

## MODELISATION DES CANAUX A EVANOUISSEMENT INDOOR ET OUTDOOR

*Ralaibozaka T.N.M.<sup>1</sup>, Randriamitantoa P.A.<sup>2</sup>, Rajaonarison T.R.<sup>3</sup>*

Laboratoire de Recherche Télécommunication, Automatique, Signal, Images (LR- TASI)

Ecole Doctorale en Sciences et Techniques de l'Ingénierie et de l'Innovation (ED-STII)

Université d'Antananarivo

BP.1500 – Antananarivo 101 - Madagascar

<sup>1</sup>nancytahina@gmail.com, <sup>2</sup>rpauguste@gmail.com, <sup>3</sup>messi.rajao@yahoo.fr

### Résumé

Cet article propose quelques modèles de propagation en indoor et outdoor permettant de faire des études d'améliorations sur la propagation des ondes dans le milieu de la communication sans fils et surtout sur les canaux radio mobiles.

**Mots clés :** communications sans fils, canaux radio mobile, évanouissement, modèle de propagation, indoor, outdoor.

### Abstract :

This article proposes some models in indoor and outdoor propagation for making ameliorations on electromagnetic waves propagation in wireless communication and in radio mobile propagation channel.

**Keywords :** wireless communication, radio mobile channel, fading, model of propagation, indoor, outdoor.

### 1. Introduction

Dans une transmission sans fil, les itinéraires entre l'émetteur et le récepteur seront constitués

d'un ou plusieurs liaisons radio qui se basent sur la propagation des ondes électromagnétiques. Lors de cette propagation dans le canal radio, à part les différents bruits qui peuvent perturber les signaux, différents phénomènes physiques et évanouissement peuvent affecter ces ondes radio. Notre étude se focalise alors sur les modèles d'affaiblissements de propagation pour permettre de modéliser quelques canaux radio indoor et outdoor.

### 2. Phénomènes affectant la propagation des ondes radio

#### 2.1 Phénomènes physiques

Au cours de la propagation les ondes radio sont principalement affectées par trois modes différents de phénomènes physiques : la réflexion, la diffraction, et la diffusion.

#### Définition 01:

La réflexion est le phénomène physique qui se produit lorsqu'une onde électromagnétique se propageant vient de frapper un objet avec de très grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde.

*Définition 02:*

La diffraction se réfère à divers phénomènes qui se produisent lorsque la liaison radio entre l'émetteur et le récepteur est obstruée par une surface présentant des irrégularités tranchantes ou de petites ouvertures. Il apparaît comme une flexion d'ondes autour des petits obstacles et l'étalement des ondes passés dans de petites ouvertures.

*Définition 03:*

La diffusion est le phénomène physique qui empêche la radiation d'une onde électromagnétique pour dévier d'une trajectoire rectiligne par un ou plusieurs obstacles locaux, avec de petites dimensions par rapport à la longueur d'onde.

**2.2 Phénomènes d'évanouissement**

Le phénomène d'évanouissement peut être classé en deux types différents :

- L'évanouissement à grande échelle
- L'évanouissement à petite échelle

**2.2.1 Evanouissement à grande échelle**

*2.2.1.1 Affaiblissement de propagation en espace libre*

Le rayonnement de puissance  $P_t$  par une antenne isotrope dans l'espace libre résulte la densité de flux de puissance  $P_0$  à une distance  $d$ :

$$P_0 = \frac{P_t}{4\pi d^2} = \frac{E_0^2}{2\eta_0} \quad (01)$$

Avec :  $P_t$  : la puissance de l'émetteur en Watts (W),

$d$  : la distance de l'antenne en mètre (m),

$E_0$  : l'amplitude du champ électrique en  $V/m$ ,

et  $\eta_0$  : l'impédance intrinsèque en espace libre au moins égal à  $120\pi\Omega$ .

Appliquant  $G_t$  comme gain d'antenne de l'émetteur TX, la densité de flux de puissance  $P$  sera :

$$P = \frac{P_t \times G_t}{4\pi d^2} \quad (02)$$

L'utilisation d'une antenne de réception avec une surface d'ouverture efficace  $A_e$ , la puissance du signal reçu serait :

$$P_r = P \times A_e \quad (03)$$

$A_e$  selon la théorie des ondes électromagnétiques est la suivante :

$$A_e = \frac{G_r \times \lambda^2}{4\pi} \quad (04)$$

En manipulant les trois relations (02), (03) et (04), on obtient la formule suivante :

$$P_r = \frac{P_t \times G_t}{4\pi d^2} \times \frac{G_r \times \lambda^2}{4\pi} = \frac{P_t \times G_t \times G_r \times \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (05)$$

Ainsi, pour calculer l'affaiblissement en espace libre  $A_0$  en utilisant la relation (05) et en supposant  $G_t = G_r = 1$ ,

$$A_0 = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (06)$$

$$\Rightarrow A_0 = 20 \log \frac{4\pi d}{\lambda} \quad (07)$$

Et en considérant  $\lambda = c/f$  nous aurons :

$$A_0 = 20 \log \frac{4\pi f d}{c} \quad (08)$$

### 2.2.1.2 Affaiblissement de propagation log-distance

Le modèle d'affaiblissement log-distance est l'affaiblissement du signal reçu avec une variation logarithmique par rapport à la distance  $d$  entre l'émetteur et le récepteur dans tous environnements réels autre que l'espace libre.

$$A_{LD}(d)[dB] = A_0(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (09)$$

Avec  $n$  est l'exposant d'affaiblissement qui varie en fonction de l'environnement.

Environnement	Exposant de l'affaiblissement
Espace libre	2
Zone rurale	2,2 à 3.5
Zone urbaine	2.7 à 5
LOS dans les bâtiments	1,2 à 1,8
Obstruction dans les constructions	3.5 à 6

**Tableau 01: Exposant d'affaiblissement**

### 2.2.1.3 Affaiblissement de propagation log-normal shadowing

Ce type de modèle d'affaiblissement est pris en compte dans les situations particulières et plus réalistes comme les zones souterrains et tunnels et aussi les zones à effet d'ombre.

$$A(d)[dB] = A_0(d) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (10)$$

### 2.2.2 Evanouissement à petite échelle

Cet évanouissement est caractérisé par une variation rapide du niveau du signal reçu dans

un court terme que le terminal de l'utilisateur se déplace sur une courte distance. Les caractéristiques des canaux à évanouissement par trajets multiples sont spécifiées par un Profil de Retard de Puissance PRP.

Trajet	Retard relatif (ns)	Puissance moyenne (dB)
1	0	0
2	110	-9,7
3	190	-19,2
4	410	-22,8

**Tableau 02: PRP du modèle piéton de l'UIT**

Le système de transmission est défini avec les paramètres de signaux tels que la bande passante du signal et la période de symbole. Les canaux sans fils peuvent être caractérisés par deux différents paramètres : l'étalement de retard de trajets multiples et l'étalement Doppler dont chacun provoque respectivement la dispersion de temps et la dispersion de fréquence.

#### 2.2.2.1 Evanouissement dû à la dispersion de temps : canal à évanouissement sélectif en fréquence

En raison de la dispersion de temps, le signal de transmission peut subir un évanouissement dans le domaine fréquentiel soit d'une manière sélective ou non-sélective que l'on appelle respectivement évanouissement sélectif en fréquence ou évanouissement non-sélectif en fréquence.

2.2.2.2 *Evanouissement dû à la dispersion de fréquence : canal à évanouissement sélectif en temps.*

Selon la mesure de l'étalement Doppler, le signal reçu subit un évanouissement rapide ou lent. Un évanouissement est, d'un part considéré rapide dans le cas où le temps de cohérence est inférieur au temps de symbole c'est-à-dire que la réponse impulsionnelle du canal varie rapidement dans la période du symbole et d'autre part, lent, dans le cas où la réponse impulsionnelle du canal varie lentement par rapport à la variation du signal d'émission en bande de base.

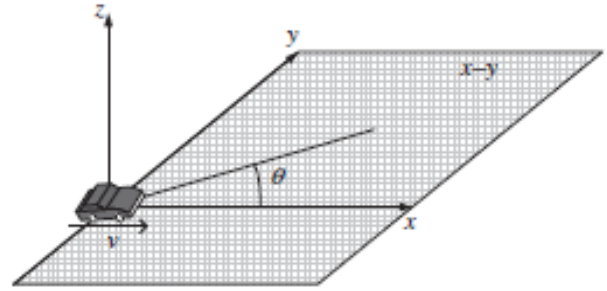
**3. Canaux à évanouissements**

**3.1 Caractéristiques des canaux à évanouissement**

Le modèle statistique du canal à évanouissement est caractérisé par le champ électromagnétique du signal reçu d'un terminal se déplaçant à travers un processus de diffusion. Dans ce modèle, il y a  $N$  ondes planes avec porteuses à phases arbitraires, chacun venant d'une direction arbitraire sous l'hypothèse que chaque onde plane a la même puissance moyenne.

La figure 01 représente une onde plane arrivée d'un angle  $\theta$  par rapport à la direction de mouvement du terminal avec une vitesse  $v$ , où toutes les ondes arrivent d'une direction horizontale sur le plan  $x - y$ . Comme la station mobile se déplace, tous ondes planes arrivant au

niveau du récepteur subissent le décalage Doppler.



**Figure 01: Onde plane arrivant au récepteur**

Soit  $x(t)$  le signal d'émission en bande de base. Alors, la bande passante du signal d'émission correspondant est donné par :

$$\tilde{x}(t) = Re[x(t)e^{j2\pi f_c t}] \tag{11}$$

Où  $Re[s(t)]$  est la composante réelle de  $s(t)$ .

En passant par un canal dispersé de  $I$  différents trajets de propagation avec différents décalages Doppler, la bande passante du signal reçu peut être représenté comme :

$$\tilde{y}(t) = Re \left[ \sum_{i=1}^I C_i e^{j2\pi(f_c + f_i)(t - \tau_i)} x(t - \tau_i) \right] \tag{12}$$

$$= Re[y(t)e^{j2\pi f_c t}]$$

Où  $C_i$ ,  $\tau_i$ , et  $f_i$  représentent respectivement le gain de canal, le retard et le décalage Doppler pour la  $i$ -ème voie de propagation.

Pour la vitesse du mobile  $v$  et la longueur d'onde  $\lambda$ , le décalage Doppler est donné par:

$$f_i = f_m \cos \theta_i = \frac{v}{\lambda} \sin \theta_i \tag{13}$$

Où  $f_m$  est le décalage Doppler maximum

$\theta_i$  est l'angle d'arrivée pour la  $i$ -ème onde plane.

On notera que le signal reçu en bande de base de l'équation (12) est donné par :

$$y(t) = \left[ \sum_{i=1}^I C_i e^{-j\theta_i} x(t - \tau_i) \right] \quad (14)$$

Où

$$\theta_i(t) = 2\pi\{(f_c + f_i)\tau_i - f_i t_i\} \quad (15)$$

Selon l'équation (13), le canal correspondant peut être donc modélisé comme un filtre linéaire variable dans le temps avec la réponse impulsionnelle complexe en bande de base suivante:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^I C_i e^{-j\phi_i(t)} \delta(t - \tau_i) \quad (16)$$

Où  $\delta(\cdot)$  est la fonction de Dirac.

Tant que la différence entre retard de trajet est très inférieure à la période d'échantillonnage  $T_S$ , le retard de trajet  $\tau_i$  peut être approximée comme  $\hat{t}$ . Alors, l'équation (3.46) peut être représentée par :

$$h(t, \tau) = h(t)\delta(t - \hat{t}) \quad (17)$$

Où

$$h(t) = \sum_{i=1}^I C_i e^{-j\phi_i(t)} \quad (18)$$

En supposant que  $x(t) = 1$ , la bande passante du signal reçu  $\tilde{y}(t)$  peut être exprimé par :

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) &= \text{Re}[y(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (19) \\ &= \text{Re}[\{h_I(t) + jh_Q(t)\}e^{j2\pi f_c t}] \\ &= h_I(t) \cos 2\pi f_c t - h_Q(t) \sin 2\pi f_c t \end{aligned}$$

Où  $h_I(t)$  la composante en phase de  $h(t)$

$h_Q(t)$  la composante en quadrature de  $h(t)$ .

Avec :

$$h_I(t) = \sum_{i=1}^I C_i \cos \phi_i(t) \quad (20)$$

Et

$$h_Q(t) = \sum_{i=1}^I C_i \sin \phi_i(t) \quad (21)$$

En supposant que I est assez grand,  $h_I(t)$  et  $h_Q(t)$  dans l'équation (20) et l'équation (21) peuvent être estimés comme des variables aléatoires gaussiennes par le théorème de la limite centrale. Par conséquent, l'amplitude du signal reçu (équation (22)), sur le canal de propagation par trajets multiples soumis à de nombreux composants de diffusion, suit la distribution de Rayleigh.

$$\tilde{y}(t) = \sqrt{h_I^2(t) + h_Q^2(t)} \quad (22)$$

La densité spectrale de puissance (DSP) du processus d'évanouissement est trouvé par la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation de  $\tilde{y}(t)$  et est donnée par :

$$\begin{aligned} S_{\tilde{y}\tilde{y}}(f) &= \begin{cases} \frac{\Omega_p}{4\pi f_m} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}} & \text{pour } |f - f_c| \leq f_m \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (23) \end{aligned}$$

Où

$$\Omega_p = E\{h_I^2(t)\} + E\{h_Q^2(t)\} = \sum_{i=1}^I C_i^2 \quad (24)$$

La densité de spectrale de puissance dans l'équation (23) est souvent désignée sous le nom de spectre Doppler classique.

Pendant ce temps, si une partie des composants de dispersion sont beaucoup plus forte que la majeure partie de la composante, le processus d'évanouissement ne suit plus la distribution de Rayleigh. Soit l'amplitude du signal reçu :

$$\tilde{y}(t) = \sqrt{h_I^2(t) + h_Q^2(t)} \quad (25)$$

Il suit la distribution de Rice et donc, ce processus d'évanouissement est appelé évanouissement de Rice.

Le composant de diffusion le plus fort correspond généralement au composant en vue directe (LOS, également désigné en tant que composant spéculaire). Autre que le composant LOS, tous les autres composants sont des composants NLOS (Non Line of Sight), appelés aussi composants de diffusion.

Soit  $\tilde{p}(\theta)$  représente la fonction de densité de probabilité (FDP) de l'angle d'arrivée pour les composants de diffusion et  $\theta_0$  désigne l'angle d'arrivée du composant spéculaire. Alors, la fonction de densité de probabilité de l'angle d'arrivée pour tous les composants est donnée par :

$$p(\theta) = \frac{1}{K+1} \tilde{p}(\theta) + \frac{K}{K+1} \delta(\theta - \theta_0) \quad (26)$$

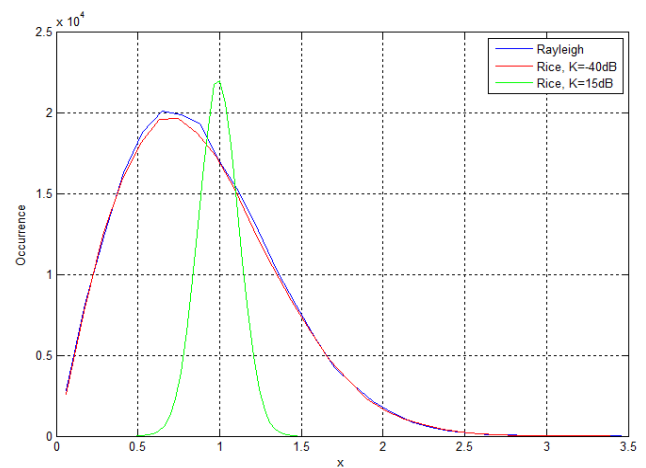
Où  $K$  est le facteur de Rice, défini par le rapport de la puissance du composant spéculaire  $c^2$  et la puissance du composant de diffusion  $2\sigma^2$ :

$$K = \frac{c^2}{2\sigma^2} \quad (27)$$

### 3.2 Génération des canaux à évanouissement

En général, l'environnement de propagation d'un canal sans fil en indoor ou en outdoor peut être soumis à LOS (Line-of-Sight) ou NLOS (Non Line Of Sight). Comme décrit dans le paragraphe précédent, une fonction de densité de probabilité du signal reçu dans l'environnement LOS suit la distribution de Rice, tandis que dans l'environnement NLOS suit la distribution de Rayleigh.

La figure 02 suivante montre alors ces 2 canaux à évanouissements de Rayleigh et de Rice.



**Figure 02: Distribution de Rayleigh et de Rice**

### 4. Modèles des canaux de communication sans fils

Le modèle du canal de communication sans fils peut varier en fonction de la configuration d'antenne dans l'émetteur et le récepteur et selon l'environnement de propagation indoor et outdoor.

#### 4.1 Modèles des canaux indoor

Le canal indoor correspond aux petites zones de couverture à l'intérieur du bâtiment, tels que bureaux et centre commercial. Étant donné que ces environnements sont complètement fermés par un mur, le spectre de puissance d'azimut tend à être uniforme. En outre, le canal a tendance à être extrêmement statique en raison de la faible mobilité des terminaux à l'intérieur du bâtiment. Même dans les environnements de canal indoor, cependant, la condition de canal peut varier avec le temps et l'emplacement, ce qui nécessite encore un profil de retard de puissance (PRP) pour représenter les retards de canal et leur puissance moyenne.

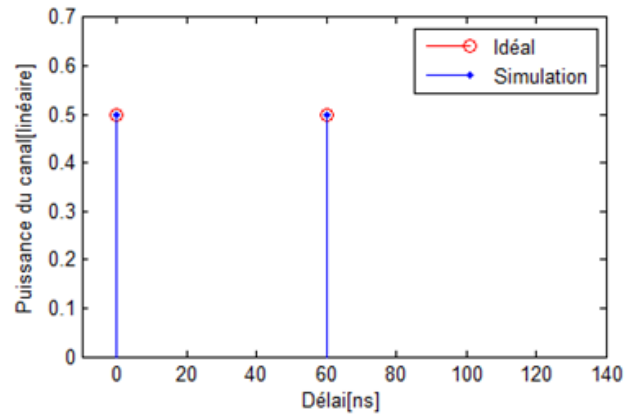
Nous considérons deux modèles de canaux indoor les plus populaires:

- Le modèle à 2 raies
- Le modèle exponentiel

Un autre modèle de canaux indoor, le modèle de Saleh-Valenzuela (SV), qui nous propose un nouveau canal à plusieurs clusters dont chacun avec plusieurs rayons.

##### 4.1.1 Modèle à 2 raies

Dans le modèle à 2 raies, illustré à la figure 03, il y existe deux rayons, l'un pour un trajet direct avec zéro retard (c'est-à-dire  $\tau_0 = 0$ ), et l'autre pour un trajet qui est un reflet de retard avec  $\tau_1 = 0$



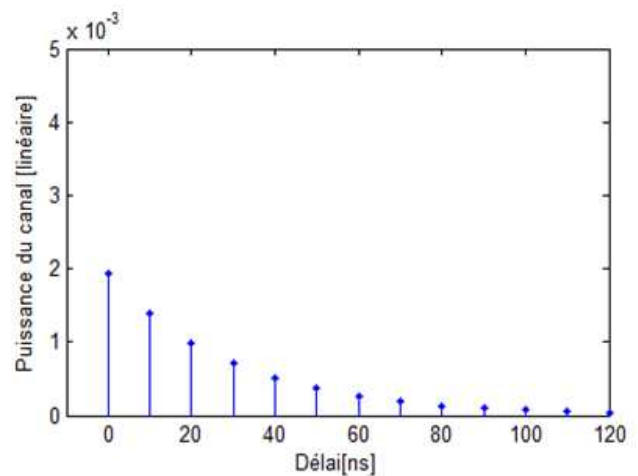
**Figure 03:** *Modèle à 2 raies*

##### 4.1.2 Modèle exponentiel

Dans le modèle exponentiel, la puissance moyenne du canal moyenne diminue avec le retard du canal de façon exponentielle :

$$P(\tau) = \frac{1}{\tau_d} e^{-\tau/\tau_d} \quad (28)$$

où  $\tau_d$  est le seul paramètre qui détermine le profil de retard de puissance (PRP).

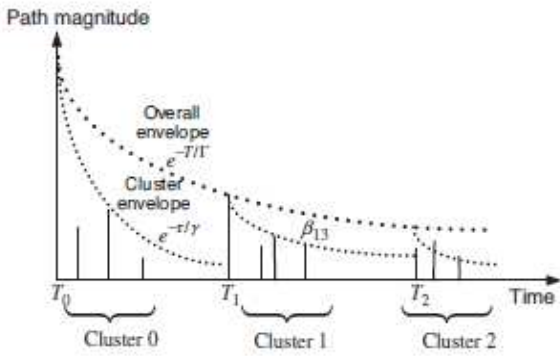


**Figure 04:** *Modèle exponentiel*

##### 4.1.3 Modèle du canal de Saleh-Valenzuela

Suite à des mesures intenses dans une zone intérieure, on constate que les arrivées des composantes de trajets multiples retardés peuvent être modélisées comme un processus de Poisson.

La figure 04 suivante illustre le modèle du canal de Saleh-Valenzuela avec plusieurs clusters dont chacun est associé à un ensemble de rayons.



**Figure 05:** *Illustration du modèle de canal Saleh-Valenzuela*

Les heures d'arrivée de chaque cluster ainsi que les rayons de chaque cluster suivent un processus de Poisson individu. Plus précisément, l'heure d'arrivée du premier rayon du  $m^{ième}$  cluster, désigné par  $T_m$ , est modélisée par un processus de Poisson avec un taux moyen d'arrivée de  $\Lambda$ , tandis que les temps d'arrivée des rayons dans chaque cluster sont modélisés par un processus de Poisson avec un taux d'arrivée moyen de  $\lambda$ . La distribution des heures d'arrivée inter-clusters et la distribution du temps d'arrivée inter-rayon sont donnés respectivement par les distributions exponentielles suivantes:

$$f_{T_m}(T_m|T_{m-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_m - T_{m-1})] \quad (29)$$

Avec  $m = 1, 2, \dots$

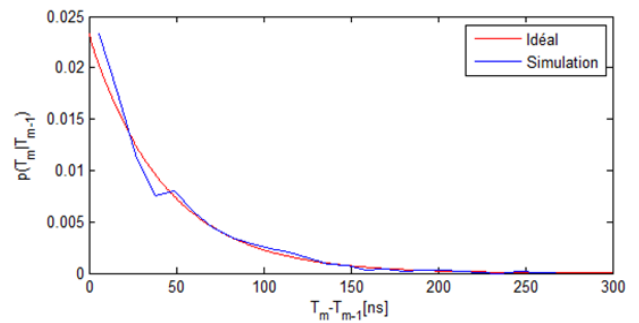
Et

$$f_{\tau_{r,m}}(\tau_{r,m}|\tau_{(r-1),m}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{r,m} - \tau_{(r-1),m})] \quad (30)$$

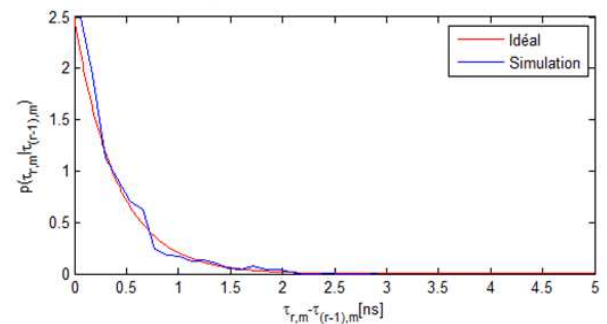
Avec  $r = 1, 2, \dots$

$\tau_{r,m}$  désigne l'heure d'arrivée du  $r^{ième}$  rayon dans le  $m^{ième}$  cluster.

Les figures 06 et 07 montrent respectivement les distributions de temps d'arrivée de cluster et les temps d'arrivée des rayons, y compris les résultats de simulation pour être comparées avec celles d'analyse où le temps d'arrivée du  $m^{ième}$  cluster est  $T_m$  et l'heure d'arrivée  $\tau_{r,m}$  du  $r^{ième}$  rayon  $m$  dans le  $m^{ième}$  cluster sont générées de telle sorte que chacun d'eux a, respectivement, une distribution exponentielle de l'équation (29) et l'équation (30).



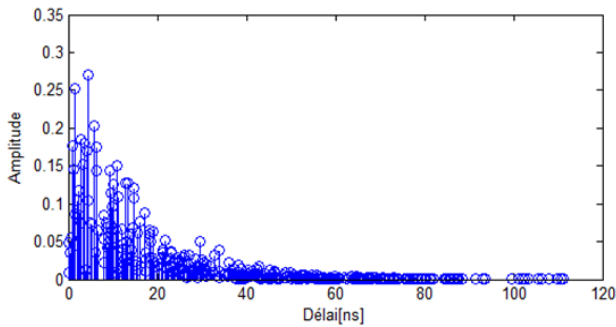
**Figure 06:** *Distribution des temps d'arrivée du cluster,  $\Lambda = 0,0233$*



**Figure 07:** *Distribution des temps d'arrivée des rayons,  $\lambda=2,5$*

La figure 08 montre la réponse impulsionnelle du canal de Saleh-Valenzuela





**Figure 08:** Réponse impulsionnelle du canal SV généré

#### 4.2 Modèles des canaux outdoor

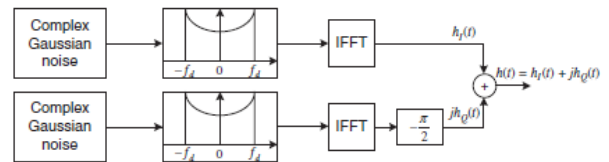
Par opposition à la nature statique ou quasi-statique du canal indoor, les canaux outdoor sont typiquement caractérisés par une variation temporelle du gain du canal, qui est soumise à la vitesse de terminaux mobiles. En fonction de la vitesse mobile, la variation de temps de gain de canal est régie par le spectre Doppler, qui détermine la corrélation dans le domaine temporel dans le gain de canal.

##### 4.2.1 Modèle Clarke/Gans

Le modèle Clarke / Gans a été conçu sous l'hypothèse que la diffusion des composants autour d'une station mobile sont uniformément réparties avec une puissance égale pour chaque composant.

##### 4.2.1.1 Schéma synoptique du modèle de Clarke/gans

La figure 09 montre un schéma de principe pour le modèle Clarke / Gans, dans lequel il y a deux branches, l'une pour une partie réelle et l'autre pour une partie imaginaire.



**Figure 09:** Schéma synoptique du modèle Clarke/gans

##### 4.2.1.2 Caractéristique du canal dans le domaine temporel

Les figures 10, 11 et 12 montrent les caractéristiques du canal à évanouissement dans le domaine temporel en fréquence non sélective avec une fréquence de Doppler de  $f_m = 100 \text{ MHz}$  et une période d'échantillonnage  $T_m = 50 \mu\text{s}$ .

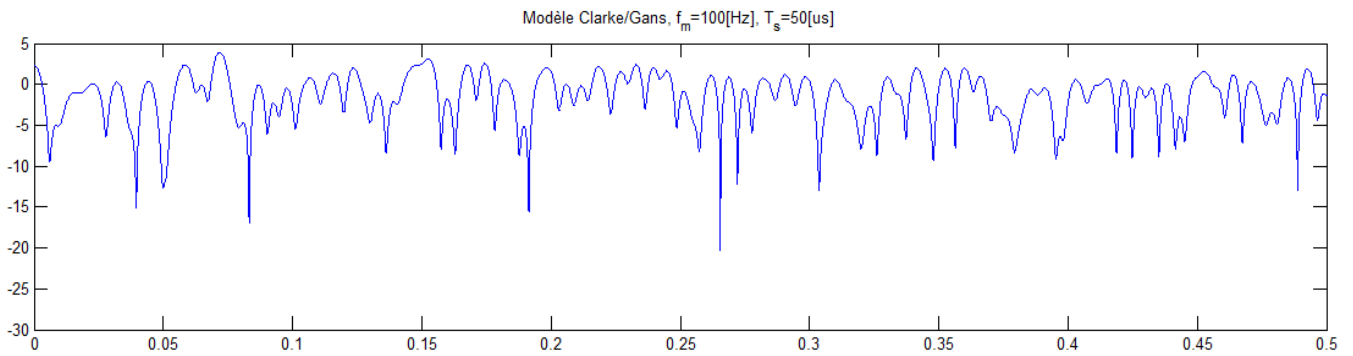
##### 4.2.1.3 Le modèle de Clarke/gans modifié dans le domaine fréquentielle

La figure 13 décrit le processus de génération du spectre Doppler.

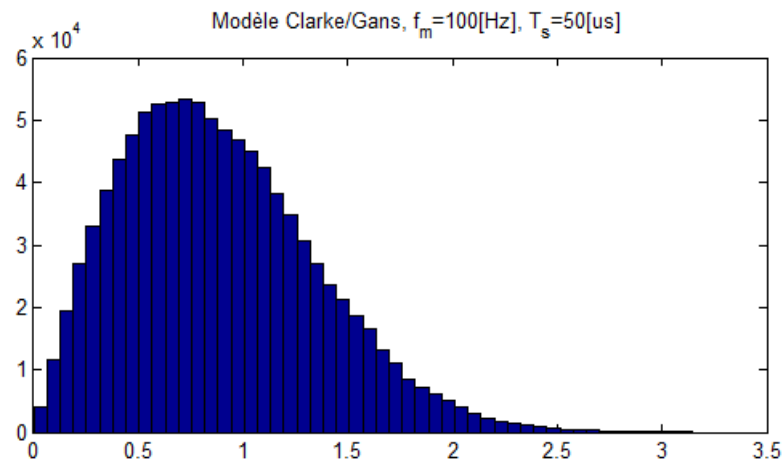
En imposant une phase uniforme sur le filtre Doppler, on obtient un processus d'évanouissement dans le domaine temporel plus flexible que le modèle Clarke/Gans qui est injecté avec les variables aléatoires gaussiennes. De ce fait, les différents environnements du canal sont soumis aux différents spectres Doppler et de plus, la fréquence Doppler maximale, ainsi que le spectre Doppler peuvent varier pour chaque trajet.

La figure 14 montre ainsi deux voies différentes, respectivement, à la fréquence Doppler maximale de 100 Hz et 10 Hz, qui sont générées, respectivement, par les modèles de Clarke/Gans modifié dans le domaine

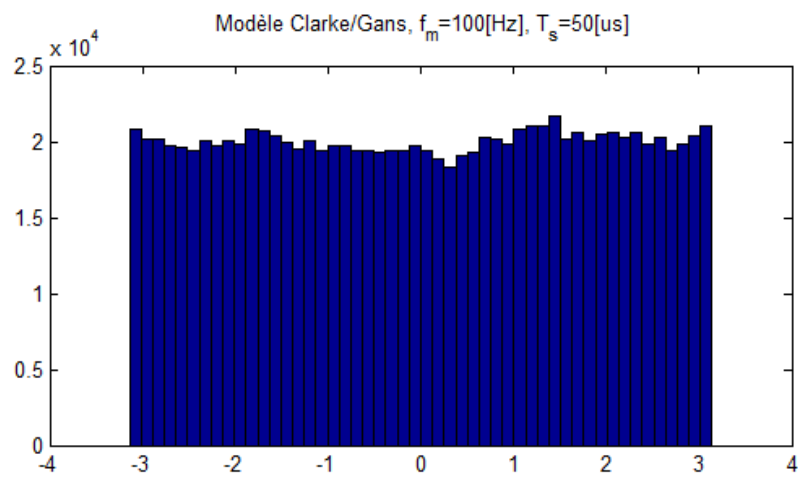
fréquentiel et dans le modèle temporel avec le spectre Doppler classique.



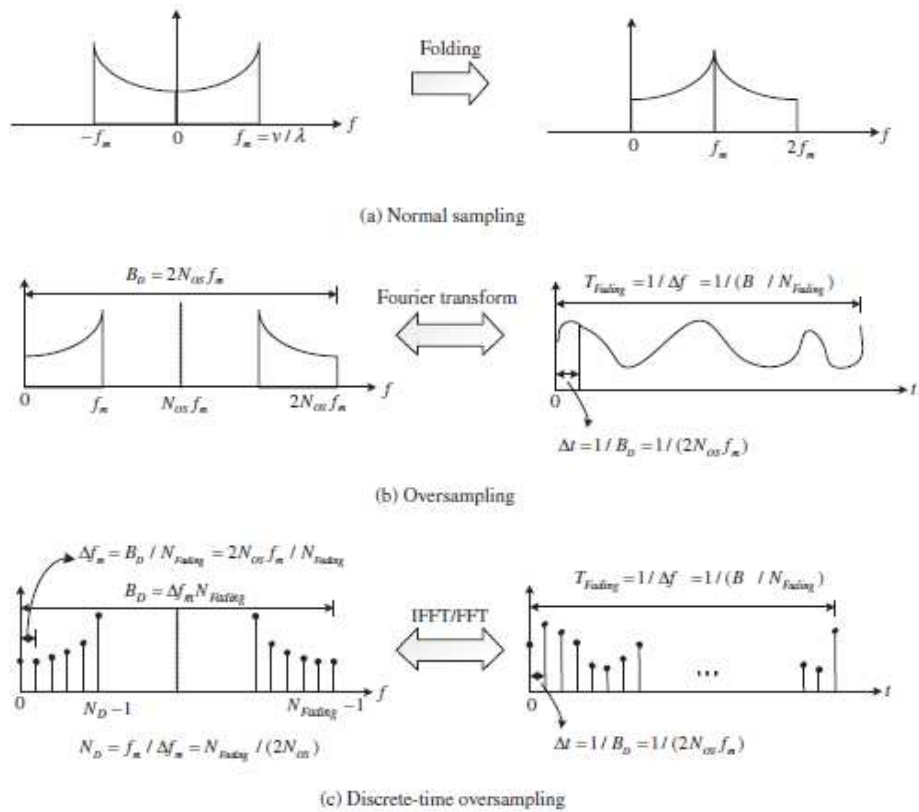
**Figure 10:** *Caractéristique du canal dans le domaine temporel*



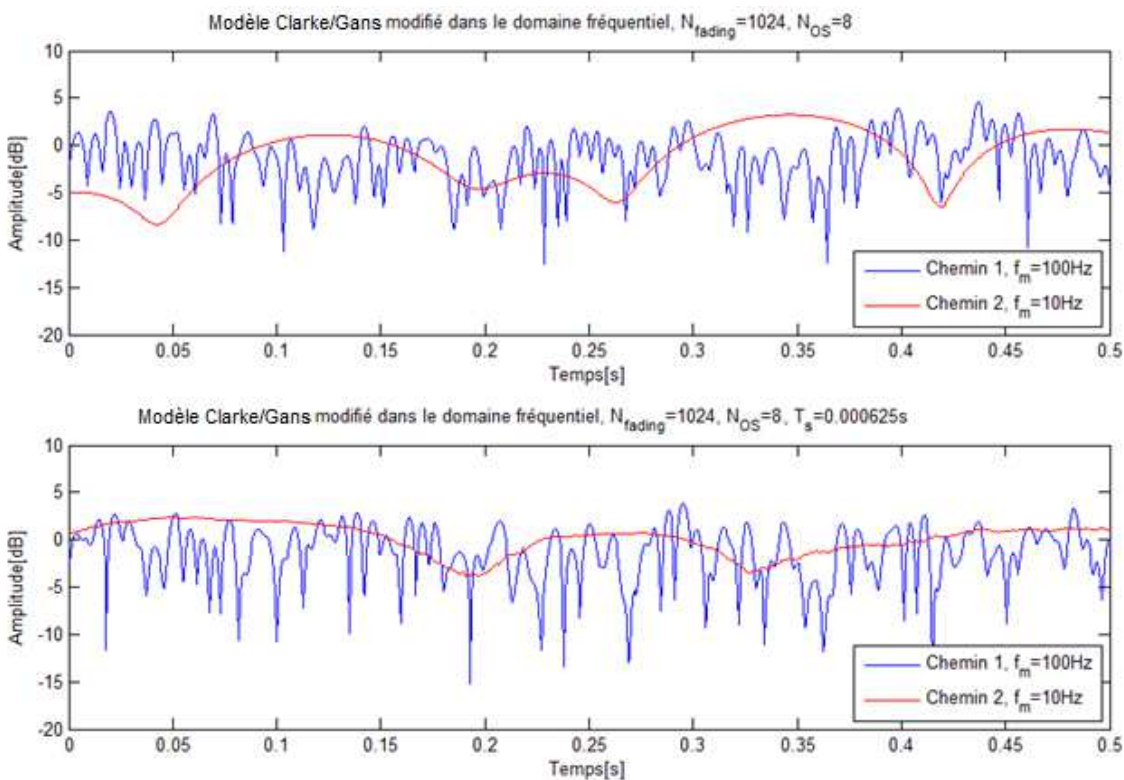
**Figure 11:** *Distribution de l'amplitude*



**Figure 12:** *Distribution de phase*



**Figure 13:** Génération du spectre Doppler



**Figure 14:** Génération des deux différentes voies avec le modèle de Clarke/gans

## 5. Résultats

On observe qu'à travers les études des canaux radio, chaque modèle de propagation est modélisé par une distribution mathématique. Pour les canaux à évanouissement, les modèles généraux suivent la distribution de Rayleigh et de Rice. Pour les canaux indoor, il y a le modèle qui a un retard de trajet qui varie exponentiellement et un autre modèle, le modèle de Saleh-Valenzuela, un modèle à plusieurs clusters dont chaque clusters suit un processus de Poisson. Et pour les canaux outdoor, le modèle est modélisé suivant le modèle général de FWGN qui n'est autre que le modèle caractérisé par un filtre d'un système à bruit blanc gaussien qui peut être modifié dans le domaine temporel et fréquentiel en considérant les spectres Doppler.

## 6. Conclusion

La propagation des ondes radioélectriques sont de plus en plus utilisée dans le systèmes de communications sans fils. Dans ce domaine de transmission, différents phénomènes physiques et les évanouissements peuvent affecter le signal transmis. Selon le type évanouissement, on modélise les canaux à évanouissement qui suivent la distribution de Rayleigh et de Rice. Aussi on catégorise ces canaux en indoor qui constitue le modèle à 2 raies, le modèle exponentiel, le modèle de Saleh-Valenzuela et en outdoor avec le modèle de Clarke/Gans.

## 7. Références

- [01] J.D Parsons, « The mobile Radio Propagation Channel » Wiley, 2001
- [02] A. Ghasemi, A. Abedi, « Propagation engineering in Wireless Communications », Springer, 2012
- [03] S.R. Saunders, « Antennas et Propagation for Wireless Communication », Wiley, 2001
- [04] R. Vaughan, J.B Andersen, « Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communication », 2003
- [05] Y.S. Cho, J. Kim, « MIMO-OFDM Wireless Communications with Matlab », Wiley, 2010
- [06] T.S. Rappaport, « Wireless Communication, Principle and Practices », Prentice Hall PTR, 2002
- [07] D. Tse, P. Viswanath, « Fundamentals of Wireless Communication », University of California, 2004
- [08] F.P. Fontà, P.M. Espineira, « Modeling the Wireless Propagation Channel a Simulating approach with Matlab », Wiley, 2008
- [09] A. Goldsmith, « Wireless Communication », Stanford University
- [10] H.C Yang, M.S Alouini, « Order statistics in Wireless Communications », Cambridge, 2011
- [11] J.F. Pardonche, « Systèmes de transmission sans fils multi-émetteurs, multi-récepteurs pour des applications transports. Etude de modèle de propagation », Université des sciences et technologies de Lille, 2004