

Chapitre 2. Canaux non idéaux

2.1. Canaux sans fil

-Les canaux sans fil sont l'environnement réel dans lequel l'émetteur T_x et le récepteur R_x opèrent.

-En raison de la nature des propagations sans fil, l'**évanouissement (Fading)** est inévitable dans les propagations sans fil.

-L'évanouissement fait référence à la variation temporelle de la puissance du signal reçu induite par des changements dans le support ou le trajet de transmission.

-L'évanouissement peuvent être classés en **évanouissement à grande échelle (large-scale fading)** et en un **évanouissement à petite échelle (small-scale fading)**.

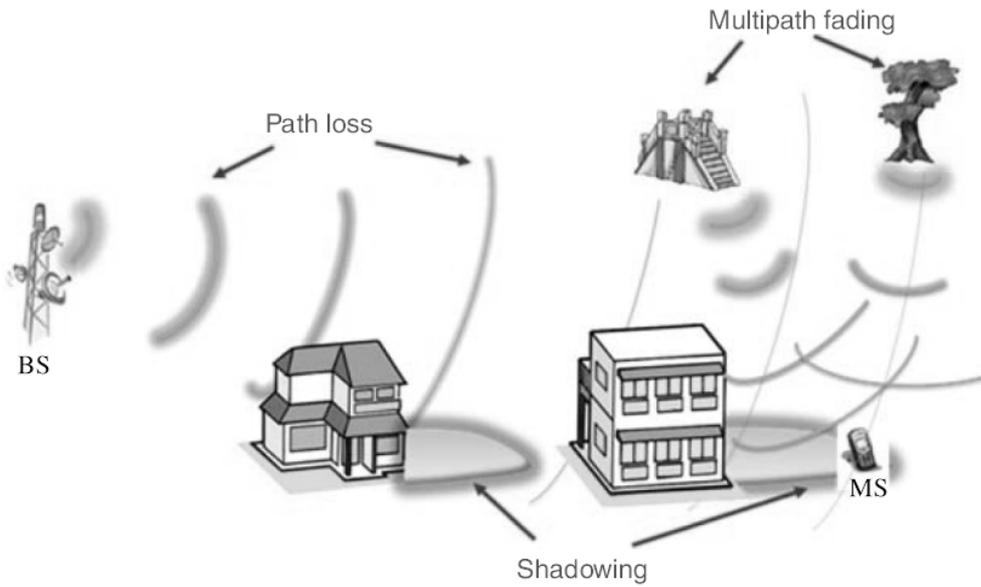
- **L'évanouissement à grande échelle** est la conséquence de la perte de trajet (path loss) P et l'effet de masque (**ombrage (shadowing)**) S , cela est produit lorsque la station mobile (Mobile Station) MS se déplace sur des distances de plusieurs dizaines de la longueur d'onde. Comme le montre la figure 2.1, l'affaiblissement sur le trajet P est l'atténuation du signal émis lors de la propagation du T_x au R_x et est observé sur une distance de plusieurs centaines ou milliers de la longueur d'onde. Shadowing S correspond aux variations lentes de la puissance du signal reçu dues à la grande diversité de terrain telles que les bâtiments et les collines. Large-scale fading est très important pour la conception du système au niveau du réseau par exemple la zone de couverture cellulaire.

-**L'évanouissement à petite échelle** apparaît à la suite de la propagation par **trajets multiples (multipath)**. Comme le montre la Figure 2.1, les évanouissements par trajets multiples (**multipath fading**) h , se réfèrent aux variations rapides de la puissance du signal reçu en raison de l'interférence constructive et destructrice des multiples trajets de signaux entre T_x et R_x . Ces variations sont observées sur une distance de l'ordre de la longueur d'onde. Les évanouissements à petite échelle jouent un rôle important dans la détermination du niveau des performances de la liaison en fonction des taux d'erreurs par bit.

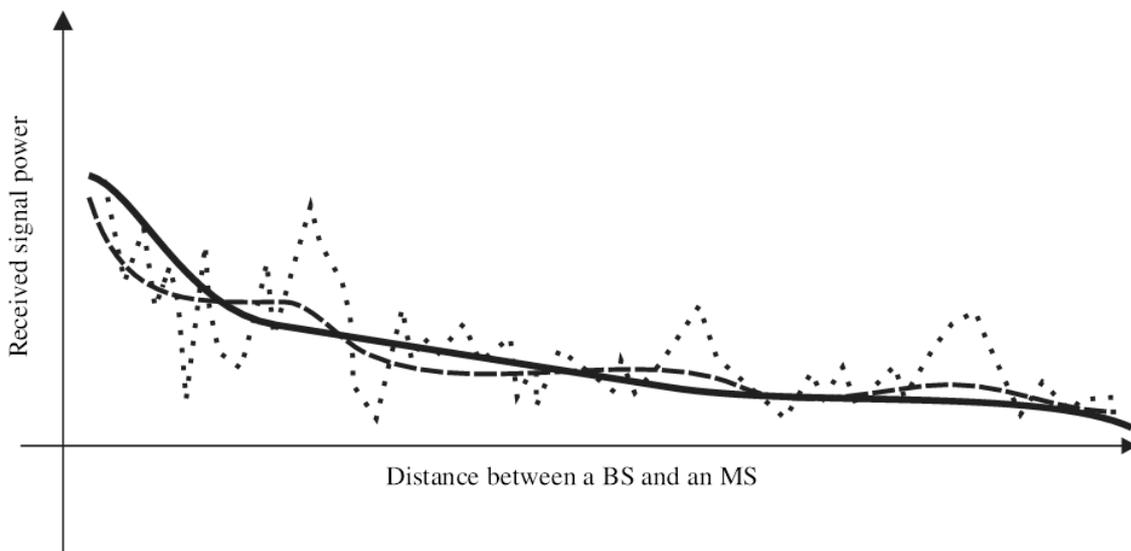
-Pour caractériser les canaux sans fil, nous pouvons utiliser l'expression suivante :

$$g = P.S.h$$

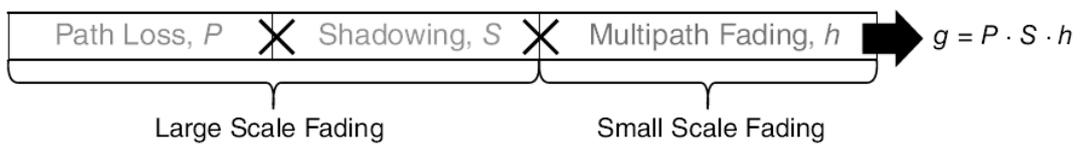
Où P est le path loss, S est le shadowing, et h est le multipath fading.



(a) Propagation gains: BS, base station; MS, mobile station.



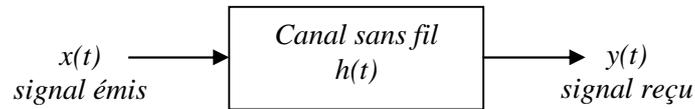
(b) Received signal power



(c) Splitting the gain to three sources

Figure 2.1

2.2. Modèles statistiques de canaux sans fil à évanouissement (wireless fading channel modeling)



On cherche un modèle pour le canal sans fil ($h(t)$: la réponse impulsionnelle)?

Chaque trajet est caractérisé deux aspects :

-Un **retard** τ_l due à la propagation

-Une **atténuation** a_l

On peut écrire ce retard et atténuation comme suit: $a_l \delta(t - \tau_l)$

Pour le cas multi-trajet (L trajets) on à :

$$0 \rightarrow a_0, \tau_0 \rightarrow a_0 \delta(t - \tau_0)$$

$$1 \rightarrow a_1, \tau_1 \rightarrow a_1 \delta(t - \tau_1)$$

.....

$$L-1 \rightarrow a_{L-1}, \tau_{L-1} \rightarrow a_{L-1} \delta(t - \tau_{L-1})$$

La réponse multi-trajet totale est la somme : $h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l \delta(t - \tau_l)$

Le signal transmis : $s_p(t) = \text{Re}\{s(t)e^{j2\pi f_c t}\}$ ($e^{j2\pi f_c t} = \cos 2\pi f_c t + j \sin 2\pi f_c t$)

Où : $\begin{cases} s_p(t) : \text{signal passe bande} \\ s(t) : \text{signal base bande} \\ f_c : \text{la fréquence porteuse, pour GSM : } f_c = 900 \text{ MHz, } 3G : f_c = 2.1 \text{ GHz, } 4G : f_c = 2.5 \text{ GHz} \end{cases}$

Pour le cas multi-trajet on à :

$$\text{Trajet 0 : } a_0, \tau_0 : \text{Re}\{a_0 s(t - \tau_0) e^{j2\pi f_c (t - \tau_0)}\}$$

$$\text{Trajet 1 : } a_1, \tau_1 : \text{Re}\{a_1 s(t - \tau_1) e^{j2\pi f_c (t - \tau_1)}\}$$

.....

$$\text{Trajet } L-1 : a_{L-1}, \tau_{L-1} : \text{Re}\{a_{L-1}s(t - \tau_{L-1})e^{j2\pi f_c(t - \tau_{L-1})}\}$$

Donc le signal reçu est la somme des différents composants multi-trajets:

$$y_p(t) = \sum_{l=0}^{L+1} \text{Re}\{a_l s(t - \tau_l) e^{j2\pi f_c(t - \tau_l)}\}$$

$$y_p(t) = \sum_{l=0}^{L+1} \text{Re}\{(a_l s(t - \tau_l) e^{-j2\pi f_c \tau_l}) e^{j2\pi f_c t}\}$$

$$y_p(t) = \text{Re}\left\{ \underbrace{\left(\sum_{l=0}^{L+1} a_l s(t - \tau_l) e^{-j2\pi f_c \tau_l} \right)}_{\text{signal complexe bande base}} \underbrace{e^{j2\pi f_c t}}_{\text{porteuse}} \right\}$$

Donc le signal bande base reçu $y(t)$ est :

$$y(t) = \sum_{l=0}^{L+1} a_l s(t - \tau_l) \underbrace{e^{-j2\pi f_c \tau_l}}_{\substack{\text{facteur de} \\ \text{phase complexe}}}$$

Utilisant l'hypothèse de bande étroite (narrowband assumption) :

si f_m (fréquence maximale du signal) $\lll f_c$ (fréquence porteuse) \Rightarrow l'effet du retard sur le signal reçu est un simple décalage de phases et $s(t - \tau_l) \approx s(t)$

$$y(t) = s(t) \underbrace{\left[\sum_{l=0}^{L+1} a_l e^{-j2\pi f_c \tau_l} \right]}_{\text{coefficient complexe } h}$$

$$h = \sum_{l=0}^{L+1} a_l e^{-j2\pi f_c \tau_l}$$

$$y(t) = hs(t)$$

Le facteur h dépend de l'atténuation et le retard des différents trajets.

Exemple :

$$\text{Pour } L = 2 : a_0 = a_1 = 1, \tau_0 = 0 \text{ et } \tau_1 = \frac{1}{2f_c}$$

$$h = \sum_{l=0}^2 a_l e^{-j2\pi f_c \tau_l} = 1 * e^0 + 1 * e^{-j\pi} = 1 - 1 = 0, \quad e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$$

$\Rightarrow y(t) = 0 * s(t) = 0 \Rightarrow$ interférences destructives

Pour : $L = 2 : a_0 = a_1 = 1, \tau_0 = 0$ et $\tau_1 = \frac{1}{f_c}$

$$h = \sum_{l=0}^2 a_l e^{-j2\pi f_c \tau_l} = 1 * e^0 + 1 * e^{-j2\pi} = 1 + 1 = 2$$

$\Rightarrow y(t) = 2s(t) \Rightarrow$ interférences constructives (amplifiés l'amplitude du signal reçu)

-Le coefficient h varie suivant le facteur d'atténuation a_l et le retard τ_l : $h = \sum_{l=0}^2 a_l e^{-j2\pi f_c \tau_l}$, h est appelé facteur d'évanouissement du canal (atténuation) ou (fading channel coefficient).

-Le processus d'évanouissement cause les différentes variations de la puissance du signal reçu, qui est un aspect important dans les communications sans fil. ($a_i \uparrow \rightarrow S \uparrow \rightarrow SNR \uparrow \rightarrow BER \downarrow$).

2.3- Canaux invariants et variants

Les ondes émises dans l'espace libre sont sujettes à des phénomènes de réflexion, de diffusion et de diffraction sur les différents obstacles. Chaque onde est diffractée en ensemble de sous ondes qui suivent des sous trajets de longueurs différentes et arrivent au récepteur avec différents retard et différentes atténuations.

-Dispersion temporelle du canal (delay spread)

Le délai maximal de retard des trajets τ_{\max} qui est défini par la différence entre l'arrivée de la première sous onde de la dernière est $\tau_{\max} = \tau_L - \tau_1$.

La dispersion temporelle du canal (delay spread) τ_{RMS} (RMS : Root Mean Square) est donnée par:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{l=1}^L g_l (\tau_l - \bar{\tau})^2}{\sum_{l=1}^L g_l}}$$

Où :

τ_l est le délai du trajet l

g_l est la puissance du trajet l (gain), $g_l = |h_l|^2 = |a_l|^2$

$\bar{\tau}$ est le délai moyen, $\bar{\tau} = \frac{\sum_{l=1}^L g_l \tau_l}{\sum_{l=1}^L g_l}$

-La dispersion Doppler

Le mouvement relatif des équipements de transmission conduit à des décalages au niveau des fréquences des sous ondes reçues, ce décalage est appelé l'effet Doppler. La dispersion Doppler B_d est la différence entre le plus grand et le plus petit décalage fréquentiel.

Les retards de propagation et les décalages Doppler ont respectivement pour effet la sélectivité en fréquence et la sélectivité en temps du canal.

-Temps de cohérence du canal

Le temps de cohérence du canal T_{coh} décrit l'évolution temporelle du canal et représente le temps pour lequel le canal peut être considéré invariant. Sa valeur est inversement proportionnelle à la dispersion Doppler B_d :

$$T_{coh} \approx \frac{1}{B_d}$$

-Bande de cohérence du canal (coherence bandwidth)

Soit deux signaux émis à deux fréquences f_1 et f_2 , lorsque l'espacement fréquentiel $\Delta f = f_2 - f_1$ est assez élevé, le canal affecte les deux signaux différemment, donc la présence d'un comportement sélectif en fréquence vis-à-vis des deux signaux.

L'espacement fréquentiel maximal Δf pour lequel les signaux restent fortement corrélés est appelé la bande de cohérence du canal B_{coh} . Sa valeur est inversement proportionnelle à la dispersion temporelle du canal :

$$B_{coh} \approx \frac{1}{\tau_{RMS}}$$

2.3.1 Canaux invariants

La réponse impulsionnelle du canal invariant ne dépend pas du temps et s'écrit comme suit :

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^L a_l e^{j\varphi_l} \delta(\tau - \tau_l)$$

-Si la dispersion Doppler B_d est inférieure à la bande de fréquence du signal B_s , le temps de cohérence du canal $T_{coh} = \frac{1}{B_d}$ est supérieur au temps de symbole $T_s = \frac{1}{B_s}$; ($B_d \ll B_s \Rightarrow T_{coh} \gg T_s$), donc $T_s \ll T_{coh}$ et la réponse du canal ne varie pas pendant plusieurs symboles. Dans ce cas, le canal est dit à **évanouissements lents (slow fading)**. Le canal varie lentement dans le temps et il est non sélectif dans le temps (invariant dans le temps).

-Si la bande de fréquence du signal B_s est inférieure à la bande de cohérence B_{coh} du canal ($B_s \ll B_{coh} \Rightarrow T_s \gg \tau_{RMS}$), toutes les fréquences du signal émis subissent les mêmes atténuations donc le canal est invariant en fréquentiel et le canal est non sélectif en fréquence (absence d'ISI dans le domaine temporel) et le canal est dit à **évanouissements plats (flat fading)**.

2.3.2 Canaux variants

La réponse impulsionnelle du canal variant dépend pas du temps et s'écrit comme suit :

$$h(\tau, t) = \sum_{l=0}^L a_l(t) e^{j\varphi_l(t)} \delta(\tau - \tau_l(t))$$

-Si le temps de symbole T_s est supérieur au temps de cohérence T_{coh} , ($T_s \gg T_{coh} \Rightarrow B_s \ll B_d$) le canal varie rapidement et dit à **évanouissement rapide (fast fading)** et le canal est **sélectif dans le temps** (variant dans le temps).

-Si la bande de fréquence du signal B_s est supérieure à la bande de cohérence du canal B_{coh} , ($B_s \gg B_{coh} \Rightarrow T_s \ll \tau_{RMS}$), le canal **est sélectif en fréquence**.

La figure 2.2 résume les différents types d'évanouissements.

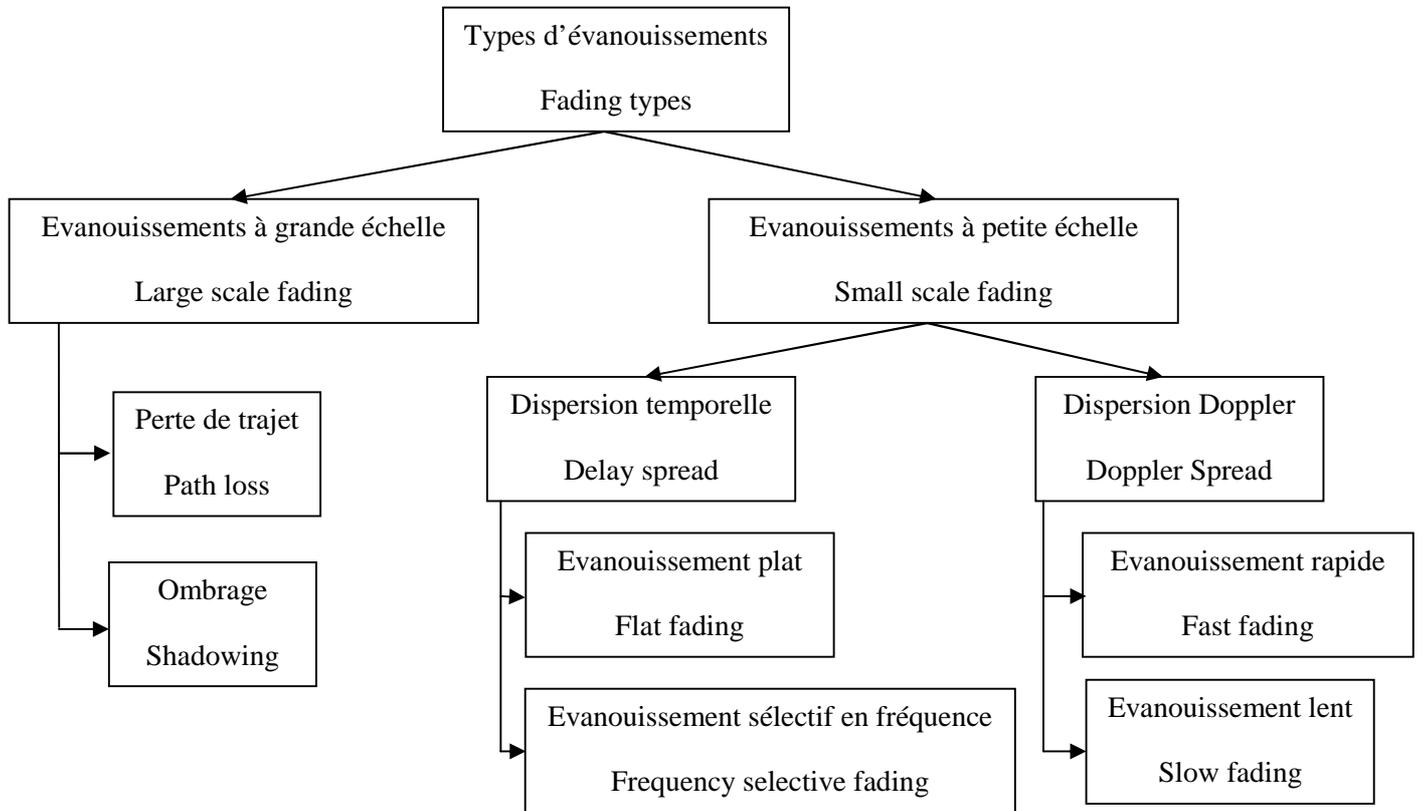


Figure 2.2 Types d'évanouissement

2.4 Fading de Rayleigh et de Rice

Objectif : on cherche une distribution pour le coefficient h

2.4.1- Fading de Rayleigh

La distribution de Rayleigh est utilisée pour modéliser les canaux à évanouissement à petite échelle, donc la présence des trajets multiples.

$$\text{On a : } h = \sum_{l=0}^{L-1} a_l e^{-j2\pi f_c \tau_l} = \underbrace{\sum_{l=0}^{L-1} a_l \cos 2\pi f_c \tau_l}_x - j \underbrace{\sum_{l=0}^{L-1} a_l \sin 2\pi f_c \tau_l}_y = x + jy$$

a_i, τ_i sont des variables aléatoires et x, y sont des sommes d'un grand nombre de variables aléatoires donc x et y sont des variables aléatoire gaussiennes (théorème de limite central).

$$f_X(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right), \text{ où : } \mu \text{ est la moyenne et } \sigma^2 \text{ est la variance, } X \sim N(\mu, \sigma^2)$$

Supposant que $X \sim N(0, 1/2)$ et $y \sim N(0, 1/2)$

$$f_X(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp(-x^2)$$

$$f_Y(y) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp(-y^2)$$

Supposant que x et y sont des variables aléatoires indépendants :

$$\underbrace{f_{XY}(x, y)}_{\text{la distribution jointe}} = \underbrace{f_X(x)}_{\text{produit des densités marginales}} \underbrace{f_Y(y)}_{\text{produit des densités marginales}}$$

$$f_{XY}(x, y) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp(-x^2) \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp(-y^2)$$

$$f_{XY}(x, y) = \frac{1}{\pi} \exp(-(x^2 + y^2))$$

$$h = x + jy = ae^{j\phi}$$

$$a = \sqrt{x^2 + y^2}$$

$$\phi = \text{Tang}^{-1}\left(\frac{y}{x}\right)$$

$$\begin{cases} x = a \cos \phi \\ y = a \sin \phi \end{cases}$$

$$f_{XY}(x, y) \rightarrow f_{A\phi}(a, \phi)$$

$$f_{A\phi}(a, \phi) = \frac{1}{\pi} \exp(-(x^2 + y^2)) |J_{XY}|, \text{ (déterminant de la matrice jacobienne)}$$

$$x^2 + y^2 = a^2$$

$$f_{A\phi}(a, \phi) = \frac{1}{\pi} \exp(-a^2) |J_{XY}|$$

$$|J_{XY}| = \begin{vmatrix} \frac{dx}{da} & \frac{dy}{da} \\ \frac{dx}{d\phi} & \frac{dy}{d\phi} \end{vmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -a \sin \phi & a \cos \phi \end{bmatrix}, \quad \begin{cases} x = a \cos \phi \\ y = a \sin \phi \end{cases}$$

$$|J_{XY}| = a \cos^2 \phi + a \sin^2 \phi = a$$

$$\Rightarrow f_{A\phi}(a, \phi) = \frac{a}{\pi} \exp(-a^2)$$

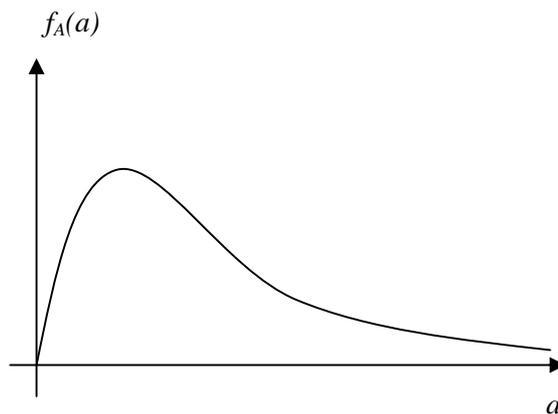
$$h = ae^{j\phi}$$

$$f_A(a) = \int_{-\pi}^{+\pi} f_{A\phi}(a, \phi) d\phi = \int_{-\pi}^{+\pi} \frac{a}{\pi} \exp(-a^2) d\phi = \underbrace{2a \exp(-a^2)}_{\text{distribution rayleigh}}$$

On peut écrire :

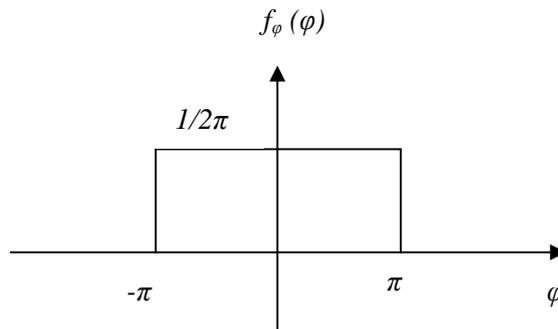
$$f_A(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right)$$

Où : σ^2 est la puissance moyenne du signal reçu.



Distribution de Rayleigh

$$f_{\phi}(\varphi) = \int_0^{+\infty} f_{A\phi}(a, \varphi) da = \int_0^{+\infty} \frac{a}{\pi} \exp(-a^2) da = \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} 2a \exp(-a^2) da = \frac{1}{2\pi} [-\exp(-a^2)]_0^{+\infty} = \frac{1}{2\pi}$$



Distribution uniforme

2.4.2- Fading de Rice

La distribution de Rice est utilisée pour modéliser un canal caractérisé par la présence de trajets multiples et un trajet direct (LOS : Line-Of-Sight), dans ce cas le signal reçu suit la distribution de Rice donnée par :

$$f_A(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + a_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{aa_d}{\sigma^2}\right), \quad a, a_d \geq 0$$

Où : a_d est l'amplitude du trajet direct (LOS) et I_0 est la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro.

Remarque :

Dans le cas où le trajet direct (LOS) n'existe pas la composante a_d tend vers 0 et la distribution de Rice tend vers la distribution de Rayleigh. Donc la distribution Rayleigh est utilisée dans le cas où la station mobile n'a pas de ligne de vue directe avec la station de base (Non-Line-Of-Sight : NLOS)

Références

- 1- John G. Proakis, Masoud Salehi “*Digital Communications*”, 5th Edition
- 2- BERNARD SKLAR “*DIGITAL COMMUNICATIONS: Fundamentals and Applications*”, Second Edition,
- 3- Mylène Pischella and Didier Le Ruyet « *Digital Communications 2: Digital Modulations* »
- 4- Xuefeng Yin Tongji; Xiang Cheng Peking “*PROPAGATION CHANNEL CHARACTERIZATION, PARAMETER ESTIMATION AND MODELLING FOR WIRELESS COMMUNICATIONS*”