

4.1 Introduction

Le canal radio génère les principales limitations dans les performances des systèmes de communications sans fil. Le chemin de transmission entre un émetteur et un récepteur peut varier d'une ligne de vue directe à être complètement obstrué par des immeubles, des montagnes ou des arbres. Contrairement aux canaux filaires, qui sont stationnaires et prédictibles, les canaux radios sont extrêmement aléatoires et n'offrent pas une analyse aisée. La célérité des ondes impacte la vitesse avec laquelle le niveau du signal diminue quand le terminal mobile bouge. Aussi la modélisation du canal radio a été historiquement la principale difficulté dans la conception des systèmes radio mobiles, et est principalement réalisée en ayant recours à des méthodes statistiques.

La plupart des systèmes cellulaires opèrent en milieu urbain où on ne rencontre pas de ligne de vue directe entre l'émetteur et le récepteur, et où la présence d'immeubles causent de sévères pertes par diffraction. De même les multiples réflexions par divers objets font que la force du signal diminue quand la distance entre l'émetteur et le récepteur augmente.

Dans ce chapitre on traite les mécanismes sous-jacents au problème de la propagation radio mobile en vue d'une meilleure exploitation.

4.2 Les trois mécanismes de base de la propagation

Les mécanismes derrière la propagation des ondes électromagnétiques peuvent être attribués à la réflexion, diffraction et la dispersion (scattering) [23].

4.2.1 Réflexion

La réflexion se produit quand une onde électromagnétique heurte un objet ayant des dimensions bien supérieures à sa longueur d'onde. Elle se produit avec la surface de la terre, les immeubles et les murs. Pour des milieux de propagation avec des propriétés électriques différentes, l'onde est partiellement réfléchi et partiellement transmise.

Mais dans le cas où le second milieu est un parfait conducteur toute l'énergie incidente est réfléchi dans le premier milieu sans aucune perte d'énergie. Le champ électrique des ondes réfléchies et transmises peut être relié à l'onde incidente à travers le coefficient de réflexion de Fresnel (Γ). Ce coefficient est fonction des propriétés matérielles et dépend généralement de la polarisation de l'onde, l'angle d'incidence et la fréquence de l'onde.

La polarisation d'une onde radio est la direction du champ électrique. On utilise généralement les polarisations verticales et horizontales par le biais d'antennes filaires verticales ou horizontales. On peut trouver des ondes dont le sommet du vecteur E décrit une ellipse, La polarisation est dite alors elliptique mais elle peut être considérée comme la superposition des deux ondes "linéaires" polarisées à 90° l'une de l'autre [16].

4.2.1.1 Réflexion sur les milieux isolants

Si une onde électromagnétique frappe un milieu isolant avec un angle θ_i , une partie de l'énergie est réfléchi dans le premier milieu avec un angle θ_r et une partie est réfractée (transmise) dans le second milieu avec un angle θ_t comme présenté dans les figures 4.1 et 4.4. [28][17]

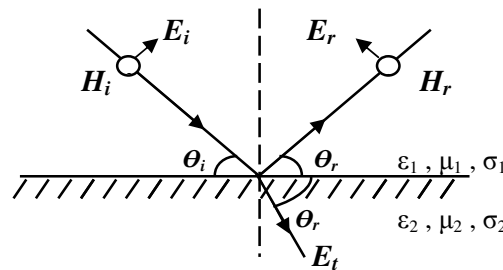


Figure 4.1- Le champ E dans le plan d'incidence

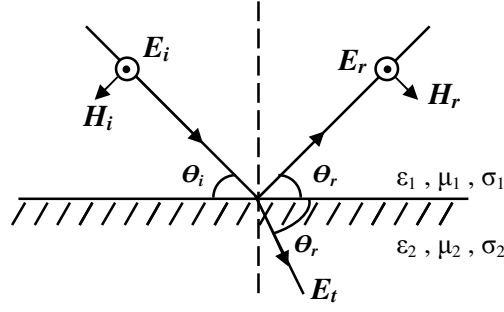


Figure 4.2- Le champ E normal au plan d'incidence

Sur les figures ci-dessus, les indices i, r et t réfèrent respectivement à **incident**, **réfléchi** et **transmis**. Les paramètres $\epsilon_1, \mu_1, \sigma_1$ et $\epsilon_2, \mu_2, \sigma_2$ représentent la permittivité, la perméabilité et conductance des deux milieux respectivement.

Les coefficients de réflexion dans les deux cas de polarisation dans la limite de deux milieux isolants sont donnés par :

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \sin \theta_t - \eta_1 \sin \theta_i}{\eta_2 \sin \theta_t + \eta_1 \sin \theta_i} \quad (\text{Le champ E dans le plan d'incidence}) \quad (4.1)$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \sin \theta_i - \eta_1 \sin \theta_t}{\eta_2 \sin \theta_i + \eta_1 \sin \theta_t} \quad (\text{Le champ E normal au plan d'incidence}) \quad (4.2)$$

Les conditions limites des équations de Maxwell sont utilisées pour dériver ces équations ainsi que celles-ci :

$$\theta_i = \theta_r \quad (4.3)$$

$$E_r = \Gamma E_i \quad (4.4)$$

$$E_t = (1 + \Gamma) E_i \quad (4.5)$$

Γ est soit Γ_{\parallel} ou Γ_{\perp} , selon la polarisation.

Dans le cas où le premier milieu est l'espace libre et si l'on a $\mu_1 = \mu_2$, les coefficients peuvent être simplifiés par :

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{-\epsilon_r \sin \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\epsilon_r \sin \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}} \quad (4.6)$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\sin \theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\sin \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}} \quad (4.7)$$

4.2.1.2 L'angle de Brewster

L'angle de Brewster est l'angle pour lequel aucune réflexion n'arrive dans le premier milieu. Il arrive quand l'angle d'incidence θ_B est tel que le coefficient de réflexion Γ_{\parallel} est égal à 0.

L'angle de Brewster est donné par :

$$\sin(\theta_B) = \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_1 + \epsilon_2} \right)^{1/2} \quad (4.8)$$

Dans le cas où le premier milieu est l'espace libre et le second a une permittivité relative ϵ_r

$$\sin(\theta_B) = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \quad (4.9)$$

Il est à noter que l'angle de Brewster n'arrive que pour les polarisations verticales [28].

4.2.1.3 Réflexion sur de parfait conducteurs

Comme l'énergie électromagnétique ne peut pas traverser un parfait conducteur, l'onde incidente voit toute son énergie réfléchie.

Et l'on a :

$$\theta_i = \theta_r \quad (4.10)$$

$$\text{Et} \quad \mathbf{E}_i = \mathbf{E}_r \quad (\text{le champ } E \text{ dans le plan d'incidence : polarisation verticale}) \quad (4.11)$$

$$\text{Ou bien} \quad \mathbf{E}_i = -\mathbf{E}_r \quad (\text{le champ } E \text{ normal au plan d'incidence : polarisation horizontale}) \quad (4.12)$$

Autrement dit, pour un parfait conducteur $\Gamma_{\parallel} = 1$ et $\Gamma_{\perp} = -1$ quelque ce soit l'angle d'incidence.

4.2.2 Diffraction [28] [17]

La diffraction permet à des signaux radios de se propager autour de la surface ronde de la terre, au-delà de l'horizon et derrière les obstructions.

4.2.2.1 La géométrie de la zone de Fresnel

L'**ellipsoïde de Fresnel** est un volume dans l'espace permettant d'évaluer l'atténuation apportée par un obstacle (immeuble, colline...) à la propagation d'une onde radio (figure4.3).



Figure 4.3- La zone de Fresnel correspondant à l'ellipsoïde située à une certaine distance entre l'émetteur et le récepteur.

Physiquement, on peut dire que si les obstacles se trouvent tous à l'extérieur de cet ellipsoïde, ils n'auront pratiquement aucune influence sur l'onde directe reçue par l'antenne de réception. Autrement dit, l'ellipsoïde représente la partie de l'espace nécessaire à la propagation en espace libre entre les deux antennes. A contrario, si des obstacles sont présents à l'intérieur de cet espace, il faudra s'attendre à une atténuation supplémentaire par rapport à la propagation en espace libre. Pour déterminer la position de l'obstacle on définit

un certain nombre de cercles concentriques, appelées zones de Fresnel, comme indiqué sur la figure 4.4.

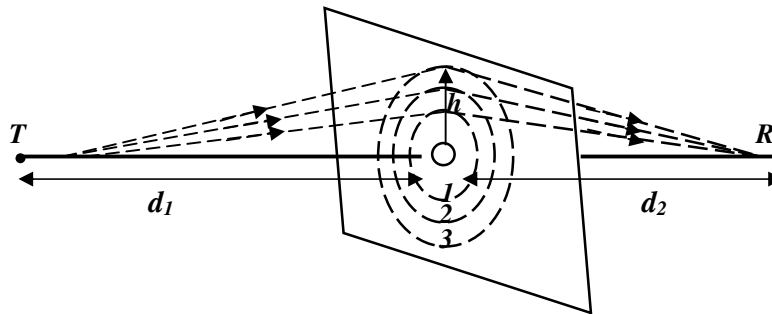


Figure 4.4- cercles concentriques des limites des zones successives de Fresnel.

Ces cercles sont caractérisés par leurs rayons r_n définis par :

$$r_n = \sqrt{\frac{n \lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (4.13)$$

Pour $n=1$ on a la première zone de Fresnel, $n=2$ la seconde, etc.

L'affaiblissement par rapport à une ligne de vue directe (LOS) dépend de la zone que l'obstacle obstrue, mais en pratique, on considère que si l'obstacle ne bloque pas 55% de la première zone, la conception ligne de vue directe (LOS) est acceptable.

4.2.2.2 Le modèle de diffraction Knife-edge

L'estimation de l'atténuation d'un signal causée par la diffraction des ondes radio à travers les collines et les immeubles est cruciale dans le processus de prédiction de la force du champ dans une zone de service. Mais pour des terrains complexes, il s'agit d'un problème très difficile à résoudre mathématiquement.

C'est ainsi qu'on a généralement recours à des modèles simples pour estimer l'ordre de grandeur de la perte due à la diffraction. Dans le cas où la diffraction est causée par un seul objet, comme une montagne ou un immeuble, elle peut être estimée en utilisant la solution classique de Fresnel.

Considérons un récepteur situé à un point R (figure 4.5), situé dans la zone d'ombre (zone de diffraction).

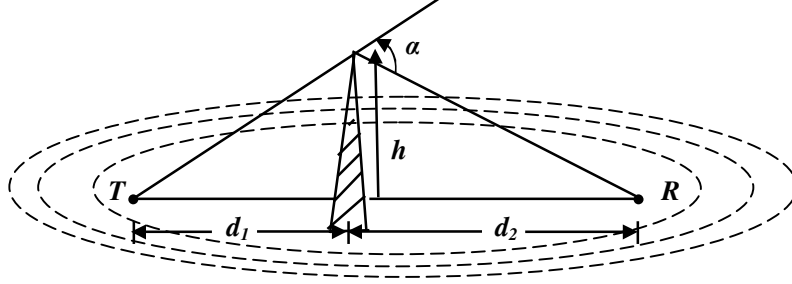


Figure 4.5- Illustration des zones de Fresnel pour une diffraction knife-edge simple.

La force du champ électrique E_d de l'onde diffractée est donnée par :

$$\frac{E_d}{E_0} = F(v) = \frac{(1+j)}{2} \int_v^{\infty} \exp\left((-j\pi t^2)/2\right) dt \quad (4.14)$$

Où E_0 est la force du champ en espace libre en l'absence du sol et de l'obstacle,

Et $F(v)$ est l'intégrale complexe de Fresnel. Cette dernière est fonction du paramètre de diffraction de Fresnel-Kirchoff v définit par :

$$v = h \sqrt{\frac{2(d_1+d_2)}{\lambda d_1 d_2}} = \alpha \sqrt{\frac{2 d_1 d_2}{\lambda(d_1+d_2)}} \quad (4.15)$$

Le gain de diffraction est donné par :

$$G_d(dB) = 20 \log |F(v)| \quad (4.16)$$

En pratique, on a recours à des méthodes graphiques ou numériques pour calculer les différents gains. Une bonne approximation de la solution de l'équation fournie par [28] :

$$G_d(dB) = 0 \quad v \leq -1 \quad (4.17)$$

$$G_d(dB) = 20 \log(0,5 - 0,62v) \quad -0,1 \leq v \leq 0 \quad (4.18)$$

$$G_d(dB) = 20 \log(0,5 \exp(-0,95v)) \quad 0 \leq v \leq 1 \quad (4.19)$$

$$G_d(dB) = 20 \log \left(0,4 - \sqrt{0,1184 - (0,38 - 0,1v)^2} \right) \quad 1 \leq v \leq 4,4 \quad (4.20)$$

$$G_d(dB) = 20 \log \left(\frac{0,225}{v} \right) \quad v > 4,4 \quad (4.21)$$

4.2.2.3 La diffraction multiple Knife-edge

Dans plusieurs situations pratiques, surtout en terrain montagneux, on rencontre plus d'un obstacle, auquel cas, la somme total des atténuations de diffraction dues à tous les obstacles doit être calculée. Beaucoup de recherches mathématiques ont été développées dans ces domaines, certaines s'articulent sur l'idée de remplacer les différents obstacles par un unique obstacle équivalent de telle manière qu'on puisse appliquer les résultats du modèle de simple knife-edge diffraction (figure 4.6) [28] [1].

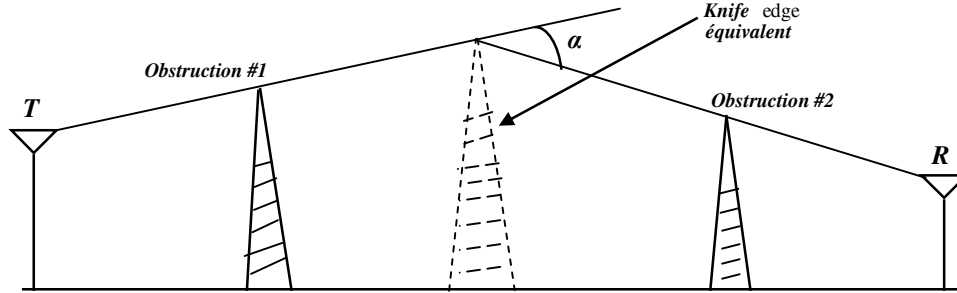


Figure 4.6- La construction de Bullington d'un équivalent knife-edge.

4.2.3 Dispersion (Scattering) [28]

Le signal reçu en radio mobile est souvent plus grand que celui estimé par les modèles de réflexion et de diffraction seuls. Ceci est dû au fait qu'une onde qui rencontre une surface rugueuse se disperse dans toutes les directions. Des objets comme les lampes et les arbres tendent à disperser l'énergie partout, ce qui fournit de l'énergie radio additionnelle au récepteur.

Pour discerner les surfaces rugueuses des surfaces lisses on utilise le critère de Rayleigh qui définit une hauteur critique (h_c) des protubérances pour un certain angle d'incidence θ_i , par :

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i} \quad (4.22)$$

Une surface est considérée comme lisse si sa protubérance maximale est inférieure à h_c et rugueuse sinon. Pour les surfaces rugueuses, le coefficient de réflexion doit être multiplié par un facteur de perte due à la dispersion, ρ_s , pour prendre en compte les diminutions du champ réfléchi. En supposant que la hauteur h suit une distribution normale et ρ_s est donné par :

$$\rho_s = \exp\left(-8\left(\frac{\pi\sigma_h \sin\theta_i}{\lambda}\right)^2\right) I_0\left(8\left(\frac{\pi\sigma_h \sin\theta_i}{\lambda}\right)^2\right) \quad (4.23)$$

Où σ_h est l'écart type de la hauteur de la surface, Et I_0 est la fonction de Bessel de première espèce et d'ordre zéro.

Le champ réfléchi E est déterminé par un coefficient de réflexion modifié :

$$\Gamma_{\text{rugueux}} = \rho_s \Gamma \quad (4.24)$$

4.3 Modèles théoriques de propagation des ondes radios

Les modèles de propagation s'intéressent à la prévision de la moyenne de la force d'un signal à une distance donnée de l'émetteur, et à la variabilité de ce signal dans l'entourage proche d'un lieu. Le premier type s'appelle LSPM (Large Scale Propagation Model) et est utilisé dans l'estimation de la zone de couverture radio. Pour le second type on parle de SCPM (Small Scale Propagation Model) et on s'intéresse à caractériser les fluctuations rapides des signaux sur de courtes distances ou durées. Dans le cas SCPM le signal peut varier de 30 à 40 dB quand le récepteur bouge ne serait-ce que d'une fraction de longueur d'onde mais le niveau moyen du signal diminue progressivement, et c'est cette moyenne locale du signal qui est prédite par le modèle large scale [1].

La plupart des modèles de propagation sont issus d'une combinaison de méthodes analytiques et empiriques. L'approche empirique est basée sur des courbes et expressions analytiques qui recréent des ensembles de mesures. Son avantage essentiel est qu'elle prend en compte implicitement tous les facteurs de propagations. Alors que son inconvénient majeure est son inadaptation à tous les environnements et/ou toutes les fréquences autres que ceux ayant permis de la dériver. ce qui fait qu'en pratique on est obligé de faire des mesures additionnelles pour les calibrer.

Dans ce qui suit on va voir les principaux modèles théoriques utilisés en téléphonie mobile

4.3.1 Le modèle de propagation en espace libre

Le modèle de propagation en espace libre est utilisé pour estimer la force du signal reçu quand le chemin entre l'émetteur et le récepteur n'est obstrué par aucun obstacle (ligne de vue directe). En espace libre, l'onde n'est ni réfléchiée ni absorbée. La propagation se fait d'une manière uniforme dans toutes les directions à partir de la source et se propage indéfiniment. La puissance reçue est donnée par l'équation de Friis [13]:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (4.25)$$

Où P_t est la puissance transmise, $P_r(d)$ est la puissance reçue, G_t le gain de l'antenne de l'émetteur, G_r celui du récepteur, d la distance séparant l'émetteur et le récepteur en mètres, λ est la longueur d'onde en mètres et L le facteur de perte du système non dépendant de la propagation ($L \geq 1$). L est généralement dû aux affaiblissements de la ligne de transmission, des pertes des filtres et la perte au niveau de l'antenne du système de communication. Une valeur de $L=1$ indique l'absence de pertes dans le système physique.

Le gain d'une antenne est relié à son ouverture effective par la relation [32]

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (4.26)$$

L'ouverture effective A_e dépend de la taille physique de l'antenne.

Et λ est reliée à la fréquence de la porteuse par :

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (4.27)$$

Où f représente la fréquence en Hertz et c la célérité de la lumière.

Le path loss, qui représente la différence entre la puissance effective émise et celle reçue, est donné par (dB)

$$PL(dB) = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \left(\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right) \quad (4.28)$$

Le modèle de Friis en espace libre exige que les valeurs de d se trouvent dans le far-field (la région de Fraunhofer). Cette région est définie, pour un émetteur donné, par la zone au-delà de la distance d_f (far-field) définie par [32] :

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (4.29)$$

Où D est la plus grande dimension physique linéaire de l'antenne.

L'équation de Friis, en prenant une certaine distance d_0 se trouvant dans le far-field comme référence, peut s'écrire :

$$P_r(d) = P_r(d_0) \left(\frac{d_0}{d} \right)^2 \quad d \geq d_0 \geq d_f \quad (4.30)$$

Ou encore en dBm

$$P_r(d)(dBm) = 10 \log \left(\frac{P_r(d_0)}{0,001 W} \right) + 20 \log \left(\frac{d_0}{d} \right) \quad d \geq d_0 \geq d_f \quad (4.31)$$

La distance d_0 typique pour les systèmes avec des antennes à gain faible et opérant dans la région de 1-2 GHz est de 1m en environnement intérieur (indoor) et entre 100m et 1000m à l'extérieur (outdoor).

4.3.2 Le modèle de réflexion à deux rayons

En radio mobile, il n'y a pas seulement le chemin direct entre la station de base et le mobile, et le modèle de Friis n'est pas très exact quand il est utilisé seul. Le modèle à deux rayons (figure 4.7) [28] considère, en plus de la propagation directe, celle réfléchi par la surface de la terre. Et il s'est révélé plus raisonnable pour la prédiction de la force du signal à

travers plusieurs kilomètres des systèmes mobiles, surtout pour ceux qui usent de grandes tours (hauteur excédant les 50m), ainsi que pour les micros-cellules en milieu urbain

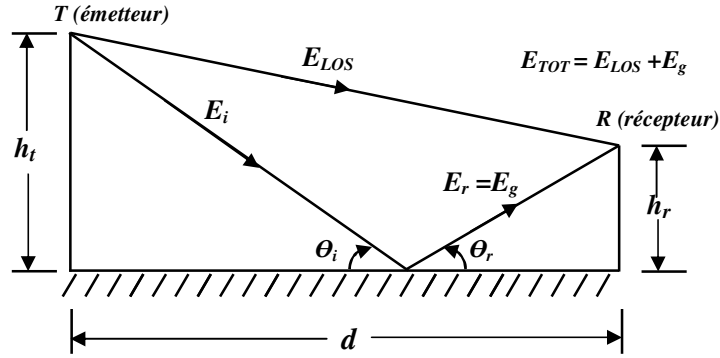


Figure 4.7- Le modèle de réflexion à deux rayons

La puissance reçue à une distance d de l'émetteur peut être exprimée par la formule :

$$P_r = P_t G_t G_r \frac{h_t^2 h_r^2}{d^4} \quad (d \gg \sqrt{h_t h_r}) \quad (4.32)$$

La puissance reçue décroît plus rapidement qu'avec le modèle de Friis et est indépendante de la fréquence. Le path loss pour le modèle à deux rayons exprimée en dB est :

$$PL \text{ (dB)} = 40 \log d - (10 \log G_t + 10 \log G_r + 20 \log h_t + 20 \log h_r) \quad (4.33)$$

4.3.3 Le modèle Log-distance de pathloss

La théorie ainsi que les modèles de propagation basés sur les techniques de mesures indiquent que la puissance reçue décroît d'une manière logarithmique avec la distance, pour les canaux radios indoor et outdoor. La moyenne path loss pour une distance de séparation T-R (Emetteur-Récepteur) est exprimée par une fonction de l'exposant path loss n [28].

$$\overline{PL}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (4.34)$$

Ou en (dB)

$$\overline{PL}(d) \text{ (dB)} = \overline{PL}(d_0) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (4.35)$$

n est l'exposant path loss, il indique la vitesse avec laquelle l'affaiblissement augmente avec la distance, d_0 est une référence proche de l'émetteur et d est la distance entre l'émetteur et le récepteur.

Une valeur $d_0 = 1\text{Km}$ est communément utilisée pour les systèmes cellulaires larges couvertures. Par contre de plus petites valeurs de l'ordre de 100m à 1m sont utilisées pour les microcellules. Le path loss de référence est soit calculé en utilisant le modèle en espace libre (modèle de Friis) soit par des mesures de champs à une distance d_0 .

Le tableau suivant donne diverses valeurs d'exposants path loss pour différents environnements [26].

Environnement	Exposant path loss n
Espace libre	2
Zone radio cellulaire urbaine	2,7 à 3,5
Zone radio cellulaire urbaine encombrée	3 à 5
A l'intérieur d'un immeuble (LOS)	1,6 à 1,8
A l'intérieur d'un immeuble avec obstruction	4 à 6
A l'intérieur d'une usine avec obstruction	2 à 3

Table 4.1- Quelques valeurs de l'exposant path loss pour différents milieux.

4.3.4 Le modèle Log-normal

Le modèle précédent ne prend pas en compte l'encombrement d'un environnement qui peut varier largement d'un point à un autre. Les mesures ont montré qu'à une distance d , le path loss $PL(d)$ est distribué log-normalement (normal en dB) [28], c'est à dire que :

$$PL(d) \text{ (dB)} = \overline{PL}(d) + X_\sigma = \overline{PL}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (4.36)$$

Et

$$P_r(d) \text{ (dBm)} = P_t \text{ (dBm)} - PL(d) \text{ (dB)} \quad (4.37)$$

Où X_σ est une variable aléatoire Normalement distribuée (en dB) de moyenne nulle et de variance σ (en dB).

Comme $P_L(d)$ est une variable aléatoire de distribution normale, il en est de même pour $P_r(d)$. On peut donc utiliser la Fonction statistique **Q** ou la fonction erreur (erf) pour déterminer la probabilité qu'un signal reçu dépassera (ou sera en dessous) d'un certain niveau. La fonction Q est définie par:

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx = \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erf}\left(\frac{z}{\sqrt{2}}\right)\right) \quad (4.38)$$

Avec la propriété:

$$Q(z) = 1 - Q(-z) \quad (4.39)$$

La probabilité que le niveau du signal reçu dépasse une certaine valeur γ , peut être calculée par :

$$Pr(P_r(d) > \gamma) = Q\left(\frac{\gamma - \overline{P_r(d)}}{\sigma}\right) \quad (4.40)$$

Similairement, la probabilité qu'un signal reçu soit inférieur à une certaine valeur γ , peut être calculée par :

$$Pr(P_r(d) < \gamma) = Q\left(\frac{\overline{P_r(d)} - \gamma}{\sigma}\right) \quad (4.41)$$

Les annexes A et B fournissent les tables pour calculer les fonctions **Q** et *erf*.

4.4 Détermination du pourcentage de la zone de couverture

L'effet aléatoire de la propagation dû aux différents obstacles dans la zone de couverture fait que le signal dans certaines zones sera en dessous du seuil désiré. Il est donc utile de calculer le pourcentage de couverture dans la limite de la zone.

Pour une zone de rayon R depuis la base station et un seuil γ de signal reçu désiré, le pourcentage $U(\gamma)$, de la zone de couverture utile (le pourcentage de la zone dans laquelle le signal reçu est supérieur ou égal à γ), est donné par :[28]

$$U(\gamma) = \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erf}(a) + \exp\left(\frac{1-2ab}{b^2}\right) \left(1 - \operatorname{erf}\left(\frac{1-ab}{b}\right) \right) \right) \quad (4.42)$$

Où $a = (\gamma - P_t + \overline{PL}(d_0) + 10n \log(R / d_0)) / (\sigma\sqrt{2})$

Et $b = (10n \log e) / (\sigma\sqrt{2})$

Et en choisissant le niveau de signal tel que : $\overline{P_r}(R) = \gamma$ (i.e. $a = 0$)

L'équation de $U(\gamma)$ devient :

$$U(\gamma) = \frac{1}{2} \left(1 + \exp\left(\frac{1}{b^2}\right) \left(1 - \operatorname{erf}\left(\frac{1}{b}\right) \right) \right) \quad (4.43)$$

L'équation (4.42) peu être évaluée pour un grand nombre de valeurs σ et n . on obtient (figure4.9) une famille de courbes reliant la fraction de zone de couverture à un certain seuil.

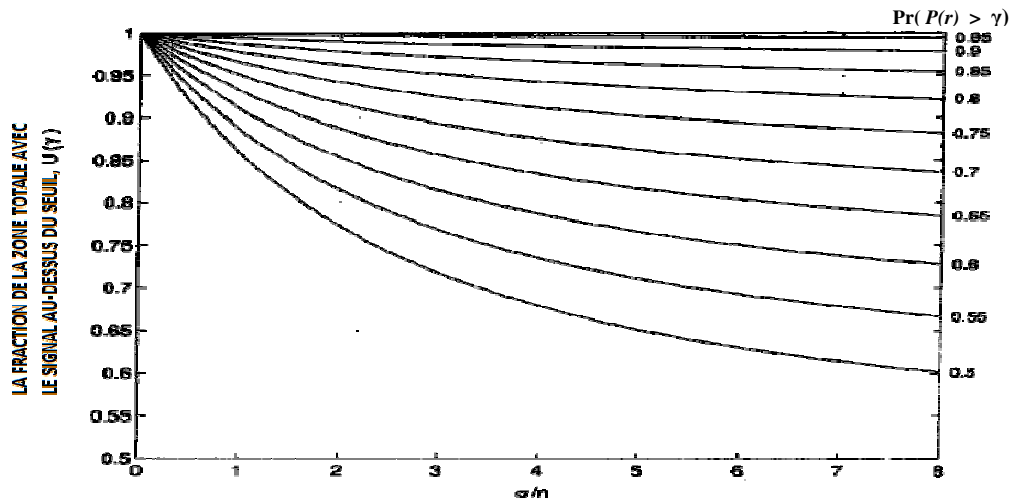


Figure 4.8- Zone de couverture, $U(\gamma)$, avec le signal au dessus du seuil γ [28]

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié les mécanismes de base qui sont derrières la propagation des ondes électromagnétiques, en l'occurrence, la réflexion, la diffraction et la dispersion. Ensuite on détaillé les techniques pour modéliser ces phénomènes par des équations mathématiques permettant de tirer divers paramètres dont le plus représentatif est la valeur du pathloss causé par l'éloignement entre l'antenne émettrice et le mobile et surtout par la diversité des obstacles qui peuvent se trouver entre eux.

5.1 Introduction

Le besoin d'assurer une bonne qualité de service et une grande capacité, mettent en exergue la grande nécessité d'estimer la couverture avec précision. Pour une conception de couverture plus exacte des réseaux cellulaires, les mesures des forces du signal doivent être prises en considération afin de fournir des zones de couverture plus efficace et plus fiable. Ce travail fait la comparaison entre les modèles de propagation théoriques et empiriques. Les plus communément utilisés dans l'estimation de la propagation dans les communications mobiles sont dérivés par Okumura-Hata et COST-Walfisch-Ikegami, et sont recommandés par l'Union Internationale des télécommunications (ITU). Notre tâche est de dégager un modèle adapté à l'exploitation pour une ville métropolitaine tout en assurant un seuil de QoS en matière de capacité