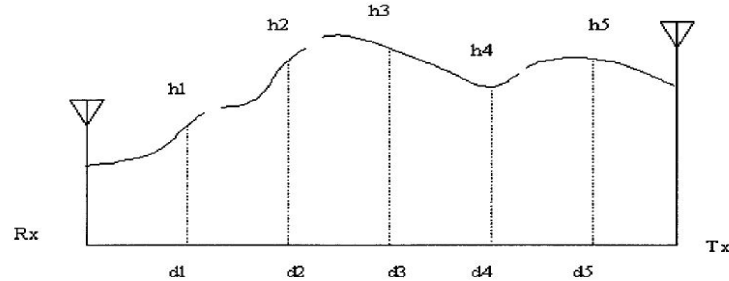


FIGURE I.9 – Construction de profil du terrain entre TX et RX

I.6.3 Modèle d'Okumura

Le modèle d'Okumura est le modèle le plus utilisé pour la prédiction du niveau du signal dans les environnements urbains [9]. Ce modèle s'applique pour la bande de fréquences allant de 150 MHz à 1920 MHz et pour des distances allant de 1 km à 100 km. Il peut être utilisé pour des hauteurs de stations de base de 30 à 1000 m. Okumura a développé un ensemble de courbes d'atténuation moyenne dans un environnement urbain avec des terrains quasi plats. Ces courbes ont été développées à partir des mesures extensives, en utilisant des antennes omnidirectionnelles avec une polarisation verticale aux deux stations. Ces courbes sont dessinées en fonction de la fréquence et de la distance qui séparent les antennes émettrices et réceptrices. Pour déterminer la perte du trajet en utilisant le modèle d'Okumura, il est nécessaire de déterminer la perte du trajet dans l'espace libre, ensuite la perte est calculée en utilisant la formule suivante :

$$L_{Oku}(dB) = L_F + A_{mu}(f, d) - G(h_{te}) - G(h_{re}) - G_{AREA} \quad (I.16)$$

Avec :

- L_{Oku} : Valeur moyenne de la perte du trajet de propagation.
- L_F : Perte dans l'espace libre.
- A_{mu} : Atténuation moyenne relative à l'espace libre.
- $G(h_{te})$: Gain de l'antenne de la station de base dû à la hauteur h_{te} .
- $G(h_{re})$: Gain de l'antenne de la station mobile dû à la hauteur h_{re} .
- G_{AREA} : Gain dépendant du type d'environnement.

$$\begin{aligned}
G(h_{te}) &= 20 \log\left(\frac{h_{te}}{200}\right) & 100m > h_{te} > 30m \\
G(h_{re}) &= 10 \log\left(\frac{h_{re}}{3}\right) & h_{re} \leq 3m \\
G(h_{re}) &= 20 \log\left(\frac{h_{re}}{3}\right) & 10m > h_{re} > 3m
\end{aligned}$$

Le modèle de Okumura est considéré comme étant le modèle le plus simple et le plus précis dans la prédiction de la perte du trajet pour les systèmes radio mobile dans des environnements urbains. Ce modèle est très pratique et il est devenu un standard pour la planification des systèmes modernes de communication de radio mobile au Japon. L'inconvénient majeur du modèle d'Okumura est qu'il n'est pas applicable aux environnements ruraux.

I.6.4 Modèle de Hata

Le modèle de Hata est une formulation empirique des graphiques de perte des trajets fournis par Okumura et il est valide pour les fréquences allant de 150 MHz à 1500 MHz. Hata a présenté la perte de propagation des zones urbaines comme une formule standard et a fourni des équations de correction pour l'appliquer à d'autres situations [10]. La formule standard, pour le calcul de la perte moyenne du trajet dans les zones urbaines, est donnée par :

$$L(\text{urbain})(dB) = 69.55 + 26.16 \log(f_c) - 13.82 \log(h_{te}) - a(h_{re}) + (44.9 - 6.55 \log(h_{te}) \log d) \quad (\text{I.17})$$

où

- f_c : Fréquence en MHz (de 150 MHz à 1500 MHz).

- h_{te} : Hauteur effective de l'antenne de station de base, taille d'antenne (en mètres) s'étendant de 30 m à 200 m.

- h_{re} : Hauteur du mobile allant de 1 à 10 m .

- d : Distance séparant les antennes entre 1 et 100 km.

-et $a(h_{re})$: Facteur de correction pour les hauteurs effectives des antennes mobiles.

Pour les ville petites ou moyennes, le facteur mobile de correction d'antenne est donné par :

$$a(h_{re}) = (1.1 \log f_c - 0.7)h_{re} - (1.56 \log f_c - 0.8) \quad dB \quad (\text{I.18})$$

et pour une grande ville, il est donné par :

$$a(h_{re}) = 8.29(\log 1.54h_{re})^2 - 1.1 \text{ dB} \quad \text{pour } f_c \leq 300\text{MHz} \quad (\text{I.19})$$

$$a(h_{re}) = 3.2(\log 11.75h_{re})^2 - 4.97 \text{ dB} \quad \text{pour } f_c \geq 300\text{MHz} \quad (\text{I.20})$$

Pour obtenir la perte du trajet dans un secteur suburbain, la formule standard de Hata de l'équation (1.19) est modifiée selon l'écriture :

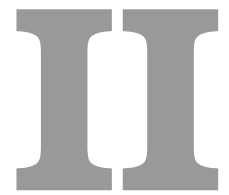
$$L(\text{dB}) = L(\text{urbain}) - 2[\log(f_c/28)]^2 - 5.4 \quad (\text{I.21})$$

Pour la perte du trajet dans des secteurs ruraux ouverts, la formule s'écrit :

$$L(\text{dB}) = L(\text{urbain}) - 4.78(\log f_c)^2 - 18.33 \log f_c - 40.98 \quad (\text{I.22})$$

I.7 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous disposons de tous les éléments nécessaires pour caractériser un canal de propagation SISO. Cependant, pour pouvoir simuler ce type de modèle il faut disposer des informations sur le canal en termes de réponses impulsionnelles ou fréquentielles. Dans le second chapitre nous allons étudier quelques types de modèles utilisés dans la propagation Outdoor, et voir leur utilité et tout ce qu'ils peuvent apporter aux canaux de propagation.



Modèles de propagation Outdoor

II.1 Introduction

Par opposition à la nature statique ou quasi statique du canal indoor, des canaux outdoor sont typiquement caractérisés par la variation en temps de gain du canal, qui est causé par la vitesse du mobile récepteur et la variation temporelle de gain du canal est régie par le spectre de Doppler, qui détermine la corrélation en domaine temporel dans le gain du canal.

Dans ce deuxième chapitre nous allons étudier comment modéliser la variation en temps du canal pendant que le mobile récepteur se déplace. En outre, nous allons présenter quelques méthodes pratiques de mise en application des modèles du canaux outdoor pour les canaux plats et sélectif en fréquence.

II.2 Modèle bruit blanc gaussien filtré FWGN

Beaucoup de modèles pour la propagation multi-trajet ont été proposé pour expliquer la nature statistique observée d'un canal mobile. Pour le cas Outdoor comme Indoor la propagation multi-trajets subit beaucoup de phénomènes qui rendent les ondes de transmission faibles et interférées par d'autres bruits externes.

Dans cette partie nous allons présenté le modèle bruit blanc gaussien filtré (Filtered white Gaussian Noise (FWGN)) comprenant le modèle de Clarke-Gans, ainsi que son comportement dans le domaine fréquentiel et temporel.

II.2.1 Modèle FWGN

Le canal outdoor est souvent caractérisé par un spectre Doppler. Il existe plusieurs types de spectre de Doppler pouvant être réalisés par un modèle FWGN.

II.2.1.1 Modèle de Clark/Gans

Clark a développé un modèle où les caractéristiques statistiques des champs électromagnétiques du signal reçu sont déduites de la dispersion. Le modèle comporte un émetteur fixe avec une antenne composée d'un nombre d'ondes planes azimutales N . en cas d'absence d'un chemin direct, il est nécessaire d'avoir une amplitude moyenne, car lorsque les rayons dispersés arrivent au récepteur, ils subissent de légères atténuations.

La figure II.1 montre un diagramme d'ondes planes pour un déplacement mobile à une vitesse v , dans la direction ox . L'angle d'arrivée est mesuré dans le plan x - y selon la direction de l'onde. Chaque onde incidente subit un effet Doppler dû aux mouvements de l'émetteur et arrive au récepteur en même temps. Pour la n^{ime} onde arrivée sous un angle

θ_n par rapport à l'axe des abscisses, l'effet Doppler en hertz est donné par [11] :

$$f_n = \frac{v}{\lambda} \cos \theta_n = f_m \cos \theta_n \quad (\text{II.1})$$

où

- λ : Longueur d'onde de l'onde incidente.

- f_n : L'effet Doppler.

- v : Vitesse du déplacement de l'onde.

- θ_n : Angle d'arrivé de l'onde.

- f_m : Fréquence Doppler maximale.

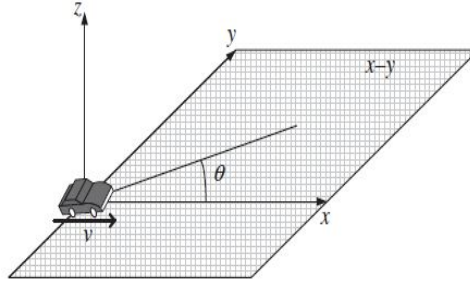


FIGURE II.1 – L'effet Doppler

Les ondes planes verticalement polarisées qui arrivent au mobile ont des composantes de champ électrique E et de champ magnétique H données par :

$$E_z = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(2\pi f_c t + \alpha_n) \quad (\text{II.2})$$

$$H_x = -E_0 \sum_{n=1}^N C_n \sin \theta_n \cos(2\pi f_c t + \alpha_n) \quad (\text{II.3})$$

$$H_y = -E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos \theta_n \cos(2\pi f_c t + \alpha_n) \quad (\text{II.4})$$

Où E_0 : Amplitude réelle du champ E.

C_n : Variable aléatoire réelle qui représente l'amplitude des ondes.

f_c : Fréquence porteuse.

La phase aléatoire du n^{ime} composante d'arrivée est donnée par :

$$\alpha_n = 2\pi f_n t + \phi_n \quad (\text{II.5})$$

Les amplitudes du champ E et H sont normalisées tels que l'ensemble de leur moyenne est donnée par :

$$\sum_{n=1}^N \overline{C_n^2} = 1 \quad (\text{II.6})$$

Puisque l'effet Doppler est petit comparé à la fréquence porteuse, $f_n < f_c$, les trois composantes de champ peuvent être modélisé en tant que processus aléatoires à bande étroite, et en tant que variables aléatoires gaussiennes si le nombre d'onde N est assez grand. On suppose que les angles de phase ont une fonction de densité de probabilité uniforme sur l'intervalle $[0, 2\pi]$.

D'après l'analyse de Rice, le champ E qui est déterminé comme le signal reçu est exprimé sous forme de phase et quadrature par [12]

$$E = h_I(t) \cos 2\pi f_c t - h_Q(t) \sin 2\pi f_c t \quad (\text{II.7})$$

où

$$h_I(t) = \sum_{n=1}^N C_n \cos(2\pi f_n t + \phi_n) \quad (\text{II.8})$$

et

$$h_Q(t) = \sum_{n=1}^N C_n \sin(2\pi f_n t + \phi_n) \quad (\text{II.9})$$

avec ϕ_n : Phase initiale.

II.2.1.2 Diagramme du modèle de Clarke/Gans

Le modèle de Clark/Gans a été conçu pour la dispersion des composants aléatoires, ces composants sont distribués autour de la station mobile (MS), et ont la même puissance. La figure II.2 montre un schéma fonctionnel pour le modèle de Clarke/Gans, dans lequel il y a deux branches, une pour la partie réelle et l'autre pour la partie imaginaire. Dans chaque branche, un bruit gaussien complexe est d'abord généré dans le domaine fréquentiel, puis filtré par un filtre de Doppler.

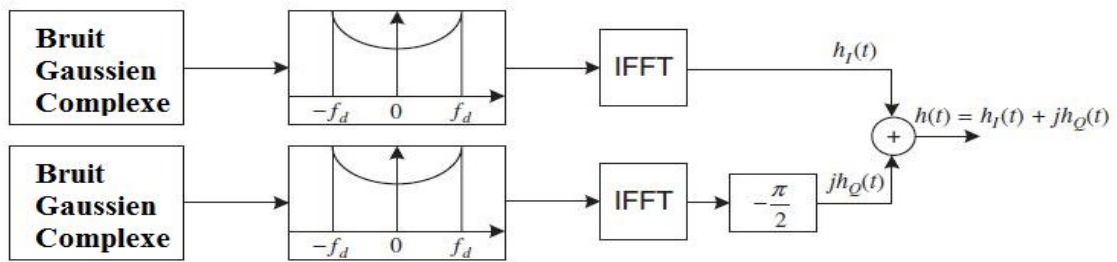


FIGURE II.2 – Schéma fonctionnel pour le modèle de Clarke/Gans

II.2.2 Modèle FWGN dans le domaine fréquentiel

Le modèle de Clarke/Gans utilise deux blocs de IFFT (transformée de Fourier inverse), les figures (II.3),(II.4)et (II.5) décrivent un processus de réalisation d'un spectre de Doppler, en prenant f_m comme fréquence de Doppler. Comme le spectre de Doppler se répète en respectant la fréquence de Nyquist qui égale à $2f_m$, pour l'échantillonnage normal, ces répartitions doivent être pliées pour que la fonction de IFFT occupe seulement les composantes positives de fréquence, comme représenté sur la figure II.3.

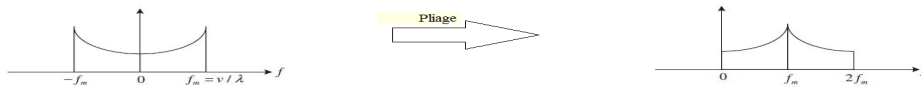


FIGURE II.3 – Échantillonnage normal.

Pour un échantillonnage fini, la largeur de bande du spectre de Doppler devient alors $B_D = 2N_{OS}f_m$.

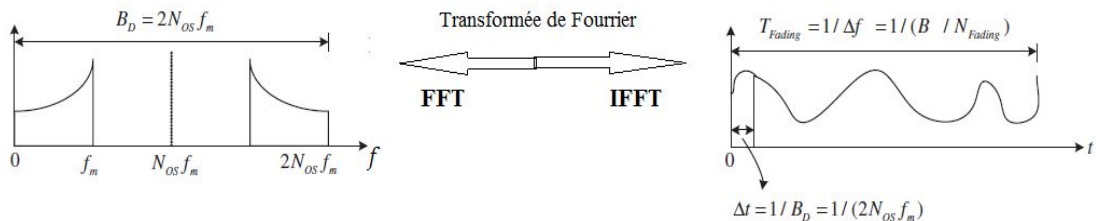


FIGURE II.4 – sur-échantillonnage.

Comme représenté sur la figure(II.4), son inverse $\Delta t = \frac{1}{B_D}$, est le temps d'échantillonnage correspondant à la période de cohérence du canal à évanouissement (fading). La largeur de bande de Doppler sera divisé en N sous bandes à évanouissement (N_{Fading}). La figure (II.5) montre un spectre de Doppler de fréquence discrète et son canal d'évanouissement équivalent dans le domaine temporel.

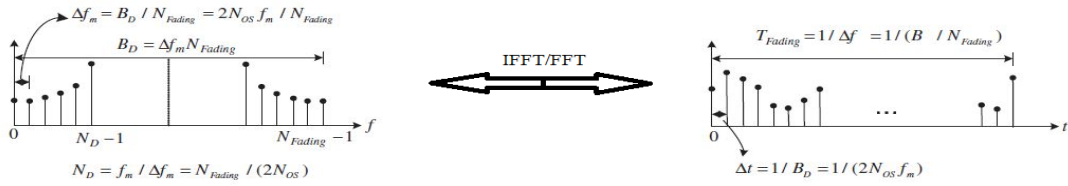


FIGURE II.5 – Equivalent dans le domaine discret.

Pour la taille de la IFFT, le pas de fréquence de Doppler est donné par $\Delta f_m = 2N_{OS}f_m/N_{Fading}$. Ainsi la réponse du canal de chaque trajet est donnée par :

$$h[n] = \sum_{k=N_{Fading}/2}^{N_{Fading}/2-1} \sqrt{S[k]} \exp^{j\theta_k} \exp^{j2\pi nk/N_{Fading}} \quad (\text{II.10})$$

avec

$S(k)$: Spectre de Doppler.

$k = f/\Delta f_m$: Fréquence discrète.

$n = t/\Delta t$: Indice temporel discret.

θ_k : Variable aléatoire uniforme entre $[0, 2\pi]$.

$N_D = f_m/\Delta f_m$: Nombre d'échantillons de fréquence Doppler.

N_{OS} : Facteur de sur-échantillonnage.

$\Delta t = 1/2N_{OS}f_m$: Pas d'échantillonnage.

II.2.3 Modèle FWGN dans le domaine temporel

La figure(II.6) représente une méthode qui a été utilisé dont le but d'obtenir un canal à évanouissement, cette méthode utilise un générateur pour avoir un processus aléatoire gaussien qui sera filtré par un filtre Doppler dont la réponse fréquentielle correspond à un spectre Doppler.

Par opposition au modèle FWGN dans le domaine fréquentiel auquel la durée du signal

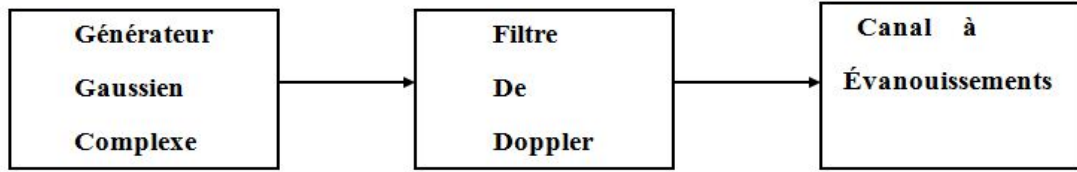


FIGURE II.6 – Modèle FWGN dans le domaine temporel[9]

est déterminée par la taille de l'IFFT, celui-ci est déterminé par la longueur du signal dans le modèle FWGN.

Le modèle de canal FWGN utilise d'autres types de spectre, y compris le spectre plat de Doppler et le spectre de Laplace. Le spectre plat de Doppler a une fonction spectrale de densité de puissance constante telle que :

$$S(f) \propto 1, \quad |f| \leq f_m \quad (\text{II.11})$$

Cependant, le spectre de Laplace est défini par la fonction de densité spectrale de puissance suivante :

$$S(f) \propto \frac{1}{\sqrt{1 - (f/f_m)}} \left\{ \exp\left(-\frac{\sqrt{2}}{\sigma} \left| \cos^{-1}(f/f_m) - \phi \right| \right) + \exp\left(\frac{-\sqrt{2}}{\sigma} \left| \cos^{-1}(f/f_m) + \phi \right| \right) \right\} \quad (\text{II.12})$$

$$|f| \leq f_m$$

Où σ est l'écart type de spectre de puissance, et ϕ est la différence entre la direction du mouvement et la direction d'arrivée, f_m est la fréquence de Doppler maximale, et f est la fréquence du signal [11].

II.3 Modèle de Jakes

Pour un canal multi trajet, les impulsions de la réponse impulsionnelle ont des amplitudes et des délais différents. Quand un récepteur se déplace à une vitesse constante et que son antenne reçoit un nombre infini d'ondes diffusées avec des angles d'arrivée uniformément distribués, le spectre de la puissance reçue est dit spectre de jakes.

Dans cette partie nous allons étudier le modèle de jakes ainsi que le modèle à rayons selon la méthode de sous rayons à puissance uniforme, ou la méthode de Laplace échantillonnée.

II.3.1 Spectre de Jakes

En outdoor, les trajets reçus sont distribués uniformément et uniquement dans les plans azimutaux, le spectre de Jakes est le modèle de référence pour représenter le décalage Doppler.

Le champ électromagnétique global reçu au niveau de l'antenne est la superposition d'un nombre de trajets élémentaires reçus, qui sont dûs au phénomène multi trajets. Le trajet n , arrive avec un angle α_n , par rapport au vecteur vitesse \vec{v} (voir la figure II.7), avec une phase θ_n ,

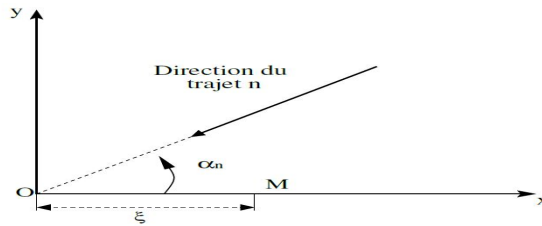


FIGURE II.7 – Variables liées au calcul du spectre de Jakes

et dont l'amplitude du champ E est donnée par :

$$E = E_0 \sum_{n=1}^N a(\alpha_n) \exp(j\theta_n) \quad (\text{II.13})$$

où :

- E_0 est l'amplitude du champ émis ;
- N est le nombre de trajets reçus ;
- $a(\alpha_n)$ correspond à la valeur du diagramme de rayonnement de l'antenne réceptrice pour un trajet arrivant sous l'angle azimutal α_n ;
- θ_n est la phase du n trajet .

L'amplitude complexe du champ électrique reçue en un point M décalée de ξ par rapport à 0 est définie par :

$$E_\xi = E_0 \sum_{n=1}^N a(\alpha_n) e^{j(\theta_n + k\xi \cos \alpha_n)} \quad (\text{II.14})$$

Le spectre Doppler $S_E(f)$ est la transformée de Fourier de la fonction d'auto covariance temporelle qui est définie par :

$$S_E(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_E(t) \cdot \exp(-j.2.\pi.f.t) dt \quad (\text{II.15})$$

où

f : La fréquence de porteuse.

La résolution de cet intégrale donne finalement l'équation suivante [13] :

$$S_E(t) = \frac{1}{f_m \sqrt{1 - \frac{f^2}{f_m^2}}} \quad (\text{II.16})$$

Où, $f_m = \frac{v}{\lambda}$: Le décalage Doppler maximum.

II.3.2 Méthode de Jakes

La méthode de Jakes considère que les ondes arrivant au récepteur de toutes les directions et avec une distribution uniforme, ont toutes la même puissance.

Cette méthode ne demande pas beaucoup de calculs et sa structure permet l'implémentation d'un générateur en temps réel [14].

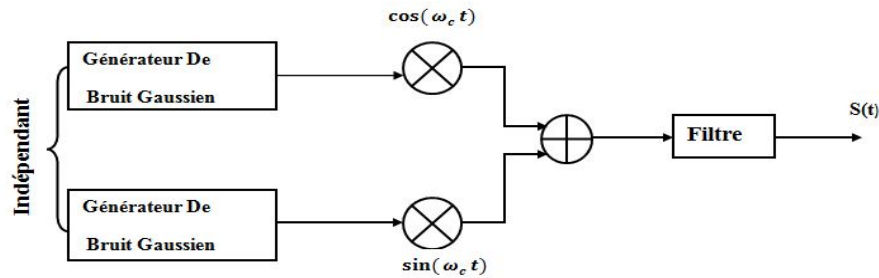


FIGURE II.8 – Méthode de Jakes pour la simulation d'un canal de Rayleigh

La méthode de Jakes fournit une modulation de phase uniforme et une enveloppe à évanouissement de Rayleigh, en modulant les amplitudes des composantes en phase et en quadrature d'une porteuse, avec deux générateurs de bruit gaussien non corrélés.

La figure II.8 illustre comment le modèle de Jakes est mis en application. Pour simuler la méthode de Jakes. Un nombre d'oscillateurs N_0 à basse fréquence est utilisé, avec des fréquences égales à celles de déplacement Doppler ω_m . Les amplitudes de toutes les composantes sont toutes égales à un, sauf celle de la fréquence ω_m , qui égale à $\frac{1}{\sqrt{2}}$. Les sorties de chaque oscillateur avec le facteur de gain approprié sont additionnées pour produire les composantes $h_I(t)$ en phase et $h_Q(t)$ en quadrature. Par la suite, ces deux composantes sont multipliées par les composantes de la fréquence porteuse ω_c , respectivement en phase

et en quadrature, d'où le signal de sortie $h(t)$ est donné par [15] :

$$h_I(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} (\cos\beta_n \cos w_n t) + \sqrt{2} \cos\alpha_N \cos w_m t \quad (\text{II.17})$$

et

$$h_Q(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} (\sin\beta_n \cos w_n t) + \sqrt{2} \sin\alpha_N \cos w_m t \quad (\text{II.18})$$

d'où :

$$h(t) = h_I(t) \cos \omega_c t + h_Q(t) \sin \omega_c t \quad (\text{II.19})$$

avec :

$\omega_n = \omega_m \cos\theta_n$: Fréquence décalée de Doppler.

$\theta_n = 2\pi n/N$: Angle d'arrivée pour l'onde n .

$n = 1, 2, \dots, N_0$; N_0 : Le nombre d'oscillateurs.

$\alpha_N = 0$ et $\beta_n = \pi n/(N_0 + 1)$: Les phases initiales.

N : Le nombre d'onde.

II.3.3 Modèle de canal à rayons

Ce modèle est fréquemment employé dans le cas d'un canal MIMO, puisqu'il peut tenir compte d'une corrélation spatiotemporelle. Cependant, il peut être également employé pour un canal SISO.

Le modèle de canal à rayons est un modèle déterministe. Il est utilisé couramment pour prédire le canal de propagation radio dans un environnement indoor et outdoor. Il identifie tous les trajets possibles entre un émetteur et un récepteur quelconque. Ensuite des méthodes comme celle de sous rayons à puissance uniforme et la méthode de Laplace échantillonnée sont appliquées pour calculer l'amplitude, la phase, le retard et la polarisation.

II.3.3.1 Méthode à rayons à puissance uniforme

Cette méthode attribue la même puissance à chaque rayon secondaire tandis que leurs angles ne sont pas uniforme. Prenant l'exemple à deux rayons, où le premier a pris un chemin directe avec un retard égal à zéro, alors que le deuxième a pris un autre chemin pour un trajet qui est une réflexion mais avec un retard supérieur à zéro [16]. Les caractéristiques de ce modèle sont déterminées par le paramètre de retard en deuxième trajet, et son amplitude est généralement très inférieure à celle du trajet directe. Dans cette méthode le profil de retard de trajet est utilisé pour décrire la puissance moyenne de chaque chemin

de canal. D'où la formule de spectre de puissance azimuthal est donnée par :

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} p(\theta, \sigma) d\theta = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{\sqrt{2}\sigma} e^{-\frac{\sqrt{2}|\theta|}{\sigma}} d\theta = -\frac{1}{2} \left(e^{-\frac{\sqrt{2}|\theta_2|}{\sigma}} - e^{-\frac{\sqrt{2}|\theta_1|}{\sigma}} \right) \quad (\text{II.20})$$

avec

θ_1 et θ_2 sont des angles de deux rayons.

σ : Angle de diffusion.

II.3.3.2 Méthode de Laplace échantillonnée

Contrairement à la méthode à rayons à puissance uniforme, à laquelle chacun des rayons secondaires a la même puissance, celle là considère les angles des rayons uniformément distribués, la puissance des rayons secondaires suit la puissance du spectre azimuthal de Laplace et leurs angles ne sont pas symétriques par rapport à l'angle d'arrivé moyen, comme représenté sur la figure II.9. Dans cette figure, l'angle d'arrivé est égal à 0 degré.

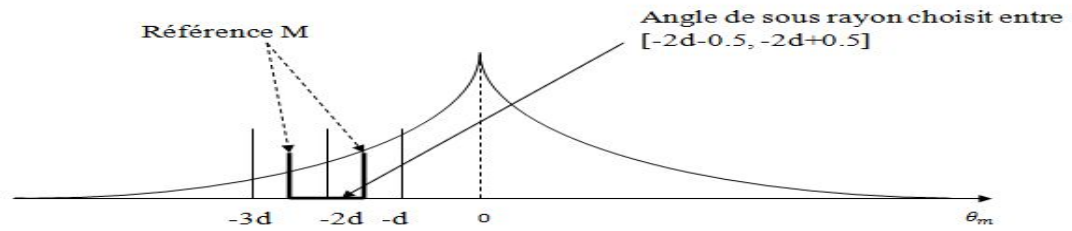


FIGURE II.9 – Méthode discrète de Laplace

Les angles des rayons secondaires sont fixés uniformément avec une distance égale à $d = 2\alpha/M$ sur une porteuse $[-0.5, 0.5]$ avec un angle d'arrivé moyen, α variant avec l'angle de diffusion σ . Par exemple si $\alpha = (10 \text{ degré}, 15 \text{ degré}, \text{ et } 179 \text{ degré})$ alors $\sigma = (2 \text{ degré}, 5 \text{ degré}, \text{ et } 35 \text{ degré})$. Une fois les ondes des sous rayons sont générées, les angles réels sont déterminés en ajoutant un nombre aléatoire choisi entre $[-0.5, 0.5]$ aux rayons secondaires (M). L'attribution d'angle dans la méthode échantillonnée de Laplace est donnée par [11] :

$$\theta_m = -\alpha + m.d + \phi \quad \text{pour } m = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (\text{II.21})$$

où ϕ et une variable aléatoire uniforme entre $[-0.5, 0.5]$.

II.4 Modèle de canal sélectif en fréquence

La dispersion temporelle dans un environnement multi trajet conduit le signal à subir soit un évanouissement plat ou un évanouissement de sélectivité fréquentielle. Si la bande passante du signal utile dépasse la bande de cohérence du canal, le signal subit le phénomène de sélectivité fréquentielle ($B_S > B_c$). Une observation fréquentielle du signal utile montre que celui-ci voit certaines de ses composantes être atténuées. La sélectivité fréquentielle est causée par le retard multi trajet et qui approche ou dépasse la période du symbole transmis ($T_S < \sigma_\tau$), σ_τ représente la racine carrée de l'étalement du retard. En pratique, $T_S \leq 10\sigma_\tau$, aboutit à un canal sélectif en fréquence et introduit des interférences inter symboles.

Dans cette partie nous allons étudier ce canal sélectif en fréquence, soit par la méthode TLD (Tapped Delay Line) ou par celle d'ajustement des coefficients.

II.4.1 Définition d'un canal sélectif en fréquence

La sélectivité en fréquence d'un canal est un concept intimement lié au signal à transmettre. Il exprime le fait que le signal à transmettre a des composantes fréquentielles qui sont atténuées différemment par le canal de propagation. En d'autres termes, ce phénomène apparaît si le signal possède une bande de largeur de fréquence plus grande que la bande de cohérence du canal de propagation ; la bande de cohérence d'un canal étant définie comme étant la largeur de bande minimale pour laquelle deux atténuations du canal sont indépendantes. Il est un des principaux obstacles à des transmissions fiables, il faut en effet d'une part estimer le canal (ce qui fait perdre du débit dans des environnements mobiles) et l'égaliser (ce qui augmente la complexité des récepteurs).

II.4.2 Sélectivité fréquentielle du canal

Le signal reçu subit soit un évanouissement lent ou rapide [15].

a) Évanouissement rapide

Il est observé lorsque le temps de cohérence du canal est plus petit que le période du symbole. De ce fait, la réponse impulsionnelle du canal varie rapidement pendant une période symbole. La variation dans le domaine temporelle est très liée au mouvement de l'émetteur ou du récepteur qui introduisent un étalement dans le domaine fréquentiel connu sous le nom de " Doppler Shift ". Soit f_m le décalage de Doppler maximal, et B_d la bande passante du spectre de Doppler. $B_d = 2f_m$. Le temps de cohérence est généralement exprimé par $T_c \approx 1/f_m$.

Ainsi donc $T_S > T_c$ implique $B_S < B_c$, le signal est soumis, lorsque ces conditions sont remplies, à un évanouissement rapide.

b) Évanouissement lent

Dans ce cas on considère que la réponse impulsionnelle du canal varie très lentement comparativement au signal transmis. On peut supposer dans ce cas que le canal ne varie pas pendant la durée d'un ou de plusieurs symboles du signal, il est en fait considéré statique. Ceci signifie que l'étalement de doppler est plus petit que la bande passante du signal transmis. Dans ces conditions, le signal est soumis au phénomène d'évanouissement lent. $T_S \ll T_c$ et $B_S \ll B_c$.

II.4.2.1 Modèle TDL (Tapped Delay Line)

Un modèle TDL (lignes à répliques retardées) est couramment utilisé pour la mise en œuvre du canal multi-trajet. Il emploie un nombre multiple de générateurs d'évanouissement (plat) de fréquence non sélective (par exemple, en utilisant le modèle FWGN ou modèle de Jakes), qui sont indépendants les uns des autres, avec une puissance moyenne. (voir la figure II.10).

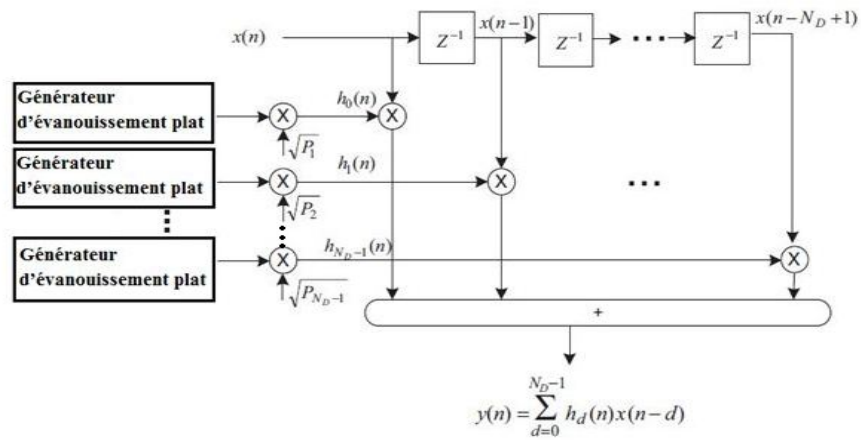


FIGURE II.10 – Modèle de canal à évanouissement sélectif en fréquence

La sortie du générateur d'évanouissement indépendant est multipliée par une puissance ajoutée en fonction des générateurs d'évanouissement, de manière à produire un coefficient de modèle TDL. En fait, il est traité comme un filtre FIR (Filtre à réponse impulsionnelle finie) avec la sortie suivante :

$$y(n) = \sum_{d=0}^{N_D-1} h_d(n)x(n-d) \quad (\text{II.22})$$

Où N_D est le nombre de répliques dans le filtre FIR. Toutefois, la mise en œuvre de la structure du filtre FIR n'est pas exploitée si la réplique retardée n'est pas un entier multiple de la période d'échantillonnage t_s .

II.4.2.2 Modèle d'ajustement des coefficients

Le PDP (Profil du retard de puissance) du modèle général de canal est basé sur les mesures réelles dans les environnements spécifiques (par exemple, macro cellulaire ou à l'intérieur), il ne peut pas coïncider avec les multiples entiers de la période de l'échantillon t_s . Dans ce cas ci, la PDP doit être ajusté pour l'implémentation du canal en temps discret [16]. Par exemple, Les répliques retardées peuvent être obligatoires dans un multiple de nombre entier de la période d'échantillonnage par une période de sur-échantillonnage, ce qui toutefois peut rendre le nombre de répliques trop important pour le filtre FIR.

Pour une exécution plus simple, il existe deux méthodes qui peuvent être employées. La méthode d'arrondissement des répliques et la méthode d'interpolation de coefficients. Mais pour cela il faut s'assurer que les caractéristiques du canal sont préservées même après l'ajustement des coefficients.

a) La méthode d'arrondissement : c'est une méthode qui fait décaler la réplique à retard dans une période d'échantillonnage plus étroite. Comme le montre la figure (II.11). Elle tient compte de préserver le nombre de trajets et la puissance pour chaque trajet. Le schéma suivant illustre l'ajustement de coefficient par la méthode d'arrondissement. Dans cette méthode, le nouveau coefficient de retard est exprimé par :

$$t'_d = (t_d/t_s + 0.5).t_s \quad (\text{II.23})$$

Où t_s est la période d'échantillonnage et t_d est le retard de canal.

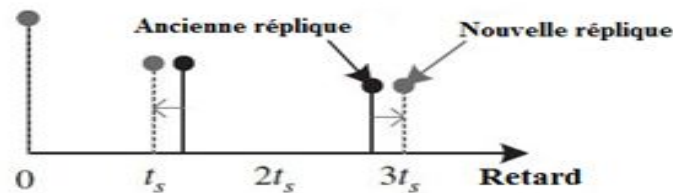


FIGURE II.11 – Illustration d'ajustement de coefficient par arrondissement

b) La méthode d'interpolation de coefficient : c'est une méthode qui représente le retard d'un canal original en termes de deux périodes d'échantillonnage voisine, qui sont

pendérés par leur distance relative en respectant le retard du canal. Prenant t_r comme une distance relative du retard discrétisé t_i par rapport au retard du canal, c'est-à-dire :

$$t_r = t_d/t_s - t_i \quad (\text{II.24})$$

Où $t_i = t_d/t_s$, en notant $h_{t_i}(n)$ comme le coefficient complexe provisoire du canal pour le nouveau coefficient de retard t_i en prenant $h_0(n) = 0$. En attendant, h_{t_d} est le coefficient complexe du canal pour le retard t_d . En faisant répartir le coefficient complexe du canal $h_{t_d}(n)$ sur deux périodes d'échantillonnage adjacentes comme le montre la figure (II.12). Le nouveau coefficient de retard t_i est mis à jour par :

$$h'_{t_i}(n) = h_{t_i} + \sqrt{1 - t_r} h_{t_d}(n) \quad (\text{II.25})$$

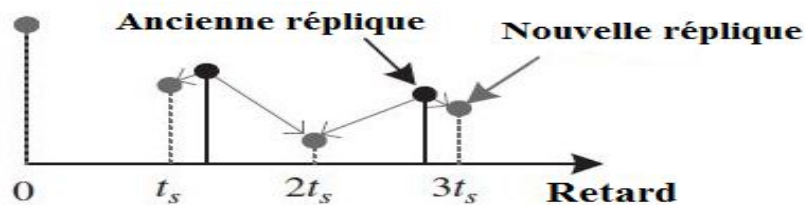


FIGURE II.12 – Illustration d'ajustement des coefficients par interpolation

Le coefficient complexe provisoire du canal pour le nouveau coefficient de retard $t_i + 1$ est indiqué par :

$$h_{t_i+1}(n) = \sqrt{t_r} h_{t_d}(n) \quad (\text{II.26})$$

Où $t_i t_s < h_{t_d}(n) \leq (t_i + 1)t_s$.

II.5 Modèle SUI(Stanford University Interim)

Un groupe de recherche d'université de Stanford a développé un modèle paramétrique pour les applications fixes des canaux à large bande [17]. Dans cette partie nous allons définir le modèle provisoire de l'université de Stanford (Stanford University Interim, SUI) et étudier son utilisation dans la propagation Outdoor.

II.5.1 Présentation du modèle SUI

Les Modèles IEEE 802.16 ont été au départ élaboré pour les fréquences au dessous de $11GHz$, le standard 802.16 inclut des modèles de propagation connue sous le nom de SUI (Stanford University Interim). L'usage de ces modèles peut être utilisé pour couvrir la bande des $3.5GHz$ avec l'induction de facteur de correction. Dans ce modèle de propagation, il y'a trois types de terrains différents. Canaux de catégorie A, canaux de catégorie B et canaux de catégorie C. la catégorie des canaux est déterminée par deux critères, le premier est celui de la densité des arbres et le second est le type de terrain. La densité des arbres peut être légère, modérée ou forte. Le type de terrain est soit plat ou accidenté. Pour chaque catégorie de canaux, il existe deux canaux différent. La classification des canaux dans une catégorie est basée sur l'écart de retard, la fréquence Doppler et un facteur K. Ce facteur représente le rapport de la puissance des composantes fixes sur la puissance des composantes variables du signal. Alors on obtient six canaux différents. Les différents canaux considérés dans le modèle SUI sont illustrés dans les tableaux II-1, II-2 et II-3 [17] :

Terrains	Modèles SUI
C Terrain plat / Densité légère d'arbres	SUI-1, SUI-2
B Terrain plat / Densité modérée d'arbres	SUI-3, SUI-4
A Terrain accidenté /Densité forte d'arbres	SUI-5, SUI-6

TABLEAU II-1 : Catégorie des canaux.

	K :Bas	Écart de retard		
Doppler		Bas	Modéré	Élevé
	Bas	SUI-3		SUI-6
	Élevé		SUI-4	SUI-5

TABLEAU II-2 : Classification des modèles SUI.

	K :Bas	Écart de retard		
		Bas	Modéré	Élevé
Doppler	Bas	SUI-1,SUI-2		
	élevé			

TABLEAU II-3 :Canaux SUI de catégorie C.

Les modèles SUI imite les effets d'évanouissement à grande et à petite échelle. Les évanouissements à petite échelle sont modélisés par des lignes à répliques retardées (Tapped Delay Line TDL). Les évanouissements à grande échelle sont inclus dans les modèles en introduisant les expressions de la perte du trajet et de l'effet de masque. Les paramètres statistiques des évanouissements à petite échelle sont spécifiés pour chaque canal SUI. La corrélation spatiale des antennes et également définie pour chaque ensemble des modèles afin de tenir compte des caractéristiques spatiales des canaux. Les définitions des six canaux dont on a parlé sont représentées dans des tableaux. Dans le tableau II-4, on a défini le canal SUI-6 qui est le canal que nous avons simulé sous matlab, qu'on verra dans la partie simulation du troisième chapitre. Par contre les autres canaux seront définis en annexes.

La structure générique pour le modèle de canal SUI est donnée dans la figure II.13 :

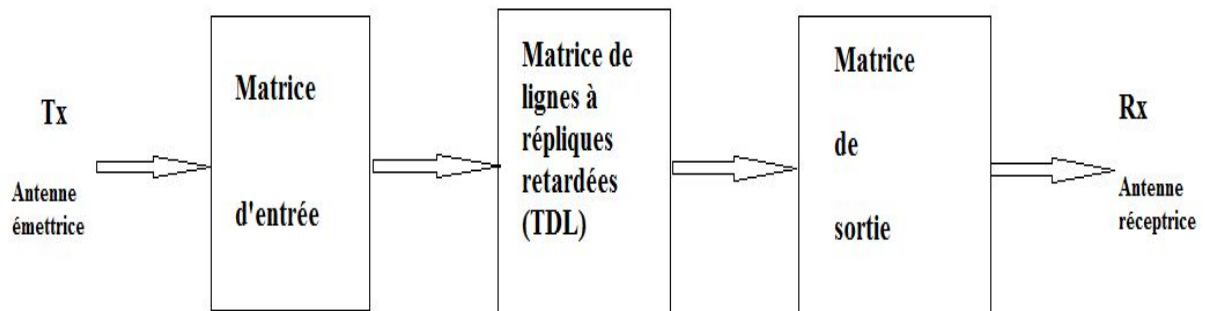


FIGURE II.13 – Modèle de canal SUI

La structure donnée par la figure II.13 est généralement utilisée pour les canaux MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) et inclut d'autres configurations comme le canal SISO et le canal SIMO (Single-Input Multiple-Output). La structure de canal SUI est la même pour les signaux primaires et les signaux interférés.

- **Matrice d'entrée** : cette partie du modèle représente la corrélation entre les signaux d'entrée si les antennes de transmission utilisées dans le cas MIMO.

-**Matrice des lignes à répliques retardées (TDL)** : cette partie du modèle représente l'évanouissement par trajets multiples du canal. L'évanouissement par trajets multiples est modélisé comme une TDL avec trois coefficients et un retard non uniforme. Le gain lié à chaque coefficient est caractérisé par une distribution de Rice avec le facteur $K > 0$, ou Rayleigh avec le facteur $K = 0$ et la fréquence maximum de Doppler.

Matrice de sortie : cette partie du modèle représente la corrélation entre les signaux de sortie si les antennes de réception employées sont multiples.

II.5.2 Représentation des canaux SUI

Comme on l'a précisé au dessus, la définition du canal SUI-6 est représentée dans le tableau II-4 comme suite.

Canal SUI-6				
	Réplique 1	Réplique 2	Réplique 3	Unité
Retard	0	14	20	μs
Puissance (antenne omnidirectionnelle)	0	-10	-14	dB
90°/0 du facteur K (antenne omnidirectionnelle)	0	0	0	
75°/0 du facteur K (antenne omnidirectionnelle)	0	0	0	
50°/0 du facteur K (antenne omnidirectionnelle)	1	0	0	
Puissance (antenne omnidirectionnelle)	0	-16	-26	dB
90°/0 du facteur K (antenne 30 degré)	0	0	0	
75°/0 du facteur K (antenne 30 degré)	2	0	0	
50°/0 du facteur K (antenne omni)	5	0	0	
Doppler	0.4	0.3	0.5	H_Z
Corrélation d'antenne : $\rho_{ENV} = 0.3$ Facteur de réduction : $GRF = 4$ dB Facteur de normalisation : $F_{omni} = -0.5683$ $F_{30degr} = -0.1184$ dB	Type de terrain : A Antenne omni : $\tau_{RMS} = 5.240\mu s$ K global : $K = 0.1(90^\circ/0), K = 0.3(75^\circ/0)$ $K = 1(50^\circ/0)$ Antenne 30 degré : $\tau_{RMS} = 2.370\mu s$ K global : $K = 0.4(90^\circ/0), K = 1.3(75^\circ/0)$ $K = 4.2(50^\circ/0)$			

TABLEAU II-4 : Définition du canal SUI-6.

avec :

- Puissance totale pour chaque réplique dans l'antenne omnidirectionnelle est donnée par :

$$P = |m|^2 + \sigma^2 \quad (II.27)$$

où

m : Constante complexe.

σ^2 : Variance complexe gaussienne.

- Le facteur K :

$$K = \frac{|m|^2}{\sigma^2} \quad (\text{II.28})$$

$$\sigma^2 = P \frac{1}{K+1} \quad (\text{II.29})$$

$$|m|^2 = P \frac{K}{K+1} \quad (\text{II.30})$$

$$(\text{II.31})$$

- Corrélation d'antenne :

La corrélation d'antennes est généralement définie comme étant le coefficient de corrélation entre les signaux reçus à deux antennes. Les signaux reçus sont modélisés en tant que deux processus aléatoires complexes $X(t)$ et $Y(t)$ avec un coefficient de corrélation d'antenne donné par :

$$\rho_{ENV} = \left| \frac{E[(X - E(X))(Y - E(Y))]}{\sqrt{E[|X - E(X)|^2]E[|Y - E(Y)|^2]}} \right| \quad (\text{II.32})$$

- Le retard RMS :

$$\tau_{rms} = T_1 d^\xi y \quad (\text{II.33})$$

où :

d : La distance entre les deux antennes en Km.

T_1 : Valeur médiane de τ_{rms} à $d=1\text{Km}$.

ξ : Un exposant qui se situe entre $[0.5, 1]$.

y : Une variable aléatoire en logarithme normal.

- Facteur de réduction du gain (GRF). :

ce paramètre est une quantité aléatoire à laquelle la valeur en dB est une distribution gaussienne (trancé à 0dB), avec une moyenne (μ_{GRF}) et un écart type (σ_{GRF}) donnés par :

$$\mu_{grf} = -(0.53 + 0.1I)\ln(\beta/360) + (0.5 + 0.4I)(\ln(\beta/360))^2 \quad (\text{II.34})$$

$$\sigma_{grf} = -(0.93 + 0.2I)\ln(\beta/360) \quad (\text{II.35})$$

où :

β : La largeur de rayon en degré.

$I=1$ pour l'hiver , $I=-1$ pour l'été.

II.5.3 Plan pour les canaux SUI

Ce plan représente les mesures prises pour avoir les résultats qu'on a vu dans les tableaux précédents pour les six canaux.

- Taille des cellules = 7 Km.
- Taille d'antenne BTS = 30 m
- Taille d'antenne réceptrice = 6 m.
- Largeur du faisceau d'antenne BTS = 120 degré.
- largeur du faisceau d'antenne réceptrice : omnidirectionnelle 360 degré et 30 degré.
- Polarisation verticale seulement.
- 90%/0 de cellules assurent une bonne couverture avec 99.9%/0 de fiabilité à chaque endroit couvert.

II.6 Conclusion

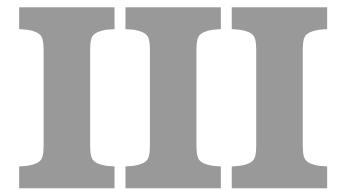
Dans ce deuxième chapitre nous avons présenté quatre parties dont chaque partie nous avons étudié un modèle pour le canal de propagation Outdoor.

Le modèle de canal Outdoor est la plupart du temps caractérisé par le spectre de Doppler. Différent types de spectre de Doppler peuvent être réalisés par un modèle de bruit blanc gaussien filtré (Filtered white Gaussian Noise (FWGN)). C'est l'un des modèles les plus connus et utilisés de canal Outdoor. Le modèle de Clarke/Gans est un cas particulier du modèle FWGN qui peut être combiné pour donner plusieurs autres nouveaux modèles. Le paramètre principal apporté est la façon dont le filtre de Doppler est implémenté dans le domaine temporel ou fréquentiel.

Dans la partie consacrée pour le modèle de Jakes, nous avons introduit les différentes caractéristiques du canal radio-mobile, puis nous avons présenté la méthode de Jakes utilisée pour générer la partie multi trajets du canal de propagation. Ensuite nous avons étudié le modèle de canal à rayon et ses deux méthodes.

Durant l'étude du modèle de canal sélectif en fréquence, nous avons vu que le signal à transmettre contient des composantes fréquentielles qui subissent des atténuations par le canal de propagation, puis nous avons étudié le modèle TDL qui utilise un nombre multiple de générateurs d'évanouissement (plat) comme le modèle FWGN. Le modèle d'ajustement des coefficients utilise deux méthodes, celle d'arrondissement et celle d'interpolation de coefficient. Donc on a compris que ces méthodes permettent de transmettre les différents retards du canal en identifiant les coefficients d'atténuation qui modélisent l'effet du canal de propagation.

Enfin nous avons présenté le dernier modèle qui est le modèle SUI, il a été conçu pour les applications fixes des canaux à large bande. Il est employé pour trois terrains différents qui sont spécialisés dans la densité des arbres, qui contient à son tour six canaux différents qu'on a vu dans les tableaux précédents. Dans le chapitre suivant, nous allons simuler sous matlab les modèles vus dans la partie théorique. Ensuite nous allons donner des explications nécessaires sur les résultats obtenus.



Tests et simulations

III.1 Modèles de propagation Outdoor

III.2 Introduction

Dans ce troisième et dernier chapitre, nous allons mettre en œuvre tous les modèles vus aux chapitres précédents, ainsi des simulations qui ont été réalisées sous matlab pour chacun de ces modèles.

III.2.1 Modèle d'Okumura

Dans le modèle d'Okumura vu au premier chapitre. nous considérons deux pertes de parcours, l'une pour un gain du récepteur qui est inférieur à 3 m ($3 \text{ m} \geq$), et l'autre qui est pour un gain inférieur à 10 m et supérieur à 3 m ($3 \text{ m} \leq$ et $\leq 10 \text{ m}$). Dans ce cas de figure nous avons mis la valeur de l'atténuation moyenne relative à l'espace libre $16 \text{ dB} \leq A_{mu} \leq 65 \text{ dB}$, et le gain du type d'environnement $5.5 \text{ dB} \leq G_{AREA} \leq 12 \text{ dB}$, et une distance $d=100 \text{ Km}$. Avec :

$L_{50}(\text{dB}) = L_F + A_{mu}(f, d) - G(h_{te}) - G(h_{re}) - G_{AREA}$: la perte de parcours.

$L_F = 32.44 + \log(d) + 20\log(f)$: Perte dans l'espace libre.

$150 \text{ MHz} \leq f \leq 1920 \text{ MHz}$: Bande de fréquence appliquée au modèle.

$30 \text{ m} \leq h_{te} \leq 1000 \text{ m}$: Hauteur de la station de base.

La figure III.1 illustre l'atténuation pour la zone dense.

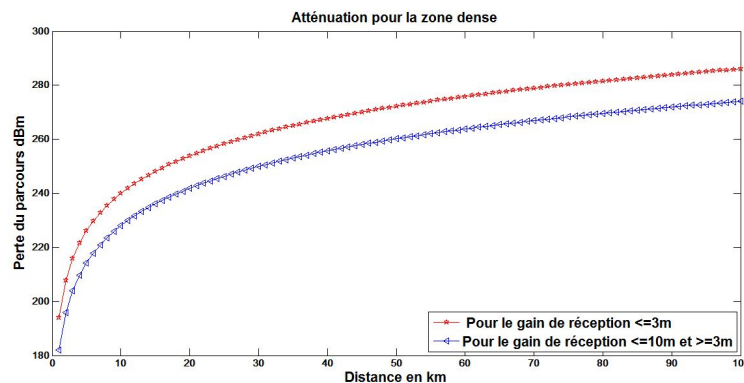


FIGURE III.1 – Atténuation pour la zone dense.

Pour la figure III-2, les valeurs sont les mêmes que pour la figure III-1 sauf pour le gain de type d'environnement qui est entre $17 \text{ dB} \leq G_{AREA} \leq 27 \text{ dB}$. Aussi pour la figure III-3, les valeurs sont les mêmes sauf pour le gain de type d'environnement qui est entre $22.5 \text{ dB} \leq G_{AREA} \leq 32 \text{ dB}$.

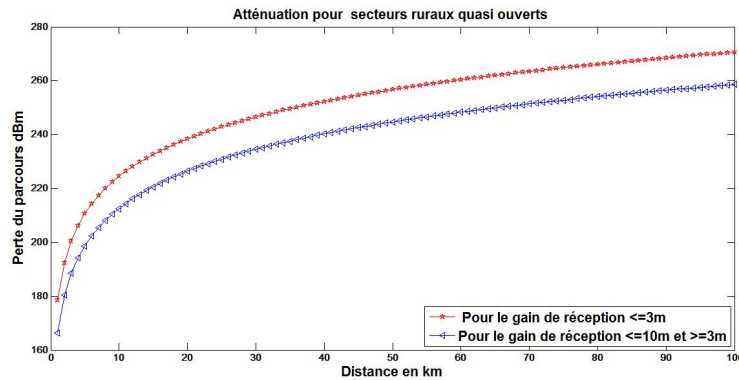


FIGURE III.2 – Atténuation pour secteurs ruraux quasi ouverts.

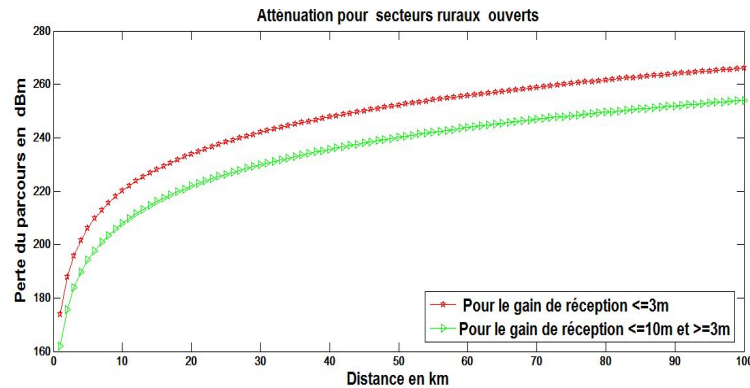


FIGURE III.3 – Atténuation pour secteurs ruraux ouverts.

Dans la figure III.1, nous constatons que les pertes sont plus élevées dans la zone dense quand la hauteur du récepteur est inférieure à 3m par rapport à celle qui est supérieure à 3m et inférieure à 10m. Nous remarquons que les pertes sont plus faibles dans les zones rurales quasi ouvertes et ouvertes qu'à la zone dense comme est montré dans les figures III.2 et III.3.

III.2.2 Modèle de Hata

Dans le modèle de Hata vu au premier chapitre (partie I.6.4). On a représenté dans chaque figure trois types de courbes qui représentent le modèle de Hata dans différentes zones, et chaque zone, le modèle de Hata est représenté dans différentes villes, la première c'est une petite ville, la deuxième pour une grande ville quand la fréquence de porteuse $f_c \leq 300MHz$, et la troisième pour une grande ville quand $f_c \geq 300MHz$. Dans ce cas de figure le facteur de correction employé pour les villes petites est donné par l'équation

(I.18), et pour les grandes villes est donné dans les équations (I.19) et (I.20).

Avec :

$150\text{MHz} \leq f_c \leq 1500\text{MHz}$: Fréquence de porteuse.

$30\text{m} \leq h_{te} \leq 200\text{m}$: Hauteur de la station de base.

$1\text{m} \leq h_{re} \leq 10\text{m}$: Hauteur du mobile.

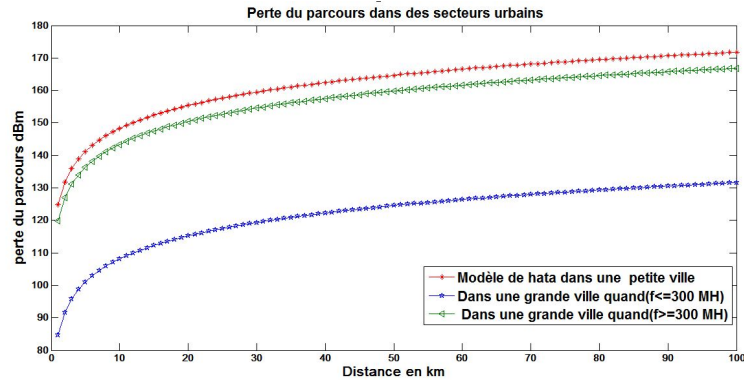


FIGURE III.4 – Perte du parcours dans des secteurs urbains.

La figure III-4 illustre la perte de parcours dans une zone urbaine sachant qu'on a fixé la distance d qui sépare les deux antennes entre 1 et 100 Km. L'équation qui représente cette perte du parcours est donné par :

$$L(\text{urbain})(\text{dB}) = 69.55 + 26.16 \log(f_c) - 13.82 \log(h_{te}) - a(h_{re}) + (44.9 - 6.55 \log(h_{te}) \log d)$$

avec :

$L(\text{urbain})(\text{dB})$: Perte du parcours dans une zone urbaine en dB.

Pour la figure III.5, les valeurs sont les mêmes qui sont employées dans la figure III.4, sauf cette fois ci c'est dans une zone suburbaine. L'équation qui représente cette perte du parcours est donnée par :

$$L(\text{dB}) = L(\text{urbain}) - 2[\log(f_c/28)]^2 - 5.4$$

La figure III.6 montre une perte de parcours pour une zone rurale ouverte, et pour les valeurs sont toujours les mêmes qui sont utilisées dans les figure III-4, III-5. L'équation qui représente cette perte est donnée par :

$$L(\text{dB}) = L(\text{urbain}) - 4.78(\log f_c)^2 - 18.33 \log f_c - 40.98$$

Dans la figure III.4, nous remarquons que les pertes du parcours dans les secteurs ruraux ouverts sont élevées dans les grandes villes où la fréquence de porteuse est inférieure à 300 MHz par rapport à celle qui est supérieure à 300MHz. Donc nous constatons que plus la fréquence de porteuse est élevées plus les pertes diminuent.

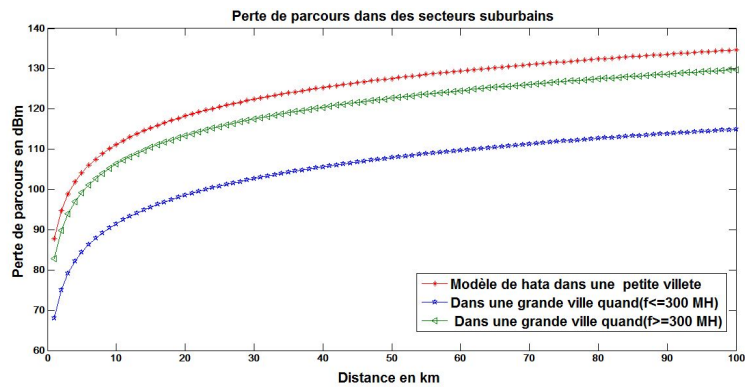


FIGURE III.5 – Perte du parcours dans des secteurs suburbains.

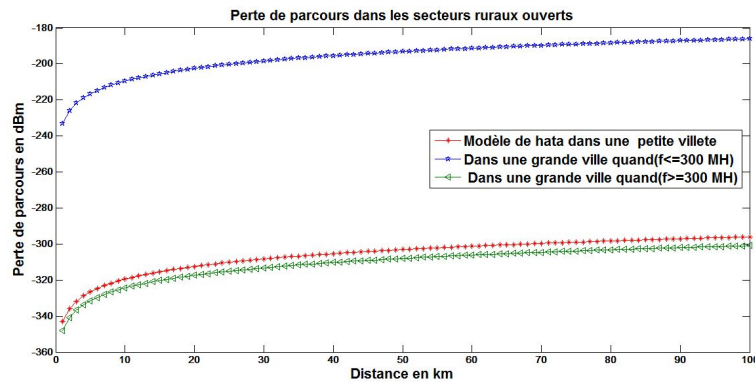


FIGURE III.6 – Perte du parcours dans des secteurs ruraux ouverts.

Pour les secteurs suburbains, c'est l'inverse. Les pertes sont plus faibles par rapport aux secteurs urbains, comme il est montré sur les figures III.5 et III.6.

III.3 Modèle bruit blanc gaussien filtré FWGN

Le canal outdoor est souvent caractérisé par un spectre Doppler, dans ce modèle on trouve d'autres modèles comme le modèle de Clarke/Gans, le modèle FWGN dans le domaine fréquentiel et le modèle FWGN dans le domaine temporel.

III.3.1 Modèle de Clarke/Gans

Dans le modèle de Clarke/Gans vu au chapitre II, qui est l'un des modèles les plus utilisés dans le canal non sélectif en fréquence, conçu pour les problèmes de dispersion qui sont causés autour de l'antenne mobile, (les composants aléatoires sont dispersés d'une manière uniforme, avec une puissance égale pour chaque composant). Les figures (III-7),

(III-8), (III-9) représentent la génération d'un canal variant dans le temps avec le modèle de Clarke/Gans.

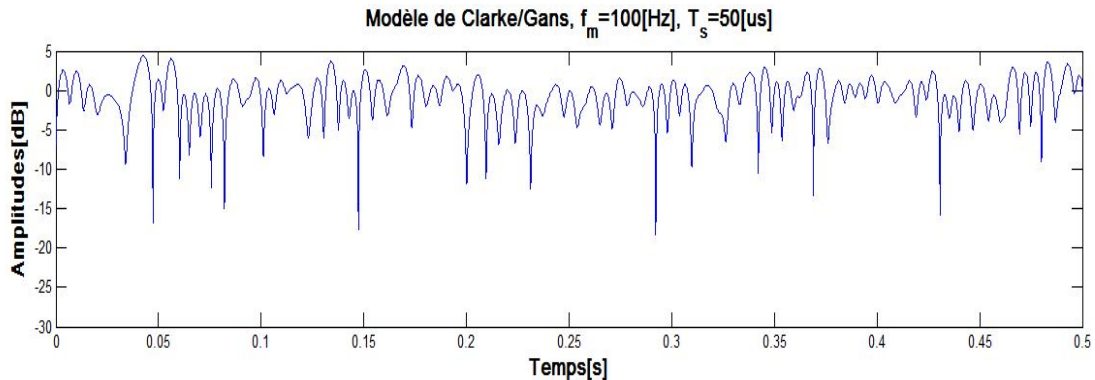


FIGURE III.7 – Caractéristiques du canal dans le domaine temporel

Nous avons pris comme fréquence de Doppler f_m égale à 100Hz , et une période d'échantillonnage t_s fixée à $50\mu\text{s}$. La figure (III-7) illustre une simulation des caractéristiques du canal dans le domaine temporel de la réponse impulsionnelle du canal.

La figure III-8 illustre la distribution de l'amplitude de Rayleigh pour les mêmes valeurs de f_m et t_s et la figure III-9 illustre la distribution uniforme de phase.

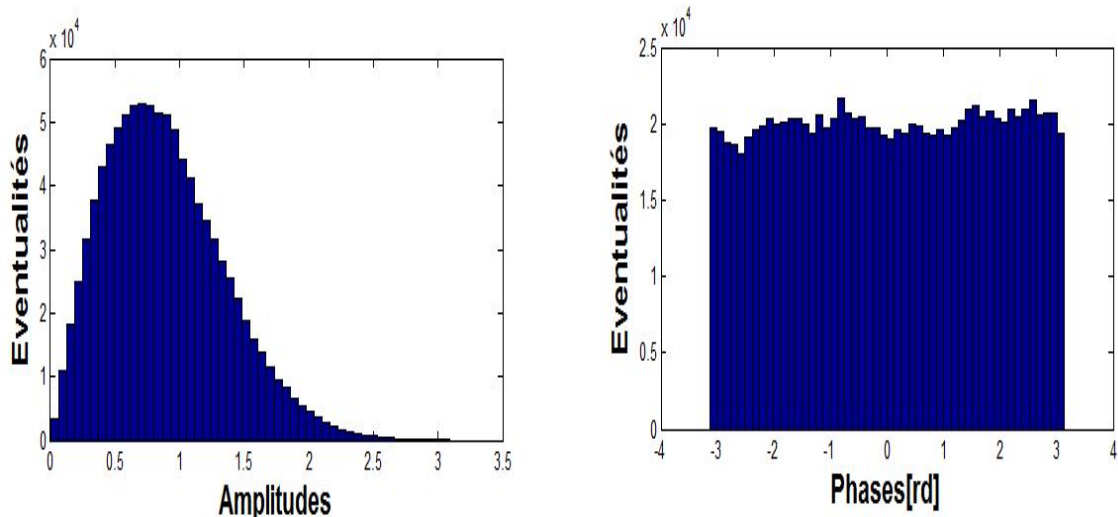


FIGURE III.8 – Distribution de l'amplitude et de phase.

Sur la figure III.7, où les caractéristiques du canal dans le domaine temporel sont montrées, Nous constatons que l'évanouissement de ce canal est moins important qu'un canal ordinaire sans modélisation.

III.3.2 Modèle FWGN dans le domaine fréquentiel

Dans ce modèle FWGN dans le domaine fréquentiel, nous avons simulé la réponse impulsionnelle du canal donnée par :

$$h[n] = \sum_{k=N_{Fading}/2}^{N_{Fading}/2-1} \sqrt{S[f]} \exp^{j\theta_k} \exp^{j2\pi nk/N_{Fading}}$$

$$S(f) = \frac{A}{\sqrt{(1-f_0^2)}}, \quad f_0 = \frac{f}{f_m}$$

avec

$S(f)$: Spectre de Doppler.

A : Nombre réel.

$k = f/\Delta f_m$: Fréquence discrète.

$n = t/\Delta t$: Indice temporel discret.

θ_k : Variable aléatoire uniforme entre $[0, 2\pi]$.

$N_D = f_m/\Delta f_m$: Nombre d'échantillons de fréquence Doppler.

N_{OS} : Facteur sur-échantillonnage.

$\Delta t = 1/2N_{OS}f_m$: Pas d'échantillonnage.

$\Delta f_m = 2N_{OS}f_m/N_{Fading}$: Pas de fréquence de Doppler.

$\Delta t = \frac{1}{B_D}$: Temps d'échantillonnage à la période de cohérence du canal.

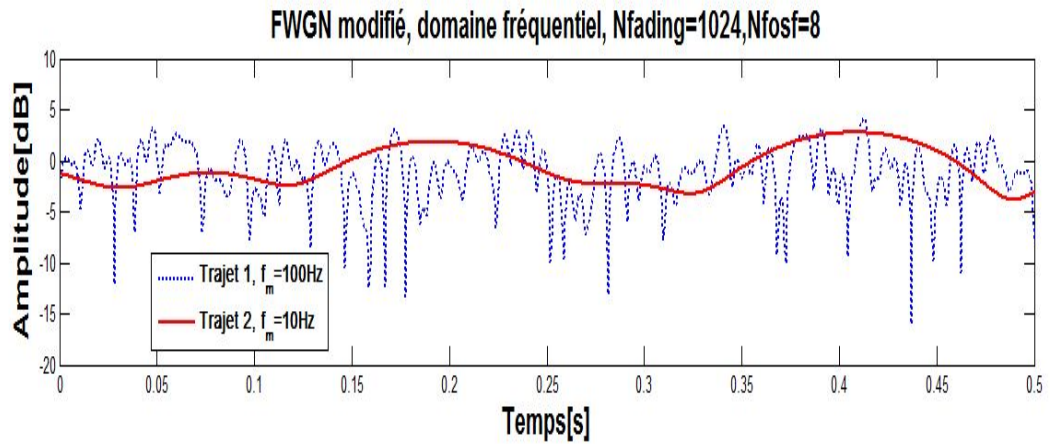


FIGURE III.9 – Modèle FWGN modifié dans le domaine fréquentiel.

Selon les rapports sur des mesures du canal, les différents environnements du canal sont les causes aux différents spectres de Doppler, et la fréquence de Doppler qui peut changer pour chaque trajet. La figure III-9 est le résultat de la simulation de deux trajets différents avec une fréquence maximum de Doppler égale à 100Hz pour le premier trajet et 10Hz pour le second trajet, un nombre de sous bande $N=1024$, le facteur fini d'échantillonnage $N_{OS}=10000$, et un pas d'échantillonnage en fréquence $N_D=1024$.

III.3.3 Modèle FWGN dans le domaine temporel

Dans le cas FWGN dans le domaine temporel, nous utilisons deux types de spectre de Doppler, un spectre plat avec une densité spectrale de puissance telle que :

$$S(f) \propto 1, \quad |f| \leq f_m$$

f_m est la fréquence maximum de Doppler, et un autre spectre de Laplace dont la fonction de densité spectrale de puissance est donnée par :

$$S(f) \propto \frac{1}{\sqrt{1-(f/f_m)^2}} \left\{ \exp\left(-\frac{\sqrt{2}}{\sigma} \left| \cos^{-1}(f/f_m) - \phi \right| \right) + \exp\left(\frac{-\sqrt{2}}{\sigma} \left| \cos^{-1}(f/f_m) + \phi \right| \right) \right\}$$

Les deux modèles ont été détaillés dans la partie théorique.

Nous avons simulé la réponse impulsionnelle du canal qui est la même que le modèle FWGN dans le domaine fréquentiel, mais cette fois avec les deux spectres, spectre plat et spectre de Laplace. Dans ce cas de figure III-10 les paramètres sont les mêmes que ceux utilisés dans la figure III-9 pour les deux trajets.

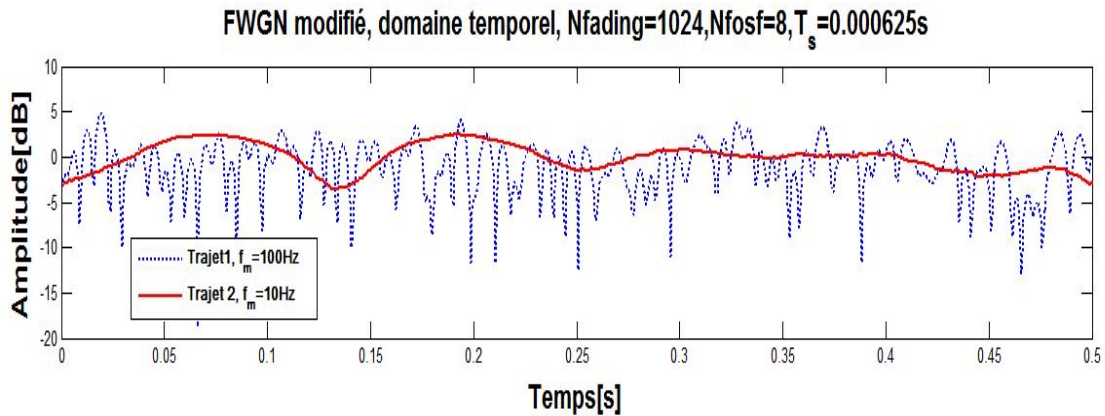


FIGURE III.10 – Modèle FWGN modifié dans le domaine temporel.

Dans les deux figures III.9 et III.10, nous remarquons que l'évanouissement dans le trajet où nous avons pris la fréquence Doppler égale à 10Hz est moins important par rapport à celui dont la fréquence de Doppler est égale à 100Hz.

III.4 Modèle de Jakes

Dans le modèle de Jakes vu au deuxième chapitre, nous avons simulé la réponse impulsionnelle du modèle donnée par l'équation II.19. Le résultat est représenté par la figure III-11, avec un temps d'échantillonnage égale à $t_s = \exp(-6)s$, et la fréquence de Doppler

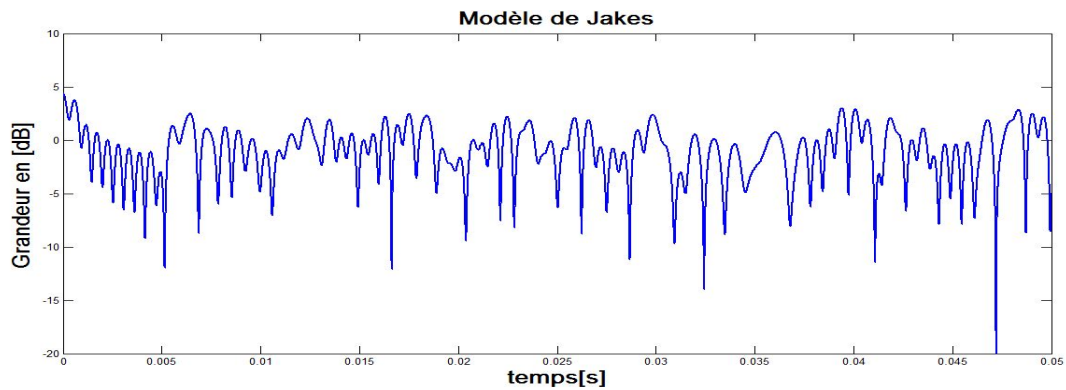


FIGURE III.11 – Modèle de Jakes.

est $f_d = 926\text{Hz}$.

la figure III-12 illustre la distribution d'amplitude de Rayleigh pour les mêmes valeur de f_m et t_s utilisées lors de la simulation du modèle de Jakes, et la figure III-13 illustre la distribution de la phase qui est uniforme.

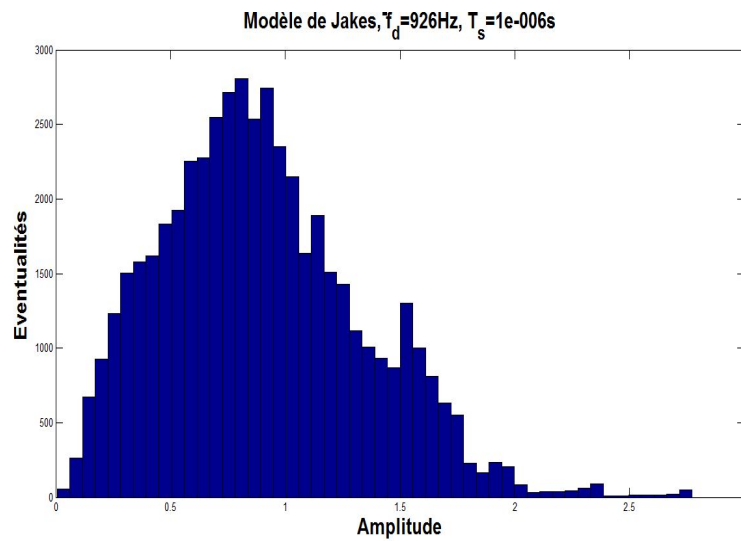


FIGURE III.12 – Distribution de l'mplitude.

Dans la figure III.11 donnant la distribution des caractéristiques du canal à évanouissement dans le domaine temporel, nous constatons bien que le décalage Doppler cause un évanouissement dans le canal de propagation, mais moins important qu'au canal ordinaire, ce qui nous mène à conclure que le modèle de Jakes est bien conçu pour le décalage Doppler.

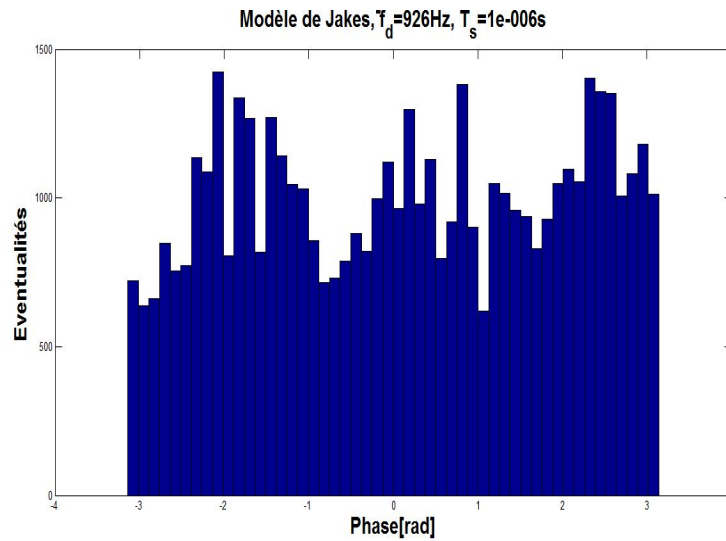


FIGURE III.13 – Distribution de la phase.

III.5 Modèle SUI(Stanford University Interim)

Dans ce modèle SUI vu au deuxième chapitre, il existe six canaux du modèle SUI qu'on a réparti dans des tableaux selon leurs définitions (voir annexe c). Pour notre simulation nous avons choisit un canal parmi ces six canaux et qui est le canal SUI-6, pour les valeurs prises dans cette simulation elles sont bien détaillées dans le tableau II-4. La figure III-14 représente une simulation des trois répliques pour le canal SUI-6 pour une antenne omnidirectionnelle avec un pourcentage de 50% du facteur K.

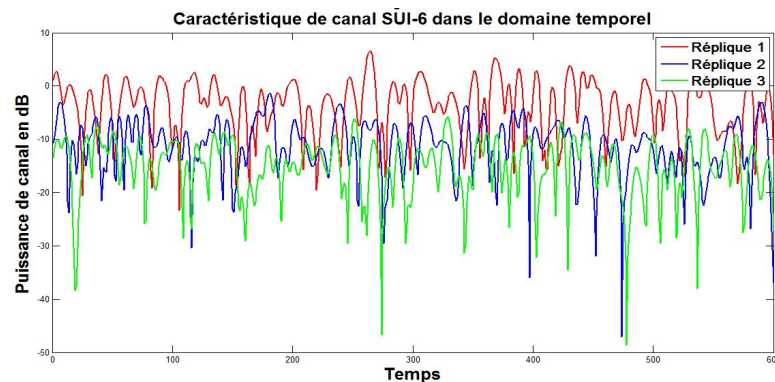


FIGURE III.14 – Caractéristique du canal SUI-6 dans le domaine temporel

La figure III-15 représente une simulation de profil de retard en puissance pour le modèle SUI-6. Dans cette simulation nous avons fixé la puissance de l'antenne omnidirectionnelle

à $p=[0 -10 -14]$ en fonction du retard $\tau=[0 14 20]$.

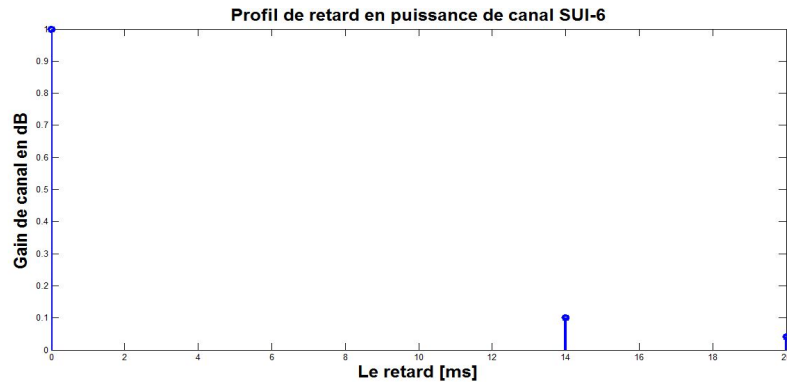


FIGURE III.15 – Profil de retard en puissance du canal SUI-6

La figure III-16 représente le retard de diffusion d'RMS (Roots Mean Square), sachant que la puissance constante est calculée par $P = p(K/K + 1)$.

Avec :

$p = 10^{(P_a/10)}$: Puissance linéaire du canal.

P_a : Puissance de l'antenne.

$\sigma_{ENV}=0.3$: Corrélacion d'antenne.

GRF=4 dB : Facteur de réduction.

$F_{omni}=-0.5683$ dB : Facteu de normailisation pour l'antenne omnidirectionnelle.

$F_{30degr}=-0.1184$ dB : Facteur de noramalisation pour l'antenne à 30 degré.

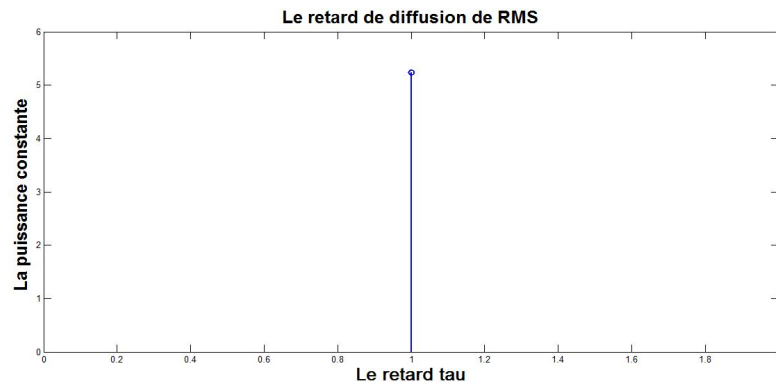


FIGURE III.16 – Retard de diffusion de RMS

Dans la figure III.14, qui représente les caractéristiques du canal SUI-6 dans le domaine temporel, les résultats obtenus lors de notre simulation montrent que plus le retard augmente et la puissance de l'antenne diminue plus l'évanouissement du canal augmente.

III.6 Conclusion

Dans ce troisième, nous avons simulé les modèles de canaux outdoor, étudiés en premier et deuxième chapitres. D'après les résultats obtenus, nous avons constaté que chaque modèle est adapté à un environnement différent. En effet le modèle FWGN, comprenant le modèle de Clarke/Gans qui est bien conçu pour les dispersions des caractéristiques des champs du signal reçu. Le modèle de Jakes, quant à lui a été conçu pour le décalage Doppler qui se produit dans la propagation multi-trajet. Tous ces modèles sont considérés comme modèles à bande étroite. Par contre le modèle SUI qui est conçu pour des terrains plats contenant la végétation, est considéré comme modèle à large bande. Ces résultats correspondent bien à ceux donnés dans la littérature. Il est possible d'améliorer plus la protection de canaux de propagation, et d'assurer une bonne transmission en modélisant de plus en plus les canaux de propagation.

Conclusion générale

Conclusion générale

En conclusion, nous pourrions dire que le travail que nous avons mené a été composé de deux parties essentielles. La première partie est théorique et consiste à répertorier les principaux modèles outdoor cités dans la littérature. La seconde partie est expérimentale et concerne la simulation des modèles de canaux SISO. Une étude a été menée pour expliquer les phénomènes physiques lors de la propagation des ondes. Parmi les modèles SISO étudiés, nous avons vu : le modèle FWGN, comprenant le modèle de Clarke/Gans qui est bien conçu pour les dispersions des caractéristiques des champs du signal reçu. Le modèle de Jakes, quant à lui a été conçu pour modéliser le décalage Doppler qui se produit dans la propagation multi-trajet. Par ailleurs, le modèle de canal sélectif en fréquence est conçu pour les atténuations des composantes fréquentielles du signal transmis via le canal de propagation. Tous ces modèles sont considérés comme étant des modèles à bande étroite. Par contre, le modèle SUI qui lui été conçu pour des terrains plats contenant la végétation, est considéré comme un modèle à large bande.

Dans la partie simulation, tous les modèles étudiés dans la partie théorique ont été simulé sous le langage de programmation Matlab. Nous avons obtenu des résultats qui approchent bien à ceux donnés dans la littérature. Ainsi, dans le modèle de Clarke/Gans, nous avons constaté qu'en utilisant ce modèle, les dispersions des caractéristiques sont moins nombreuses que celles retrouvés dans le cas d'un canal ordinaire diminuant, par conséquent, les pertes du canal. En ce qui concerne le modèle de Jakes, tous les résultats obtenus montrent bien qu'il est conçu pour illustrer le décalage Doppler. Enfin, dans le modèle SUI nous avons simulé un de ces six canaux à savoir le canal SUI-6, ce canal est conçu pour des terrains accidenté avec une forte densité d'arbres.

En perspective, il est possible d'améliorer ce travail en apportant une meilleur caractérisation pour le canal SISO, et de le généraliser pour les canaux SIMO, MISO et MIMO.

ANNEXES

Les annexes utilisées sont données pour apporter une précision meilleure aux notions qui étaient citées dans les chapitres précédents et aussi apporter des éléments de compréhension.

Annexe A : Modèle de distribution statistique

En supposant que la distribution des signaux reçue est uniforme dans le plan azimutal, les distributions les plus communes qui décrivent les ondes reçues polarisées en élévation peuvent être représentées comme suite :

A.1 Distribution Uniforme

Selon la loi uniforme, tous les angles d'arrivée en azimut au niveau de l'antenne réceptrice ont la même probabilité.

Les densités de probabilités sont définies par :

$$P_{\theta}(\theta, \varphi) = P_{\theta}(\theta) = \frac{1}{4\pi}$$

$$P_{\varphi}(\theta, \varphi) = P_{\varphi}(\varphi) = \frac{1}{4\pi}$$

Avec : θ et φ sont des angles d'arrivée.

A.2 : Distribution de Rayleigh :

La distribution de Rayleigh est définie à partir du paramètre σ , qui est lié à l'écart-type de la distribution par une constante.

$$P_X(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} & \text{si } x \geq 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

$$F(x) = \begin{cases} 1 - e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} & \text{si } x \geq 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

$$E[X] = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma$$

$$EX^2 = 2\sigma^2$$

$$\text{var}[X] = \left(\frac{4-\pi}{2}\right)\sigma^2$$

A.3 Distribution Gaussienne

Si les angles d'arrivée suivent une loi gaussienne, les densités de probabilités sont exprimées comme suite :

$$P_{\theta}(\theta, \varphi) = P_{\theta}(\theta) = A_{\theta} \exp \left[- \frac{(\theta - [(\pi/2) - \bar{\theta}_V])^2}{2\sigma_V^2} \right], 0 \leq \theta \leq \pi$$

$$P_{\varphi}(\theta, \varphi) = P_{\varphi}(\varphi) = A_{\varphi} \exp \left[- \frac{(\varphi - [(\pi/2) - \bar{\theta}_H])^2}{2\sigma_H^2} \right], 0 \leq \varphi \leq \pi$$

A.4 Distribution Laplacienne

Une loi Laplacienne est une loi exponentielle à 2 cotés. Les fonctions de densités de probabilités sont exprimées par :

$$P_{\theta}(\theta, \varphi) = P_{\theta}(\theta) = A_{\theta} \exp \left[- \frac{\sqrt{2}|\theta - [(\pi/2) - \bar{\theta}_V]|}{\sigma_V} \right], 0 \leq \theta \leq \pi$$

$$P_{\varphi}(\theta, \varphi) = P_{\varphi}(\varphi) = A_{\varphi} \exp \left[- \frac{\sqrt{2}|\varphi - [(\pi/2) - \bar{\theta}_H]|}{\sigma_H} \right], 0 \leq \varphi \leq \pi$$

Avec :

- $\bar{\theta}_V$ et $\bar{\theta}_H$ sont les angles moyens des composantes verticale et horizontale des angles d'arrivée en élévation.
- σ_V et σ_H sont les écarts types des composantes verticale et horizontale des angles d'arrivée en élévation.
- A_{θ} et A_{φ} sont des constantes remplissant la condition suivante :

$$\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} P_{\theta}(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi = \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} P_{\varphi}(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi = 1$$

A.5 Distribution normale

La distribution normale est définie à partir de deux paramètres, sa moyenne μ et son écart-type σ

$$P_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}$$

$$F(x) = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf} \left(\frac{x-\mu}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right)$$

où erf représente la fonction erreur définie par :

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$$

$$X[X] = \mu$$

$$X[X^2] = \mu^2 + \sigma^2$$

$$Var[X] = \sigma^2$$

A.6 Distribution de Rice

Dans d'autres situations. Un canal de propagation est caractérisé par plusieurs trajets indirects et trajet direct (LOS). De ce fait, la densité de probabilité du signal reçue obéit à la distribution de Rice définie telle que :

$$P(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2+r_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rr_d}{\sigma^2}\right), r \text{ et } r_d \geq 0$$

Où r_d est l'amplitude du trajet direct et I_0 représente la fonction de Bessel modifiée de première et d'ordre zéro.

Cette loi possède les caractéristiques suivantes :

- **Valeur moyenne :**

$$E[r] = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{r_d^2}{4\sigma^2}\right) \left[\left(1 + \frac{r_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{r_d^2}{4\sigma^2}\right) + \frac{r_d^2}{4\sigma^2} I_1\left(\frac{r_d^2}{4\sigma^2}\right) \right]$$

- **Valeur quadratique moyenne :**

$$E[r^2] = 2\sigma^2 + \sigma^2$$

- **Variance :**

$$E[x^2] - E[x]^2$$

A.7) Distribution log-normale

Une distribution log-normale est définie par deux paramètres, μ et σ . Elle correspond à une distribution normale de l'enveloppe complexe du signal donné en dB.

$$P_X(x) = \begin{cases} \frac{10}{\sqrt{2\pi x \sigma \ln(10)}} e^{-\frac{(10\log(x)-\mu)^2}{2\sigma^2}} & \text{si } x \geq 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

$$F(x) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf}\left(\frac{10\log(x)-\mu}{\sqrt{2}\sigma}\right) \right) & \text{si } x \geq 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

$$E[X] = 10.10^{\frac{\mu}{10} + \frac{1}{2}\left(\frac{\sigma}{10}\right)^2}$$

$$E[X^2] = 10.10^{2\left(\frac{\mu}{10} + \left(\frac{\sigma}{10}\right)^2\right)}$$

pour pouvoir estimer les paramètres μ et σ il faut calculer les moments d'ordre 1 et 2 de la variable donnée en dB :

$$E[X_{dB}] = \mu$$

$$E[X_{dB}^2] = \mu^2 + \sigma^2$$

$$Var[X_{dB}] = \sigma^2$$

Annexe B : Propagation Out Door

B.1) Phénomènes de propagation

Lors d'une transmission sans fil, les ondes ou les signaux transmis sont généralement affectés par plusieurs types de phénomènes physiques comme la réflexion, la diffusion, la diffraction et la réfraction.

- **La réflexion** : ce genre de phénomène se produit lorsque le signal transmis rencontre des obstacles de grande dimension comparés à sa longueur d'onde, comme les bâtiments, la terre ou encore d'autres obstacles, dans ce cas, le signal est renvoyé vers la source au lieu de poursuivre sa propagation vers le récepteur. On distingue deux types de réflexions : la réflexion spéculaire et la réflexion diffuse. Si la surface réfléchissante est lisse, on parlera de réflexion spéculaire. Dans le cas contraire si la surface réfléchissante est rugueuse, on parlera de réflexion diffuse.

- **La diffraction** : ce phénomène se produit lorsque le signal est bloqué par une surface irrégulière et pointue ou encore ayant une faible couverture. Le signal est ainsi diffusé en traversant l'obstacle. Généralement, les ondes issues de cette diffraction sont utilisées pour établir d'autres trajets entre l'émetteur et le récepteur en cas de non-visibilité directe (NLOS).

C'est un des facteurs les plus importants de la propagation des ondes radioélectrique. Le champ diffracté se calcule selon le principe de Huygens qui considère que chaque point atteint par une onde se comporte comme une source secondaire.

- **La réfraction** : : ce phénomène se produit lorsque le signal traverse un mur, ou une surface et se retrouve dans un milieu ayant un indice de réfraction différent du premier milieu de propagation.

- **La diffusion** : : c'est un phénomène physique qui force le rayonnement d'une onde électromagnétique à dévier le trajet direct par un ou plusieurs obstacles locaux ayant des dimensions réduites comparés à la longueur d'onde du signal transmis. On appelle ces obstacles des diffuseurs, comme le fouillage, les panneaux de signalisation et les lampadaires

Annexe C : Modèle SUI (Stanford University Interim)

C.1) Définitions des canaux SUI

Canal SUI-1				
	Réplique 1	Réplique 2	Réplique 3	Unité
Retard	0	0.4	0.9	μs
Puissance (ant omni)	0	-15	-20	dB
90°/0 du facteur K(ant omni)	4	0	0	
75°/0 du facteur K (ant omni)	20	0	0	
Puissance (ant omni)	0	-21	-32	dB
90°/0 du facteur K (ant 30 degré)	16	0	0	
75°/0 du facteur K (ant 30 degré)	72	0	0	
Doppler	0.4	0.3	0.5	H_Z
Corrélation d'antenne : $\rho_{ENV} = 0.7$ Facteur de réduction : $GRF = 0$ dB Facteur de normalisation : $F_{omni} = -0.1771$ $F_{30degr} = -0.0371$ dB	Type de terrain :C Antenne omni : $\tau_{RMS} = 0.111\mu s$ K global : $K = 3.3(90^\circ/0), K = 10.4(75^\circ/0)$ Antenne 30 degré : $\tau_{RMS} = 0.042\mu s$ K global : $K = 14(90^\circ/0), K = 44.2(75^\circ/0)$			

TABLEAU C-1 : Définition du canal SUI-1.

Canal SUI-2				
	Réplique 1	Réplique 2	Réplique 3	Unité
Retard	0	0.4	1.1	μs
Puissance (ant omni)	0	-12	-15	dB
90°/0 du facteur K(ant omni)	2	0	0	
75°/0 du facteur K (ant omni)	11	0	0	
Puissance (ant omni)	0	-18	-27	dB
90°/0 du facteur K (ant 30 degré)	8	0	0	
75°/0 du facteur K (ant 30 degré)	36	0	0	
Doppler	0.2	0.15	0.25	H_Z
Corrélation d'antenne : $\rho_{ENV} = 0.5$ Facteur de réduction : $GRF = 2$ dB Facteur de normalisation : $F_{omni} = -0.393$ $F_{30degr} = -0.0768$ dB	Type de terrain :C Antenne omni : $\tau_{RMS} = 0.202\mu s$ K global : $K = 1.6(90^\circ/0), K = 5.1(75^\circ/0)$ Antenne 30 degré : $\tau_{RMS} = 0.069\mu s$ K global : $K = 6.9(90^\circ/0), K = 21.8(75^\circ/0)$			

TABLEAU C-2 : Définition du canal SUI-2.

Canal SUI-3				
	Réplique 1	Réplique 2	Réplique 3	Unité
Retard	0	0.4	0.9	μs
Puissance (ant omni)	0	-5	-10	dB
90°/0 du facteur K(ant omni)	1	0	0	
75°/0 du facteur K (ant omni)	7	0	0	
bf Puissance (ant omni)	0	-11	-22	dB
90°/0 du facteur K (ant 30 degré)	3	0	0	
75°/0 du facteur K (ant 30 degré)	19	0	0	
Doppler	0.4	0.3	0.5	H_Z
Corrélation d'antenne : $\rho_{ENV} = 0.4$ Facteur de réduction : $GRF = 3$ dB Facteur de normalisation : $F_{omni} = -1.5113$ $F_{30degr} = -0.3573$ dB	Type de terrain :B Antenne omni : $\tau_{RMS} = 0.264\mu s$ K global : $K = 0.5(90^0/0), K = 1.6(75^0/0)$ Antenne 30 degré : $\tau_{RMS} = 0.123\mu s$ K global : $K = 2.2(90^0/0), K = 7.0(75^0/0)$			

TABLEAU C-3 : Définition du canal SUI-3.

Canal SUI-4				
	Réplique 1	Réplique 2	Réplique 3	Unité
Retard	0	1.5	4	μs
Puissance (ant omni)	0	-4	-8	dB
90°/0 du facteur K(ant omni)	0	0	0	
75°/0 du facteur K (ant omni)	1	0	0	
bf Puissance (ant omni)	0	-10	-20	dB
90°/0 du facteur K (ant 30 degré)	1	0	0	
75°/0 du facteur K (ant 30 degré)	5	0	0	
Doppler	0.2	0.15	0.25	H_Z
Corrélation d'antenne : $\rho_{ENV} = 0.3$ Facteur de réduction : $GRF = 4$ dB Facteur de normalisation : $F_{omni} = -1.9218$ $F_{30degr} = -0.4532$ dB	Type de terrain :B Antenne omni : $\tau_{RMS} = 1.257\mu s$ K global : $K = 0.2(90^0/0), K = 0.6(75^0/0)$ Antenne 30 degré : $\tau_{RMS} = 0.563\mu s$ K global : $K = 1.0(90^0/0), K = 3.2(75^0/0)$			

TABLEAU C-4 : Définition du canal SUI-4.

Canal SUI-5				
	Réplique 1	Réplique 2	Réplique 3	Unité
Retard	0	4	10	μs
Puissance (ant omni)	0	-5	-10	dB
90°/0 du facteur K(ant omni)	0	0	0	
75°/0 du facteur K (ant omni)	0	0	0	
50°/0 du facteur K (ant omni)	2	0	0	
bf Puissance (ant omni)	0	-11	-22	dB
90°/0 du facteur K (ant 30 degré)	0	0	0	
75°/0 du facteur K (ant 30 degré)	2	0	0	
50°/0 du facteur K (ant omni)	7	0	0	
Doppler	2	1.5	2.5	H_Z
Corrélation d'antenne : $\rho_{ENV} = 0.3$ Facteur de réduction : $GRF = 4$ dB Facteur de normalisation : $F_{omni} = -1.5113$ $F_{30degr} = -0.3573$ dB	Type de terrain :A Antenne omni : $\tau_{RMS} = 2.842\mu s$ K global : $K = 0.1(90^0/0), K = 0.3(75^0/0)$ $K = 1(50^0/0)$ Antenne 30 degré : $\tau_{RMS} = 1.276\mu s$ K global : $K = 0.4(90^0/0), K = 1.3(75^0/0)$ $K = 4.2(50^0/0)$			

TABLEAU C-5 : Définition du canal SUI-5.

On trouve quelques notes prises des tableaux concernant les six canaux SUI qu'on va citer :

- 1) Le gain total du canal n'est pas normalisé, avant d'employer un modèle SUI, les facteurs de normalisation indiqués doivent être ajoutés à chaque réplique afin d'arriver à la puissance moyenne totale égale à 0 dB (incluse dans les répliques).
- 2) Le Doppler indiqué est la fréquence maximale de Doppler f_m .
- 3) Le facteur de réduction de gain (GRF) est la réduction totale de puissance moyenne pour les antennes à 30 degré de largeur du faisceau (onde) comparé à une antenne omnidirectionnelle. Si les antennes de 30 degré sont utilisées, le GRF indiqué devrait être ajouté à la perte du trajet [18].
- 4) Les facteurs K ont des valeurs linéaires, non pas en dB.
- 5) Les facteurs K dans les tableaux on été arrondis au nombre entier le plus étroit.
- 6) Les facteurs K pour 90°/0 et 75°/0 de couverture des cellules ont été montré dans les tableaux précédents, car pour 90°/0 et 75°/0 des endroits couvert par les cellules ont des facteurs plus grand ou égal à la valeur du facteur indiqué.

Bibliographie

- [1] Jecko. B, "*Synthèse d'un canal de propagation par système multi-antenne pour la caractérisation des terminaux mobiles à diversité*", thèse doctorat, université de limoge, 2011.
- [2] Jankiraman. M, "*Space-time Codes and MIMO systems*", Artech House, 2004.
- [3] Alamouti. S. M, "*A simple transmit diversity technique for wireless communications*", IEEE Journal on Select Areas in communications, Vol.16, No. 8, pp. 1451-1458, Octobre 1998.
- [4] Kawther. H, "*Validation des modèles de propagation dans un environnement Out Door*", école supérieure des communication de Tunis, 2006/2007.
- [5] Chartois. Y, "*Étude paramétrique avancée de canaux SISO et MIMO en environnements complexes : Application au système HiperLAN/2*", thèse doctorat, école nationale supérieurs des télécommunications de Bretagne, 2005.
- [6] Fleury. B. H, P.Jourdan et A. Stucki. High, "*Résolution channel parameter estimation for MIMO application using the SAGE algorithm*", international Zurich seminar on broadband communication, ETH Zurich, fev 2002.
- [7] Fleury. B.H, "*An uncertainty relation for WSS process and ITS application to WSSUS system*", IEEE transaction on communication, dec 1998.
- [8] Longley. A. G, and Rice. P. L "*Prediction of Tropospheric Radio Transmission Loss Irregular Terrain; A Computer Method*" ESSA Technical Rapport, (1990).
- [9] Okumura. T, Ohmori. E and Fukuda. K, "*Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land Mobile Service*", Review Electrical Communication Laboratory, Vol. 16, No. 9 - 10, pp. 825-873, Septembre-Octobre 1968.
- [10] Hata. M, "*Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services*", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-29, No. 3. pp. 317-325, Aout 1980.
- [11] Wiley. Y and Sons, "*MIMO-OFDM WIRELESS COMMUNICATIONS WITH MATLAB*", 2010.

-
- [12] Clarke, R.H. "*A statistical theory of mobile-radio reception*", bell systems technical journal, Asia, 1968.
- [13] Jakes. W. C, "*Microwave mobile communications*", New York, 1974.
- [14] Jakes. W. C, "*Microwave mobile communications*", New York, Institut of electrical and electronics engineers, 1994.
- [15] Manga. P. G, "*Étude de performance d'une liaison sans fil OFDM dans un canal complexe*", Université de Québec, octobre, 2012.
- [16] Brahimi.F, "*Étude et modélisation de canaux SISO dans le cas Indoor*", 2012.
- [17] Baum. D. S, "*Simulating the SUI channels models*", 2001 ;
- [18] V. Erceg, "*A model for the multipath delay profile of fixed wireless channels*", IEEE JSAC, Mars 1999.