



UNIVERSITE D'ANTANANARIVO

ECOLE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT TELECOMMUNICATION



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES
en vue de l'obtention
du DIPLOME d'ETUDES APPROFONDIES

Spécialité : Télécommunication

par : RANDRIAMAMPIANINA Andry Tahiry

***MODELES DE PROPAGATION RADIO EN
RESEAUX CELLULAIRES : MODELE STANDARD
DE PROPAGATION***

Date de soutenance 11 août 2011 devant la Commission d'Examen composée de :

Président : M. RAKOTOMIRAHY Soloniaina

Examinateurs :

Mme RABEHERIMANANA Lyliane

M. RANDRIAMITANTSOA Paul Auguste

M. RATSIRANTO Albert

Directeurs de Mémoire :

M. RANDIMBINDRAINIBE Falimanana

M. RAZAFINDRADINA Henri Bruno

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, j'aimerais remercier le Seigneur de m'avoir toujours donné la force de mener à bien la réalisation de ce travail de mémoire de fin d'études.

Je remercie, Le Directeur de l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo, Monsieur ANDRIANARY Philippe et Le chef de Département Télécommunication, Monsieur RAZAKARIVONY Jules, pour ses accueils chaleureux au sein de l'établissement.

Je tiens à exprimer ma profonde et très sincère reconnaissance à Monsieur RAZAFINDRADINA Bruno, Maître de Conférences à l'IST d'Antsiranana et à Monsieur RANDIMBINDRAINIBE Falimanana, Maître de Conférences, Enseignant au sein du Département Télécommunication pour m'avoir encadré et qui n'ont cessé de me prodiguer de précieux conseils. Je les remercie pour la confiance qu'ils m'ont témoignée et pour m'avoir fait bénéficier de ses compétences et de ses conseils.

Je tiens aussi à remercier Monsieur RAKOTOMIRAHO Soloniaina, Professeur, Enseignant au sein du Département Télécommunication, qui nous a fait l'honneur de présider les membres du Jury de ce mémoire.

Je témoigne toute ma reconnaissance aux autres membres du jury qui ont voulu examiner ce travail :

- Mme RABEHERIMANANA Lyliane, Maître de Conférences, Enseignant au sein du Département Télécommunication.
- RATSIANTSOA Albert, Maître de Conférences, Enseignant au sein du Département Télécommunication.
- M. RANDRIAMITANTSOA Paul Auguste, Professeur, Enseignant au sein du Département Télécommunication.

J'adresse tout naturellement mes remerciements à tous les Enseignants de l'Ecole Supérieure Polytechnique en particulier les enseignants du troisième cycle en télécommunication, qui nous ont formés tout au long de l'année universitaire.

Mes remerciements aussi envers ma femme qui m'a soutenu moralement et qui a toujours cru en moi mais aussi pour son amour, ses sacrifices et ses encouragements continus.

Je remercie également mon cher père et ma chère mère pour l'éducation et le grand amour dont ils m'ont entouré depuis ma naissance.

Enfin mes vifs remerciement à toute ma famille et à toutes mes proches qui n'ont cessé de m'encourager durant la période de la réalisation de ce mémoire de fin d'études.

Tables des matières

• Tables des matières.....	vi
• Notations :.....	vi
INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE 1.....	3
PROPAGATION RADIOELECTRIQUE	3
1.1 Concept cellulaire	3
1.2 Concept de réseau multicouche	4
1.3 Notions de propagation	5
<i>1.3.1 Modèle en espace libre</i>	<i>5</i>
<i>1.3.2 Réflexion.....</i>	<i>6</i>
<i>1.3.2.1. Modèle de terre plate - Réflexion sur le sol.....</i>	<i>6</i>
<i>1.3.2.2. Ellipsoïde et zone de Fresnel</i>	<i>7</i>
<i>1.3.2.3. Rayon terrestre équivalent</i>	<i>8</i>
<i>1.3.2.4. Modèle de terre sphérique - Réflexion sur le sol</i>	<i>9</i>
<i>1.3.2.5. Modèle de terre rugueuse - Effet de la rugosité.....</i>	<i>10</i>
<i>1.3.3 Diffraction</i>	<i>11</i>
<i>1.3.3.1. Diffraction sur la terre.....</i>	<i>11</i>
<i>1.3.3.2. Diffraction sur une arête</i>	<i>12</i>
<i>1.3.3.3. Diffraction par plusieurs obstacles</i>	<i>14</i>
a. Méthode de Vogler	14
b. Méthode de Deygout	15
c. Méthode d'Epstein-Peterson	18
d. Méthode de Bullington	19
1.4 Perte de propagation (Path Loss)	20
<i>1.4.1 Espace libre.....</i>	<i>21</i>
<i>1.4.2 Environnement multitrajets</i>	<i>22</i>
1.5 Bilan de liaison	23
<i>1.5.1 Les antennes</i>	<i>23</i>

1.5.1.1. Différents types d'antennes	23
1.5.1.2. Gain d'antenne et Aire équivalente	24
1.5.1.3. Diagramme de rayonnement	25
1.5.2 Bilan de liaison.....	26
1.5.2.1. Rapport Signal à Bruit.....	26
a. Puissance Reçue.....	26
b. Bruit dans le récepteur	26
c. Rapport Signal à bruit binaire	27
1.5.2.2. Marges.....	28
a. Small Scale Fading.....	28
b. Facteur de bruit.....	29
c. Pertes d'implémentation	29
1.5.2.3. Bilan de liaison	30
CHAPITRE 2.....	32
LES MODELES DE PERTE DE PROPAGATION	32
2.1 Modèles empiriques	33
2.1.1 Paramètre de vallonnement	33
2.1.2. Paramètre d'orientation en environnement urbain.....	34
2.1.3 Cas du milieu outdoor	34
2.1.3.1. Modèle d'Okumura.....	34
2.1.3.2. Modèle de Hâta.....	35
2.1.3.3. Modèle NTT.....	37
2.1.3.4. Modèle COST231-Hâta	37
2.1.3.5. Modèle Walfisch-Ikegami.....	38
a. Condition de validité du modèle.....	38
b. Formulation	38
2.1.3.6. Le modèle de Sakagami-Kuboi	41
2.1.3.7. Tableau comparatif des modèles <i>outdoor</i>	43
2.1.4 Cas de indoor.....	43
2.1.4.1. Modèle d'affaiblissement Log-distance	43
2.1.4.2. Modèle de Log-normal shadowing	44
2.1.4.3. Modèle de Seidel.....	45
2.1.4.4. Modèle Multi Wall	46
2.1.4.5. Modèle de Motley-Keenan.....	46

2.1.4.6. Modèle de Cost 231	47
2.1.4.7. Modèle de <i>Lafortune</i>	47
2.2 Les modèles déterministes.....	48
2.2.1 <i>La méthode ray tracing</i>	49
2.2.1.1. Principe de <i>ray tracing</i> pour la prédition de propagation.....	49
a. Considération théorique	49
b. Procédure de ray tracing.....	51
c. Organigramme.....	52
2.2.1.2. Evaluation de la méthode de ray tracing.....	53
2.2.2 <i>Le modèle de la radiosité</i>	54
2.2.2.1. Notion de base.....	55
2.2.2.2. Résolution du système.....	57
2.2.2.3. Radiosité progressive	57
2.2.2.4. Organigramme	59
2.2.2.5. Adaptation de la méthode pour la prédition de propagation Indoor.....	59
2.2.2.6. Evaluation de la méthode de radiosité.....	60
CHAPITRE 3.....	62
MODELE STANDARD DE PROPAGATION.....	62
3.1 Expression générale du modèle standard de propagation	62
3.2 Les mesures servant au calibrage du modèle SPM.....	65
3.3 Méthodes de calibrage du modèle	66
3.4 Exemple de procédure de calibrage du modèle.....	67
3.5 Autre méthode à recommander.....	70
3.6 Paramètres et facteurs de corrections du modèle	74
3.6.1 <i>Paramètres du modèle</i>	74
3.6.1.1. Méthodes de calcul de la hauteur effective d'antenne d'émission	74
a. La méthode Base Ht.....	74
b. La méthode Spot Ht.....	74
c. La méthode Average	74
d. La méthode Slope.....	75
e. La méthode Profile	75
3.6.1.2. Méthodes de calcul de la hauteur effective d'antenne d'émission vue du mobile.....	76
3.6.2 <i>Facteurs correctifs</i>	76

3.6.2.1. Facteur de correction de la hauteur effective d'antenne	77
3.6.2.2. Facteur de correction des irrégularités du terrain.....	78
3.6.2.3. Facteur de correction fine des irrégularités du terrain.....	79
3.6.2.4. Facteur de correction de l'inclinaison du terrain.....	80
3.6.2.5. Facteur de correction pour les trajets maritimes	81
3.6.2.7. Facteur de correction pour les zones suburbaines	83
3.6.2.8. Facteur de correction pour les zones dégagées.....	83
3.6.2.9. Facteur de correction prenant en compte une arête du profil.....	83
3.6.2.10. Facteur de correction prenant en compte plusieurs arêtes le long du profil.....	84
3.6.2.11. Facteur de correction fonction de la densité de bâtiments	85
3.6.2.12. Facteur de correction de la hauteur de l'antenne de réception.....	86
CHAPITRE 4.....	87
CALIBRATION DES MODELES DE PROPAGATION	87
4.1 Objectif de la simulation	87
4.2 Calibration d'un modèle de prédiction.....	87
4.3 Mesures drive test GSM	88
4.3.1 <i>Outils utilisés pour le drive test</i>	88
4.3.2 <i>Méthode pour le drive test</i>	89
4.4 Données obtenues après les mesures sur terrain.....	89
4.5 Calibration du modèle de propagation	93
4.6 Modèles obtenus après calibrage.....	97
4.7 Calibrage du modèle standard de propagation.....	99
4.7.1 <i>Affectation des valeurs par défaut aux coefficients du modèle.....</i>	100
4.7.2 <i>Calibrage du modèle avec la première mesure</i>	100
4.7.2.1. Utilisation de la première méthode.....	100
4.7.2.2. Utilisation de la deuxième méthode	102
4.7.3 <i>Calibrage du modèle avec la deuxième mesure</i>	104
4.7.3.1. Utilisation de la première méthode.....	105
4.7.3.2. Utilisation de la deuxième méthode	106
4.8 Comparaison des résultats du calibrage	107
CONCLUSION GENERALE	109

• ANNEXES :	110
BIBLIOGRAPHIE	116
RESUME.....	120

- **Notations :**

1. Minuscules latines :

b : distance entre les bâtiments le long du trajet du signal

c : vitesse de la lumière

d : distance entre émetteur et récepteur

d_1 : distance entre émetteur et un point P de l'ellipsoïde de Fresnel

d_2 : distance entre récepteur et un point P de l'ellipsoïde de Fresnel

d'_1 : distance entre émetteur et le point de réflexion de l'onde

d'_2 : distance entre récepteur et le point de réflexion de l'onde

e_{moy} : erreur moyenne

e_{qm} : Erreur moyenne quadratique

f : fréquence

f_g : fréquence géométrique du signal

h_e : hauteur de l'émetteur

h_m : hauteur du mobile

h_{BTS} : hauteur effective (en mètre) de l'antenne de la station de base

h_{MS} : hauteur effective (en mètre) de l'antenne du mobile

h_{ob} : altitude du pied de l'antenne d'émission mesurée par rapport au niveau de la mer.

h_{om} : altitude du pied de l'antenne mobile mesurée par rapport au niveau de la mer

k : constante de Boltzmann

n: coefficient de propagation

n_{SF} : l'affaiblissement pour des mesures faites dans le même étage

r : rayon de l'ellipsoïde de Fresnel

w : largeur de la rue en mètre

2. Majuscules latines :

A_r : Aire équivalente de l'antenne

Lp_0 : affaiblissement en fonction de la distance et de la fréquence

Lp_{diff} : affaiblissement de diffraction

L_{mu} : atténuation dans le milieu de propagation à la fréquence f

A_{R_x} : surface effective de l'antenne de réception

B : puissance du bruit

B_i : valeur de radiosité

$D(\theta, \phi)$: distribution angulaire

F : facteur de bruit

G_e : Gain d'antenne

G_{R_x} : gain de l'antenne de réception

G_{T_x} : gain de l'antenne d'émission

G_{AREA} : gain généré par l'environnement dans lequel le système opère

$G(h_{BTS})$: gain de l'antenne de la station de base

$G(h_{MS})$: gain de l'antenne du mobile

G_{rm} : gain dû aux réflexions multiples

H_{eff} : hauteur effective d'antenne d'émission

H_{meff} : hauteur effective d'antenne d'émission vue du mobile

H_r : facteur de correction de la hauteur de l'antenne de réception

H_t : facteur de correction de la hauteur effective d'antenne

I : intensité de l'onde

K : rendement du code utilisé

K_v : coefficient correctif

K_{w_i} : nombre de murs pénétrés de type w_i

K_h : facteur de correction des irrégularités du terrain

K_{hf} : facteur de correction fine des irrégularités du terrain

K_{sp} : facteur de correction de l'inclinaison du terrain

K_{se} : facteur de correction pour les trajets maritimes

K_{open} : Facteur de correction pour les zones dégagées

K_{im} : facteur de correction prenant en compte une arête du profil

K_{mke} : facteur de correction prenant en compte plusieurs arêtes le long du profil

Lp_F : perte de propagation dans l'espace libre

Lp_{TX} : perte à l'émission

Lp_{FS} : perte dans l'espace libre ou perte de propagation

Lp_M : pertes diverses

Lp_{RX} : perte à la réception

Lp_{50} : valeur médiane de la perte de propagation

Lp_0 : représente la perte en espace libre

Lp_{ob} : affaiblissement dû aux obstacles

Lp_{rts} : diffraction du sommet de l'immeuble jusqu'en bas

Lp_{msd} : perte dû à la diffraction

Lp_{WALL} : valeur accumulée lors du parcours directement entre l'émetteur et le récepteur

Lp_{W_i} : atténuation causée par le $i^{\text{ème}}$ mur lors du parcours direct

M : taille de la constellation

N : co-indice de réfraction

N_0 : densité spectrale monolatérale de puissance

P_{Tx} : puissance émise.

P_{Rx} : puissance reçue

R_e : rayon équivalent de la terre

R_T : rayon réel de la terre

R_{div} : facteur de divergence

S : densité de puissance

T_A : température équivalente du bruit capté par l'antenne

T_R : température du récepteur

T_p : période moyenne de répétition des impulsions

3. Minuscules grecques :

α : angle entre le rayon réfléchie et le sol

δ_{ij} : le symbole de Kronecker

λ : Longueur d'onde

ρ : critère de rugosité de Rayleigh

$\chi_{\sigma_{dB}}$: la variable aléatoire associée au *shadowing*

4. Majuscules grecques :

Δ : différence de trajet entre l'onde directe et l'onde réfléchie

Φ : angle d'incidence relative à la direction de la rue avec la liaison Emetteur - Récepteur

X_σ : une variable aléatoire qui suit une loi normale de moyenne nulle et d'écart type σ

5. Abréviations :

ARFCN : Absolute Radio-Frequency Channel Number

GPS : Global Position System

BTS : Base Transceiver Station

BW : Band Width (largeur de bande)

BCH: Broadcast Channel

BCCH : Broadcast Control Channel

CCCH: Common Control Channel

CCIR : Comité Consultatif International pour la radio

CDMA : Code Division Multiple Access

DCCH : Dedicated Control Channel

FAF: facteur d'affaiblissement des planchers multiples

FCCH : Frequency Correction Channel

GSM : Global System for Mobile Communication

IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers

dB : décibel

LOS : Linne Of Sight

LAI : Location Area Identity

NLOS : None Line Of Sight

NTT : Nippon Telegraph and Telephone

PIRE : Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente

PL : path loss

TC : terme correctif

SCH : Synchronization Channel

SNR: rapport signal à bruit

SPM : Standard Propagation Model

VHF : Very High Frequency

UHF : Ultra High Frequency

UIT : Union Internationale des Télécommunications

UMTS : Universal Mobile Telecommunications System

- **INTRODUCTION GENERALE**

Dès le début des années 90, le réseau radio mobile est passé de la phase d'expérimentation et de théorie à la phase de déploiement et d'exploitation. Actuellement, le nombre des utilisateurs du réseau radio mobile ne cesse d'augmenter chaque jour. A cause de cette augmentation rapide de la demande, les opérateurs de télécommunications se trouvent devant un grand déficit. En effet, les opérateurs sont appelés à augmenter la capacité de leurs réseaux d'une part et à assurer une qualité de service satisfaisante de l'autre. Ce compromis ne se réalise qu'à l'aide d'une planification optimale qui nécessite à son tour une modélisation précise de l'environnement et une prédition exacte de la puissance du signal.

Le but des modèles de propagation est d'aider les services opérationnels à déployer ou à faire évoluer un réseau de télécommunications radiomobiles en limitant le nombre de campagnes de mesures. Pour un nouveau site de station de base, l'opérateur a besoin de connaître la zone couverte utile, zone pour laquelle le champ reçu par un mobile sera suffisant pour assurer une liaison de bonne qualité et la zone brouillée, pour laquelle le champ issu de l'ensemble des autres stations de base risque de perturber la liaison. En l'absence de modèles de propagation, l'opérateur devra effectuer des campagnes de mesures pour chaque site installé, voire même après chaque ajustement des caractéristiques de la station de base. Un modèle de propagation performant permet de limiter le nombre de campagnes de mesures à un rôle d'ajustement du modèle et de validation générale du réseau déployé.

L'objet de ce mémoire intitulé "Modèles de propagation radio en réseaux cellulaires: Modèle standard de propagation" est d'étudier les différents modèles de propagations existant ainsi que le modèle standard de propagation, puis on va essayer d'adapter ces modèles avec la réalité du centre ville d'Antananarivo en les calibrant avec des données obtenues par des mesures réelles. Pour cela, notre mémoire se divise en quatre grands chapitres.

Dans le premier chapitre, nous allons étudier la propagation radioélectrique en évoquant surtout les mécanismes d'évolutions de l'onde comme la réflexion et la diffraction. On parlera aussi de la perte de propagation et du bilan de liaison pour permettre de calculer la puissance reçue au niveau du récepteur.

Au second chapitre, nous allons présenter les différents modèles de propagation qui peuvent être divisés en modèles empiriques et modèles déterministes. Les modèles empiriques lui-même se subdivisent en deux catégories, le modèle *outdoor* et le modèle *indoor*.

Pour le chapitre trois, notre étude sera focalisée sur le modèle standard de propagation, modèle censé prendre en compte tout type de situation. Il sert généralement de modèle de référence et peut être utilisé pour faire un pré-dimensionnement de réseau. On évoquera aussi des paramètres et facteurs de corrections du modèle.

Dans le quatrième et dernier chapitre, qui est la partie simulation, nous allons calibrer quelques modèles empiriques de propagations spécialement en milieu *outdoor* avec des mesures réelle de signal reçus par un mobile avec des stations de base qui se situent dans le centre ville d'Antananarivo.

CHAPITRE 1

PROPAGATION RADIOELECTRIQUE

L'environnement de propagation des ondes radiomobiles est très complexe et présente des obstacles de nature diverse provoquant la perturbation de la liaison entre émetteur-récepteur mobile et émetteur-récepteur fixe (BTS : Base Transceiver Station). Les phénomènes rencontrés sont la réflexion sur des obstacles plans, diffraction et la réfraction. Ainsi, le récepteur reçoit en réalité un ensemble d'ondes réfléchies et diffractées.

L'évolution instantanée de l'environnement dû au déplacement des véhicules et des personnes entraîne la variation temporelle du canal radio, ce qui rend plus difficile la prédiction de la puissance reçue par un récepteur en une position bien déterminée.

1.1 Concept cellulaire

Un réseau cellulaire divise la zone à couvrir, généralement un pays entier, en petites zones appelées cellules. Chacune des cellules est desservie par une station de base (BTS) qui reçoit une partie des fréquences disponibles

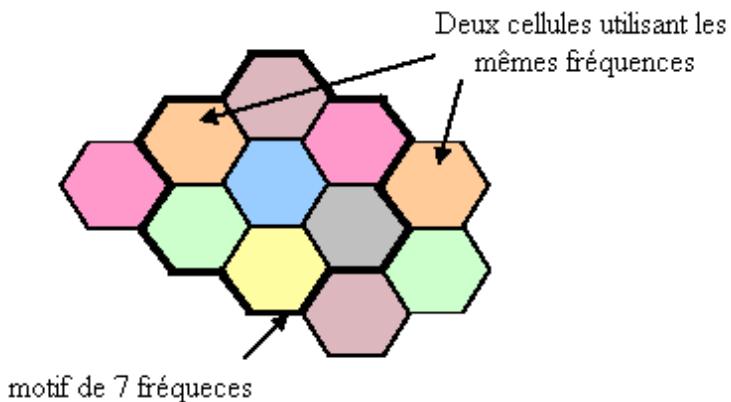


Figure 1.01 : Exemple théorique de couverture cellulaire.

C'est avec cette station de base que communiquent tous les téléphones mobiles actifs se trouvant dans la cellule concernée. Puisque deux communications radio utilisant la même fréquence interfèrent l'une avec l'autre lorsqu'on se trouve entre les deux émetteurs, ce qui met en évidence que les mêmes fréquences ne peuvent être utilisées par deux stations de base voisines.

1.2 Concept de réseau multicouche

Pour palier la manque de la capacité du réseau suite à l'explosion du nombre élevé des abonnées qui ne cesse d'un jour à un autre de croître, les opérateurs ont recours à différentes tailles de cellules : les macro-cellules, les micro-cellules et les pico-cellules [1]

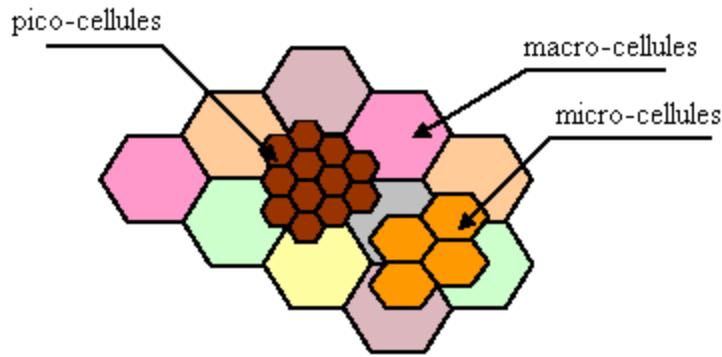


Figure 1.02 : Exemple théorique de couverture cellulaire.

Les macro-cellules sont les plus courantes, responsables de la couverture du réseau. Leur zone d'action s'étend jusqu'à 30 km selon les obstacles rencontrés. Les antennes des stations de base sont généralement montées sur un mât lui-même parfois érigé sur le toit d'un haut bâtiment pour atteindre une hauteur moyenne de 30 mètres.

Les micro-cellules couvrent quelques rues d'un centre ville, une station de métro, ... ayant une portée maximale de 500 m, les antennes des stations de base sont accrochées aux murs des maisons, à quelques mètres à peine du sol. Une micro-cellule est définie comme une surface délimitée par des immeubles dont les hauteurs sont supérieures à celle de l'antenne émettrice. Les ondes transmises sont principalement guidées le long des immeubles et non plus par-dessus comme dans le cas des macro-cellules, on parle alors de « propagation guidée ».

Par ailleurs, les pico-cellules couvrent un étage d'un grand bâtiment ou d'un centre commercial et ayant une portée maximale de 100 m, les antennes sont placées au plafond ou fixées sur un mur à l'instar d'un détecteur de fumée. De ce fait, cette technique tient en considération des performances de la couverture et de la continuité du réseau à l'intérieur des bâtiments. Ce qui nous permet d'avoir une bonne qualité de service à l'intérieur des bâtiments surtout celles existant dans des endroits urbains denses : cas du *Hot Spot* (c'est-à-dire les zones où se trouve une concentration en demande de ressources par les abonnés) et de *Dead spot* (où il existe un problème de trou de couverture).

Le choix de cette solution citée est dû aux caractéristiques de cet environnement *Indoor*, tel qu'il présente une marge d'affaiblissement du signal radio la plus critique (entre 3 à 30 dB) avec la présence de divers problèmes d'interférence.

Cette stratégie de densification nécessite d'adopter une planification cellulaire très fine vu les problèmes de gestion d'interférence entre les couches du réseau qu'on peut rencontrer lors de l'ajout de cette couche pico-cellulaire.

1.3 Notions de propagation

La propagation des ondes électromagnétiques est régie par les équations de Maxwell. Celles-ci permettent de formaliser l'évolution d'une onde électromagnétique se propageant dans n'importe quel environnement, si complexe soit-il, sous forme d'équations. Cependant, la difficulté de résolutions de ces équations augmente avec la complexité de l'environnement. On est alors amené à proposer des hypothèses simplificatrices permettant de traiter le problème de façon relativement simple.

1.3.1 Modèle en espace libre

Considérons l'environnement le plus simple qui soit, une source isotrope rayonnante dans le vide. Le champ rayonné par cette source à une distance d prend la forme [2]:

$$u(d, t) = \frac{A}{d} e^{i(k.d - \omega t)} \quad (1.1)$$

avec :

k : vecteur d'onde

ω : pulsation de l'onde

A : Amplitude du champ rayonné

En un point de l'espace, à une distance d de la source, l'intensité de l'onde est égale par :

$$I = \frac{c}{8\pi} \frac{|A|^2}{d^2} \quad (1.2)$$

avec c est la vitesse de la lumière

En se propageant, l'énergie rayonnée va s'étendre spatialement à la surface d'une sphère (l'intensité est proportionnelle à $\frac{1}{d^2}$).

On en déduit l'affaiblissement de propagation d'une onde en espace libre en fonction de la distance et de la fréquence [2]:

$$Lp_0 = 20 \log \left(\frac{4\pi}{c} \cdot f \cdot d \right) = 20 \log(d) + 20 \log(f) - 27,6 \text{ (dB)} \quad (1.3)$$

Tout se passe comme si, l'énergie transmise de l'émetteur au récepteur s'était propagée le long d'un rayon (droite joignant l'émetteur au récepteur) en subissant un affaiblissement Lp_0 .

Pour établir une liaison radiomobile, on considère des antennes d'émission et de réception placées à la surface de la terre. Différents types d'obstacles viendront perturber le mécanisme de propagation en espace libre présenté ci-dessus.

Quand une onde rencontre un obstacle, on distingue principalement quatre mécanismes d'évolution de l'onde :

- réflexion sur l'obstacle,
- diffraction sur l'obstacle,
- transmission et absorption à travers l'obstacle
- et diffusion par l'obstacle.

Les mécanismes principaux à prendre en compte vont dépendre de la géométrie et des propriétés diélectriques de l'obstacle.

1.3.2 Réflexion

1.3.2.1. Modèle de terre plate - Réflexion sur le sol

La terre constitue un premier obstacle pour les ondes émises. Dans ce cas, la réflexion constitue le mécanisme à considérer. Une façon simple de modéliser la réflexion sur la terre consiste en une approche à deux rayons. On considère un premier rayon pour la propagation en espace libre et un second rayon représentant l'énergie arrivant au récepteur après avoir été réfléchie par la terre.

Ces deux rayons vont s'interférer, c'est à dire que l'énergie reçue par le récepteur ne sera pas la somme des énergies reçues : elle dépendra de la différence de phase entre les deux rayons. En utilisant les notations de la figure 1.03 [2]:

$$Lp_0 = 20 \log \left(\frac{4\pi}{c} \cdot f \cdot d \right) - 20 \log \left| 1 - \frac{d'}{d'_1 + d'_2} R \cdot e^{-jk(d' - d'_1 - d'_2)} \right| \text{ (dB)} \quad (1.4)$$

où R est le coefficient de réflexion sur le sol pour l'angle α ($R > 0$).

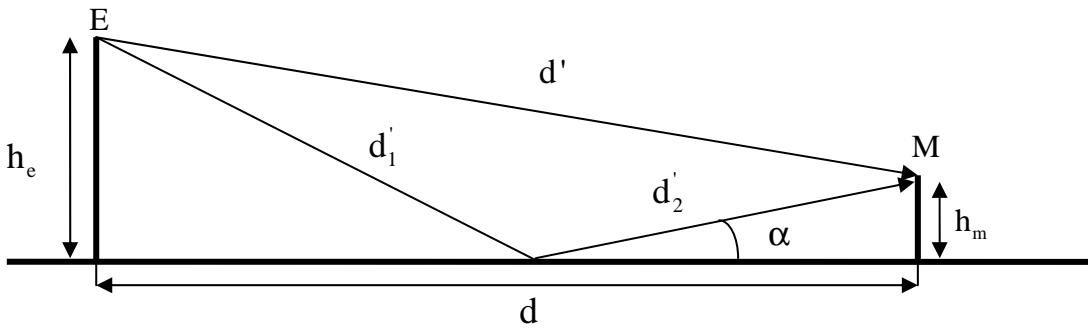


Figure 1.03 : réflexion sur le sol

Dans le cas des liaisons mobiles, α sera en général faible ($R \approx 1$ et $d' \approx d'_1 + d'_2$).

On en déduit l'affaiblissement de propagation pour un modèle de " terre plate " en fonction de la distance d , de la fréquence f et des hauteurs d'antennes émetteur h_e et mobile h_m [2]:

$$L_{P_0} = 20 \log\left(\frac{4\pi}{c} f d\right) - 10 \log\left(2 - 2 \cos\left(\frac{4\pi f}{c} \frac{h_e h_m}{d}\right)\right) \quad (\text{dB}) \quad (1.5)$$

On peut ainsi voir qu'à une longue distance, l'affaiblissement est proportionnel à $40.\log(d)$ et non plus $20.\log(d)$ comme pour l'espace libre.

Lorsque h_e et h_m deviennent grands (non négligeables devant d) le rapport $\frac{d'}{d'_1 + d'_2}$ et le coefficient de réflexion R diminuent. Le second terme de l'équation (1.4) devient négligeable ; on retrouve alors l'expression de l'espace libre.

1.3.2.2. Ellipsoïde et zone de Fresnel

Il n'est pas nécessaire de considérer tous les obstacles de l'univers pour prédire le champ en un point. Du fait de l'affaiblissement de propagation lié à la distance, l'influence des obstacles lointains sera en général négligeable. Pour simplifier l'analyse d'une liaison entre deux points, on décompose l'espace en une famille d'ellipsoïdes dit de Fresnel. Un point P appartient à l'ellipsoïde n si l'inégalité suivante est remplie [2]:

$$EP + PM \leq EM + \frac{n\lambda}{2} \quad (1.6)$$

où E et M représentent les deux extrémités de la liaison.

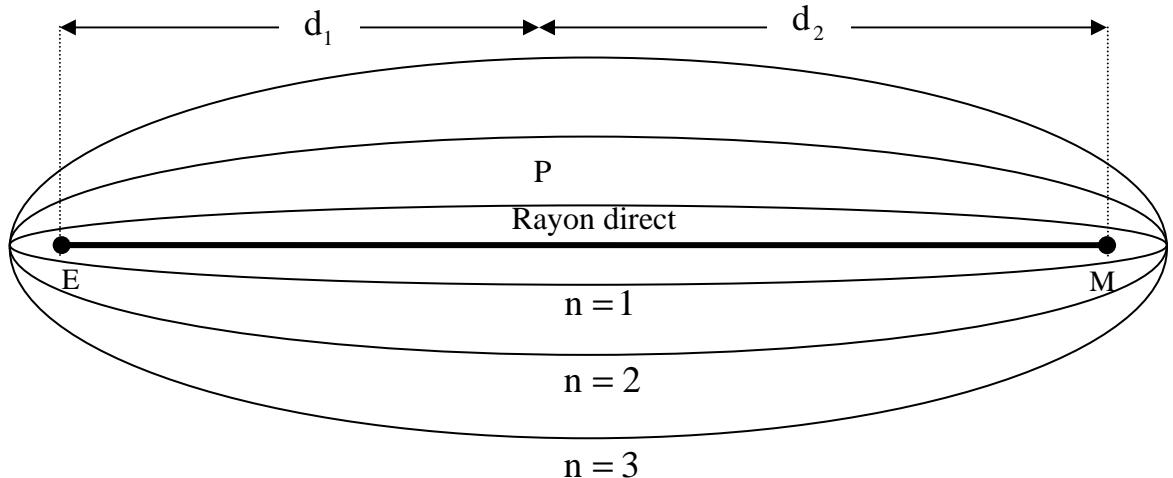


Figure 1.04: ellipsoïde de Fresnel.

Le premier ellipsoïde défini la zone de Fresnel.

On considère qu'une liaison est dégagée lorsqu'aucun obstacle n'est présent dans la zone de Fresnel.

Le rayon de l'ellipsoïde est défini en tout point par [3]:

$$r = \sqrt{\left[\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2} \right]} \quad (1.7)$$

1.3.2.3. Rayon terrestre équivalent

Dans l'atmosphère, la propagation va subir les variations de l'indice de réfraction de l'air. Cet indice de réfraction dépend de la pression, de la température et de l'humidité à petite échelle, les variations sont très difficile à prédire parce que très irrégulières et conduisent à des effets relativement limités dans les bandes de fréquence VHF et UHF. À grande échelle, les variations à prendre en compte sont liées à la décroissance de la pression atmosphérique avec l'altitude et sont stables dans le temps. Elles se traduisent par une modification du rayon terrestre apparent. Du point de vue de l'onde, tout se passe comme si le rayon terrestre était [2]:

$$R_e = \frac{R_T}{1 + \frac{dN}{dh} R_T \cdot 10^{-6}} \quad (1.8)$$

où :

R_e : rayon équivalent de la terre,

R_T : rayon réel de la terre = 6370 km,

$\frac{dN}{dh}$: gradient du co-indice de réfraction.

Pour une atmosphère normale (zones tempérées), $\frac{dN}{dh} = -39,27 \text{ km}^{-1}$

ce qui correspond à un rayon équivalent de 8500 km, soit approximativement $4/3$ du rayon terrestre réel.

On peut remarquer que cette modification du rayon terrestre n'aura que peu d'incidence sur l'affaiblissement en espace libre. Par contre elle pourra changer de façon notable l'affaiblissement de diffraction pour des liaisons à longues distances.

1.3.2.4. Modèle de terre sphérique - Réflexion sur le sol

La prise en compte de la réflexion sur le sol dans le cas d'un modèle de terre sphérique est un peu plus compliquée que dans le cas d'une terre plate. Il faut commencer par déterminer le point de réflexion (toujours défini par l'égalité des angles incident et réfléchi) [2]:

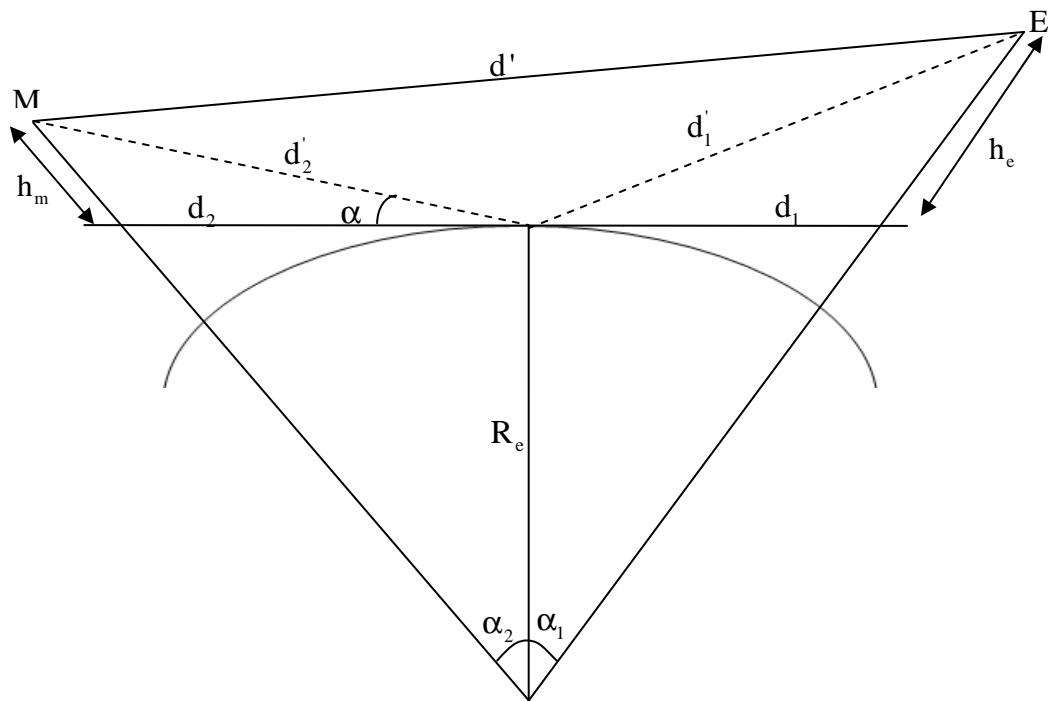


Figure 1.05: réflexion sur une terre sphérique

$$d_1 = \frac{d}{2}(1+b) \quad (1.9)$$

$$d_2 = \frac{d}{2}(1-b) \quad (1.10)$$

avec

$$b = 2\sqrt{\frac{m+1}{3m}} \cos \left[\frac{\pi}{3} + \frac{1}{3} \arccos \left(\frac{3c}{2} \sqrt{\frac{3m}{(m+1)^3}} \right) \right] \quad (1.11)$$

et

$$c = \frac{(h_e - h_m)}{(h_e + h_m)} \quad (1.12)$$

$$m = \frac{d^2}{4R_e(h_e + h_m)} \quad (1.13)$$

Du fait de la courbure de la surface réfléchissante, le calcul du coefficient de réflexion fait intervenir un facteur de divergence :

$$R_{div} = \sqrt{\frac{1-m(1+b^2)}{1+m(1-3b^2)}} \cdot R \quad (1.14)$$

Il ne reste plus qu'à introduire ces paramètres dans la formule (1.4).

Cette approche du problème n'est valable que si le rayon direct n'est pas obstrué (c'est à dire que la droite EM ne croise pas la surface de la terre), dans ce cas il est nécessaire de faire intervenir un mécanisme de diffraction.

1.3.2.5. Modèle de terre rugueuse - Effet de la rugosité

Dans les paragraphes précédents nous avons supposé que la surface de la terre constituait un réflecteur parfaitement lisse. La rugosité effective de cette surface va diminuer le coefficient de réflexion. Seuls les éléments dont la dimension est supérieure à la longueur d'onde auront une influence. Pour les caractériser, on introduit un paramètre Δh : écart type de la distribution des hauteurs des irrégularités dans la zone de réflexion. Un modèle simple de prise en compte de la rugosité de la terre consiste à multiplier le coefficient de réflexion R_{div} par la quantité ρ définie par [2]:

$$\rho = \exp \left(-8\pi^2 \left(\frac{\Delta h \sin(\alpha)}{\lambda} \right)^2 \right) \quad (1.15)$$

Ce paramètre est défini comme le critère de rugosité de Rayleigh.

En introduisant ce paramètre dans l'équation (1.4), on obtient une formulation de l'affaiblissement de propagation pour un "modèle de terre rugueuse", dans le cas d'une liaison en visibilité :

$$Lp_0 = 20 \log \left(\frac{4\pi}{c} \cdot f \cdot d \right) - 10 \log \left(1 + (\rho \cdot R_{div})^2 - 2 \cdot \rho \cdot R_{div} \cos \left(\frac{2\pi}{c} f \cdot \Delta \right) \right) \text{ (dB)} \quad (1.16)$$

où Δ représente la différence de trajet entre l'onde directe et l'onde réfléchie.

1.3.3 Diffraction

1.3.3.1. Diffraction sur la terre

Lorsqu'un obstacle obstrue le rayon direct, les modèles proposés précédemment ne s'appliquent plus (la réflexion n'a plus de sens). On montre cependant qu'une part de l'énergie est reçue derrière l'obstacle, c'est le mécanisme de la diffraction de l'onde sur l'obstacle. Suivant la forme et la taille de l'obstacle, on utilise deux formalismes de modélisation différents. Commençons par des obstacles arrondis de grande dimension (très supérieure à la longueur d'onde), et par le plus gros d'entre eux : la terre. Pour des liaisons à longues distances, le trajet direct peut être obstrué par la surface de la terre. On définit comme zone de diffraction sphérique la zone d'ombre de la terre vue de l'émetteur. Dans cette zone les liaisons sont dites transhorizon. Pour modéliser l'affaiblissement de propagation de ces liaisons, on utilise un modèle de terre sphérique parfaitement lisse et la série des résidus de Bremmer. Une formulation approchée (au premier ordre) de l'affaiblissement résultant se met sous la forme [2] :

$$Lp_0 = 20 \log \left(\frac{4\pi}{c} \cdot f \cdot d \right) - (F(X) + G(Y_e) + G(Y_m)) \text{ (dB)} \quad (1.17)$$

avec $F(X) = 11 + 10 \log(X) - 17,6X$ (dB)

terme d'influence de la distance (expression approchée valable pour $X > 1$)

où :

$$X = \beta \left(\frac{\pi}{\lambda R_e^2} \right)^{\frac{1}{3}} d \quad (1.18)$$

β est un terme correctif, toujours égal à 1 en polarisation horizontale et variant entre 0.47 et 1 en polarisation verticale (ce terme dépend des caractéristiques diélectriques du sol, du rayon de l'obstacle et de la longueur d'onde).

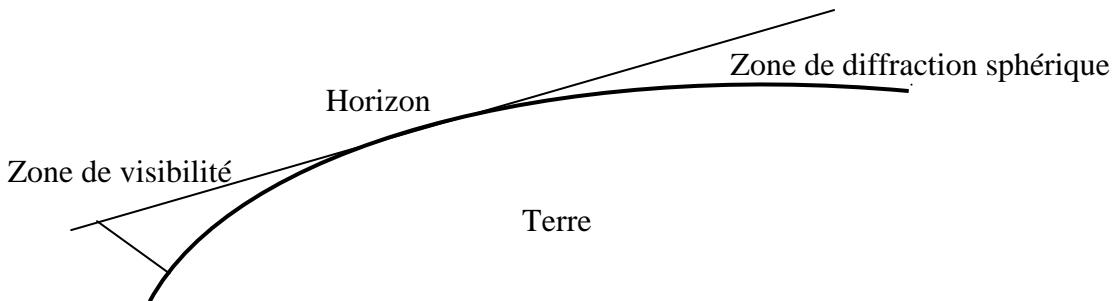


Figure 1.06: Zone de diffraction sphérique.

Pour prendre en compte les irrégularités de la surface terrestre, une solution consiste à remplacer les hauteurs d'antenne h_e et h_m dans l'expression de Y_e et Y_m par des hauteurs d'antenne effectives.

$$G(Y_i) = \begin{cases} 17.6(Y_i - 1.1)^{\frac{1}{2}} - 5 \log(Y_i - 1.1) - 8 & \text{pour } Y_i > 2 \\ 20 \log(Y_i + 0.1Y_i^3) & \text{pour } 10K < Y_i \leq 2 \\ 20 \log(K) + 9 \log\left(\frac{Y_i}{K}\right) \cdot \left[\log_{10}\left(\frac{Y_i}{K}\right) + 1 \right] & \text{pour } \frac{K}{10} < Y_i \leq 10K \quad (\text{dB}) \\ 2 + 20 \log(K) & \text{pour } Y_i \leq \frac{K}{10} \end{cases} \quad (1.19)$$

terme de gain de hauteur d'antenne

où :

$$Y_i = 2\beta \left(\frac{\pi^2}{\lambda^2 R_e} \right)^{\frac{1}{3}} h_i \quad (1.20)$$

avec :

$i = e$ ou m

K est le facteur normalisé d'admittance de surface

1.3.3.2. Diffraction sur une arête

Selon la théorie de Fresnel, l'affaiblissement de diffraction par une arrête a pour expression approchée (1.21) (avec les notations de la figure 1.07) [2]:

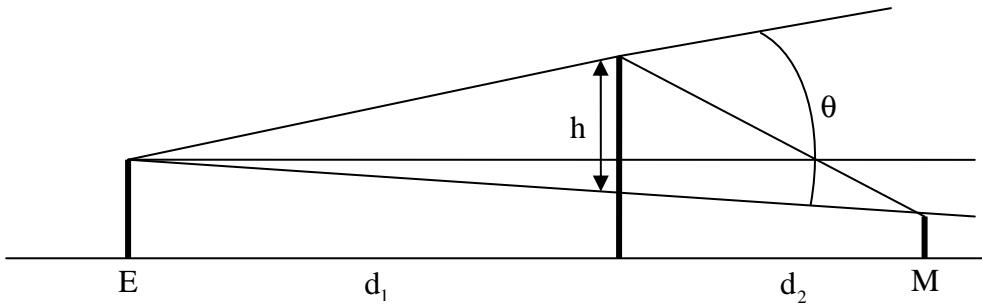


Figure 1.07: *diffraction par une arrête.*

h : hauteur de l'arête par rapport à la droite joignant l'émetteur au récepteur.

Convention de signe : sur la figure, h et θ sont positifs.

$$Lp_{\text{diff}} = -20 \log \left| \frac{1}{1+j} \int_v^{+\infty} \exp \left(j \frac{\pi}{2} t^2 \right) dt \right| \quad (\text{dB}) \quad (1.21)$$

$$\text{avec } v = \left[h \cos \theta \right] \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)}$$

Cette expression n'est valable que pour $\theta < 12^\circ$

En pratique, on utilise souvent l'expression approchée proposée par Deygout [2]

$$\begin{aligned} Lp_{\text{diff}} &= 0 & \text{si } \frac{h}{r} < -0.5 \\ Lp_{\text{diff}} &= 6 + \frac{12h}{r} & \text{si } -0.5 \leq \frac{h}{r} < 0.5 \\ Lp_{\text{diff}} &= 8 + \frac{8h}{r} & \text{si } 0.5 \leq \frac{h}{r} < 1 \\ Lp_{\text{diff}} &= 16 + 20 \log \left(\frac{h}{r} \right) & \text{si } \frac{h}{r} \geq 1 \end{aligned} \quad (1.22)$$

avec :

$$r = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (1.23)$$

rayon de l'ellipsoïde de Fresnel

1.3.3.3. Diffraction par plusieurs obstacles

Le calcul rigoureux de la diffraction par plusieurs arêtes est en général très lourd voir impossible. Un grand nombre de méthodes de calcul approchées ont été proposées.

a. Méthode de Vogler

Une des méthodes les plus rigoureuses a été proposée par Vogler [4].

En posant :

$$\alpha_m = \left[\frac{r_m r_{m+2}}{(r_m + r_{m+1})(r_{m+1} + r_{m+2})} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.24)$$

et :

$$\beta_m = \theta_m \left[\frac{i k r_m r_{m+1}}{2(r_m + r_{m+1})} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.25)$$

L'atténuation du champ par rapport à la propagation en espace libre s'exprime par:

$$Lp = \frac{1}{2^N} C_N e^{\sigma_N} \left(\frac{2}{\sqrt{\pi}} \right)^N \int_{\beta_1}^{\infty} \dots \int_{\beta_N}^{\infty} \exp(2f) \cdot \exp \left[- \left(\sum_{i=1}^N x_i^2 \right) \right] dx_1 \dots dx_N \quad (1.26)$$

avec :

$$f = \sum_{m=1}^{N-1} \alpha_m (x_m - \beta_m)(x_{m+1} - \beta_{m+1}) \quad N \geq 2 \quad (1.27)$$

$$\sigma_N = \sum_{m=1}^N \beta_m^2 \quad (1.28)$$

et :

$$C_N = \left[\frac{r_2 \dots r_N \cdot r_T}{(r_1 + r_2) \dots (r_N + r_{N+1})} \right]^{\frac{1}{2}} \quad N \geq 2 \quad (1.29)$$

$$r_T = \sum_{m=1}^{N+1} r_m \quad (1.30)$$

En développant en série de puissances le terme e^{2f} , et en utilisant les fonctions intégrales de la fonction d'erreur :

$$I(n, \beta) = \frac{1}{n!} \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{\beta}^{\infty} (x - \beta)^n e^{-x^2} dx \quad (1.31)$$

on obtient :

$$(1.32)$$

$$L_p = \frac{1}{2^N} C_N \cdot e^{\sigma_N} \sum_{m=0}^{\infty} I_m$$

avec :

$$I_m = 2^m \sum_{m_1=0}^m \dots \sum_{m_{N-2}=0}^{m_{N-3}} \prod_{i=1}^N \left\{ \frac{(m_{i-1} - m_{i+1})!}{(m_i - m_{i+1})!} \right\} \alpha_{m_i}^{m_{i-1}} I(n_i, \beta_i) \quad (1.33)$$

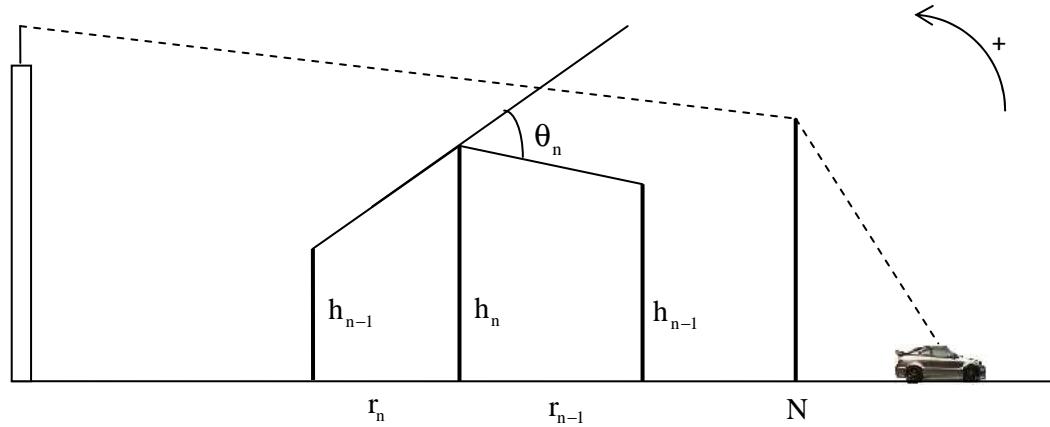


Figure 1.08 : diffraction multiple.

Cette méthode est précise mais demande beaucoup de temps de calcul. Elle ne peut être utilisée pour l'ingénierie d'un réseau mais elle peut servir de méthode de référence.

b. Méthode de Deygout

Le principe de cette méthode est simple et a été développé pour l'estimation rapide de l'affaiblissement de diffraction pour établir des liaisons hertziennes dans les bandes UHF et VHF. Le calcul de la diffraction est basé sur l'expression approchée de Fresnel (1.21).

C'est une méthode de calcul itérative. Considérons un profil de diffraction quelconque sur la figure 1.09. On identifie le pic P_1 présentant l'affaiblissement de diffraction maximum (chaque pic étant considéré individuellement) pour une liaison entre l'émetteur (E) et le récepteur (M). $L_{p_{diff1}}$ est l'affaiblissement correspondant à ce pic, calculé avec la formule approchée de Fresnel (1.21). De part et d'autre de ce pic P_1 , on réitère l'opération pour une liaison entre E et P_1 et entre P_2 et M. On identifie ainsi P_2 et P_3 ainsi que les affaiblissements de diffraction $L_{p_{diff2}}$ et $L_{p_{diff3}}$. On considère ensuite les liaisons E-P₂, P₂-P₁, P₁-P₃ et P₃-M. On détermine ainsi P₄, P₅, P₆ et P₇ et

les affaiblissements de diffraction $Lp_{\text{diff}4}$, $Lp_{\text{diff}5}$, $Lp_{\text{diff}6}$ et $Lp_{\text{diff}7}$ correspondant. On réitère cette opération jusqu'à ce que l'affaiblissement de diffraction de tous les pics du profil ait été calculé. On en déduit ensuite l'affaiblissement de diffraction total en sommant les différents termes [2]:

$$Lp_{\text{diff}} = \sum_i Lp_{\text{diff},i} \quad (1.34)$$

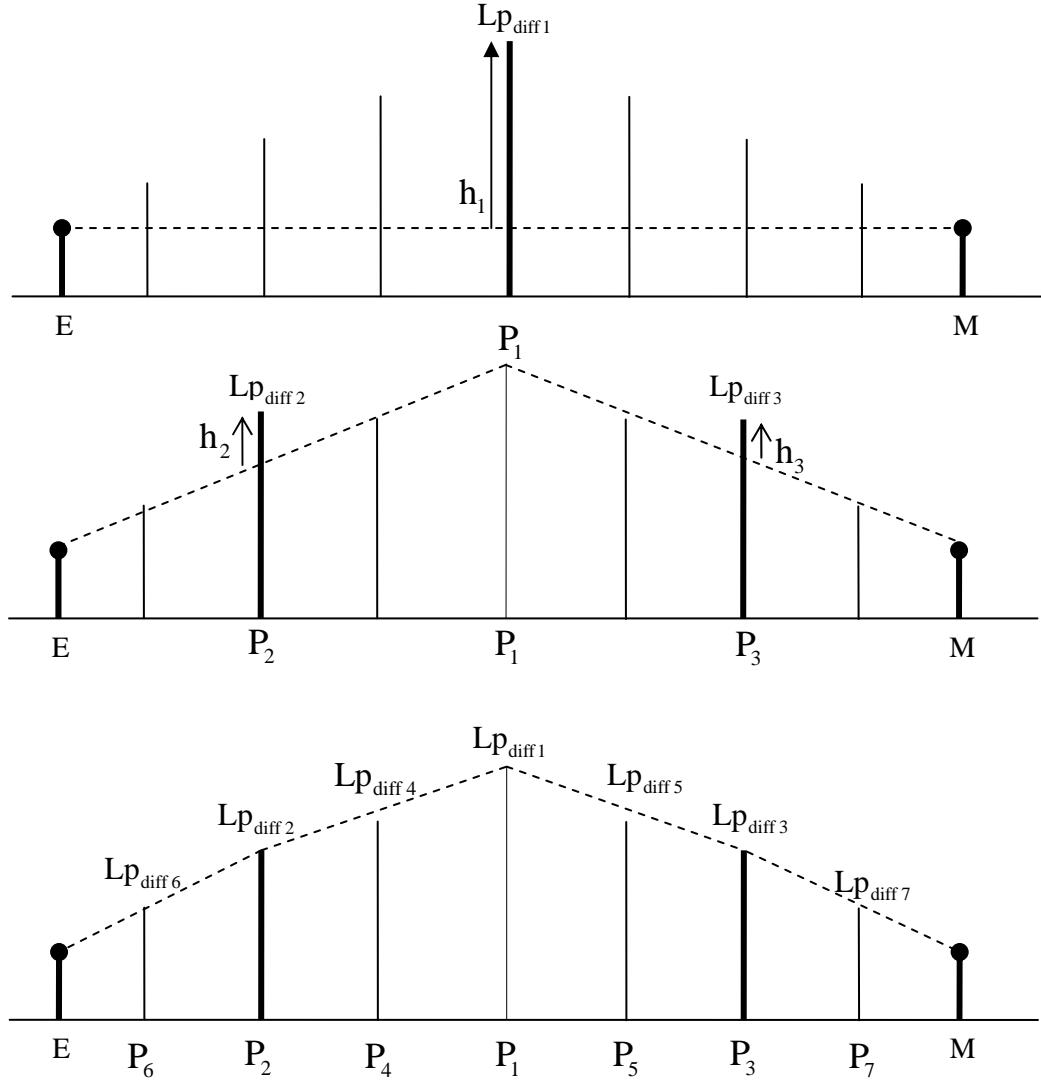


Figure 1.09: Construction pas à pas du profil de diffraction - Méthode Deygout.

Cette méthode surestime l'affaiblissement de diffraction lorsque des pics voisins sont également engagés dans la liaison. En s'inspirant des travaux de Millington, Deygout introduit ensuite un terme correctif. Lors du calcul pas à pas, à chaque étape, on considère les couples de pic identifiés (P_1 , P_2 et P_1 , P_3 à l'étape 2 du cas). Pour chacun de ces couples, on calcule le terme correctif suivant :

$$TC = \begin{cases} \left[12 - 20 \log_{10} \left(\frac{2}{1 - \delta/\pi} \right) \right] \left[\frac{q}{p} \right]^{2p}, & 0 < q \leq p \\ 0, & q \leq 0 \text{ ou } p = 0 \end{cases} \quad (1.35)$$

avec :

$$p = \frac{h_1}{r_1} \sqrt{2}, \quad q = \frac{h_2}{r_2} \sqrt{2}, \quad r_1 = \sqrt{\frac{\lambda d_1(d_2 + d_3)}{d_1 + d_2 + d_3}} \quad \text{et} \quad r_2 = \sqrt{\frac{\lambda(d_1 + d_2)d_3}{d_1 + d_2 + d_3}}$$

p est relatif au pic principal et q au pic secondaire.

La prise en compte de ce terme correctif s'avère particulièrement importante lorsque les arêtes du profil de diffraction sont de hauteurs voisines et lorsque la distance entre pics du profil devient faible.

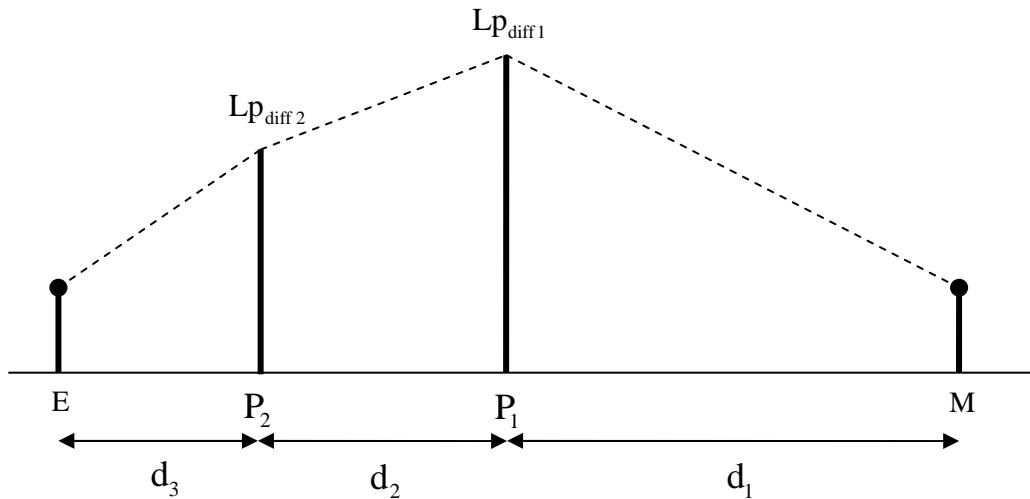


Figure 1.10: Calcul du terme correctif.

Pour la figure 1.09, l'affaiblissement de diffraction avec la méthode de Deygout prend la forme :

$$Lp_{\text{diff}} = Lp_{\text{diff}1} + Lp_{\text{diff}2} + TC_{1-2} + Lp_{\text{diff}3} + TC_{1-3} + Lp_{\text{diff}4} + TC_{2-4} + Lp_{\text{diff}5} + TC_{3-5} + Lp_{\text{diff}6} + TC_{2-6} + Lp_{\text{diff}7} + TC_{3-7} \quad (1.36)$$

Cette méthode est bien adaptée aux profils présentant peu de pics de diffraction obstruant la liaison (≤ 5) et espacés de façon régulière. En environnement urbain, lorsque le mobile est dans une rue encaissée, il est nécessaire de corriger l'affaiblissement de diffraction calculé entre le dernier immeuble et le mobile (en général $\theta \gg 12^\circ$). Elle est applicable dans les bandes UHF et VHF.

c. Méthode d'Epstein-Peterson

Comme pour la méthode de Deygout, le principe de cette méthode est simple et a été développé pour l'estimation rapide de l'affaiblissement de diffraction pour établir des liaisons hertziennes dans les bandes UHF et VHF. Le calcul de la diffraction est en général basé sur l'expression approchée de Fresnel (1.21).

Considérons le profil de diffraction de la figure 1.11. Les pics à considérer sont identifiés par la méthode de ‘la corde tendue’ : on tend une corde entre l'émetteur et le récepteur, les pics de diffraction sont identifiés par les ruptures de pente de la corde. L'affaiblissement de diffraction $L_{p_{\text{diff},i}}$ correspondant au pic i est estimé à l'aide de la formule de Fresnel appliquée en considérant que l'on a une liaison entre le pic $i-1$ et le pic $i+1$ obstruée par le pic i . Ainsi, sur la figure 1.11, $L_{p_{\text{diff},1}}$ est calculé en considérant une liaison entre E et P_2 . Cette opération est ensuite répétée pour les pics suivants ($L_{p_{\text{diff},2}}$ est calculé entre P_1 et P_3), jusqu'au récepteur M .

On notera que cette méthode ne considère que les pics de diffraction obstruant la liaison. Souvent, un calcul complémentaire, prenant en compte les pics de diffraction n'obstruant pas la liaison (présentant un affaiblissement de diffraction inférieur à 6 dB) est utilisé pour compléter cette méthode (par exemple en considérant le pic de diffraction principal entre chaque pic identifié par la méthode de la corde tendue et en appliquant le calcul de Fresnel pour ce pic).

Comme pour la méthode précédente, on note une dégradation de l'estimation lorsque les pics de diffraction sont trop proches les uns des autres. Par défaut, aucun terme correctif n'est défini, il est cependant conseillé d'en ajouter un lorsque la résolution spatiale du profil de diffraction augmente.

Cette méthode est bien adaptée lorsque les bases de données sont assez imprécises (pas d'information de sursol, résolution spatiale de l'ordre de la centaine de mètres). Elle marche par contre mal en environnement urbain, lorsque l'on dispose d'informations précises sur les hauteurs de bâtiments. Elle est applicable dans les bandes UHF et VHF [2].

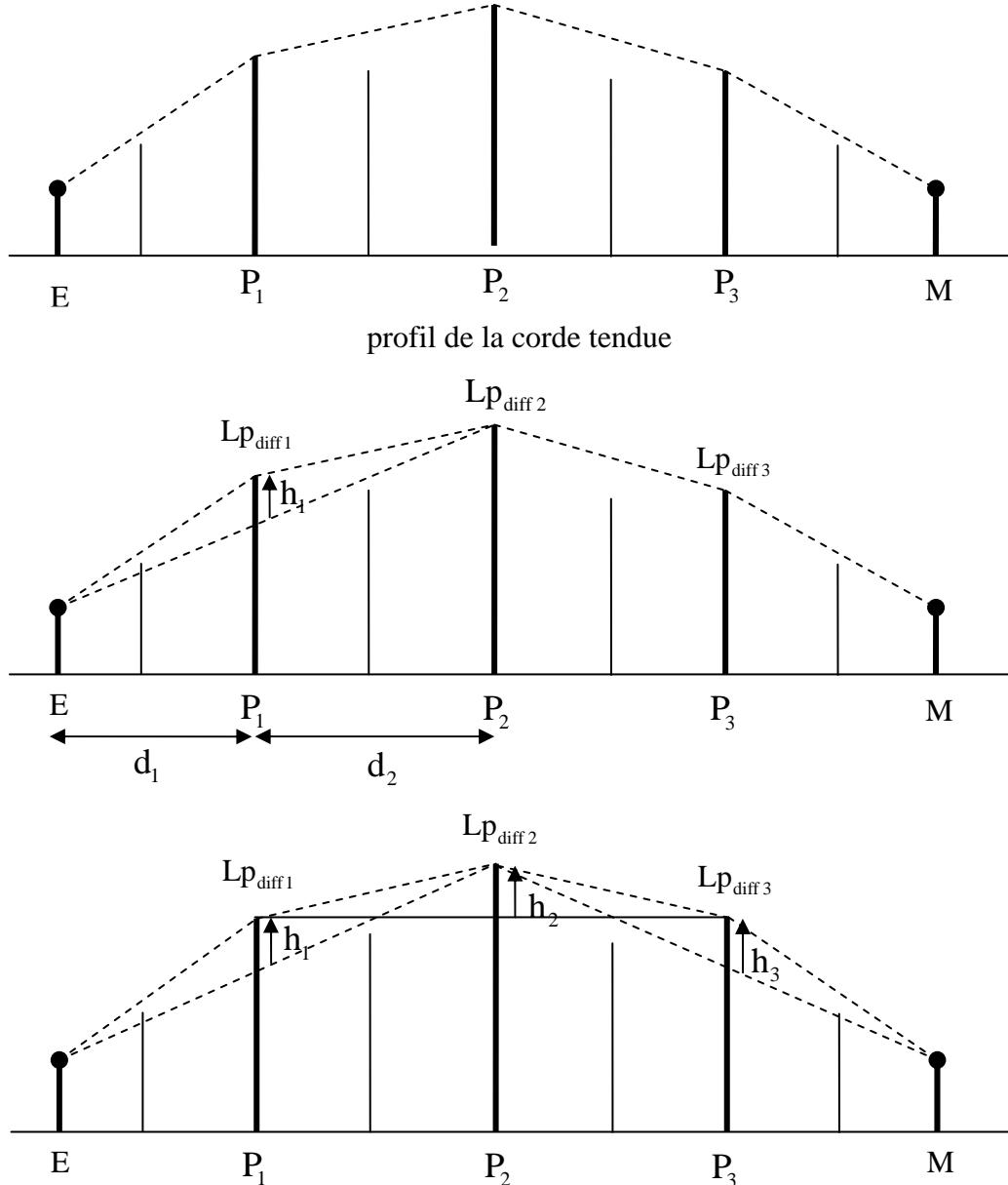


Figure 1.11: Construction du profil de diffraction - Méthode Epstein

d. Méthode de Bullington

La méthode de Bullington est une des premières méthodes à avoir été proposée pour calculer la diffraction sur plusieurs arêtes. Elle est très simple, le principe est de remplacer l'ensemble des arêtes engagées dans la première zone de Fresnel par une seule arête équivalente, sur laquelle le calcul de Fresnel sera effectué. L'arête équivalente est déterminée en traçant la droite partant d'une des extrémités de la liaison et tangente à la première arête déterminée par la méthode de la corde tendue, de la même manière on trace la droite partant de l'autre extrémité de la liaison.

L'arête équivalente considérée est définie par l'intersection des deux droites précédentes (figure 1.12) [4].

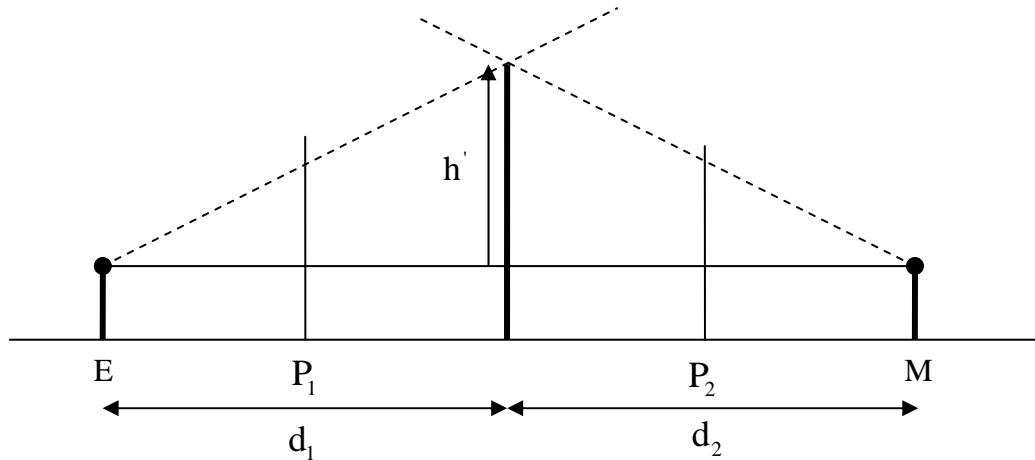


Figure 1.12: Construction du profil de diffraction- Méthode de Bullington.

L'affaiblissement de diffraction sur cette arête est calculé par la méthode de Fresnel. Cette méthode n'est valable que sur des données très grossières avec une distance de dégagement de l'émetteur et du récepteur assez importante. Elle est en général très pessimiste (elle surestime l'affaiblissement).

1.4 Perte de propagation (Path Loss)

La perte de propagation est une mesure de l'atténuation moyenne subite par un signal transmis lorsqu'il arrive au récepteur, après avoir traversé le canal de propagation. Les pertes de propagation représentent un élément essentiel du bilan de liaison. Elles permettent d'introduire la portée du dispositif (distance entre les deux nœuds communicants) dans le calcul de la puissance reçue. Les pertes de propagation L_p (*Path Loss*) sont définies simplement comme le rapport entre la puissance transmise et la puissance reçue [6]:

$$L_p = \frac{P_{T_x}}{P_{R_x}} \quad (1.37)$$

où :

P_{T_x} : puissance émise.

P_{R_x} : puissance reçue

Et en décibel, Les pertes de propagation sont exprimées par [7]:

$$L_p = 10 \log \left(\frac{P_{T_x}}{P_{R_x}} \right) \quad (1.38)$$

1.4.1 Espace libre

Dans le cas idéal de la propagation d'un trajet unique en espace libre, la densité de puissance rayonnée S à une distance d se propage sur une sphère de surface $4\pi d^2$, et s'exprime comme [8]:

$$S = \frac{P_{T_x} G_{T_x}}{4\pi d^2} \quad (1.39)$$

avec G_{T_x} le gain de l'antenne.

La puissance captée par l'antenne de réception est le produit de la densité de puissance rayonnée S et de l'ouverture (ou surface effective) A_{R_x} de l'antenne de réception, qui a pour expression :

$$A_{R_x} = \frac{c^2 G_{R_x}}{4\pi f_g^2} \quad (1.40)$$

où :

$c=3.10^8 \text{ m.s}^{-1}$: la vitesse de propagation

$f_g = \sqrt{f_{\min} \cdot f_{\max}}$: fréquence géométrique du signal.

La perte de propagation en espace libre, peut être calculée par l'expression [8]:

$$L_p = \frac{(4\pi d)^2 f_g^2}{G_{T_x} G_{R_x} c^2} = \frac{1}{P_{R_x}} \quad (1.41)$$

Ainsi, selon les expressions de A_{R_x} et S , la puissance reçue peut s'écrire comme :

$$P_{R_x} = A_{R_x} \cdot S = P_{T_x} \frac{G_{T_x} G_{R_x} c^2}{(4\pi d)^2 f_g^2} \quad (1.42)$$

Cette relation est bien connue comme la loi de Friis.

Cette relation peut être source d'ambiguïté car elle fait apparaître que la puissance reçue décroît en $\frac{1}{f_g^2}$, rendant ainsi la perte de propagation dépendante de la fréquence du signal. En réalité, la

perte de propagation est uniquement due au fait que la puissance rayonnée est répartie sur la surface de la sphère sur laquelle se propage l'onde électromagnétique (surface croissant en d^2). Le

terme dépendant de la fréquence est uniquement un effet qui varie en fonction du choix des antennes (gain ou ouverture constants). Il est donc convenable d'adapter la formule de Friis par :

$$P_{R_x}(f) = \frac{P_{T_x}(f)G_{T_x}(f)G_{R_x}(f)c^2}{(4\pi d)^2} \quad (1.43)$$

Dans ce sens, la perte de puissance est souvent exprimée comme une fonction de la distance [9]:

$$Lp_{dB} = Lp_{0dB} + 20\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (1.44)$$

avec Lp_{0dB} la perte de puissance à une distance d_0 (typiquement 1m), prenant en compte les effets d'antenne susmentionnés.

(A.N. : Pour une bande comprise entre 3 et 5 GHz ($f_g = 3.9\text{GHz}$), la perte à 1m vaut $Lp_{0dB} = 44.2\text{dB}$ si les antennes d'émission et de réception sont parfaitement isotropes).

1.4.2 Environnement multitrajets

Dans un environnement réaliste, la puissance reçue est la somme des contributions de tous les trajets. Un canal peut donc être représenté comme la réalisation statistique d'un ensemble de trajets, dépendant de l'environnement de propagation. Ceci a deux conséquences majeures sur les pertes de propagation:

- La configuration du canal (visibilité directe ou non entre l'émetteur et le récepteur, nature et densité des obstacles et des réflecteurs, . . .) a un impact fort sur le *path loss*. Ceci se traduit par un coefficient de propagation n et un Lp_0 dépendants du type de canal considéré
- La perte de propagation est une variable aléatoire relatant que pour une même distance et un même type d'environnement, deux réalisations de canal n'auront pas nécessairement la même perte de propagation. Le terme employé pour cet effet est *shadowing* (zone d'ombre).

Ainsi, le *path loss* peut être écrit comme dans (1.45), avec une contribution déterministe fonction de la distance, et une partie aléatoire représentant le *shadowing* [10]:

$$Lp_{dB} = Lp_{0dB} + n \cdot 10\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + \chi_{\sigma dB} \quad (1.45)$$

avec $\chi_{\sigma dB}$ la variable aléatoire associée au *shadowing*, n le coefficient d'atténuation, et Lp_0 le *path loss* à une distance de référence $d = d_0$. Les valeurs ainsi définies sont extrêmement dépendantes du type de canal considéré, et font donc partie intégrante du modèle. A titre indicatif,

la valeur de n varie d'environ 1.5 pour les cas en visibilité directe jusqu'à près de 5 pour les configurations présentant une forte non-visibilité.

L'espace libre est caractérisé par $n = 2$. Cependant, n a généralement des valeurs plus grandes pour le canal du sans fil. $\chi_{\sigma_{dB}}$ dénote une zéro-moyenne de la variable aléatoire Gaussienne de déviation standard σ qui reflète la variation moyenne de la puissance reçue qui se produit naturellement lorsqu'un modèle de perte de propagation de ce type est utilisé. Les modèles de propagations sont surtout basées en fonction de la perte de propagation. Il est mis en rapport avec la région de couverture de systèmes mobiles.

1.5 Bilan de liaison

Pour des fins d'analyses et de conceptions, le bilan de liaison nous permet de calculer la puissance reçue au niveau du récepteur en tenant compte du signal transmis et du milieu de propagation. A ce stade, il est nécessaire de déterminer la puissance d'émission, l'ensemble des pertes et d'affaiblissements que va subir l'onde émise, et surtout le type et la taille des antennes d'émission et de réception pour pouvoir effectuer la transmission avec la qualité requise.

1.5.1 *Les antennes*

Une antenne est un dispositif utilisé pour émettre ou recevoir des ondes électromagnétiques et tout spécialement des ondes radioélectriques ou hyperfréquences. En réception, l'antenne transforme l'onde électromagnétique en courant électrique et en émission, il fait l'opération inverse, c'est-à-dire, transforme le courant électrique en onde électromagnétique. Nous notons que chaque antenne est caractérisée essentiellement par sa directivité, l'aire équivalente et ses deux diagrammes de rayonnement.

1.5.1.1. Différents types d'antennes

D'après la littérature, nous remarquons qu'on peut classer les antennes en trois classes :

- L'antenne isotrope.
- Les antennes omnidirectionnelles.
- Les antennes directionnelles.

Par définition, une antenne isotrope n'est qu'une antenne théorique qui rayonne uniformément dans toutes les directions de l'espace. Une telle antenne n'a donc pas de direction de propagation privilégiée, on dit qu'elle n'est pas directive.

Les antennes utilisées dans la pratique, peuvent être soit : des antennes omnidirectionnelles, soit des antennes directionnelles. Ces antennes sont caractérisées par leurs directivités et leurs gains de rayonnement.

1.5.1.2. Gain d'antenne et Aire équivalente

Supposons maintenant que l'antenne est directive et rayonne principalement dans une direction bien définie donnée par un azimut θ_0 et une élévation ϕ_0 . Par rapport à l'antenne isotrope, la densité de puissance dans cette direction sera multipliée par un coefficient $G_{Tx}(\theta_0, \phi_0)$ qui représente le gain de l'antenne dans cette direction. Ce qui met en œuvre la relation suivante entre l'aire équivalente (A_r n'est pas obligatoirement égale à l'ouverture de l'antenne mais elle est en général proportionnelle à cette ouverture à travers un coefficient η appelé efficacité) et le gain [8]:

$$\frac{G_{Tx}}{A_r} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \quad (1.46)$$

où :

G_{Tx} : Gain d'antenne.

A_r : Aire équivalente de l'antenne.

λ : Longueur d'onde d'émission.

La densité de puissance à une distance d est égale à $\frac{G_{Tx} P_{Rx}}{4\pi d^2}$

où :

G_{Tx} : Gain d'antenne.

P_{Tx} : Puissance d'émission.

d : distance entre l'émetteur et le récepteur.

Par définition, le produit $G_{Tx} P_{Tx}$ est appelé PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente).

Nous rappelons que la PIRE est la puissance rayonnée par rapport à une antenne isotrope pour laquelle $G_e = 1$.

1.5.1.3. Diagramme de rayonnement

On appelle diagramme de rayonnement, la distribution angulaire $D(\theta, \phi)$ de la densité de puissance rayonnée en azimut et en élévation, et à grande distance, par rapport aux coordonnées de l'antenne.

En effet, pour caractériser le gain de l'antenne dans une direction privilégiée, nous notons qu'une antenne est caractérisée par deux diagramme de rayonnement: diagramme vertical et diagramme horizontale. Ainsi pour chaque direction définie par le couple (θ, ϕ) , nous pouvons déterminer la valeur exacte du gain de l'antenne [11].

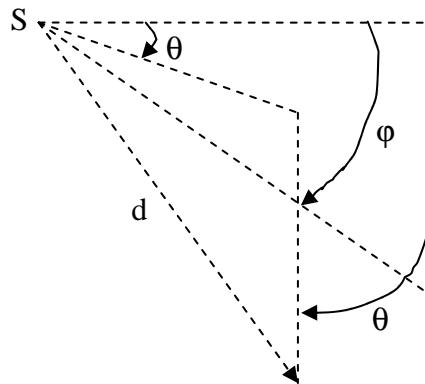


Figure 1.13: Diagramme de rayonnement d'une antenne

Ainsi, la puissance P_r reçue par une antenne de réception dirigée dans la direction de rayonnement principal de l'antenne d'émission va recevoir une fraction de la puissance rayonnée. Cette fraction est proportionnelle à la surface de l'antenne de réception et à son orientation par rapport à la direction de propagation de la puissance émise. En supposant les antennes d'émission et de réception parfaitement alignées, la puissance reçue s'écrit [11]:

$$P_{T_x} = \frac{G_{T_x} P_{R_x} G_{R_x}}{\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2} \quad (1.47)$$

où :

P_{T_x} : Puissance d'émission.

G_{T_x} : Gain d'antenne d'émission.

G_{R_x} : Gain d'antenne de réception.

d : distance entre l'émetteur et le récepteur.

λ : Longueur d'onde d'émission.

1.5.2 Bilan de liaison

Le bilan de liaison permet d'évaluer la puissance disponible au niveau du récepteur, en fonction de la puissance envoyée par l'émetteur situé à une distance donnée. Pour cela, il faut connaître la puissance fournie, les différents gains et pertes subis par le signal dans le canal de propagation et dans le récepteur. Ce bilan permet d'obtenir la sensibilité requise pour le récepteur en fonction de la portée cible, ou inversement, la portée du récepteur en fonction de sa performance.

Entre les antennes, les ondes se propagent à travers l'atmosphère. Dans le cas le plus dominant, la propagation de l'onde de l'émetteur vers le récepteur dépend de plusieurs phénomènes de propagation. Ainsi, il est facile de calculer le bilan de liaison en tenant compte des gains des antennes, la puissance émise et l'atténuation du parcours.

1.5.2.1. Rapport Signal à Bruit

a. Puissance Reçue

Le niveau de puissance reçue peut être calculé en utilisant la définition du *Path Loss* et l'expression du niveau de la puissance transmise :

$$P_{R_x} = P_{T_x} + G_{T_x} - L_{T_x} - L_{FS} - L_M + G_{R_x} - L_{R_x} \quad (1.48)$$

où :

P_{R_x} : puissance reçue (dBm)

P_{T_x} : puissance émise par l'émetteur (dBm)

G_{T_x} : gain de l'antenne d'émission (dBi)

L_{T_x} : perte à l'émission (Feeder, connecteur, ...) (dB)

L_{FS} : perte dans l'espace libre ou perte de propagation (dB)

L_M : pertes divers (dB)

G_{R_x} : gain de l'antenne de réception (dBi)

L_{R_x} : perte à la réception (Feeder, connecteur, ...) (dB)

b. Bruit dans le récepteur

Le bruit présent à l'entrée du récepteur provient de deux sources principales : le bruit thermique, rendant compte des mouvements aléatoires des électrons sur les métallisations de l'antenne et le

bruit capté, provenant des rayonnements parasites, émis par les astres cosmiques, la terre ou les appareils électriques de la vie quotidienne (sèche-cheveux, grille pain, ou les moulins à café). Ce bruit est supposé blanc, et sa densité spectrale monolatérale de puissance N_0 vaut [8]:

$$N_0 = k(T_R + T_A) \quad (1.49)$$

où $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$ est la constante de Boltzmann, T_R la température du récepteur (composante de bruit thermique) et T_A la température équivalente du bruit capté par l'antenne. La température totale du système est généralement prise à 300 K, donnant lieu à une valeur pour $N_0 = -173.8 \text{ dBm/Hz}$.

Une confusion est parfois faite entre la densité spectrale de puissance monolatérale N_0 et la variance du bruit, qui vaut logiquement $N_0 / 2$. En effet, la puissance du bruit est répartie tant dans les fréquences négatives que positives. La puissance du bruit intégrée dans une bande de largeur BW est donc $P_N = N_0 \cdot BW$. [8]

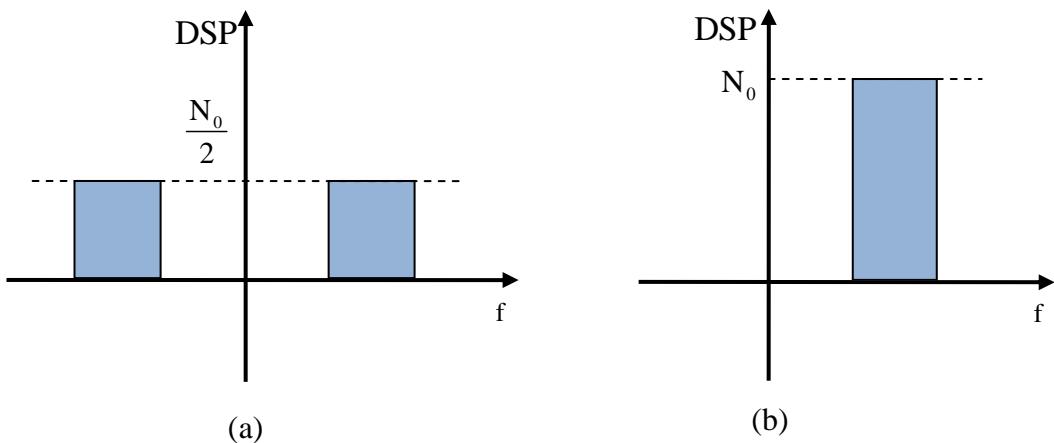


Figure 1.14: Densités spectrales de puissance (a) bilatérale et (b) monolatérale

Connaissant la puissance du signal reçu ainsi que la puissance du bruit, le rapport signal à bruit SNR, en supposant un filtrage passe-bande parfait à l'entrée du récepteur, s'exprime alors comme

$$\text{SNR} = \frac{P_{Rx}}{N_0 \cdot B} \quad (1.50)$$

B étant la bande passante du filtre passe-bande à l'entrée du récepteur

c. Rapport Signal à bruit binaire

Dans le domaine des communications numériques, la probabilité d'erreur et le taux d'erreur binaire sont souvent représentés en fonction de E_b / N_0 , le rapport signal à bruit binaire. E_b étant

la puissance émise par bit, par définition, la puissance reçue vaut aussi $P_{R_x} = E_b \cdot R_b$ (R_b étant le débit binaire), et la puissance du bruit $P_N = N_0 \cdot B$, soit [7]:

$$\frac{E_b}{N_0} = \text{SNR} \cdot \frac{B}{R_b} \quad (1.51)$$

Le terme B / R_b est appelé gain de traitement (*processing gain*), c'est un moyen d'augmenter, au niveau système, le rapport signal à bruit binaire, sans changer le SNR à l'entrée du récepteur. Le gain de traitement est ajusté soit en augmentant la bande du signal (réduction de l'efficacité spectrale), soit en diminuant le débit en jouant sur le rapport cyclique des impulsions (*duty cycle*) et l'ordre de la modulation, ou en rajoutant du codage [8]:

$$\frac{E_b}{N_0} = \text{SNR} \cdot \frac{BT_p}{\log_2(M)K} \quad (1.52)$$

où M représente la taille de la constellation (nombre de bits par symbole), K le rendement du code utilisé, et T_p la période moyenne de répétition des impulsions.

Les codes employés sont soit des codes classiques (type code en ligne ou en bloc) qui imposent un décodage après démodulation, soit des répétitions de l'impulsion transmise qui peuvent être sommées (de manière cohérente ou non) avant démodulation. Afin de ne pas laisser d'ambiguïté entre débits binaires, symboles, impulsions . . . le débit R_p est défini comme le flux binaire disponible à PHY – SAP¹, c'est-à-dire le débit utilisable par les couches protocolaires supérieures à la couche physique lorsque la communication est établie.

1.5.2.2. Marges

Une fois calculée la puissance reçue, nous allons nous intéresser aux différentes pertes qui doivent être prises en compte dans le bilan de liaison.

a. Small Scale Fading

Un aspect majeur à prendre en compte dans l'étude des canaux multitrajets est l'interférence possible entre des signaux ayant suivi des trajets dont les temps d'arrivée sont très proches (faible différence de marche). En effet, la composante des deux trajets étant une somme en termes d'amplitudes, l'énergie résultante n'est nécessairement pas la somme des énergies de chacun des trajets. Ce phénomène, est couramment appelé *small scale fading*. Trois impulsions, chacune avec une énergie normalisée à 1/3, interfèrent avec un temps d'arrivée relatif τ_{1-2} et τ_{1-3} . L'énergie

totale reçue est représentée en fonction de τ_{l-2} et τ_{l-3} . Lorsque les trois impulsions sont à support temporel disjoint, l'énergie totale tend vers 1 (0dB). En revanche, en dehors de ces zones, les interférences provoquent une variation sensible de l'énergie totale reçue : lorsque les impulsions sont parfaitement en phase, l'énergie atteint un pic de 3 (4.7 dB) alors que certaines configurations créent des trous de *fading* allant jusqu'à -12 dB.

Le *small scale fading* dépend d'une part de la largeur du support temporel des impulsions (et donc de la largeur de bande du signal), et d'autre part de la densité des trajets dans le canal. Une étude statistique a été menée afin de caractériser la marge à prendre dans le bilan de liaison.

b. Facteur de bruit

Le facteur de bruit reflète l'ajout de bruit par les composants radiofréquence (RF). Il est utilisé pour quantifier la dégradation du SNR dans la chaîne RF. Soit N_Q le bruit généré par un quadripôle de gain G et $N_r = N_Q / G$ ce même bruit ramené en entrée, et de puissance P_{Nr} . La température T_r équivalente de bruit du quadripôle est définie de telle sorte que $P_{Nr} = k \cdot T_r \cdot \text{BW}$. Le facteur de bruit est défini comme [7]:

$$F = \frac{(\text{SNR})_{\text{in}}}{(\text{SNR})_{\text{out}}} = 1 + \frac{T_r}{T_0} \quad (1.53)$$

avec T_0 la température équivalente de bruit dans l'antenne, 300K typiquement.

Si plusieurs composants sont utilisés en cascades, le facteur de bruit peut être calculé en utilisant la formule de Friis qui donne la température de bruit équivalente du système comme :

$$T_r = \sum_i \frac{T_{ri}}{\prod_{j=0}^{i-1} G_j} \quad (1.54)$$

avec G_i (respectivement T_{ri}) le gain (respectivement la température équivalente de bruit) du $i^{\text{ème}}$ quadripôle ($G_0=1$).

c. Pertes d'implémentation

Les pertes d'implémentation représentent les dégradations apportées au niveau système par le circuit RF et les parties digitales. En effet, entre l'étude théorique d'un récepteur et sa réalisation,

de nombreuses imperfections dégradent sa performance. Ces imperfections sont dues aux diverses quantifications, à la conception, à la qualité de la technologie utilisée, aux non-linéarités, . . . Elles peuvent être modélisées dans les chaînes de simulation afin de raffiner la marge nécessaire à prendre dans le bilan de liaison. A titre informatif, la marge prise est de l'ordre de 5dB pour les couches physiques proposées aux groupes de normalisation IEEE 802.15.3a et 802.15.4a.

1.5.2.3. Bilan de liaison

Les différents pertes et gains étant listés, il est possible d'établir le bilan de liaison (Figure 1.15). On retrouve la puissance moyenne d'émission et la puissance du bruit qui correspondent au rapport signal à bruit au niveau de l'émetteur. La puissance d'émission est augmentée du gain de traitement tandis que la puissance du bruit est augmentée des marges nécessaires au récepteur pour fonctionner. La différence entre ces deux niveaux représente la marge restante pour la liaison. Cette marge peut être utilisée soit pour augmenter la portée, soit pour augmenter le débit (en diminuant le gain de traitement), c'est le compromis débit-portée. Certains systèmes permettent de l'ajuster de manière dynamique [8].

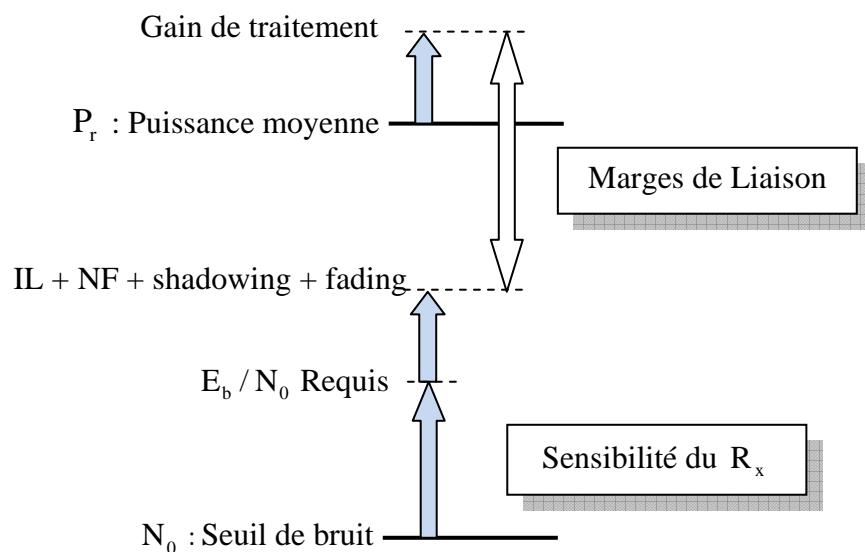


Figure 1.15: Bilan de liaison

Pour conclure: les pertes de propagation du signal, dû à la réflexion, réfraction et la diffraction subit par l'onde émise, représentent un élément essentiel pour établir le bilan de liaison pour la planification radio dans le système de réseaux cellulaires.

La propagation dans l'espace libre reste toujours le cas le plus facile à étudier, mais qui n'est pas satisfaisant pour l'étude de la propagation dans les environnements que ce soit en *outdoor* ou en *Indoor*. De ce fait, plusieurs modèles de propagations sont utilisés pour permettre de calculer les couvertures radioélectriques des émetteurs.

Ainsi, dans le chapitre suivant, nous allons étudier et analyser les différents modèles pour la prédiction de la puissance reçue, pour les cas des *outdoor* et *Indoor* ainsi que leurs performances dans le cas le plus réaliste dans le but de définir les règles d'ingénieries nécessaires à un tel type de planification.

CHAPITRE 2

LES MODELES DE PERTE DE PROPAGATION

La propagation d'un signal dans un espace libre a été très largement étudiée puisque la puissance du signal s'atténue suivant l'inverse du carré de la distance. En comparaison, la demande en communications radio mobile était surtout concentrée en milieux urbanisés, ce qui fait que le cas du canal radio est beaucoup plus complexe car il doit tenir compte non seulement de l'affaiblissement dû à la propagation en espace libre mais également de l'affaiblissement dû à la présence d'obstacles (reliefs, bâtiments, murs...). Par conséquent, dans un canal radio-mobile, les ondes ne vont plus se propager uniquement en visibilité directe avec le récepteur, mais plutôt grâce à des réflexions sur des obstacles plans comme les façades de bâtiments, les diffractions sur les arêtes des toits ou les coins de bâtiments, ou les diffusions provoquées par la végétation.

A cet effet, le signal reçu comporte non seulement l'onde émise en trajet direct mais également les contributions sur la même fréquence de toutes les ondes réfléchies et réfractées par l'environnement (immeubles, murs, obstacles,...). Il est rare que l'émetteur et le récepteur soient en visibilité directe, donc, le récepteur ne reçoit très souvent qu'un ensemble d'ondes réfléchies correspondant à des 'trajets multiples'.

De ce fait, la conception et l'installation d'un réseau mobile tel que le réseau GSM, CDMA ou UMTS nécessitent une caractérisation précise du canal radio-mobile. En effet, la modélisation du canal radio peut être assurée par des modèles mathématiques qui permettent de prédire la variation du niveau de signal reçu. Ces modèles sont utilisés aussi pour nous aider à déterminer les positions optimales des antennes et à l'analyse de la qualité de service.

Ainsi, nous pouvons distinguer deux grandes familles :

- Les modèles empiriques (appelés encore modèles statistiques) sont basés sur l'analyse statistique d'un grand nombre de mesures expérimentales et qui tiennent compte des différents paramètres tels que la hauteur des bâtiments, les stations de bases, le terminal mobile... tout en prenant en considération les diverses influences de l'environnement.
- Les modèles déterministes qui sont basés sur les lois fondamentales de la physique, font appel à des relations mathématiques complexes et qui sont difficiles à utiliser.

2.1 Modèles empiriques

Les méthodes de prédition de propagation utilisent en général des formules paramétriques et se réfèrent à des tables de propagation établies à partir de mesures effectuées sur le terrain.

2.1.1 Paramètre de vallonnement

Si on dispose d'un profil de terrain précis, il est possible d'estimer le champ reçu au moyen d'approches de modélisation d'obstacles, telles que les méthodes de Deygout ou d'Epstein Peterson [2].

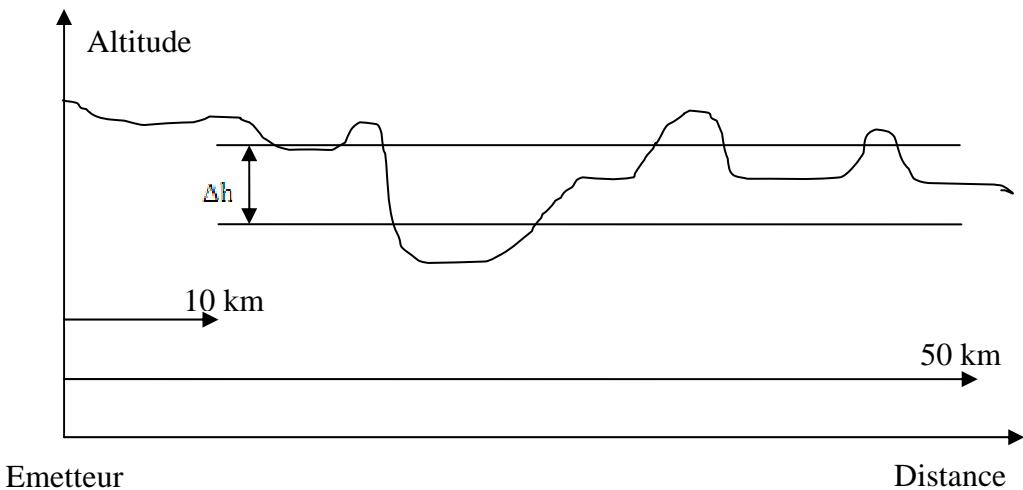


Figure 2.01: Profil de terrain

On peut aussi utiliser des approches moyennes qui déterminent l'affaiblissement moyen du champ en fonction de la distance et du vallonnement du terrain. Pour caractériser le vallonnement d'un terrain, on introduit un paramètre Δh qui est défini comme étant la différence de l'altitude dépassée par 10% des points et de l'altitude dépassée par 90% des points. Les points considérés sont ceux situés entre 10 et 50 km de l'émetteur.

On corrige alors l'atténuation de propagation par un terme dépendant du vallonnement Δh et de la longueur d'onde λ . La correction est proportionnelle au rapport $\frac{\Delta h}{\lambda}$.

Pour des fréquences entre 400 MHz et 1.5 GHz, le coefficient correctif noté K_v s'obtient au moyen de la formule [2]:

$$K_v = 7.2 + 10 \log_{10} \left(\frac{\Delta h}{31.62} \right) - 2 \left(\log_{10} \left(\frac{\Delta h}{31.62} \right) \right)^2 \quad (2.1)$$

Ce coefficient s'applique de la manière suivante :

$$E_{\text{corrige}} = E + K_v \text{ lorsque le récepteur est sur une crête}$$

$$E_{\text{corrige}} = E - K_v \text{ lorsque le récepteur est dans un creux}$$

2.1.2. Paramètre d'orientation en environnement urbain

En environnement urbain il faut considérer, non pas un paramètre de vallonnement, mais un paramètre lié à l'angle de la rue avec la direction de propagation.

Ce coefficient de correction, noté K_{ov} , est approché par la formule suivante [2]:

$$k_{ov} = 2,4.f.10^{-3} - 1,9 \log_{10}\left(\frac{d}{20}\right) \quad (2.2)$$

La fréquence f est exprimée en kHz et la distance d en km. Cette formule est valable pour des distances : $5 < d < 100$ km

Ce coefficient s'applique de la manière suivante :

$$E_{\text{corrige}} = E + K_{ov} \text{ dans le cas d'une rue parallèle à l'axe de propagation}$$

$$E_{\text{corrige}} = E - K_{ov} \text{ dans le cas d'un rue perpendiculaire à l'axe de propagation}$$

Les méthodes de modélisation de propagation sont assez nombreuses et diffèrent essentiellement par des jeux de coefficients et par des ensembles de paramètres. Les méthodes de prédition adaptée à la gamme GSM sont aujourd'hui grandement utilisées pour effectuer les calculs de prédition de couverture des réseaux

2.1.3 Cas du milieu outdoor

Il y a plusieurs modèles empiriques ou statistiques convenables pour les macrocellules et les microcellules pour les environnements en dehors des bâtiments. Nous allons étudier quelques uns de ces modèles.

2.1.3.1. Modèle d'Okumura

Le modèle d'Okumura est surtout utilisé pour le modèle de propagation en milieu urbain. L'expression de ce modèle est donnée par [10]:

$$Lp_{50} (\text{dB}) = Lp_F + Lp_{mu} (f, d) - G(h_{BTS}) - G(h_{MS}) - G_{AREA} \quad (2.3)$$

où :

Lp_{50} : valeur médiane de la perte de propagation

Lp_F : perte de propagation dans l'espace libre

Lp_{mu} : atténuation dans le milieu de propagation à la fréquence f

d : distance entre la station de base et le mobile

$G(h_{BTS})$: gain de l'antenne de la station de base

$G(h_{MS})$: gain de l'antenne du mobile

h_{BTS} : hauteur effective en mètre de l'antenne de la station de base

h_{MS} : hauteur effective en mètre de l'antenne du mobile

G_{AREA} : gain généré par l'environnement dans lequel le système s'opère

Le modèle d'Okumura est considéré parmi les plus simples et les meilleurs concernant l'exactitude de la prédition de la perte de propagation pour les premiers systèmes cellulaires. C'est très pratique et est devenu standard pour le système de planification au Japon. L'inconvénient majeur de ce modèle est sa réponse lente aux changements rapides dans le profil de terrain.

2.1.3.2. Modèle de Hâta

Le modèle de Hâta est une formule empirique obtenue à partir du graphe des données de la perte de propagation obtenue à partir du modèle d'Okumura.

Ce modèle donne le niveau d'atténuation en fonction de la distance émetteur récepteur pour une série de fréquences et de hauteurs d'antennes de base fixe. Ce modèle a été défini par Hâta en fonction des mesures effectuées par Okumura dans les environnements de Tokyo, il permet le calcul de l'affaiblissement de la puissance d'un signal traversant un canal radio.

Dans le milieu urbain, la perte L_u est définie comme la différence entre la puissance émise et la puissance reçue. Il est exprimé par [12]:

$$Lp_u (\text{dB}) = 69,55 + 26,16 \log(f) - 13,82 \log(h_{BTS}) - a(h_{MS}) + (44,9 - 6,55 \log(h_{BTS})) \log(d) \quad (2.4)$$

où :

h_{BTS} : hauteur en mètre de l'antenne de la station de base

h_{MS} : hauteur en mètre de l'antenne du mobile

d : distance en kilomètre entre les antennes de la station de base et du mobile

f : fréquence en MHz , qui varie de 150 MHz à 1500 MHz

$a(h_{MS})$: facteur de correction pour la hauteur effective de l'antenne du mobile qui dépend du milieu considéré et de l'aire de couverture, dont la valeur est :

- Pour une ville de petite ou moyenne taille :

$$a(h_{MS}) = (1.1 \log f - 0.7) h_{MS} - (1.56 \log f - 0.8) \text{ (dB)} \quad (2.5)$$

- Et pour une ville de grande taille :

$$a(h_{MS}) = 8.29 (\log 1.54 h_{MS})^2 - 1.1 \text{ (dB)} \text{ pour } f \leq 300 \text{ MHz} \quad (2.6)$$

$$a(h_{MS}) = 3.2 (\log 11.75 h_{MS})^2 - 4.97 \text{ (dB)} \text{ pour } f \geq 300 \text{ MHz} \quad (2.7)$$

Dans le cas d'un utilisateur au sol, c'est-à-dire pour une hauteur de 1,5 m, le coefficient $a(h_{MS})$ est tout à fait négligeable.

Une expression générale est obtenue pour le cas du milieu suburbain en prenant l'expression de la perte de propagation par :

$$Lp_{sub} \text{ (dB)} = Lp_u - 2 \left[\log \left(\frac{f}{28} \right) \right]^2 - 5,4 \quad (2.8)$$

Pour l'aire dégagée comme le milieu rural, l'expression de la perte de propagation est donnée par :

$$Lp_{rur} \text{ (dB)} = Lp_u - 4,78 (\log(f))^2 - 18,33 \log(f) - 40,98 \quad (2.9)$$

Ce modèle est assez convenable pour les systèmes mobiles grandes cellules, mais pas pour les systèmes des communications personnels qui couvrent une région circulaire d'approximativement 1 km dans le rayon.

Les conditions de validité de ce modèle sont récapitulées dans le tableau suivant :

Fréquences	$150 < f < 1500 \text{ MHz}$
Hauteur de l'antenne d'émission	$30 < H_b < 200 \text{ m}$
Hauteur de l'antenne du mobile	$1 < H_m < 10 \text{ m}$
Distance entre le mobile et la station de base	$1 < d < 20 \text{ km}$
Type d'environnement	<ul style="list-style-type: none"> • Urbain (grande ville) • Urbain (ville moyenne) • Rural

Tableau 2.01 : Condition de validité du modèle de Hâta.

2.1.3.3. Modèle NTT

Le modèle NTT est encore un modèle purement empirique, obtenu à partir de mesures réalisées à 800 MHz. Avec ce modèle, l'expression de l'affaiblissement est donnée par [2]:

$$L_p = 146,66 + 21,36 \log(d) + 29,8(\log(d))^2 - 28,58(\log(d))^3 + 9,779(\log(d))^4 \quad (2.20)$$

Il ne s'agit pas à proprement parler d'un modèle, mais plutôt d'une nouvelle formulation de la dépendance en distance de l'affaiblissement de propagation. Il ne tient pas compte de la fréquence d'émission du signal. Cette formulation est exclusivement valable pour des environnements urbains et pour des distances comprises entre 1 et 20 km. Il est vivement déconseillé d'utiliser cette expression pour des distances inférieures à 1 km, les résultats seraient aberrants.

2.1.3.4. Modèle COST231-Hâta

Le modèle COST 231-Hâta s'applique aux fréquences comprises entre 1 500 et 2 000 MHz. En milieu urbain, l'affaiblissement L_u exprimé en dB est donné par [10]:

$$L_p = 46,33 + 33,9 \log(f) - 13,82 \log(h_{BTS}) - a(h_{MS}) + [44,9 - 6,55 \log(h_{BTS})] \log(d) + C_m \quad (2.11)$$

Le paramètre $a(h_{MS})$ prend les mêmes valeurs ci-dessus et C_m prend les valeurs suivantes :

- $C_m = 0 \text{ dB}$ pour les villes de taille moyenne et les banlieues,
- $C_m = 3 \text{ dB}$ pour les grands centres métropolitains.

Le modèle de Hâta est un modèle très optimiste. En effet, il ne tient pas compte des topologies de terrains et des phénomènes de propagation tels que la réflexion et la diffraction causés par les obstacles (constructions...etc.). Ce modèle reste toujours adapté uniquement à des études théoriques.

2.1.3.5. Modèle Walfisch-Ikegami

a. Condition de validité du modèle

Le groupe de recherche européen COST231 utilise un modèle combinant les approches empiriques et déterministes pour calculer les pertes de propagation en milieu urbain. Ce modèle prend en compte la perte de propagation en espace libre, la perte par diffraction et la perte entre les toits des bâtiments voisins. Il permet d'estimer l'affaiblissement de parcours en fonction de multiples paramètres tel que la largeur des rues, la longueur et la hauteur des immeubles, ainsi que l'angle de la rue par rapport au trajet direct. Il se base principalement sur les modèles de Walfisch et Bertoni ainsi que d'Ikegami [13].

Les conditions de validité de ce modèle sont récapitulées dans ce tableau

Fréquences	$150 < f < 1500 \text{ MHz}$
Hauteur de l'antenne d'émission	$30 < h_b < 200 \text{ m}$
Hauteur de l'antenne du mobile	$1 < h_m < 10 \text{ m}$
Distance entre le mobile et la station de base	$1 < d < 20 \text{ km}$
Type d'environnement	<ul style="list-style-type: none"> • Urbain (grande ville) • Urbain (ville moyenne) • Rural

Tableau 2.02 : Condition de validité du modèle Walfish-Ikegami

b. Formulation

Ce modèle utilise le modèle théorique de Walfisch-Bertoni, et composé de trois termes :

En visibilité (LOS), Line Of Sight [14]:

$$L_{p_b} = 42,6 + 26 \log(d) + 20 \log(f) \quad (2.12)$$

En non-visibilité (NLOS), None Line Of Sight :

$$Lp_b = \begin{cases} Lp_0 + Lp_{rts} + Lp_{mds} & \text{pour } Lp_{rts} + Lp_{mds} > 0 \\ Lp_0 & \text{pour } Lp_{rts} + Lp_{mds} \leq 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

avec :

Lp_0 : représente la perte en espace libre

Lp_{rts} : diffraction du sommet de l'immeuble jusqu'en bas

Lp_{mds} : perte due à la diffraction

La perte en espace libre est donnée par l'expression :

$$Lp_0 = 32.4 + 20 \log(d) + 20 \log(f) \quad (2.14)$$

avec :

d : distance entre l'émetteur et le récepteur

f : fréquence en MHz

$$Lp_{rts} = -16.9 - 10 \log(w) + 10 \log(f) + 20 \log(\Delta h_{MS}) + L_{ori} \quad (2.15)$$

Ici, w est la largeur de la rue en mètre, et:

$$\Delta h_{MS} = h_{Roof} - h_{MS} \quad (2.16)$$

est la différence entre la hauteur du bâtiment h_{Roof} sur lequel la station de base est installée, et la hauteur de l'antenne du mobile (h_{MS}).

Le terme L_{ori} est censé prendre en compte l'effet de l'orientation de la rue dans laquelle se trouve le mobile. L_{ori} est donnée par :

$$Lp_{ori} = \begin{cases} -10 + 0,354\Phi & 0^\circ \leq \Phi < 35^\circ \\ 2,5 + 0,075(\Phi - 35) & \text{pour } 0^\circ \leq \Phi < 35^\circ \\ 4 - 0,114(\Phi - 55) & 0^\circ \leq \Phi < 35^\circ \end{cases} \quad (2.17)$$

où Φ est l'angle d'incidence relative à la direction de la rue avec la liaison Emetteur - Récepteur

Lp_{mds} est donné par :

$$Lp_{msd} = Lp_{bsh} + K_a + k_d \log(d) + k_f \log(f) - 9 \log(b) \quad (2.18)$$

b : distance entre les bâtiments le long du trajet du signal

Lp_{bsh} et K_a : représentent l'augmentation de la perte de propagation due à la hauteur réduite de l'antenne de la station de base.

$$\Delta h_{BTS} = h_{BTS} - h_{Roof} \quad (2.19)$$

où h_{BTS} : hauteur de l'antenne de station de base

Les termes Lp_{bsh} et K_a sont données par les expressions suivantes :

$$Lp_{bsh} = \begin{cases} -18\log(1+\Delta h_{BTS}) & \text{pour } h_{BTS} > h_{Roof} \\ 0 & \text{pour } h_{BTS} \leq h_{Roof} \end{cases} \quad (2.20)$$

$$K_a = \begin{cases} 54 & \text{pour } h_{BTS} > h_{Roof} \\ 54 - 0.8\Delta h_{BTS} & \text{pour } d \geq 0.5\text{km} \text{ et } h_{BTS} \leq h_{Roof} \\ 54 - 1.6\Delta h_{BTS} & \text{pour } d < 0.5\text{km} \text{ et } h_{BTS} \leq h_{Roof} \end{cases} \quad (2.21)$$

$$K_d = \begin{cases} 18 & \text{pour } h_{BTS} > h_{Roof} \\ 18 - 15 \frac{\Delta h_{BTS}}{h_{Roof}} & \text{pour } h_{BTS} \leq h_{Roof} \end{cases} \quad (2.22)$$

pour une ville de taille moyenne et pour le milieu en suburbain avec des densités d'arbre modérées :

$$k_f = -4 + 0.7 \left(\frac{f}{925} - 1 \right) \quad (2.23)$$

Et pour les grandes villes, k_f est définie par :

$$k_f = -4 + 1.5 \left(\frac{f}{925} - 1 \right) \quad (2.24)$$

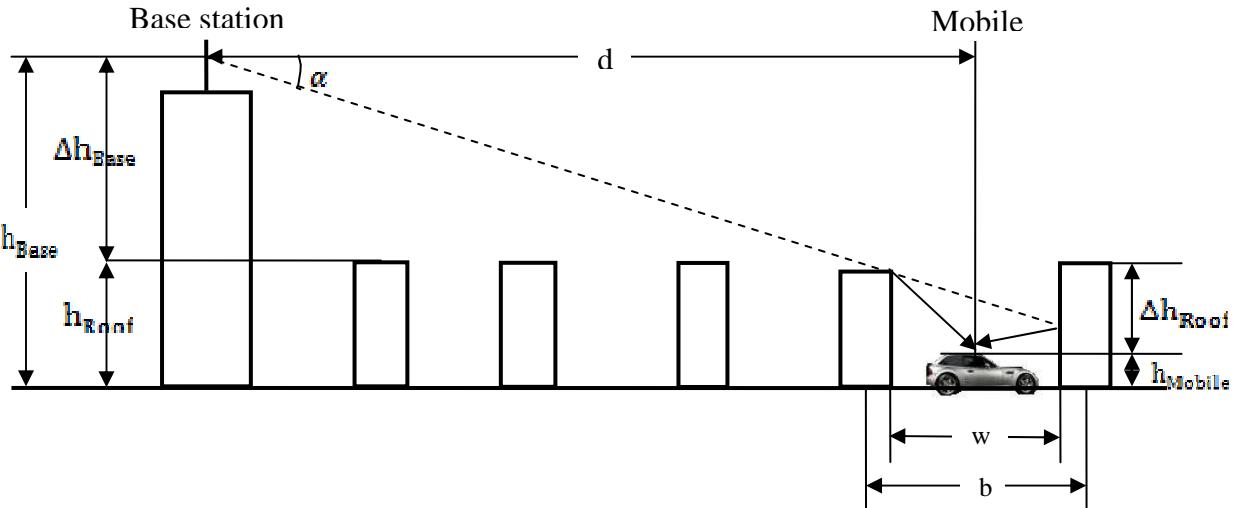


Figure 2.02 : Géométrie du modèle de Walfisch-Ikegami

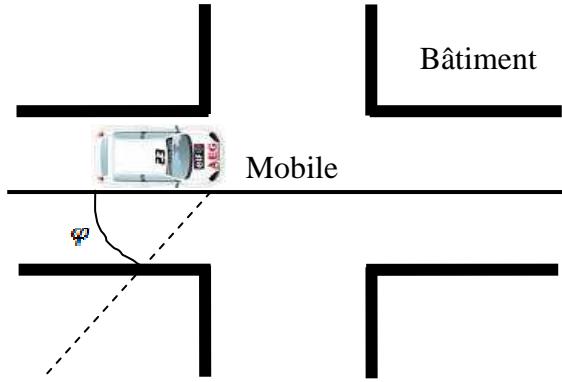


Figure 2.03 : Définition de l'angle d'orientation ϕ de la rue

2.1.3.6. Le modèle de Sakagami-Kuboi

Le modèle de Sakagami-Kuboi est un modèle empirique micro cellulaire, qui traite différents types de propagation et comprend un ensemble de paramètres étroitement liés à la nature de l'environnement [15].

$$Lp = Lp_1 + Lp_2 + Lp_3 + Lp_4 \quad (2.25)$$

où :

$$Lp_1 = -24,37 + 3,7 \left(\frac{h_{\text{roof,BTS}}}{h_{\text{BTS}}} \right)^2 \cdot \log(h_{\text{BTS,MS}}) \quad (2.26)$$

$$Lp_2 = [43,42 - 3,1 \cdot \log(h_{\text{BTS,MS}})] \cdot \log(d) \quad (2.27)$$

$$Lp_3 = 1,4 \cdot \log(H_{\text{roof,MS}}) + 6,1 \cdot \log(h_{\text{roof,MS}}) \quad (2.28)$$

$$Lp_4 = 100 - 7,1 \log(w) + 0,023\Psi + 20 \log(f) + e^{(13(\log(f)-3,23))} \quad (2.29)$$

Le modèle Sakagami-Kuboi est fondé sur les paramètres mis en jeu pour le calcul du niveau du signal reçu en chaque point dans la cellule.

Les différentes variables figurant dans l'expression du modèle sont expliquées dans le tableau (2.3).

Environnement	Micro cellulaire pour : Un environnement urbain où l'antenne de la station de base est inférieure à la hauteur moyenne des bâtiments
Domaine de validité	Fréquence : 400 à 2200 MHz Distance : 0.5 à 3Km $H_{BTS} - h_{MS}$: 20 à 100m Hauteur des bâtiments en moyenne : 5 à 50m Largeur des rues : 5 à 50m
Paramètres	Distance émetteur-récepteur Fréquence Orientation et largeur des rues La différence entre la hauteur de la station de base et la hauteur du mobile La hauteur moyenne des bâtiments autour de la station mobile Hauteur des bâtiments les plus proches du mobile
Méthodologie	Modèle empirique
Entrées	d (distance) en mètre en LOS et en Km en NLOS f (fréquence) en MHz ψ : orientation de la rue avec le trajet de l'onde directe en degré h_{MS} : hauteur de l'antenne de la station mobile h_{BTS} : hauteur de l'antenne de la station de base $h_{roof,BTS}$: hauteur des bâtiments autour de la station de base $h_{roof,MS}$: hauteur des bâtiments autour du mobile $H_{roof,MS}$: hauteur des bâtiments les plus proches du mobile
Sortie	Affaiblissement total en dB

Tableau 2.03 : Paramètres du modèle Sakagami-Kuboi

2.1.3.7. Tableau comparatif des modèles *outdoor*

Les domaines de validité de ces différents modèles empiriques de propagation en milieu *outdoor* sont comparés dans le tableau 2.4.

Modèles	Fréquences	Hauteur antenne BTS	Hauteur antenne Mobile	Distance entre BTS et Mobile	Types environnement
Hata	$150 < f < 1500$ MHz	$30 < h_b < 200$ m	$30 < h_b < 200$ m	$1 < d < 20$ km	Urbain Suburbain Rural
NTT		$30 < h_b < 200$ m	$30 < h_b < 200$ m	$1 < d < 20$ km	Urbain
Cost 231	$150 < f < 1500$ MHz	$30 < h_b < 200$ m	$1 < h_m < 10$ m	$1 < d < 20$ km	Urbain Suburbain Rural
Walfish-Ikegami	$150 < f < 1500$ MHz	$30 < h_b < 200$ m	$1 < h_m < 10$ m	$1 < d < 20$ km	Urbain Suburbain Rural
Sakagami-Kuboi	$400 < f < 2200$ MHz	$20 < h_b < 100$ m	$1 < h_m < 10$ m	$0.5 < d < 3$ km	Urbain

Tableau 2.04 : Comparaisons des modèles *outdoor*

2.1.4 Cas de *indoor*

2.1.4.1. Modèle d'affaiblissement Log-distance

En général, les modèles de propagations empiriques sont basés sur des mesures réelles. En effet, nous constatons que la puissance moyenne du signal se dégrade logarithmiquement avec la distance.

L'atténuation de parcours L_p à grande échelle en dB, exprimée en utilisant l'indice d'atténuation n pour une distance d entre l'émetteur et le récepteur, par [16]:

$$L_p(d) = L_p(d_0) + 10 \log \left(\frac{d}{d_0} \right)^n \quad (2.30)$$

où :

n : indice d'atténuation.

d_0 : distance de référence proche de l'émetteur.

d : distance entre émetteur et récepteur

D'après l'équation (2.30), l'indice n est exprimée en fonction de la nature du milieu de propagation. En effet, n prend la valeur de 1 lorsque le milieu de propagation est similaire à un guide d'onde ou à un milieu simulé à un plan. Par contre n prend la valeur de 2 lorsque n représente l'atténuation de parcours spatial libre, et $n=4$ lorsque la situation de la première zone de Fresnel dont la hauteur de l'antenne est basse et encombrée.

Pour conclure, en supposant que l'atténuation de parcours spatial libre inclut les gains des antennes le lieu où la transition de n passe de 2 à 4 est référée comme un point '*breakpoint*'.

La présentation graphique du trajet direct entre l'émetteur et le récepteur présente une pente de $10n$ dB où la valeur de n dépend de l'environnement de propagation. Le tableau 2.4 présente les indices d'atténuation pour des environnements variés :

Environnement	Facteur d'atténuation (n)
Espace libre	2
Zone urbaine	de 2.7 à 3.5
Zone urbaine masquée	de 3 à 5
Dans les bâtiments avec LOS	de 1.6 à 2.5
Dans les bâtiments (NLOS)	de 4 à 6

Tableau 2.05 : Indice d'atténuation pour différents environnement

Bien que le modèle *Log-distance* introduise l'effet des obstacles par la variation de l'indice n , la pratique a montré que l'affaiblissement suit une loi normale suite à la nature du canal radio-mobile. Cette impertinence a donné donc la naissance du modèle *log-normal shadowing*.

2.1.4.2. Modèle de Log-normal shadowing

Le modèle *Log-normal shadowing* prend en considération le fait que pour une même distance et pour des positions différentes, les puissances reçues ne sont pas les mêmes ce qui est négligé par

le modèle précédent. Cette différence de puissance entre les deux positions peut être modélisée par une variable aléatoire qui suit une loi log normale (dB) ou normale (W).

Par conséquence du modèle précédent, les mesures ont montré que pour chaque valeur de l'atténuation du parcours $L_p(d)$ suit une loi log-normal telle que [17]:

$$L_p(d) = L_p(d) + X_\sigma = L_p(d_0) + 10 \log\left(\frac{d}{d_0}\right)^n + X_\sigma \quad (2.31)$$

où :

L_p : atténuation de parcours.

d : distance qui sépare l'émetteur du récepteur.

d_0 : distance de référence.

X_σ : une variable aléatoire qui suit une loi normale de moyenne nulle et d'écart type σ (déviation standard en dB).

σ et n sont calculés à partir des mesures tout en utilisant une régression linéaire en minimisant la différence entre les valeurs de l'affaiblissement mesurées et les valeurs estimées. Ceci se fait en utilisant la méthode des moindres carrés.

2.1.4.3. Modèle de Seidel

Similaire au modèle *Log-distance* donné dans la section précédente, ce modèle est une version améliorée étudié pour les environnements *Indoor* multi étages. Cependant, la perte supplémentaire du chemin causée en traversant les planchers entre étages est ajoutée explicitement comme une valeur discrète par le facteur FAF qui représente le facteur d'atténuation de la plancher traversée. Par suite, dans un environnement multi étages, l'affaiblissement de parcours est donnée par [18]:

$$L_p(d) = L_p(d_0) + 10n_{SF} \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right)^n + FAF \quad (2.32)$$

où :

n_{SF} : l'affaiblissement pour des mesures faites dans le même étage.

FAF : facteur d'affaiblissement des planchers multiples.

Pour tenir en compte l'effet de pénétration lors de la traversée d'un plancher dans un scénario multi-étages, FAF intervenant dans la formule précédente pour compenser cette atténuation en

fonction du nombre de planchers traversés. En effet, FAF représente à peu près 15 dB pour un plancher de séparation, et il faut ajouter 6 à 10 dB pour chaque plancher supplémentaire.

2.1.4.4. Modèle *Multi Wall*

Afin de prendre en considération la présence des murs et leurs influences, ce modèle tient en considération l'atténuation causée par les murs de la scène géographique [19]:

$$Lp_{MW} = Lp_F + Lp_{WALL} \quad (2.33)$$

où :

Lp_F : l'atténuation dû à la propagation dans l'espace libre.

Lp_{WALL} : valeur accumulée lors du parcours direct entre l'émetteur et le récepteur suite à la somme des W_i ($i^{\text{ème}}$ murs) tel que :

$$Lp_{WALL} = \sum_{i=1}^m Lp_{W_i} \quad (2.34)$$

avec Lp_W est l'atténuation causée par le $i^{\text{ème}}$ mur lors du parcours direct.

2.1.4.5. Modèle de *Motley-Keenan*

Le modèle de *Motley-Keenan* suggère que la moyenne de l'atténuation de parcours $Lp(d)$ peut être estimée à partir de l'atténuation de l'espace libre $Lp_0(d)$ et du nombre de murs compris entre l'émetteur et le récepteur. En effet, ce modèle prend en considération les pertes individuelles causées par tous les murs et les planchers qui existent entre l'émetteur et le récepteur.

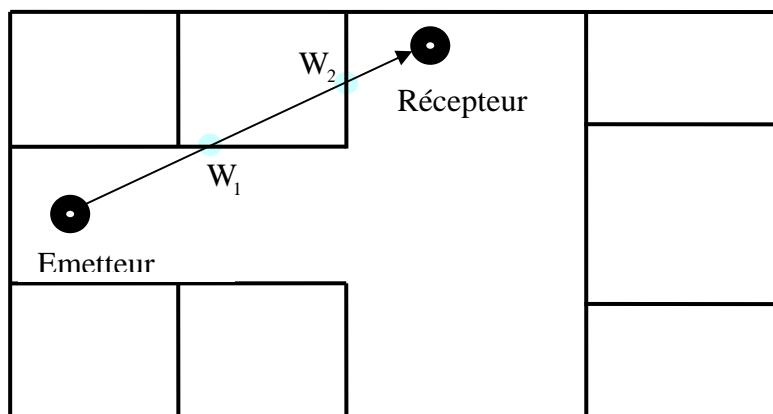


Figure 2.04: Principe du modèle de Motley-Keenan.

De ce fait, l'atténuation de parcours $Lp(d)$ est donnée par [17]:

$$Lp(d) = Lp_0(d) + \sum_{i=1}^m Lp_{w_i} \quad (2.35)$$

avec Lp_{w_i} est la valeur de l'atténuation causée par le $i^{\text{ième}}$ mur.

Les atténuations causées par les murs ne sont pas identiques, c'est pour cela que nous devrons faire la somme des Lp_{w_i} pour le parcours direct entre l'émetteur et le récepteur. Les valeurs des Lp_{w_i} doivent inclure aussi les autres mécanismes de propagation tels que la réflexion, la réfraction, la diffusion, etc.

2.1.4.6. Modèle de Cost 231

Ce modèle tient compte de la perte dans les murs et les étages qui existent à l'intérieur d'un bâtiment. La formule de base de ce modèle est donnée par [1]:

$$Lp = 37 + 20 \log(d) + \sum_i K_{w_i} \cdot Lp_{w_i} + 18,3 \cdot n^{\left(\frac{(n+2)}{n+1}-0,46\right)} \quad (2.36)$$

où :

d : distance en mètre séparant l'émetteur du récepteur.

K_{w_i} : nombre de murs pénétrés de type i .

Lp_{w_i} : Perte du $i^{\text{ième}}$ mur.

n : nombre d'étages traversés.

Ce modèle considère deux types de murs internes. Des murs légers ayant un facteur de perte de 3.4 dB et des murs réguliers avec un facteur de perte de 6.9 dB. Si les murs internes ne sont pas modélisés individuellement, le modèle sera représenté par la formule suivant:

$$Lp = 37 + 30 \log(d) + 18,3 \cdot n^{\left(\frac{(n+2)}{n+1}-0,46\right)} \quad (2.37)$$

2.1.4.7. Modèle de *Lafortune*

Pour la prédiction et la simulation de la propagation *Indoor*, le modèle recommandé par la COST-231 est celui de *Lafortune*. C'est un modèle empirique basé sur des estimations de la transmission, des réflexions et des phénomènes de diffraction.

La description de ce modèle est exprimée par l'algorithme suivant [20]:

$$Lp = Lp_0 + Lp_{ob} + G_{rm} \quad (2.38)$$

où :

$$Lp_0 = 32,4 + 20\log(d) + 20\log(f) \quad (2.39)$$

$$Lp_{ob} = \begin{cases} -3,7 + 1,5n + 10,7\log(d) & \text{pour } d > 4m \\ -3,7 + 1,5n + 10,7\log(d) + 7,8 - 15,3\log(d) & \text{pour } d \leq 4m \end{cases} \quad (2.40)$$

$$G_{rm} = \begin{cases} 0 & \text{dans le cas général} \\ -0.2 - 1.5\log(h) & \text{dans le couloir principal} \end{cases} \quad (2.41)$$

et :

Lp_0 : affaiblissement en espace libre.

Lp_{ob} : affaiblissement dû aux obstacles.

G_{rm} : gain dû aux réflexions multiples.

d : distance qui sépare l'émetteur du récepteur (en m).

f : fréquence en GHz.

n : nombre de murs entre l'émetteur et le récepteur.

2.2 Les modèles déterministes

Les modèles empiriques restent toujours rapides en matière du temps de calcul mais non fiables pour des prédictions précises pour des environnements *Indoor* dont les variations de puissance sont assez importantes. De ce fait, les modèles déterministes sont plus recommandés pour une telle prédition. Pour cela, nous allons détailler notre étude, dans ce qui suit, par l'étude de quelques modèles déterministes.

Les modèles déterministes, appelé aussi modèles de propagations du site spécifique sont basés sur la théorie de propagation d'onde électromagnétique. Contrairement aux modèles statistiques, les modèles déterministes ne tiennent pas compte de l'étendue de la dimension de mesure mais sur la connaissance du détail de l'environnement et ils fournissent des prédictions exactes de la propagation du signal.

En théorie, les caractéristiques de propagation des ondes électromagnétiques peuvent être calculées en résolvant les équations de Maxwell. Mais cette approche exige des opérations

mathématiques très complexes et des calculs considérables. Cette méthode a été appliquée aux environnements simplifiés.

2.2.1 La méthode ray tracing

Historiquement, la méthode *ray tracing* a été introduite au début dans le domaine de l'optique géométrique, grâce à son efficacité à modéliser l'onde lumineuse, dans le domaine de l'infographie.

Ray tracing (ou lancer de rayon en français), est l'une des techniques les plus avancées de synthèse d'images réalistes. Cette technique simple reproduit les phénomènes physiques tels que la réflexion et la réfraction. En revanche, contrairement à d'autres algorithmes, elle permet de définir mathématiquement les objets à représenter.

Ainsi, à l'aide de ces méthodes, il est possible de calculer l'ensemble des flux radioélectriques distribués dans tout l'environnement à étudier. De ce fait, ce modèle dépend essentiellement de la base de données géographique utilisée pour la prédition.

2.2.1.1. Principe de *ray tracing* pour la prédition de propagation

a. Considération théorique

Le principe de cette méthode se base essentiellement sur le processus récursif pour déterminer des intersections de chaque rayon émis, réfléchi ou transmis. Un arbre d'intersection doit être construit [1]

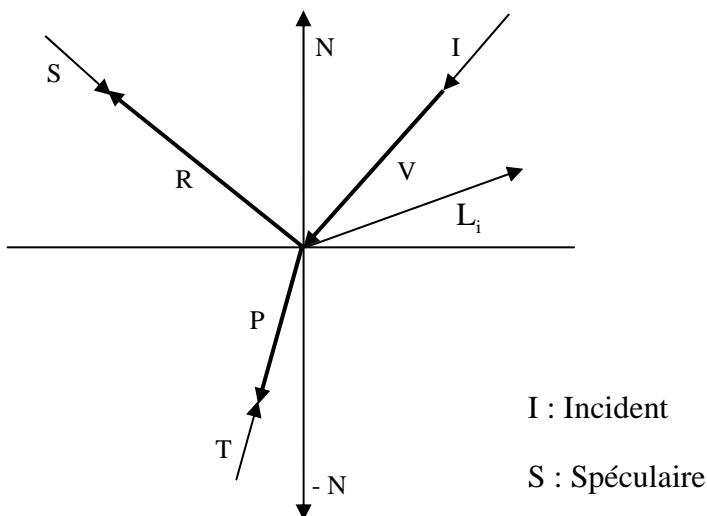


Figure 2.05 : Divers phénomènes rencontrés.

Dans ce qui suit, on s'intéressera au modèle de *Whitted*, essentiellement basé sur les lois de la réflexion et la réfraction (loi de *Snell-Descartes*). Soit la figure suivante qui nous explique les différentes situations géométriques déjà citées

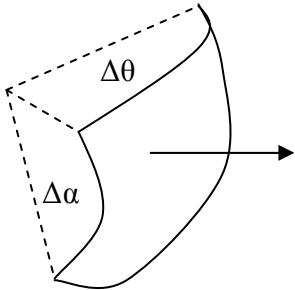


Figure 2.06 : Surface élémentaire obtenue après discréétisation d'une sphère.

En effet, le phénomène de la propagation dans un environnement radio mobile se ramène essentiellement à la modélisation de l'émetteur et du récepteur discréétisé en petite surfaces suivant des latitudes et longitudes. En effet, de chaque élément de surface, part un rayon qui se propage dans le milieu, suivant des réflexions et réfractions, avant d'atteindre le récepteur.

Comme conséquence, nous assimilons une antenne omnidirectionnelle à une sphère. De plus, le nombre de surfaces élémentaires obtenu dépend essentiellement des paramètres de discréétisation pris en considération en fonction de α , θ et de P_0 tel que

$$P_{\text{roy}} = \left(\frac{\Delta\alpha\Delta\theta \cos \alpha}{4\pi} \right) P_0 \quad (2.42)$$

où :

$$\Delta\alpha = \frac{\pi}{m} \Delta\theta = \frac{2\pi}{n}$$

et :

m et n : nombre de division

P_0 : Puissance émise

Par contre, plus $\Delta\alpha$ et $\Delta\theta$ sont petits et plus le résultat obtenu est meilleur mais plus le processus de calcul devient long.

Par contre, la puissance reçue d'un rayon se propageant dans un milieu homogène par un point pour une certaine distance r est donnée par :

$$P_{\text{reçu}} = P_0 \left(\frac{r_0}{r} \right)^n \quad (2.43)$$

où :

P_0 : puissance reçue après une distance r_0

n : indice qui dépend de l'environnement dont la valeur est compris entre 1.2 et 6.5 tel que n correspond à 6.5 lorsque le rayon se propage dans un environnement extrêmement conducteur, par contre n correspond à 1.2 lorsque l'onde se propage dans des guides d'ondes.

De ce fait, à une distance r de l'émetteur, la valeur de la puissance est donnée par :

$$P_{\text{roy}} = \left(\frac{\Delta\alpha\Delta\theta \cos \alpha}{4\pi} \right) \frac{P_0}{r^2} \quad (2.44)$$

b. Procédure de ray tracing

Initialement, les rayons sont considérés un par un et lancés dans le milieu. Chaque rayon est traité suivant trois procédures successives avant d'atteindre le récepteur.

Au cours de ces procédures, deux modes d'interactions sont considérés avec la matière: la réflexion et la réfraction. Ce processus de visibilité nous permettra ainsi, à travers la base de données géographique, de déterminer si l'émetteur et le récepteur est en visibilité directe (*Line of Sight*) ou pas (*None Line of Sight*). Si c'est le cas, la distance, le déphasage et la puissance reçue en ce point sont calculés. Ainsi, le rayon qui atteint le récepteur n'est plus considéré pour le reste des processus.

Dans le cas contraire, c'est-à-dire que l'émetteur n'est pas en vision directe à partir du rayon incident de l'émetteur, nous devons chercher alors à travers la base de donnée de la scène la première surface rencontrée, une fois trouvée, le deuxième processus calcule alors les coordonnées du point d'intersection du rayon et de la surface, ensuite la distance parcourue et la puissance en ce point.

Si la puissance est inférieure à un seuil minimal alors le processus s'arrête, le rayon est considéré inutile et le processus de propagation se termine.

Dans le cas contraire, lorsque la puissance est supérieure au seuil minimal, un test se déclenche et on vérifie alors la loi de *Snell-Descarte* pour l'angle d'incidence du rayon. En effet, lorsque cet angle dépasse la valeur critique donnée par $\arcsin(n_1 / n_2)$ (n_1 et n_2 sont les indices respectivement des deux milieux de propagation séparé par l'obstacle franchi), nous aurons une réflexion totale et la totalité de l'énergie sera communiquée au rayon réfléchi.

De plus, si l'angle de réflexion est inférieur à l'angle critique alors nous aurons dans ce cas une réflexion et une réfraction dont on calculera les prochaines valeurs du rayon transmis et du rayon réfléchi en tenant en considération des coefficients de réfractions et de réflexion correspondants.

c. *Organigramme*

Au cours de cette description, chaque point d'intersection se comporte comme un point émetteur, la procédure décrite ci-dessus continue avec chaque point généré dans toutes les directions jusqu'à atteindre un nombre de réflexions et de réfractions maximal [1].

Soit l'organigramme figure 2.8 qui nous explique l'algorithme du principe de *ray tracing* $n < n_{ref}$

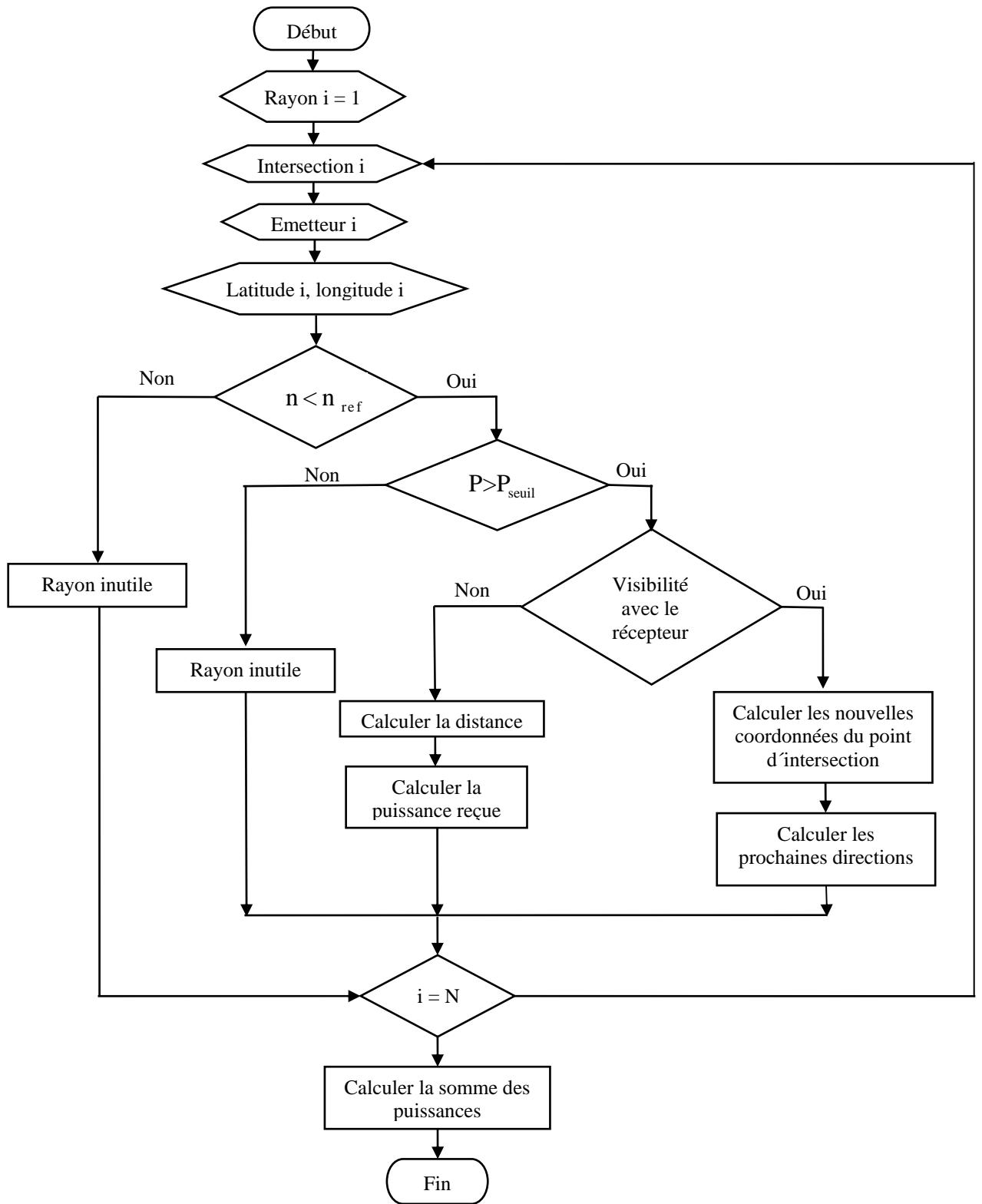


Figure 2.07 : Organigramme de l'algorithme de la méthode lancer de rayon.

2.2.1.2. Evaluation de la méthode de ray tracing

- Hypothèse de la réflexion spéculaire

La méthode *ray tracing* utilise l'hypothèse que les réflecteurs soient idéalement spéculaires, cette approche ne tient pas en compte l'effet de diffusion relatif à la nature de la matière.

- Hypothèse de discréétisation

Lors de la discréétisation de la source en termes de portion de surface, le temps de calcul devient de plus en plus important lorsque la discréétisation de la source est de plus en plus fine, c'est-à-dire, le temps de calcul augmente lorsque la valeur de n ou m augmente. Par contre, les résultats obtenus sont meilleurs lorsqu'on affine d'avantage la source. Ce qui met en considération que ce modèle est limité puisque n et m sont limités.

- Point d'intersection et temps de calcul

L'algorithme du *ray tracing* est extrêmement puissant et permet de traiter pratiquement tous les aspects du réalisme. Malheureusement, les calculs d'intersections sont très coûteux en temps de calculs vu le nombre de rayons lancés. Comme conséquence, nous devons avoir recours à des techniques de calcul parallèle ou bien à des machines puissantes nous permettant de faire les calculs dans un temps raisonnable. C'est pour cela qu'il faut donc trouver des méthodes d'optimisation.

En plus, cette méthode consomme une espace mémoire assez considérable, dépendant du nombre de réflexions et de réfractions tolérées dans le processus de propagation.

A cet effet, un nouveau modèle a été proposé pour remédier à cet inconvénient ; c'est la méthode de la radiosité.

2.2.2 Le modèle de la radiosité

La radiance, notée L , est définie comme étant l'énergie émise dans une certaine direction, par unité de temps, par unité de surface perpendiculaire à la direction de propagation, par unité d'angle solide ($\text{Watt} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{sr}^{-1}$).

En effet, la méthode de la radiosité est une technique qui a été développée dans les années 50 pour modéliser le transfert radiatif de chaleur entre surfaces en matière de thermodynamique.

Son efficacité à modéliser les réflexions diffuses lui a ouvert les possibilités pour être utilisée dans l'infographie pour la synthèse des images artificielles au début des années 80.

En fait, la méthode de radiosité, permet de calculer l'éclairage d'une scène en modélisant les échanges d'énergie lumineuse entre les différentes surfaces des objets de la scène. Dans la méthode de radiosité standard, les surfaces sont considérées comme lambertiennes ou diffuses, c'est-à-dire qu'elles réfléchissent la lumière incidente avec la même intensité dans toutes les

directions. L'environnement est décomposé en éléments de surface (ou échantillons), afin d'établir un système d'équations modélisant les échanges d'énergie dans la scène.

2.2.2.1. Notion de base

La radiosité B d'un élément est égale à la quantité totale d'énergie lumineuse par unité de surface quittant cet élément. Elle s'exprime donc en fonction de l'énergie propre émise par l'élément et de l'énergie provenant des autres éléments qui est réfléchie par l'élément lui-même.

Soient E_i la quantité d'énergie émise par unité de surface par un élément de surface infinitésimale dA_i , ρ_i le coefficient de réflexion de cet élément, et $F_{dA_j dA_i}$ la fraction d'énergie quittant un élément dA_j qui arrive sur l'élément dA_i . La radiosité B_i pour l'élément dA_i peut être décrite sous la forme de l'équation suivante [21]:

$$B_i = dA_i = E_i dA_i + \rho_i \int_j B_j dA_j F_{dA_j dA_i} \quad (2.45)$$

c'est-à-dire

Radiosité * Aire = Energie propre émise + Energie partant des autres facettes par réflexion

Dans le cas d'un environnement discréteisé en n éléments de surface A_i ($1 = 1 \dots n$), les échanges d'énergie dans la scène peuvent donc être modélisés par un système de n équations de la forme [21]:

$$B_i A_i = E_i A_i + \rho_i \sum_{j=1}^n B_j F_{A_j A_i} A_j \quad (2.46)$$

La valeur $F_{A_j A_i}$ correspond à la fraction d'énergie quittant l'élément de surface A_j qui arrive sur l'élément de surface A_i . Cette quantité est appelée : facteur de forme entre A_j et A_i (Figure 2.08).

Pour plus de simplicité, elle sera notée F_{ij} . Le facteur de forme dépend uniquement de la géométrie relative entre les éléments, d'où la relation de réciprocité [21]:

$$F_{ij} A_i = F_{ji} A_j \Rightarrow F_{ij} = F_{ji} \frac{A_j}{A_i} \quad (2.47)$$

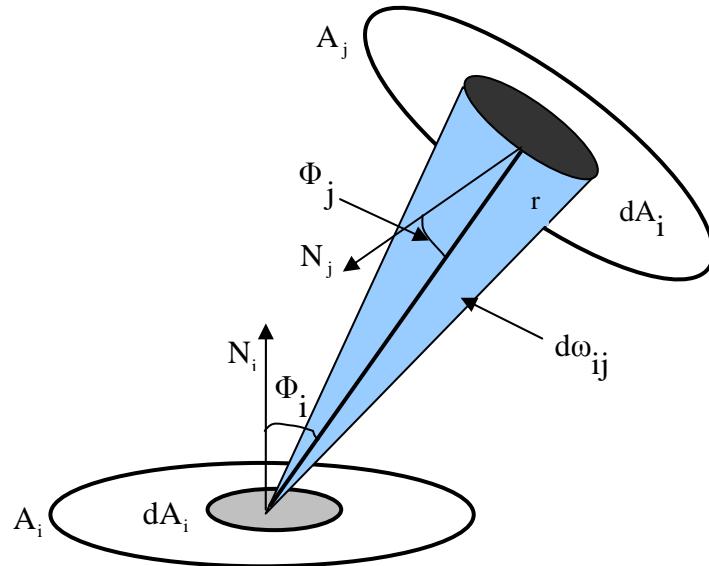


Figure 2.08 : Notations pour le facteur de forme.

En utilisant la relation (2.46) et en reprenant l'équation (2.45), on obtient finalement pour un élément de surface A_i , l'expression de la valeur de radiosité B_i :

$$B_i = E_i + \rho_i \sum_{j=1}^n B_j F_{ij} \quad (2.48)$$

Cette équation peut se réécrire sous la forme :

$$\sum_{j=1}^n (\delta_{ij} - \rho_i F_{ij}) B_j = E_i \quad (2.49)$$

Avec δ_{ij} le symbole de Kronecker définie comme suit [21]:

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (2.50)$$

Le système d'équations correspondant peut être mis sous la forme matricielle suivante [21]:

$$\begin{bmatrix} 1 - \rho_1 F_{11} & -\rho_1 F_{12} & \dots & \dots & -\rho_1 F_{1n} \\ -\rho_2 F_{21} & 1 - \rho_2 F_{22} & \dots & \dots & -\rho_2 F_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ -\rho_n F_{n1} & -\rho_n F_{n2} & \dots & \dots & 1 - \rho_n F_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ B_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ E_n \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

que nous noterons $MB=E$ pour simplifier (avec $M_{ij} = \delta_{ij} - \rho_i F_{ij}$). Nous notons aussi que la résolution de ce système peut se faire suivant plusieurs méthodes : méthode de Jacobi et de Gauss Seidel ou bien par la méthode de Cohen et al.

2.2.2.2. Résolution du système

Les méthodes qui consistent à résoudre de manière directe le système d'équations (2.51), sont peu applicables dans le cas d'environnements avec un grand nombre d'éléments. L'accent a donc tout de suite été mis sur les méthodes de résolution itératives qui démarrent avec une estimation de la solution et améliorent la solution courante à chaque itération, jusqu'à atteindre la convergence.

Une méthode rapide a été proposée : celle de Gauss Seidel. La méthode consiste, à partir d'une estimation initiale des radiosités B_i , à calculer, par des approximations successives, des valeurs de plus en plus proches de la solution exacte. Nous parlons alors de « *gathering* », qui signifie rassembler (Figure 2.10). Ce qui revient donc à poser la suite des approximations suivantes :

$$\begin{cases} B_j^{(0)} \text{ Estimation initial} \\ B_j^{(k+1)} = E_j + \rho_j \sum_{i=1}^N F_{ij} B_i^k \end{cases} \quad (2.52)$$

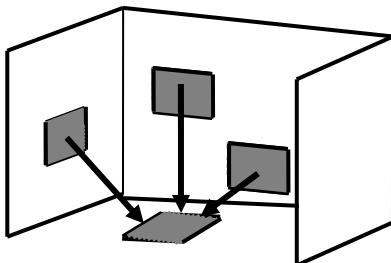


Figure 2.09 : Principe de la méthode gathering

Ainsi, la résolution de ce système par cette approximation donne de bons résultats mais reste toujours difficile à implémenter, puisque cette méthode est gourmande au niveau de la mémoire et le temps de calcul. Ainsi, pour résoudre ce système nous reformulons la méthode de la radiosité de nouveau.

2.2.2.3. Radiosité progressive

Cette méthode a été introduite par Cohen et al. Elle consiste à mettre à jour la radiosité pour tous les éléments de l'environnement à la fois, plutôt que pour un seul élément.

Pour cela, il suffit d'inverser le processus d'échange de l'énergie. Par définition, la radiosité d'un élément correspond à la quantité d'énergie par unité de surface quittant cet élément : cette quantité va être répartie dans tout l'environnement et elle va donc modifier la valeur de la radiosité des éléments qu'elle va atteindre. Nous parlons alors de '*shooting*', qui signifie lancer.

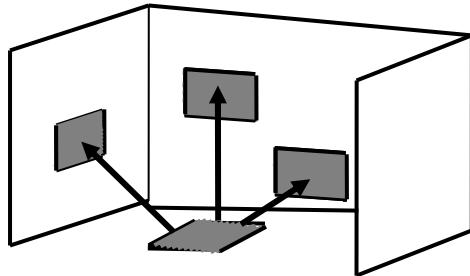


Figure 2.10 : Principe de la méthode shooting.

L'idée est de distribuer la contribution d'énergie lumineuse de chaque élément à tous les autres éléments. Chaque élément i d'un environnement a une valeur de radiosité B_i qui correspond à la valeur de radiosité calculée jusqu'à présent pour cet élément, et une valeur ΔB_i qui est la partie de la radiosité de cet élément qui n'a pas encore été distribuée. Les valeurs B_i et ΔB_i pour tout élément i sont initialisées par la valeur d'énergie émise E_i de l'élément i tel que E_i peut être égal à zéro. Ensuite, au cours d'une itération, nous choisissons l'élément qui a la plus grande valeur de radiosité non distribuée, et cette quantité d'énergie est distribuée dans l'environnement. Lors de cette distribution, les autres éléments j de l'environnement peuvent recevoir une quantité d'énergie ΔB tel que ΔB correspond à la partie de la radiosité provenant de l'élément i qui contribue à la radiosité de l'élément j . Cette valeur ΔB est ajoutée à B_j [21] :

$$\forall j: B_j = B_j + \Delta B \text{ avec } \Delta B = \Delta B_i \rho_j F_{ji} \quad (2.53)$$

Elle est aussi ajoutée à ΔB_j puisque cette radiosité qui vient d'être reçue n'a pas encore été distribuée. Après cette distribution, l'élément i n'a plus de radiosité non distribuée, donc $\Delta B_i = 0$. Lors du processus de distribution de l'énergie, on met à jour la valeur de radiosité de tous les autres éléments de l'environnement. Nous obtenons donc une nouvelle estimation de la solution de radiosité à chaque itération, ce qui permet de visualiser une nouvelle prédition. Le fait de pouvoir visualiser les résultats au fur et à mesure que la solution progresse est un des principaux avantages de cette méthode. Nous remarquons aussi qu'elle converge plus vite que la méthode de Gauss

Seidel, et tout particulièrement dans les premières étapes du processus de calcul où la convergence est plus rapide.

2.2.2.4. Organigramme

L'algorithme de la radiosité progressive se déroule selon l'organigramme de la figure (2.12) [1]

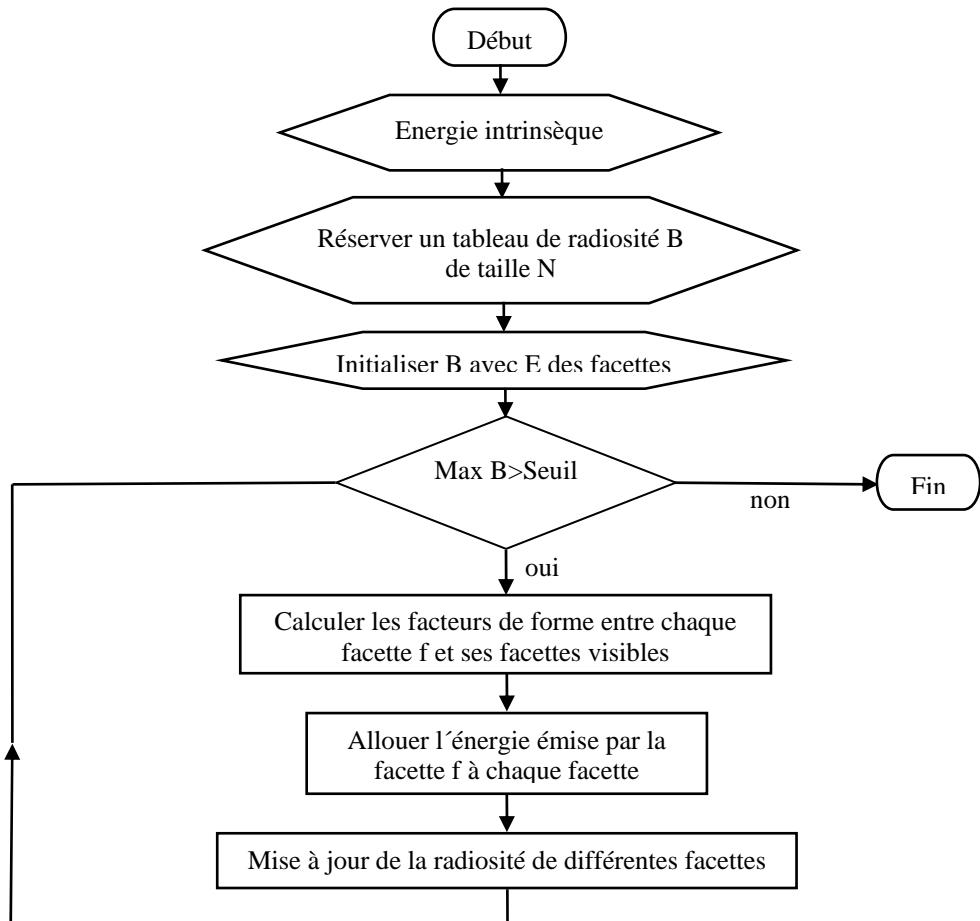


Figure 2.11 : Organigramme de la méthode de la radiosité progressive.

2.2.2.5. Adaptation de la méthode pour la prédiction de propagation Indoor

Avant d'entamer les étapes de l'adaptation, rappelons tout d'abord le principe de la radiosité tel qu'il est utilisé dans le domaine de l'imagerie. Réellement, la radiosité est la somme de deux composantes : une énergie émise intrinsèquement et une énergie générée par réflexion d'une partie des radiations reçues en provenance des autres objets présents dans la scène. Mais l'énergie transmise par la facette vers l'extérieur ou depuis l'extérieur n'est pas prise en considération.

Pour éclairer une scène à 2 pièces à titre d'exemple, il faut au moins une source de lumière (lampe) à l'intérieur de chaque pièce. Par contre, pour l'onde radio, un seul émetteur peut couvrir tout un immeuble. Par conséquent, on doit tenir compte de l'effet de transmission dans l'équation de la radiosité si on veut l'utiliser à la prédiction de la propagation *Indoor*. On ajoute dans notre cas un terme de transmission τ_i , qui représente le coefficient de transmission de facette i.

L'équation de la radiosité classique (2.39) sera modifiée comme suit [1]:

$$B_i = E_i + (\rho_i + \tau_i) \sum_{j=1}^N F_{ij} B_j \quad (2.54)$$

L'étape suivante de l'adaptation consiste à décomposer la scène en un volume émissif afin de mettre en œuvre la transmission à travers les facettes. Ainsi, nous allons échantillonner les différentes faces des bâtiments en $N - 2$ facettes.

Nous allons, aussi, supposer que la source est la facette n°1 et le récepteur est de facette n°N. De plus, nous considérons que leurs surfaces seront prises égales à l'unité. De ce fait, le facteur de forme sera égal à :

$$\begin{cases} F_{1j} = \int_{i_2=1}^{N_2} \frac{\cos \theta_2}{\pi r^2} & \text{cas de l'émetteur} \\ F_{nj} = \int_{i_1=1}^{N_1} \frac{\cos \theta_1}{\pi r^2} & \text{cas du récepteur} \end{cases} \quad (2.55)$$

Enfin, nous admettons que toutes les facettes sont caractérisées par un même coefficient de réflexion ρ et un même coefficient de transmission τ . Nous admettons aussi que la source est essentiellement constituée d'une facette ponctuelle dont le coefficient de réflexion est égal à l'unité et ayant une radiosité initiale égale à la puissance qu'elle émet. Par contre, nous considérons que le récepteur est vu comme une facette ponctuelle de coefficient de réflexion égal à 0. Enfin, à l'étape initiale, nous prenons en considération que chaque facette est nulle sauf l'émetteur qui a une énergie d'émission supposée constante.

2.2.2.6. Evaluation de la méthode de radiosité

La méthode de la radiosité présente essentiellement un inconvénient majeur lors de la résolution du système matriciel. En effet, le problème de la radiosité progressive réside dans le choix convenable du nombre des facettes ainsi que le seuil de convergence optimale. Ces deux

paramètres constituent l'un des problèmes majeurs pour obtenir un temps de calcul aussi raisonnable que possible.

Nous avons présenté dans ce chapitre les différents modèles de propagation en radiomobiles que ce soit en milieu outdoor et indoor. Ces modèles de propagation ne sont que des formules mathématiques obtenues à partir de statistiques sur un très grand nombre de mesures. On a aussi étudié les modèles déterministes qui sont des modèles spécifiques pour chaque site car ils tiennent en compte de l'environnement exact du site. Pour les modèles empiriques, les paramètres d'entrée de calcul de l'atténuation sont simples et moins nombreux que pour les modèles déterministes, ces modèles permettent alors des calculs rapides et ne tiennent pas compte de la topologie du terrain tel que terrain plat ou rigoureux.

Un autre modèle de propagation est aussi disponible, c'est le modèle standard de propagation. Comme son nom l'indique, ce modèle est applicable à toutes sortes de situations. On va alors présenter cet autre type de modèle dans le prochain chapitre.

CHAPITRE 3

MODELE STANDARD DE PROPAGATION

Dans ce chapitre, nous nous proposons d'étudier un modèle plus réaliste et plus pratique, c'est le modèle standard de propagation (SPM : *Standard Propagation Model*). Ce modèle est très utilisé par les opérateurs vu sa simplicité d'implémentation et de mise en œuvre. Par ailleurs, ce modèle est implémenté sur plusieurs outils de planification tels qu'ELLIPSE, PLANET et A9155.

Parmi les modèles de prédition de la propagation, le plus connu est certainement le modèle SPM. Il s'agit d'un modèle empirique facile à implanter sur machine. Ce modèle est un modèle entièrement paramétrable par l'utilisateur à partir de mesures et fait intervenir :

- la distance d entre station de base et station mobile,
- une hauteur effective d'antenne d'émission H_{eff} ,
- une hauteur effective d'antenne d'émission vue du mobile H_{meff} ,
- un calcul de diffraction multiple sur un profil de terrain (effectué avec une méthode de Deygout ou méthode d'Epstein Peterson modifiée)
- et une prise en compte de l'influence du sursol le long du profil.

3.1 Expression générale du modèle standard de propagation

L'expression de la puissance reçue pour le modèle SPM prend la forme [22]:

$$P_R = P_{\text{TX}} - \left[K_1 - K_2 \log(d) + K_3 \log(H_{\text{eff}}) + K_4 \cdot \text{Diffraction} + K_5 \log(d) \cdot \log(H_{\text{eff}}) + K_6 (H_{\text{meff}}) + K_{\text{CLUTTER}} - \text{AntGAIN} \right] \quad (3.1)$$

On en déduit l'expression de l'affaiblissement exprimée en dB :

$$K_1 - K_2 \log(d) + K_3 \log(H_{\text{eff}}) + K_4 \cdot \text{Diffraction} + K_5 \log(d) \cdot \log(H_{\text{eff}}) + K_6 (H_{\text{meff}}) + K_{\text{CLUTTER}} - \text{AntGAIN} \quad (3.2)$$

avec :

Diffraction : résultat d'un calcul de diffraction multiple effectué sur le profil de terrain entre l'émetteur et le récepteur par une méthode hybride : pour une, deux ou trois arêtes, on utilise la méthode d'Epstein Peterson ou la méthode de Deygout. Si plus de trois arêtes sont présentes, la technique de Bullington est utilisée pour ramener l'ensemble des arêtes comprises entre la première et la dernière en une seule arête et la méthode d'Epstein Peterson ou de Deygout est

utilisée pour effectuer le calcul de diffraction sur les trois arêtes restantes (la première, celle créée par la technique de Bullington et la dernière arête).

Par convention, le résultat retourné est négatif lorsqu'on a des pertes de diffraction. Le facteur K_4 doit donc impérativement être positif.

Si des données concernant les hauteurs de sursol sont disponibles (hauteurs de bâtiments et de végétation) le calcul de diffraction multiple pourra être effectué sur un profil faisant intervenir ces informations (profil de terrain + profil de sursol excepté au niveau de l'émetteur et au voisinage du récepteur).

$K_{CLUTTER}$: est un facteur permettant de prendre en compte l'effet de l'encombrement du sursol le long du profil sur une distance L , définie par l'utilisateur, en partant du mobile. La formule utilisée est [2]:

$$K_{CLUTTER} = K \cdot \sum_{x=0}^n F_n(k_{clutter}x) \quad (3.3)$$

où :

K est un facteur d'échelle en général égal à 1.

n est le nombre de pixel définissant le profil entre le mobile et le point distant de L du mobile.

F_n est une fonction permettant de pondérer le poids de l'affaiblissement dû aux éléments de sursol en fonction de la distance au mobile (les fonctions disponibles sont : rectangle, triangle, logarithme et exponentiel, fonctions décroissantes normalisées à 1 pour $x = 0$).

$k_{clutter}x$ est l'affaiblissement associé à l'élément de sursol correspondant au pixel x . Cet affaiblissement est fixé par type de sursol. Les valeurs sont exprimées en dB. Par convention, les valeurs de $k_{clutter}$ doivent être négatives lorsqu'elles correspondent à des pertes (typiquement : zones urbaines denses, zones boisées) et positives pour des zones dégagées.

Les valeurs typiques recommandées pour le modèle SPM à 900 MHz sont donnés dans le tableau 3.01.

Poids moyen de la perte du clutter k_{clutter} en dB	
Urbain dense	-4 à -5
Zone boisée	-2 à -3
Urbain	0
Suburbain	3 à 5
Zone Industrielle	3 à 5
Zone dégagée en urbain	4 à 6
Zone dégagée	10 à 12
Etendue d'eau	12 à 14

Tableau 3.01 : Poids moyen de la perte du clutter

H_{eff} et H_{meff} représentent respectivement la hauteur effective de l'antenne de la station de base par rapport à son environnement et vue du mobile. Nous verrons plus tard les méthodes de calcul de ces deux valeurs.

Les différents coefficients :

K_1 : Constante de centrage du modèle en dB.

K_2 : Premier facteur de prise en compte de la distance. Ce facteur doit impérativement être négatif (l'affaiblissement de propagation augmente avec la distance). Si K_5 est affecté à 0, K_2 suivant les cas, doit varier entre -20 (espace libre) et -40 (réflexion sur le sol) ; dans certains cas exceptionnels (propagation dans des rues très encaissées, à proximité de l'émetteur) des valeurs allant jusqu'à -60 peuvent être rencontrées.

K_3 : Facteur de prise en compte du dégagement de l'antenne d'émission. Si K_5 est affecté à 0, K_3 devra être positif. Plus l'antenne est dégagée, plus H_{eff} est élevé, moins on a d'affaiblissement ; dans ce cas, une valeur comprise entre 20 et 40 constitue un ordre de grandeur.

K_4 : Facteur de pondération du calcul de diffraction multiple. Comme nous l'avons vu, pour effectuer le calcul de la diffraction multiple, on utilise des méthodes simplifiées sur des profils de terrain schématisés. En général, ces méthodes surestiment l'affaiblissement de diffraction. Un coefficient de pondération de l'ordre de 0.5 est un bon compromis pour la méthode d'Epstein Peterson utilisée par PLANET. Dans tous les cas ce facteur doit rester positif.

K_5 : Facteur combinant la prise en compte de la distance et du dégagement de l'antenne d'émission. Il doit être considéré comme un coefficient d'ajustement du deuxième ordre (après K_2 et K_3). Il sera en général positif et de l'ordre de quelques unités. Ce coefficient traduit le fait que plus l'antenne d'émission est dégagée, plus on s'approche d'une configuration en espace libre (dépendance en distance de l'ordre de $20.\log(d)$). A l'inverse, plus l'antenne d'émission est encaissée, plus l'onde rencontrera d'obstacles (dépendance en distance de l'ordre de $40.\log(d)$).

Dans la formulation du modèle de Hâta, $K_5 = 6,55$ (avec $K_2 = -44,9$ et $K_3 = 0$).

K_6 : Facteur de prise en compte de la hauteur de l'antenne d'émission vue du mobile. Il doit être considéré comme un coefficient d'ajustement du deuxième ordre (après K_3). Il devra être positif. Du fait de la linéarité de la prise en compte, ce coefficient doit être << 1.

3.2 Les mesures servant au calibrage du modèle SPM

Le modèle doit être calibré avec des mesures représentatives de l'environnement sur lequel le modèle sera ensuite utilisé. Un bon modèle ne peut être obtenu que si un nombre suffisant de mesures est disponible pour chaque type de situation rencontré sur le terrain. Pour chaque type de situation, on entend : type de sursol, type de relief, type d'environnement, gamme de distances, gamme de hauteurs d'antenne. Un modèle calibré avec des mesures effectuées en environnement urbain donnera des résultats aberrants en zone rurale ; un modèle calibré pour une gamme de distance allant de 200 m à 5 km, a peu de chance de donner des résultats acceptables pour des distances supérieures, ...

Dans la mesure du possible, il est préférable que les distributions de chacune des variables pertinentes ($\log(d)$, $\log(H_{\text{eff}})$, type d'environnement, ...) soient les plus uniformes possibles sur la gamme où l'on s'intéresse. Si ce n'est pas le cas, il est recommandé de conserver, pour cette variable, le coefficient multiplicatif recommandé par défaut.

Les mesures utilisées doivent avoir été moyennées spatialement sur une distance de l'ordre de 40λ de manière à supprimer le fading (évanouissements rapides du champ liés aux trajets multiples et aux interférences qui en résultent). Ces mesures doivent ensuite être filtrées de manière à supprimer les mesures bruitées et les mesures saturées. La précision nécessaire pour le positionnement géographique de ces mesures dépend essentiellement de la précision de la base de donnée utilisée (il est également évident que cette précision aura une incidence sur la précision du

modèle ajusté) : si le pas de maille des données géographiques est de 100 mètres, un positionnement des mesures à 100 mètres près est suffisant ; par contre, pour tirer bénéfice d'une base de donnée définie au mètre près, le positionnement doit également être précis au mètre près (ce sera surtout critique pour le modèle de Walfish-Ikegami).

Enfin, avant d'ajuster le modèle, il est nécessaire de savoir les informations concernant :

- le positionnement du site d'émission,
- la puissance effective rayonnée,
- le type d'antenne d'émission,
- la hauteur d'antenne d'émission (par rapport au sol),
- d'éventuelles informations sur l'environnement de la station de base et le dégagement proche de l'antenne.

On remarque que ce modèle ne fait pas intervenir la fréquence. Les mesures utilisées pour mettre au point le modèle doivent être effectuées à $\pm 10\%$ de la fréquence à modéliser.

3.3 Méthodes de calibrage du modèle

Pour calibrer le modèle standard de propagation avec des données obtenues par des mesures effectuées sur terrain, il faut d'abord affecter des valeurs par défauts aux différents coefficients du modèle dans l'équation (3.1). Avec l'expression obtenue, on calcule l'erreur moyenne et l'écart type de cette expression avec les données réelles obtenues après mesures effectuées dans l'environnement sur lequel le modèle sera utilisé. Puis, on ajuste les valeurs des différents coefficients un par un afin de minimiser l'erreur moyenne et l'écart type entre les données théoriques et données réelles. Les valeurs de ces différents coefficients peuvent être modifiées plusieurs fois jusqu'à l'obtention des valeurs de l'erreur moyenne et de l'écart type le plus minimale possible ou même jusqu'à des valeurs nulles.

Avec les dernières valeurs des coefficients obtenues qui minimisent l'erreur moyenne et l'écart type, on peut en déduire l'expression finale du modèle correspondante à cet environnement de mesures.

Des exemples de procédures de calibrage du modèle standard de propagation seront donnés dans les paragraphes 3.4 et 3.5, ils seront ensuite simplifiés par des organigrammes.

3.4 Exemple de procédure de calibrage du modèle

La procédure de mise au point du modèle SPM de PLANET proposée ci-après permet, en général, d'obtenir un bon calibrage sur des mesures à 900 MHz [2].

1. Affecter les valeurs suivantes aux coefficients du modèle

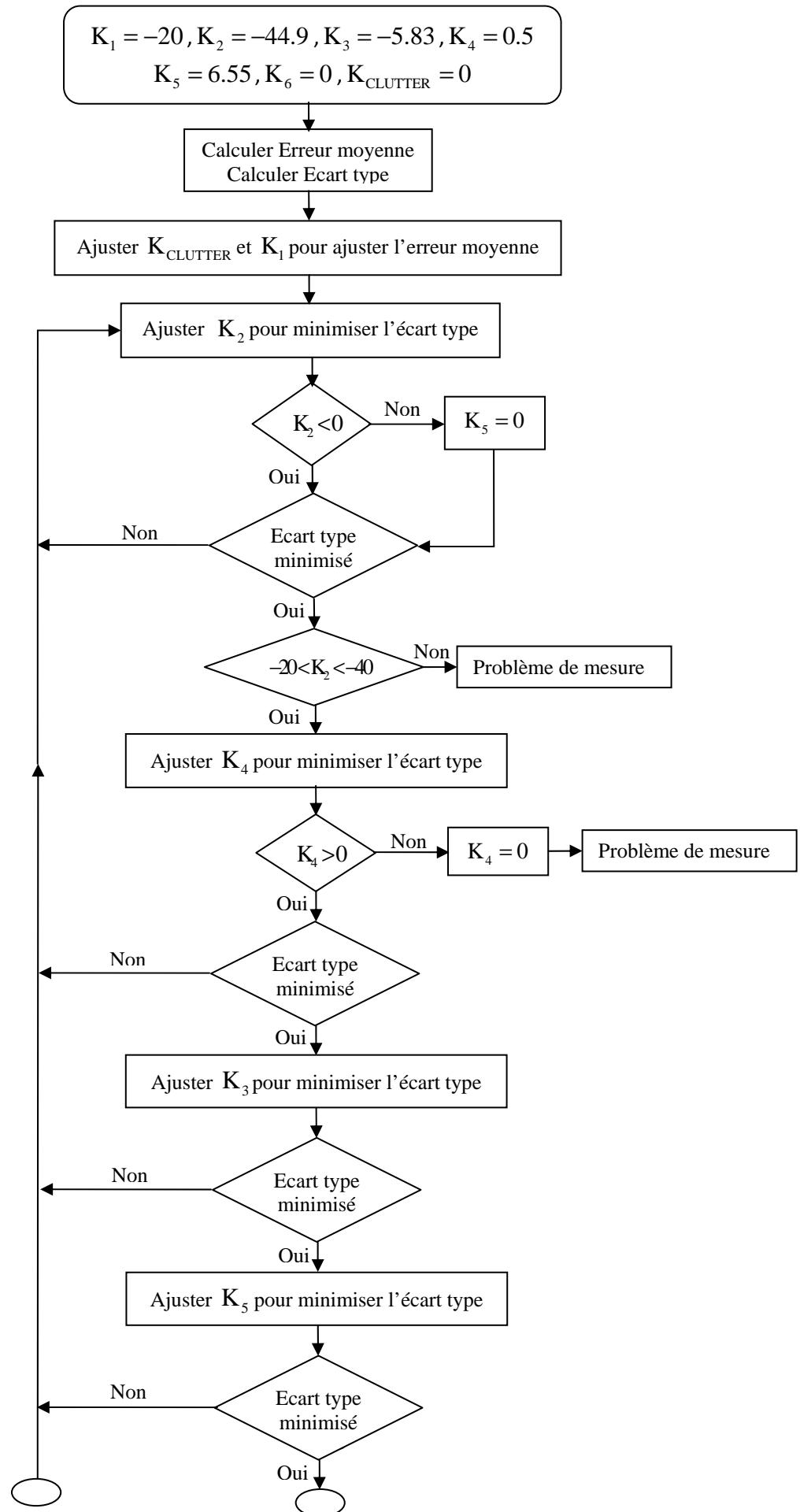
K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6
20	-44.9	5.83	-0.5	-6.55	0

Tableau 3.02 : Valeurs affectées aux différents coefficients avant calibrage

2. Affecter les valeurs K_{CLUTTER} à 0.
3. Estimer l'erreur et l'écart type d'un tel modèle sur les mesures, à l'aide de l'outil d'analyse statistique de PLANET. Une estimation de l'erreur moyenne et de l'écart type du modèle par type de sursol est également calculée.
4. En modifiant pas à pas les différents coefficients K_{CLUTTER} et K_1 , ajuster l'erreur moyenne du modèle en global et par type de sursol à zéro. Dans certains cas, ceci ne peut être obtenu qu'en affectant des valeurs inacceptables à certains coefficients K_{CLUTTER} , par exemple, correspondant à un affaiblissement plus fort en urbain qu'en urbain dense. Si cela se produit, il est conseillé de remplacer la valeur aberrante par une valeur voisine de celle trouvée dans le tableau 3.1.
5. Ces valeurs étant fixées, ajuster la valeur de K_2 de manière à minimiser l'écart type global du modèle. K_2 doit rester impérativement négatif. Si ce n'est pas le cas, affecter K_5 à 0 et recommencer l'opération. Si la valeur de K_2 résultant n'est pas de l'ordre de -20 à -40, c'est qu'il y a vraisemblablement un problème avec les mesures où avec la base de données.
6. Ajuster de la même manière la valeur de K_4 de manière à minimiser une nouvelle fois l'écart type global du modèle. K_4 doit rester impérativement positif. Si ce n'est pas le cas prendre $K_4 = 0$ (cela signifie qu'il y a vraisemblablement un problème avec les mesures où avec la base de donnée).
7. Recommencer l'opération 5 en ajustant plus finement la valeur de K_2 .
8. Recommencer l'opération 6 en ajustant plus finement la valeur de K_4 .

9. Ajuster ensuite la valeur de K_3 de manière à minimiser l'écart type global du modèle.
10. Recommencer les opérations 5, 6 et 9 avec des pas d'ajustement de plus en plus fins, jusqu'à observer une saturation ou une dégradation de l'écart type global du modèle lorsqu'on modifie les coefficients K_2 , K_3 ou K_4 .
11. Ajuster ensuite la valeur de K_5 de manière à minimiser l'écart type global du modèle
12. Recommencer les opérations 5, 6, 9 et 11 avec des pas d'ajustement de plus en plus fins, jusqu'à observer une saturation ou une dégradation de l'écart type global du modèle lorsqu'on modifie les coefficients K_2 , K_3 , K_4 ou K_5 .
13. Ajuster ensuite la valeur de K_6 de manière à minimiser l'écart type global du modèle.
14. Il reste ensuite à fixer la fonction de pondération et la valeur de la distance sur laquelle $K_{CLUTTER}$ doit être calculée. Le choix peut être effectué par des tests successifs de manière à minimiser l'écart type global du modèle. Il peut être nécessaire de revoir ensuite les étapes 5, 6, 9, 11 et 13.
15. Le modèle est obtenu en ajustant K_l de manière à annuler l'erreur moyenne globale du modèle.

Cet exemple de procédure de calibrage du modèle standard de propagation peut être illustré par l'organigramme de la figure 3.1.



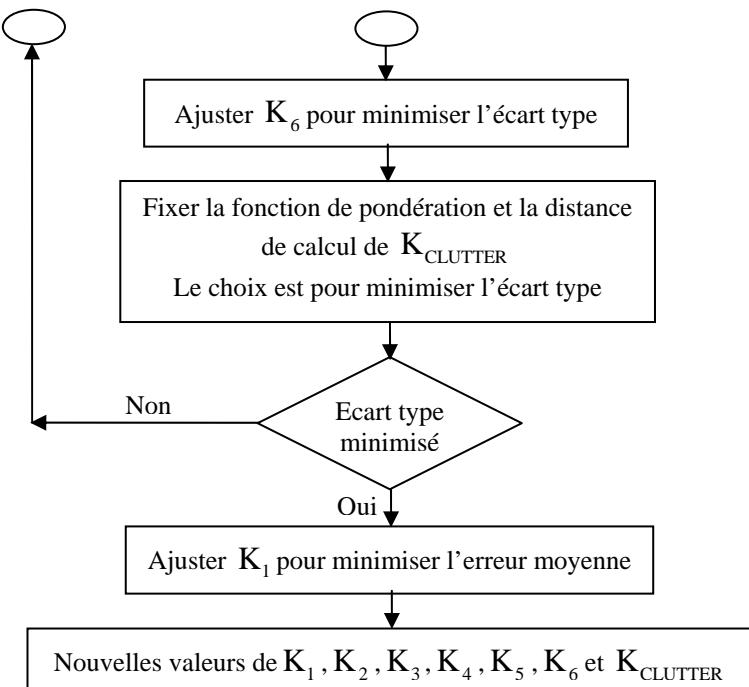


Figure 3.01: Organigramme du premier exemple de calibrage du modèle

3.5 Autre méthode à recommander

- Affecter les valeurs suivantes aux coefficients du modèle [2]:

K ₁	K ₂	K ₃	K ₄	K ₅	K ₆
20	-44.9	5.83	-0.5	-6.55	0

Tableau 3.03 : Valeurs affectées aux différents coefficients avant calibrage

- Affecter les valeurs $K_{CLUTTER}$ à 0.
- Ajuster la valeur de K_2 de manière à annuler la corrélation entre l'erreur du modèle et $\log(d)$. K_2 doit rester impérativement négatif.
- Ajuster ensuite la valeur de K_5 de manière à minimiser l'écart type global du modèle
- Recommencer l'opération 4.

6. Ajuster la valeur de K_4 de manière à minimiser une nouvelle fois l'écart type global du modèle. K_4 doit rester impérativement positif. Si ce n'est pas le cas prendre $K_4 = 0$ (cela signifie qu'il y a vraisemblablement un problème avec les mesures ou avec la base de donnée).
7. Ajuster ensuite la valeur de K_3 de manière à minimiser l'écart type global du modèle.
8. Recommencer les opérations 4, 5, 6, et 7 avec des pas d'ajustement de plus en plus fins, jusqu'à observer une saturation ou une dégradation de l'écart type global du modèle lorsqu'on modifie les coefficients K_2 , K_3 , K_4 ou K_5 .
9. En modifiant pas à pas les différents coefficients $K_{CLUTTER}$ et K_1 , ajuster l'erreur moyenne du modèle en global et par type de sursol à zéro. Dans certains cas, ceci ne peut être obtenu qu'en affectant des valeurs inacceptables à certains coefficients $K_{CLUTTER}$, par exemple, correspondant à un affaiblissement plus fort en urbain qu'en urbain dense. Si cela se produit, il est conseillé de remplacer la valeur aberrante par une valeur voisine de celle trouvée dans le tableau des valeurs typiques recommandées dans le tableau 3.1.
10. Il reste ensuite à fixer la fonction de pondération et la valeur de la distance sur laquelle $K_{CLUTTER}$ doit être calculée. Le choix peut être effectué par des tests successifs de manière à minimiser l'écart type global du modèle.
11. Recommencer les opérations 4, 5, 6, 7 et 10 avec des pas d'ajustement de plus en plus fins, jusqu'à observer une saturation ou une dégradation de l'écart type global du modèle lorsqu'on modifie les coefficients K_2 , K_3 , K_4 ou K_5 .
12. Le modèle est obtenu en ajustant K_2 de manière à annuler l'erreur moyenne globale du modèle.

Cette seconde méthode est plus fastidieuse que la précédente mais elle garantie une meilleure prise en compte de la distance et des types de morphologies.

Cette autre procédure de calibrage du modèle standard de propagation est illustré par l'organigramme de la figure 3.2.

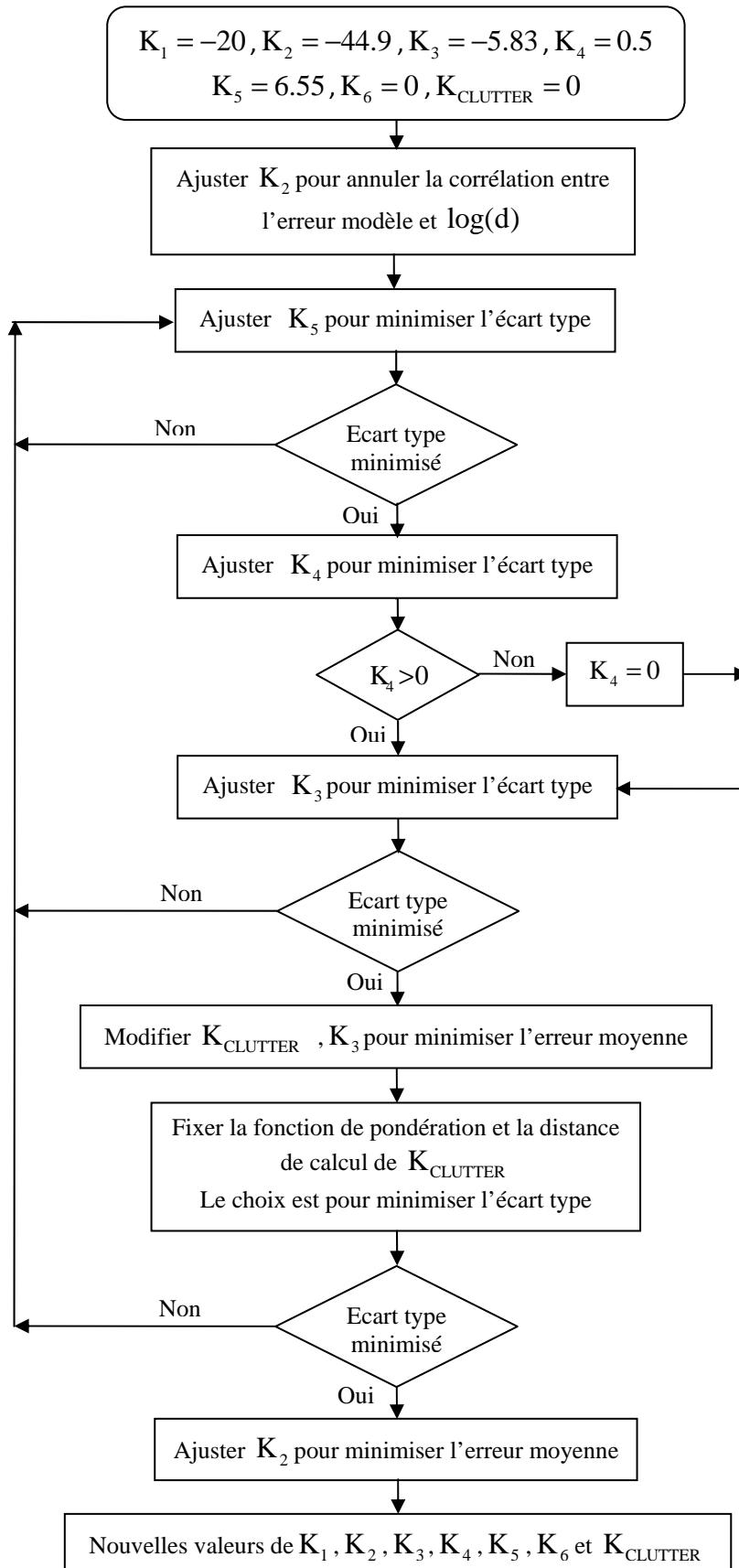


Figure 3.02 : Organigramme du deuxième exemple de calibrage du modèle

Dans les deux cas, les valeurs obtenues pour les différents coefficients du modèle devraient rester dans les intervalles donnés dans le tableau suivant [2]:

Coefficients	K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6	$K_{CLUTTER}$
>		-70	-20	0	0	0	-20
<		-20	50	-0.8	-10		20

Tableau 3.04 : Valeurs affectées aux différents coefficients après calibrage

Il est ensuite vivement conseillé de tracer l'erreur du modèle par rapport aux mesures et de s'assurer que la répartition des erreurs est bien homogène. Si des erreurs systématiques apparaissent pour certaines configurations de mesures, une analyse plus fine s'impose.

Trois causes peuvent être identifiées :

- Problème de mesures,
- Problème au niveau des données terrain,
- Coefficient du modèle conduisant pour certaines situations à des valeurs aberrantes.

Avec ce type de modèle, il est possible de calibrer des modèles sur une large gamme de paramètres. Le domaine de validité du modèle calibré est conditionné par les mesures utilisées avec les limites données dans le tableau ci-dessous :

Identifiant du paramètre	Paramètre	domaine de validité
f	fréquence (MHz)	$50 < f < 2000$ MHz
h_b	Hauteur de l'antenne de la station de base (m)	niveau moyen des toits $< h_b < 100$ m
h_m	Hauteur de l'antenne mobile (m)	$1 < h_m < 100$ m
d	Distance	100 m $< d < 100$ km

Tableau 3.05 : domaine de validité du modèle calibré

3.6 Paramètres et facteurs de corrections du modèle

3.6.1 Paramètres du modèle

3.6.1.1 Méthodes de calcul de la hauteur effective d'antenne d'émission

La hauteur effective de l'antenne d'émission est censée donner une information quantitative sur le dégagement de l'antenne d'émission par rapport à la liaison considérée.

Les méthodes proposées dans PLANET concernent exclusivement le dégagement par rapport au terrain. Cinq familles de méthodes sont proposées pour calculer la hauteur d'antenne d'émission:

a. La méthode Base Ht

La hauteur du point central de rayonnement de l'antenne d'émission par rapport au sol est définie par [2]:

$$H_{\text{eff}} = h_b \quad (3.4)$$

Dans ce cas, le calcul est élémentaire et donc rapide, par contre il tendra à limiter la précision du modèle. En outre, l'utilisation de cette méthode avec le modèle de standard de propagation devient problématique car les coefficients K_2 et $\log(H_{\text{eff}})$ deviennent très difficiles à ajuster lorsque peu de sites de mesures sont disponibles ($\log(H_{\text{eff}})$ varie très peu).

b. La méthode Spot Ht

L'expression de la hauteur effective de l'antenne d'émission est donnée par [2]:

$$H_{\text{eff}} = \begin{cases} h_b + h_{\text{ob}} - h_{\text{om}} & \text{si } h_{\text{ob}} \geq h_{\text{om}} \\ h_b & \text{si } h_{\text{ob}} < h_{\text{om}} \end{cases} \quad (3.5)$$

avec :

h_{ob} est l'altitude du pied de l'antenne d'émission mesurée par rapport au niveau de la mer.

h_{om} est l'altitude du pied de l'antenne mobile mesurée par rapport au niveau de la mer.

c. La méthode Average

Pour la méthode Average la hauteur effective de l'antenne d'émission est exprimée par [2]:

$$H_{\text{eff}} = h_b + h_{\text{ob}} - h_{\text{omoy}} \quad (3.6)$$

où h_{omoy} est la hauteur moyenne du terrain par rapport au niveau de la mer calculée sur toute la zone de prédiction.

Cette valeur est calculée une fois pour la station de base (son calcul est donc rapide) par contre, son utilisation est délicate avec le modèle SPM de PLANET car les coefficients K_2 et K_5 deviennent très difficiles à ajuster lorsque peu de sites de mesures sont disponibles ($\log(H_{\text{eff}})$ varie très peu).

d. La méthode Slope

La hauteur effective de l'antenne d'émission est donnée par [2]:

$$H_{\text{eff}} = h_b + h_{\text{ob}} - h_m - h_{\text{om}} + K.d \quad (3.7)$$

où d est la longueur de la liaison et K la pente du terrain calculée sur une distance d_s paramétrable à partir du mobile dans la direction de l'émetteur (droite de régression sur les hauteurs calculée sur d_s)

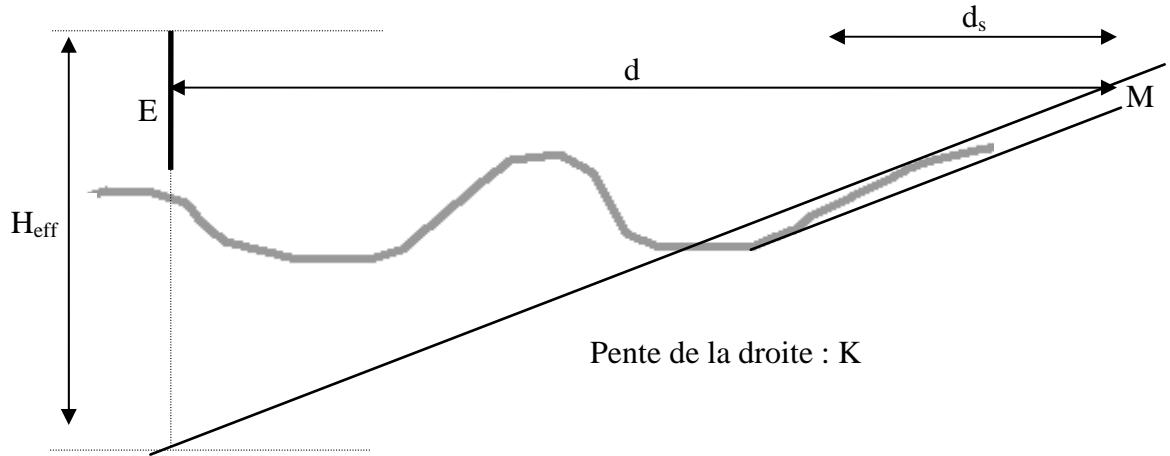


Figure 3.03 : calcul de H_{eff} par la méthode de la pente.

e. La méthode Profile

Dans cette méthode la hauteur effective de l'antenne d'émission est exprimée par [2]:

$$H_{\text{eff}} = h_b + h_{\text{ob}} - \langle h_o \rangle \quad (3.8)$$

où $\langle h_o \rangle$ est la hauteur moyenne du terrain par rapport au niveau de la mer calculée sur une portion du profil de la liaison.

Trois modes de paramétrage de cette distance sont proposés :

- Méthode CCIR: $\langle h_o \rangle$ calculé de 3 à 15 km en partant de l'émetteur dans la direction du mobile.
- Méthode d'Okumura: $\langle h_o \rangle$ calculé de 0 à 15 km en partant de l'émetteur dans la direction du mobile.
- Défini par l'utilisateur : $\langle h_o \rangle$ calculé entre deux points du profil fixés par l'utilisateur.

Les paramétrages en distance du CCIR et d'Okumura ont été définis pour la modélisation de la radio diffusion ; ils sont peu adaptés pour la modélisation des mobiles. Un paramétrage par l'utilisateur est donc recommandé, une valeur de l'ordre du rayon moyen de la cellule divisé par deux constitue un bon compromis.

Si de nombreuses méthodes de calcul de la hauteur effective de l'antenne d'émission coexistent, c'est que, premièrement, la mise au point d'un tel paramètre est en général purement empirique, et que les situations pour lesquelles il est adapté sont limitées. Ainsi, *BaseHt* est universel mais peu précis, *SpotHt* ne sera pas adapté pour les zones montagneuses lorsque l'émetteur est très dégagé, *AverageHt* peut être utilisé lorsque l'émetteur est bien dégagé (attention : H_{eff} peut être négatif), *Slope* ne devra être utilisé que sur les terrains d'inclinaison relativement constante. Enfin les méthodes *Profile* doivent donner de bon résultats sur les terrains légèrement vallonnés lorsque l'émetteur est bien dégagé (attention : H_{eff} peut être négatif).

3.6.1.2. Méthodes de calcul de la hauteur effective d'antenne d'émission vue du mobile

C'est tout simplement la différence d'altitude entre les points centraux de rayonnement des antennes de réception et d'émission. La hauteur effective d'antenne d'émission vue du mobile est alors exprimée par [2]:

$$H_{meff} = h_m + h_{om} - h_b - h_{ob} \quad (3.9)$$

La prise en compte d'un tel paramètre dans le modèle standard de propagation (à travers K_6) risque de conduire à des prédictions aberrantes lorsque le relief est légèrement accidenté.

3.6.2 Facteurs correctifs

Les performances du modèle d'Okumura Hâta, de la formule de NTT ou éventuellement du modèle standard de propagation peuvent être améliorées ou ajustées en utilisant un ou plusieurs

facteurs correctifs proposés ci-dessous. Sauf mention contraire, ces facteurs sont soustraits de l'affaiblissement calculé par le modèle d'origine (ils sont ajoutés à la puissance reçue).

On peut remarquer que, l'utilisation de ces facteurs avec le modèle standard de propagation n'est théoriquement pas nécessaire mais est possible. Si l'utilisateur décide d'ajouter l'un de ces facteurs dans le modèle général, la procédure d'ajustement doit être reprise à zéro. Le facteur ne doit être maintenu que si l'écart type global du modèle avec la correction est plus faible que l'écart type global du modèle sans ce facteur correctif.

3.6.2.1. Facteur de correction de la hauteur effective d'antenne

Ce facteur de correction est exprimé par [2]:

$$H_t = A \left(\log(H_{\text{eff}}) \right)^2 + B \log(H_{\text{eff}}) + C \quad (3.10)$$

$$Lp_{\text{total}} = Lp_{\text{model}} - H_t$$

avec :

d (km)	A	B	C
1	0.5131	11.68	-23.32
3	0.2433	14.42	-27.31
5	0.3690	15.60	-29.94
10	0.5457	17.75	-34.66
20	2.568	11.89	-30.61
40	4.289	7.019	-27.66
70	4.225	4.830	-23.23

Tableau 3.06 : Valeurs des coefficients en fonction de la distance

Et les valeurs intermédiaires sont déduites par interpolation linéaire.

Sur la figure 3.04 on a illustré l'effet de facteur correctif H_{eff} (m) en fonction de la hauteur effective d'antenne d'émission dans le cas du modèle d'Okumura Hâta. On peut voir que ce paramètre tends à augmenter la prise en compte de H_{eff} par rapport à la formulation d'Hâta. L'utilisation d'un tel facteur correctif est recommandée en zone urbaine dense ou lorsque la hauteur de l'antenne d'émission est voisine de la hauteur moyenne des toits environnants. Lorsque

les hauteurs de sursol sont utilisées lors du calcul de diffraction multiple dans le modèle général, l'intérêt de cette correction devient moindre.

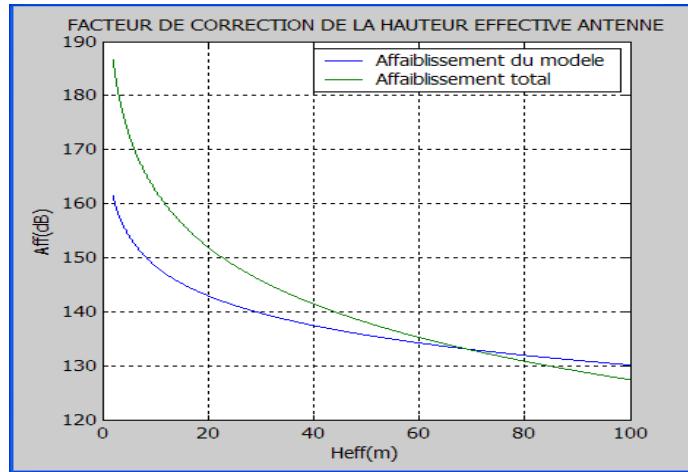


Figure 3.04 : Influence de la hauteur effective d'antenne, l'affaiblissement étant calculé avec la formule d'Hata.

3.6.2.2. Facteur de correction des irrégularités du terrain

On exprime ce facteur de correction par [2]:

$$K_h = -5.180 \left(\log(\Delta h) \right)^2 + 3.538 \log(\Delta h) + 3.105 \quad (3.11)$$

$$Lp_{\text{total}} = Lp_{\text{model}} - K_h$$

où Δh est un paramètre défini par l'UIT-R servant à caractériser le degré d'irrégularité du terrain. Δh est égal à la différence entre 90% et 10% de la fonction de répartition des hauteurs le long du profil de terrain partant de l'émetteur dans la direction du mobile, la fonction de répartition étant cumulée sur une distance X paramétrable.

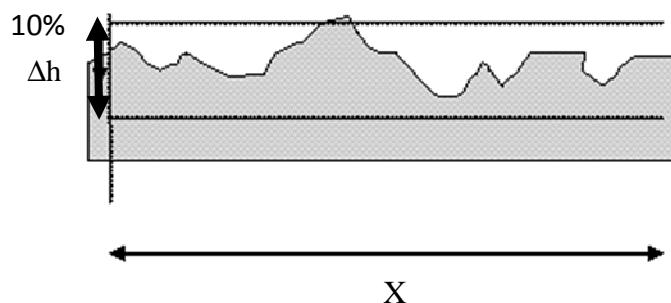


Figure 3.05 : Calcul de Δh

La distance X peut être paramétrée de trois façons :

- Méthode d'Okumura: partant de l'émetteur et sur une distance de 15 km dans la direction du mobile.
- Méthode CCIR: de 10 à 50 km dans la direction du mobile.
- Mode manuel: l'utilisateur fixe lui même les points de départ et d'arrivée (Il est recommandé d'utiliser des distances relativement importantes >10 km).

Cette correction ne s'applique que si $\Delta h > 20$ et s'il y a au moins trois 'pics' sur la section considérée.

On peut voir sur la figure 3.06 que ce facteur correctif est toujours négatif ; il correspond à une augmentation de l'affaiblissement de propagation avec le vallonnement.

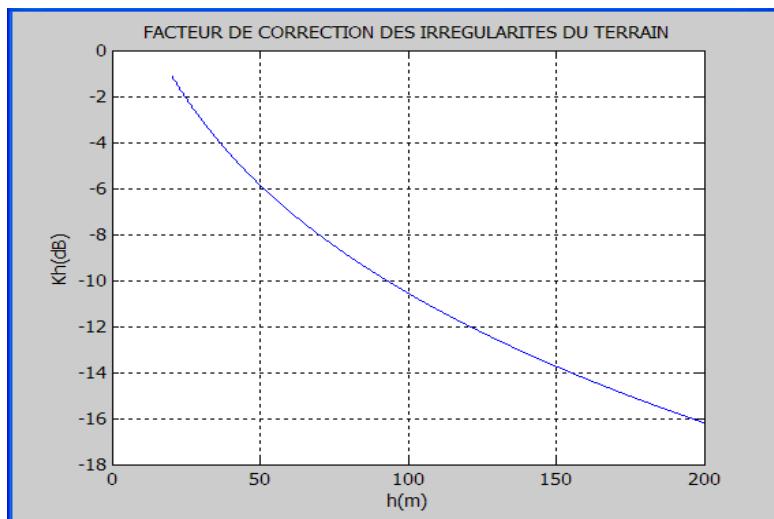


Figure 3.06: Facteur de correction des irrégularités du terrain.

3.6.2.3. Facteur de correction fine des irrégularités du terrain

$$K_{hf} \text{ (point d'ondulation)} = \begin{cases} K_{hf} \left(\frac{\frac{\Delta h}{2} - h}{\frac{\Delta h}{2}} \right) & \text{si } \Delta h > 10m \\ 0 & \text{si } \Delta h \leq 10m \end{cases} \quad (3.12)$$

$$Lp_{total} = Lp_{model} - K_{hf} \text{ (Point d'ondulation)}$$

avec :

$$K_{hf} = -1.4191 \cdot (\log(\Delta h))^2 + 14.0544 \cdot \log(\Delta h) - 10.727 \quad (3.13)$$

$\frac{\Delta h}{2} - h$: hauteur du point d'ondulation au niveau médian du terrain le long du profil estimé sur la distance X.

Cette correction n'est appliquée qu'au sommet d'une colline ou dans le fond d'une vallée (points d'ondulation du terrain). K_{hf} (point d'ondulation) est positif au fond d'une vallée (ce qui représente un gain sur le champ reçu) et négatif au sommet d'une colline. On peut avoir une idée de l'amplitude de la correction à partir de la figure 3.07 sur laquelle on a tracé l'évolution du facteur multiplicatif K_{hf} en fonction de Δh .

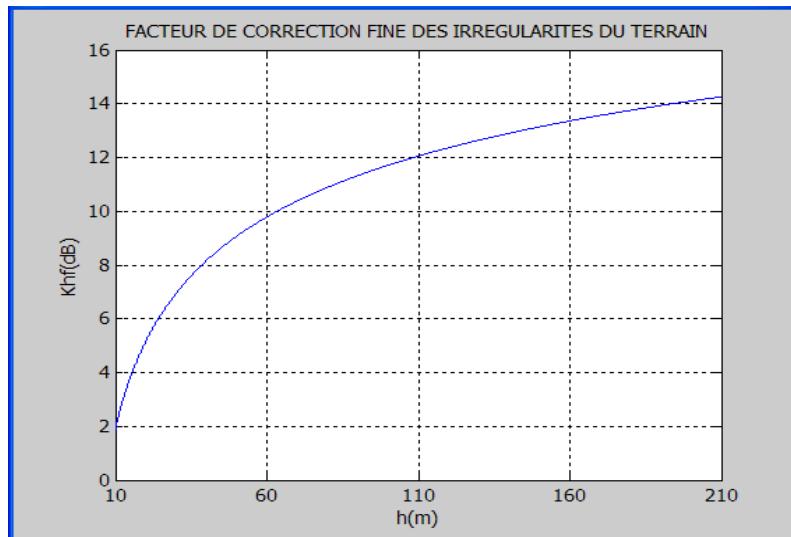


Figure 3.07: Facteur de correction fine des irrégularités du terrain en fonction de Δh

3.6.2.4. Facteur de correction de l'inclinaison du terrain

Ce facteur n'est calculé que dans les cas de visibilité. La pente du terrain a est estimée par un ajustement à l'aide de la méthode du moindre carré sur le profil de terrain en partant du mobile et sur une distance de 5 km dans la direction de l'émetteur. L'angle correspondant est déduit par la formule : $\theta_m = 17.4532 \arctan(a)$ exprimé en m.rad.

Le facteur correctif est ensuite calculé pour $3 \leq \theta_m \leq 20$ m.rad à l'aide de la formule [2]:

$$K_{sp} = A \cdot \theta_m^2 + B \cdot \theta_m + C \quad (\text{dB}) \quad (3.14)$$

pour les autres valeurs de θ_m $K_{sp} = 0$.

$$Lp_{total} = Lp_{model} + K_{sp}$$

avec:

d (km)	A	B	C
> 60	-0.009411	0.7620	0.22
= 30	-0.013400	0.6313	-0.63
< 10	-0.002394	0.2057	0.12

Tableau 3.07 : Valeurs des différents coefficients

Les valeurs de A, B et C pour des distances comprises entre 10 et 60 km sont déduites par interpolation linéaire.

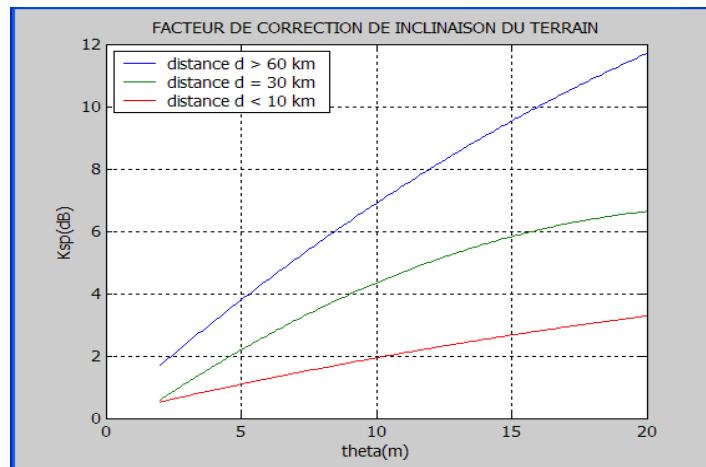


Figure 3.08 : Facteur de correction de l'inclinaison du terrain en fonction de θ_m

3.6.2.5. Facteur de correction pour les trajets maritimes

On distingue les cas où une étendue d'eau est à proximité de l'émetteur ou du récepteur. Dans les deux cas, le facteur correctif s'exprime sous la forme [2]:

$$K_{se} = A\beta^2 + B\beta + C \text{ (dB)} \quad (3.15)$$

$$Lp_{total} = Lp_{model} - K_{se}$$

avec β : rapport de la longueur de l'étendue d'eau ramenée à la longueur totale de la liaison, exprimé en %. (Ce paramètre est calculé côté mobile et côté émetteur).
et on a côté mobile :

d (km)	A	B	C
> 60	-0.001191	0.2620	0.27
< 30	-0.000789	0.1868	0.06

Tableau 3.08 : Valeurs des différents coefficients côté mobile

et côté émetteur :

d (km)	A	B	C
> 60	0.000454	0.1143	0.27
< 30	0.0005795	0.06893	-0.09

Tableau 3.09 : Valeurs des différents coefficients côté station de base

Les valeurs de A, B et C pour des distances comprises entre 30 et 60 km sont déduites par interpolation linéaire.

Sur la figure 3.09, on peut voir que le facteur correctif tend à diminuer l'affaiblissement lorsqu'une étendue d'eau se trouve à proximité d'une des extrémités de la liaison. Cela traduit le fait que dans ce cas, l'extrémité en question est dégagée. De fait, il est logique de constater que ce facteur correctif est plus important lorsque l'eau est du côté du mobile que du côté de l'émetteur.

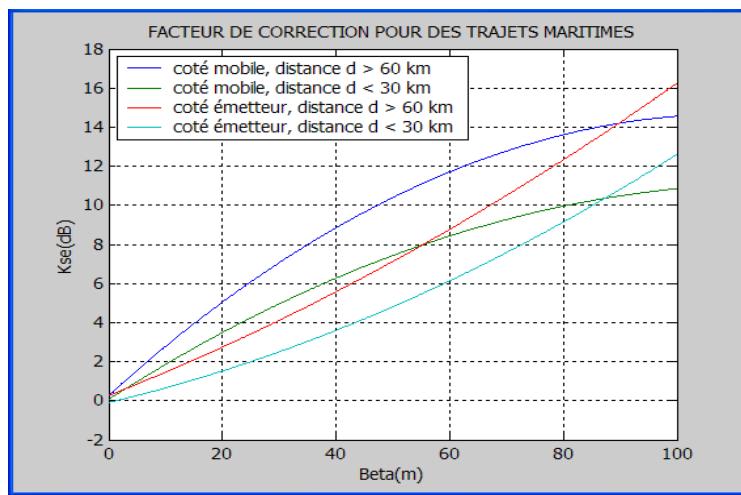


Figure 3.09 : Facteur de correction pour les trajets maritimes en fonction du pourcentage d'eau au voisinage du mobile et de l'émetteur.

3.6.2.7. Facteur de correction pour les zones suburbaines

Le facteur correctif s'exprime sous la forme [2]:

$$K_{\text{sub}} = 2 \left(\log \left(\frac{1}{28} f \right) \right)^2 + 5.4 \quad (\text{dB}) \quad (3.16)$$

$$Lp_{\text{total}} = Lp_{\text{model}} - K_{\text{sub}}$$

Ce facteur correctif a été proposé par Hâta pour ajuster sa formule sur les courbes d'Okumura dans les zones suburbaines.

3.6.2.8. Facteur de correction pour les zones dégagées

Le facteur correctif s'exprime sous la forme :

$$K_{\text{open}} = 4.78 \left(\log(f) \right)^2 - 18.33 \log(f) + 40.94 \quad (\text{dB}) \quad (3.17)$$

$$Lp_{\text{total}} = Lp_{\text{model}} - K_{\text{open}}$$

Ce facteur correctif a été proposé par Hâta pour ajuster sa formule sur les courbes d'Okumura dans les zones dégagées.

3.6.2.9. Facteur de correction prenant en compte une arête du profil

Le facteur correctif s'exprime sous la forme [2]:

$$K_{\text{im}} = 0.07 \sqrt{h} (A.d_2^4 + B.d_2^3 + C.d_2^2 + D.d_2) \quad (\text{dB}) \quad (3.18)$$

$$Lp_{\text{total}} = Lp_{\text{model}} - K_{\text{im}}$$

où d_2 : distance séparant l'arête considérée du mobile, exprimée en km,

h : la hauteur de l'arête en m.

Dans le tableau 3.10, d_1 est la distance séparant l'arête considérée de l'émetteur.

d_1 (km)	A	B	C	D
> 60	0.08492	-1.677	11.47	-30.41
= 30	0.06259	-1.280	9.184	-25.19
< 10	0.04980	-1.065	8.102	-23.33

Tableau 3.10 : Valeurs des différents coefficients pour cette expression

Les valeurs de A, B, C et D pour des distances comprises entre 10 et 60 km sont déduites par interpolation linéaire.

On peut voir sur la figure 3.10 que cette correction n'a de sens que pour des valeurs de d_2 (distance de l'arête au mobile) comprises entre 2.5 et 8 km.

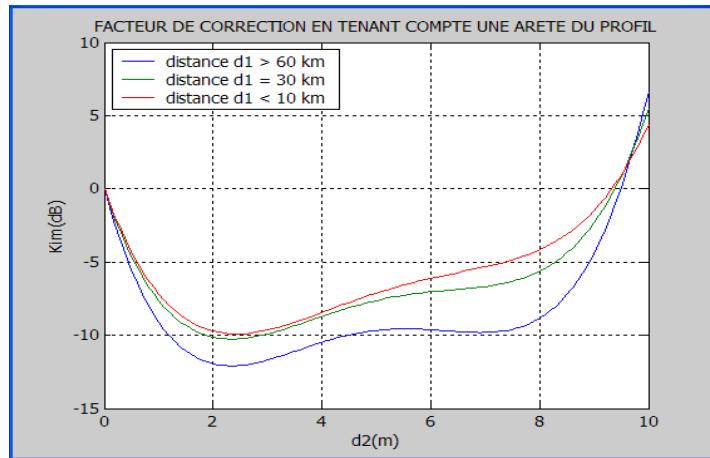


Figure 3.10 : Facteur de correction prenant en compte une arête du profil.

3.6.2.10. Facteur de correction prenant en compte plusieurs arêtes le long du profil

Le facteur correctif s'exprime sous la forme [2]:

$$K_{mke} = -0.031072512 \cdot \sum H_i + 1.39870768 \quad (\text{dB}) \quad (3.19)$$

$$Lp_{\text{total}} = Lp_{\text{model}} - K_{mke}$$

avec H_i hauteur de l'arête i, l'ensemble des arêtes étant déterminé par la méthode de la corde tendue.

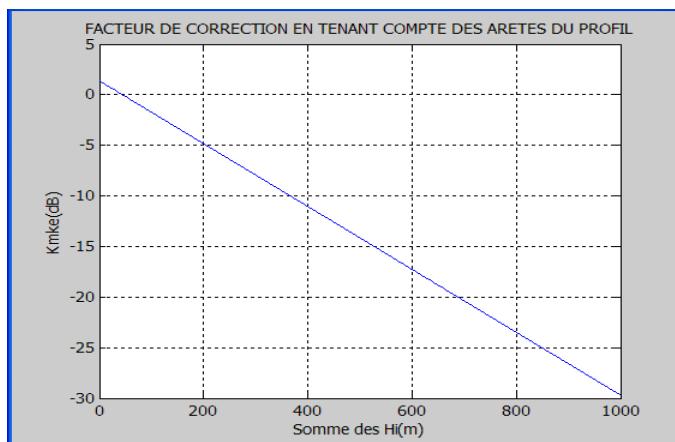


Figure 3.11 : Facteur de correction prenant en compte l'ensemble des arêtes du profil

On peut voir sur la figure 3.11 que cette correction ne s'applique que quand la liaison est obstruée avec la somme de H_i supérieure à 45 m.

3.6.2.11. Facteur de correction fonction de la densité de bâtiments

Le facteur correctif s'exprime sous la forme [2]:

$$S = \begin{cases} 20 & \alpha \leq 1\% \\ 20 - 3.74 \cdot \log(\alpha) - 9.75 \cdot (\log(\alpha))^2 & 1\% < \alpha < 5\% \\ 26 - 19 \log(\alpha) & \alpha \geq 5\% \end{cases} \quad (\text{dB}) \quad (3.20)$$

$$Lp_{\text{total}} = Lp_{\text{model}} - S$$

où α représente la densité d'immeubles au niveau du récepteur exprimée en %. L'utilisateur doit associer une densité de bâtiments par type de sursol. Cette correction s'applique pour des distances comprises entre 2 et 40 km et pour des valeurs de α inférieures à 40 %. Pour les valeurs supérieures à 40% la correction est nulle.

Sur la figure 3.12, on a tracé l'évolution de S en fonction de α . On peut voir que quand α est faible, la zone est dégagée, cette correction se traduit par une diminution importante de l'affaiblissement de propagation. A hautes fréquences (1800 MHz), l'influence de la végétation est pratiquement du même ordre que celle des bâtiments ; il serait judicieux d'affecter au type de sursol boisé une valeur non nulle de % de bâtiments de manière à ce que cette correction s'applique également dans le cas des zones boisées.

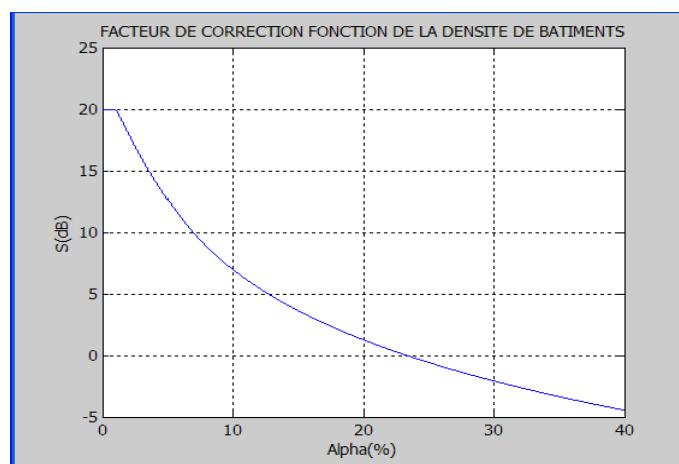


Figure 3.12: Facteur de correction fonction de la densité de bâtiments.

3.6.2.12. Facteur de correction de la hauteur de l'antenne de réception

Le facteur correctif s'exprime sous la forme [2]:

$$H_r = 22.92(\log(h_m))^3 - 10.27(\log(h_m))^2 + 10.16(\log(h_m)) - 1.9 \quad (\text{dB}) \quad (3.21)$$

$$Lp_{\text{total}} = Lp_{\text{model}} - H_r$$

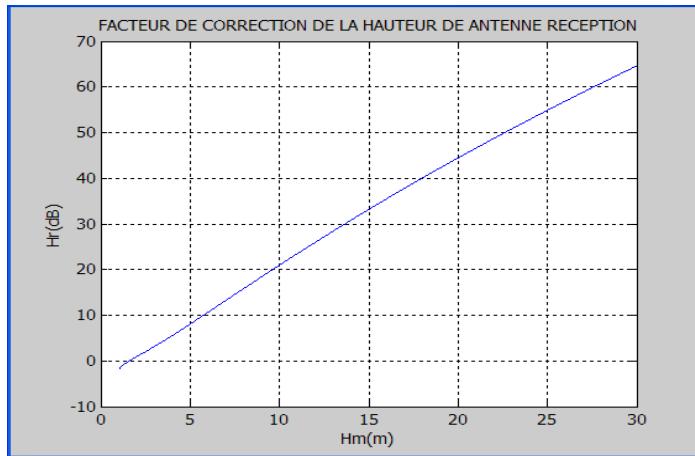


Figure 3.13 : Facteur de correction de la hauteur de l'antenne de réception

Ainsi le modèle standard de propagation est utilisable pour tous types de situation mais différents paramètres et des facteurs de corrections du modèle doivent être connus pour caractériser chaque type de terrain et de l'environnement autour de la station de base. Ainsi dans ce chapitre, on a présenté le modèle standard de propagation ainsi que des exemples de méthodes pour le calibrer afin qu'il soit utilisable pour un type d'environnement donné. Plusieurs paramètres et facteurs de corrections sont aussi évoqués pour qu'on puisse faire adapter le modèle à l'environnement de travail.

Les modèles empiriques de propagation peuvent être aussi calibrés avec des mesures réelles de l'affaiblissement du signal émis par une station de base en fonction de la distance du mobile par rapport à cette station de base. Dans le prochain chapitre qui est la partie simulation, nous allons présenter des méthodes pour calibrer quelques modèles de propagation qu'on prend pour exemples et nous allons aussi donner des expressions de ces modèles utilisables dans l'environnement de mesures après leurs calibrations.

CHAPITRE 4

CALIBRATION DES MODELES DE PROPAGATION

Un réseau cellulaire requiert une perpétuelle mise à jour qui sera déduite à partir des mesures réalisées sur le terrain, et ce, afin de garantir les meilleures performances et s'affranchir des variations de l'environnement.

Ainsi, il faut s'intéresser tout d'abord à la récolte de ces données expérimentales. Ces campagnes de mesures nous seront toutefois utiles pour la calibration des modèles de propagations pour qu'ils soient conformes à notre environnement.

4.1 Objectif de la simulation

Dans ce chapitre, nous allons essayer de trouver des expressions venant des différents modèles que nous avons vus et qui soient utilisables dans notre environnement de mesure. Ces expressions seront obtenues en calibrant ces différents modèles avec les données réelles de la mesure.

Tout d'abord, nous nous intéressons à la calibration des modèles empiriques de propagations en milieu *out door* et particulièrement pour les cas des milieux urbains. Pour ce, des mesures réelles ont été effectuées dans le centre ville d'Antananarivo afin d'avoir des données utiles pour la calibration des modèles empiriques. Pour les modèles empiriques, nous allons prendre les modèles bien connus, à savoir, le modèle de Hâta, Cost 231-Hâta et ceux de Walfish-Ikegami. Ces différents modèles sont respectivement traités dans les paragraphes 2.1.3.2, 2.1.3.4 et 2.1.3.5 du chapitre 2.

Nous allons ensuite, avec les mêmes valeurs obtenues des mesures, appliquer les exemples de procédures de calibrage du modèle standard de propagation qui sont expliquées dans le chapitre 3. Ceci est dans le but de donner une expression fixe au modèle standard de propagation applicable à cet environnement de mesure.

4.2 Calibration d'un modèle de prédiction

Les modèles actuels génèrent un certain nombre de calculs pour prédire le signal reçu en n'importe quel point et en tenant compte des phénomènes de propagation. Les algorithmes qui en découlent se basent sur des données géographiques pour pouvoir effectuer les calculs d'affaiblissement. Enfin, et du fait de la simplification de l'approche théorique utilisée, il est nécessaire d'améliorer la précision du modèle pour l'ajuster aux situations réelles. Des corrections

statistiques sont donc effectuées à partir des données expérimentales. Ainsi l'élaboration d'un modèle de propagation exige des études poussées pour obtenir un modèle optimal du point de vue performances de prédiction (résultats radio calculés proches des mesures radio collectées sur le terrain). Ce modèle doit, toutefois, répondre aux exigences d'exploitation quotidienne du réseau (exemple : temps de calcul des couvertures de champs radio en temps réel).

L'optimisation d'un modèle de propagation d'ondes radio se fait par une meilleure prise en compte du milieu géographique (type d'occupation du sol) en adoptant la démarche suivante :

- Acquisition et utilisation des données géographiques appropriées.
- Introduction de nouvelles variables qui caractérisent le mieux le milieu de propagation (les indicateurs morphologiques, qui fournissent des informations sur la forme et la structure des objets géographiques).
- Calcul des coefficients de correction des modèles selon le type d'occupation du sol ou d'autres données géographiques caractéristiques du milieu.
- Utilisation des données géographiques pour re-calibrer le modèle de propagation, et choisir automatiquement (grâce au SIG Système d'Information Géographique) l'équation de calcul de l'affaiblissement radio la mieux adaptée au contexte géographique de la zone d'étude.

De nouveaux modèles de propagation émergent dans le but d'analyser plus finement les différents milieux géographiques et les phénomènes physiques de propagation à prendre en compte, de concevoir de nouveaux algorithmes de simulation après définition des nouveaux paramètres d'entrée, ainsi que de définir et réaliser des campagnes de mesures spécifiques pour l'optimisation et la validation du nouveau modèle.

4.3 Mesures drive test GSM

4.3.1 Outils utilisés pour le drive test

Les collectes des mesures de l'affaiblissement du signal d'une station de base se font par une opération appelée *drive test*. Les équipements utilisés pour le *drive test* sont :

- Mobiles à trace: pour les mesures radio qui sont des mesures numériques. Ces mesures radio sont possibles à l'aide d'un logiciel, *TEMS investigation*, qui est embarqué dans les mobiles.
- GPS : *Global position system*. Il est utilisé pour la localisation géographique des points de mesures.
- Logiciel spécial (*TEMS investigation*) installé dans un ordinateur pour l'acquisition, l'enregistrement et le traitement des mesures récupérées.

4.3.2 Méthode pour le drive test

Pour avoir l'affaiblissement du signal émis par une station de base dans une direction donnée et en fonction de la distance, on utilise un téléphone portable spécial que la plupart des utilisateurs nomment *TEMS POCKET* car il y a le logiciel *TEMS investigation* embarqué dans ce mobile. Pour cela, quand on est près d'un site de station de base donné, on identifie les trois fréquences ARFCN des trois secteurs de la station de base à l'aide de ce mobile, les fréquences ARFCN sont les fréquences de réception. Après les avoir identifiés, on fixe la fréquence de réception du mobile à la valeur de la fréquence ARFCN du secteur auquel on veut faire la mesure, ceci est pour éviter que le mobile se connecte à d'autre station de base pour laquelle la puissance reçue venant de cette autre station de base sera meilleurs que celle de la station de base considérée. Ensuite, il faut bien s'assurer que la GPS fonctionne normalement et que les données qu'elle fournit sont bien visibles dans l'option GPS du mobile. Les données que la GPS fournit sont les coordonnées en latitude et longitude du lieu où le mobile se situe. Ces coordonnées seront utiles après quand on calcule la distance du mobile par rapport au site de la station de base choisie.

Après avoir fixé la fréquence de réception et connecté la GPS au mobile, la mesure peut commencer. On part alors du point le plus proche possible du site puis on s'éloigne petit à petit. Toutes les puissances reçues par le mobile ainsi que les coordonnées des points de la direction suivie seront enregistrées dans le mobile sous forme de fichier qu'on peut en suite lire avec le logiciel *TEMS investigation* installé sur ordinateur. On peut alors obtenir la puissance reçue par le mobile en fonction de la distance du mobile par rapport à l'antenne de la station de base en faisant l'analyse des données obtenues.

4.4 Données obtenues après les mesures sur terrain

Avec les mesures effectuées, on a obtenu les niveaux du signal reçu en fonction de la distance, et avec ces niveaux de signal reçu on a pu extraire le niveau de l'affaiblissement du signal en fonction de la distance. Les mesures récupérées sont des données brutes qui nécessitent un traitement pour lisser les fluctuations rapides. Nous nous intéressons uniquement aux variations lentes du signal. Par ailleurs un lissage du signal mesuré est indispensable.

Dans notre cas, les mesures ont été faites sur les sites de deux opérateurs téléphoniques différents à Madagascar, AIRTEL et ORANGE. Ces sites se situent au centre ville d'Antananarivo. Ces sites ont été choisis du fait qu'il n'y a pas des pics qui peuvent obstruer le rayon direct du signal émis

par la station de base et ceux pour éviter des variations rapides des données pratiques car on va s'intéresser seulement aux variations lentes du signal.

Pour le site d'ORANGE Madagascar, on a choisi ceux installés sur le toit du Lycée Jean Joseph RABEARIVELO en plein cœur de la ville d'Antananarivo et qui est à peu près à 15 mètres du sol. La figure suivante illustre la carte qui montre l'emplacement du site qui est ici pointé par la flèche verte. La ligne rouge montre le trajet effectué pour faire la mesure en partant du côté de rue le plus proche de la station de base.

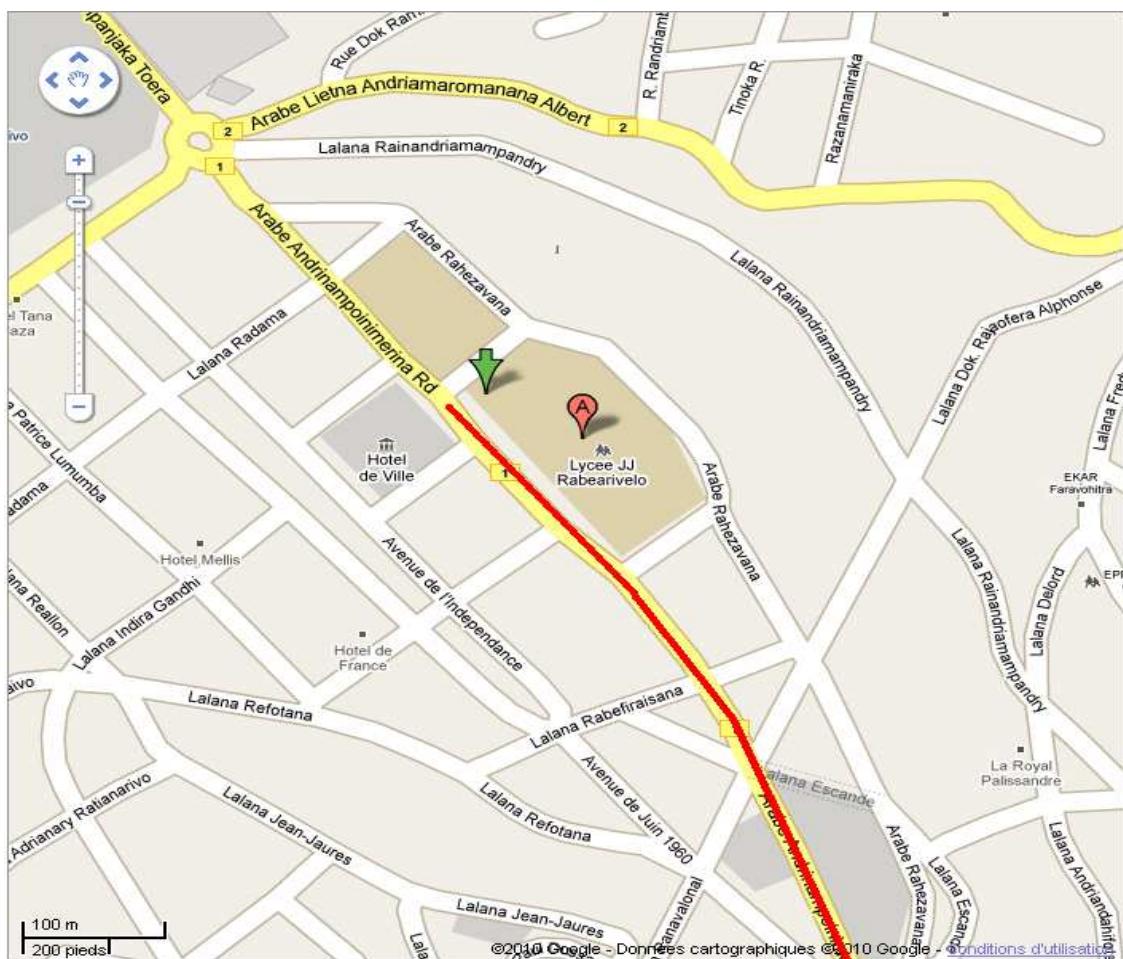


Figure 4.01 : Carte montrant le site d'ORANGE avec le trajet effectué pour la mesure

La courbe suivante (Figure 4.02) représente le résultat des mesures effectuées sur le site d'ORANGE Madagascar après lissage et qui est superposée avec les courbes des modèles empiriques choisis correspondant aux caractéristiques du site:

$$h_{BTS} = 15m$$

$$h_{MS} = 1.5m$$

$$f = 925MHz$$

et la distance d varie de 25 mètres à 300 mètres

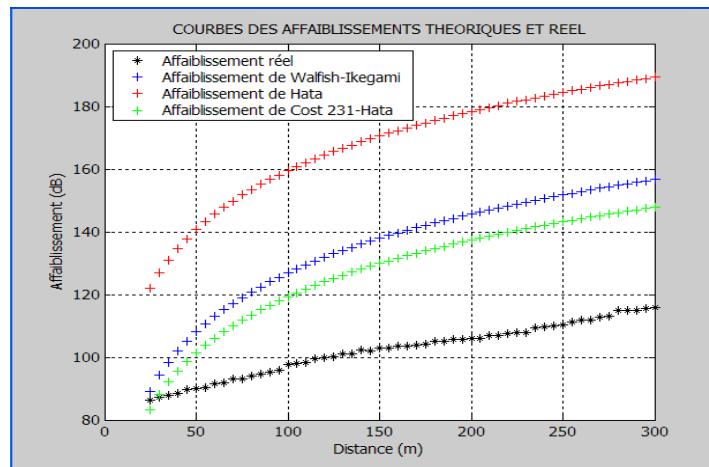


Figure 4.02 : courbes des modèles théoriques et de la mesure réelle effectuée sur un site d'ORANGE Madagascar

En ce qui concerne le site d'AIRTEL Madagascar, on a choisi le site qui est implanté sur le toit du magasin CONFORAMA au centre ville d'Antananarivo et qui est à peu près à 20 mètres du sol. La carte illustrée par la figure 4.03 montre l'emplacement du site qui est pointé par la flèche verte ainsi que le trajet effectué pour faire la mesure, ici tracé par la ligne rouge.

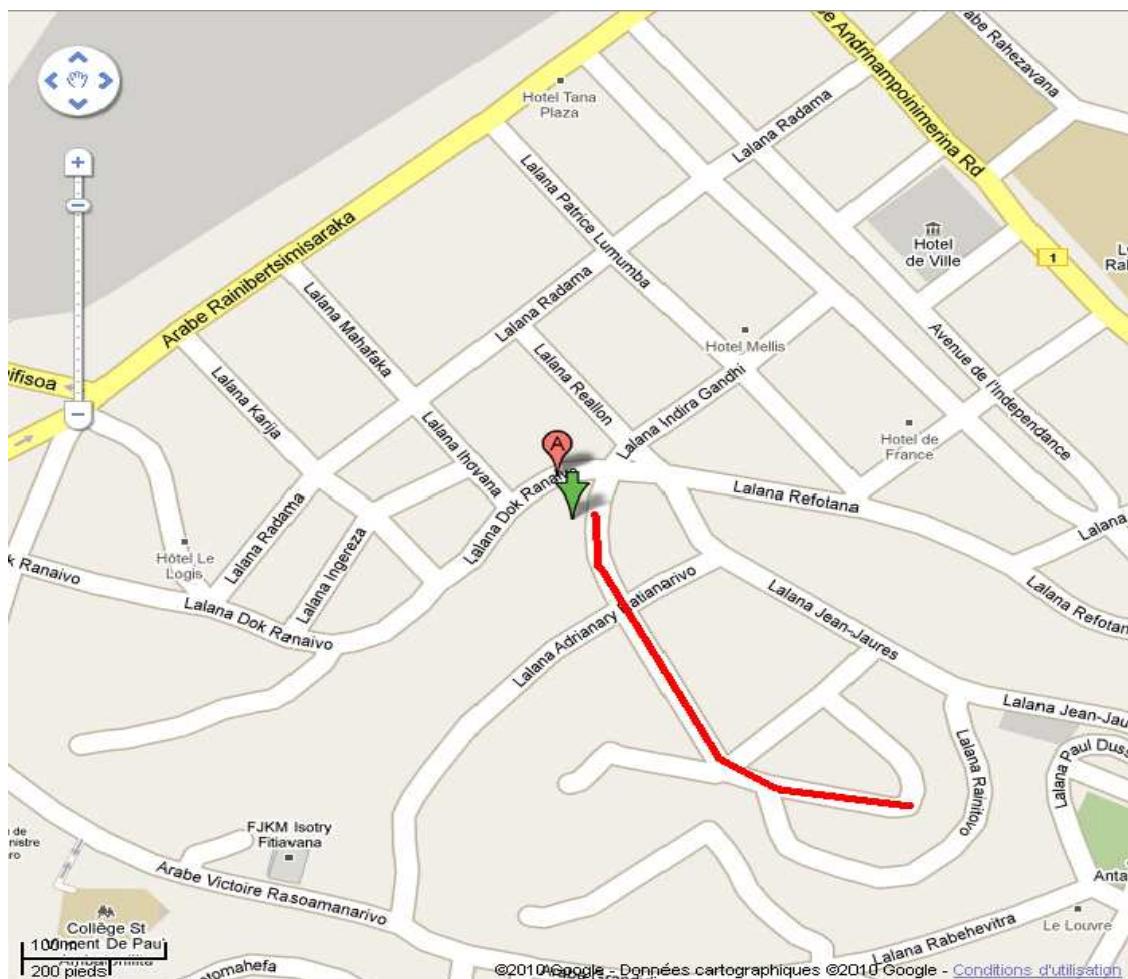


Figure 4.03 : Carte montrant le site d'AIRTEL avec le trajet effectué pour la mesure

La courbe suivante illustre la superposition de la courbe du résultat des mesures effectuées sur le site de ZAIN Madagascar après lissage avec les courbes des modèles empiriques choisis correspondant aux caractéristiques du site:

$$h_{BTS} = 20m$$

$$h_{MS} = 1.5m$$

$$f = 935MHz$$

et comme la mesure précédente la distance d varie de 25 mètres à 300 mètres

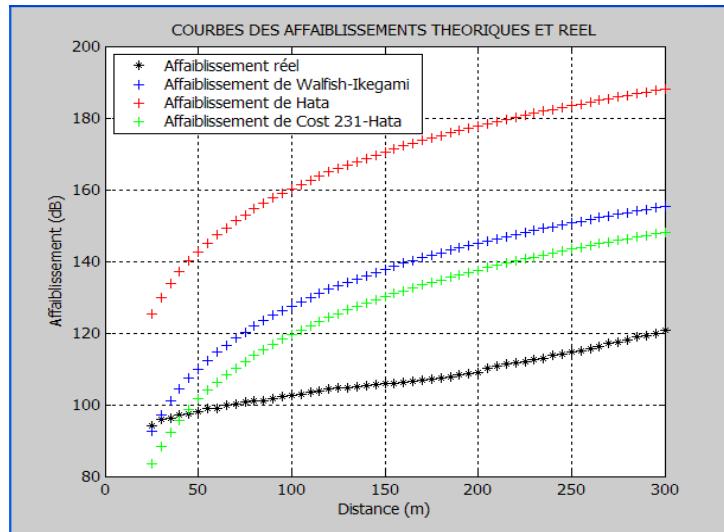


Figure 4.04 : courbes des modèles théoriques et de la mesure réelle effectuée sur un site d'AIRTEL Madagascar

On voit bien ici que pour les deux mesures, le modèle de Walfish-Ikegami est ce qui s'ajuste au mieux des valeurs réelles, vient en suite le modèle de Hâta et enfin le modèle Cost 231-Hata.

4.5 Calibration du modèle de propagation

La calibration du modèle vise à l'adapter au milieu d'étude. En fait, la définition d'un modèle de propagation donné se fait par rapport à l'environnement d'origine.

Il existe en fait diverses méthodes de calibration, dont on distingue deux principales :

L'une consiste à ajouter, à l'expression originale du modèle, une variable aléatoire qui traduit l'erreur de l'estimation [23]:

$$Lp_{calibré} = Lp_{théorique} + E \quad (4.1)$$

L'autre, cherche à minimiser l'écart type, et ce en exprimant l'équation des pertes à l'aide d'un système linéaire. Nous optons pour la méthode de moindre carrée car elle est plus sophistiquée et plus précise.

Pour la procédure de la calibration, le but est de minimiser l'écart type des données théoriques et des données réelles [23]. L'expression de l'écart type est donnée par:

$$e_{qm} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (e_i - e_{moy})^2}{N}} \quad (4.5)$$

L'erreur moyenne a pour expression:

$$e_{moy} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (Lp_{mesurés_i} - Lp_{prédictes_i}) \quad (4.2)$$

avec - N : nombre total des points de mesures

- $Lp_{mesurés_i}$: valeurs réelles mesurées au point i

- $Lp_{prédictes_i}$: valeurs théoriques correspondant au point i

L'objectif est donc de minimiser la valeur de l'écart type qui décrit la distribution de l'erreur autour de l'erreur moyenne.

Après calcul de l'erreur moyenne et de l'écart type des données numériques des mesures réelles, les tableaux ci-après montrent que les trois modèles considérés sont loin de prédire la couverture sur ce milieu, en effet il existe un grand écart entre les mesures réelles et le modèle.

Le tableau suivant montre les valeurs des différentes erreurs des trois modèles de propagations considérés par rapport aux données des mesures réelles sur le site d'ORANGE Madagascar [24]:

Paramètres	Hâta	Cost 231-Hata	Walfish-Ikegami
Erreur moyenne	-32.9959	-65.6386	-25.0843
Ecart type	9.5671	9.5671	8.8335

Tableau 4.01 : Résultats donnés par des modèles avant le calibrage avec la mesure réelle sur un site d'ORANGE Madagascar

Pour l'autre mesure, on voit aussi sur le tableau suivant que les trois modèles de propagations considérés sont loin de prédire la couverture dans ce milieu.

Paramètres	Hâta	Cost 231-Hâta	Walfish-Ikegami
Erreur moyenne	-28.2058	-60.9316	-20.4601
Ecart type	10.0085	10.0085	10.4606

Tableau 4.02 : Résultats donnés par des modèles avant le calibrage avec la mesure réelle sur un site d'AIRTEL Madagascar

A cet effet une opération de calibrage et d'affinement doit être effectuée sur les différents modèles de propagation pour les rendre exploitables sur les milieux de mesures. La méthode de calibrage

qui a été adaptée pour les modèles de propagations empiriques consiste à calculer l'écart entre les mesures réelles et les valeurs données par les modèles sous ses formes initiales, puis minimiser cet écart par la méthode de moindre carré.

Pour les différents modèles considérés, la forme de l'affaiblissement théorique est donné par:

$$L_p = a \cdot \log(d) + b \quad (4.6)$$

ici, comme on a mesuré l'affaiblissement du signal en fonction de la distance du mobile par rapport à la station de base, alors la seule variable considérée est la distance d.

Le problème de calibrage consiste à trouver le couple (a,b) optimale qui minimise l'erreur quadratique moyenne entre l'affaiblissement mesuré L_{mes} et l'affaiblissement théorique L .

$$L_{p_1} = a \cdot \log(d_1) + b$$

$$L_{p_2} = a \cdot \log(d_2) + b$$

(4.7)

...

$$L_{p_N} = a \cdot \log(d_N) + b$$

Sous forme matriciel ce système est équivalent à:

$$A_{th} = M \cdot U \quad (4.8)$$

où $A_{th} = (L_1, L_2, \dots, L_N)^T$, $U = (a, b)^T$ et M la matrice d'observations :

$$M = \begin{bmatrix} \log(d_1) & 1 \\ \log(d_2) & 1 \\ . & . \\ . & . \\ \log(d_N) & 1 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

soit $A_{mes} = (L_{p_{mes1}}, L_{p_{mes2}}, \dots, L_{p_{mesN}})^T$, le vecteur des affaiblissements réels qui correspondent aux N distances choisies. L'erreur quadratique moyenne est $(A_{mes} - A_{th})^2$, notre objectif est de réduire le maximum possible cette quantité.

$$E_{qm} = (A_{mes} - A_{th})^2 = (A_{mes} - A_{th}) \cdot (A_{mes} - A_{th})^T = (A_{mes} - M \cdot U) \cdot (A_{mes} - M \cdot U)^T \quad (4.10)$$

en écrivant $\frac{dE_{qm}}{dU} = 0$

nous obtenons l'ajustement cherché, soit [23]:

$$U_{\text{opt}} = (M^T \cdot M^{-1}) \cdot M^T \cdot A_{\text{mes}} \quad (4.11)$$

L'ffaiblissement calibré est alors :

$$Lp_{\text{calibré}} = M \cdot U_{\text{opt}} \quad (4.12)$$

Avec les nouvelles valeurs des affaiblissements $L_{\text{calibré}}$, on aura les nouvelles expressions correspondantes aux N valeurs de la distance :

$$\begin{aligned} Lp_{\text{calibré}_1} &= a \cdot \log(d_1) + b \\ Lp_{\text{calibré}_2} &= a \cdot \log(d_2) + b \\ &\dots \\ Lp_{\text{calibré}_N} &= a \cdot \log(d_N) + b \end{aligned} \quad (4.13)$$

En généralisant, on aura

$$Lp_{\text{calibré}_n} = a \cdot Y_n + b \quad (4.14)$$

avec $Y_n = \log(d_n)$ et ici n prend la valeur de 1, 2, ..., n.

Après avoir calculé les valeurs des affaiblissements calibrés, on peut trouver la nouvelle valeur du couple (a,b) par les expressions [25]:

$$a = \frac{\text{cov}(Lp_{\text{calibré}_n}, Y_n)}{\text{Var}(Y_n)} \quad (4.15)$$

$$b = E(Lp_{\text{calibré}_n}) - a \cdot E(Y_n) \quad (4.16)$$

$E(Lp_{\text{calibré}_n})$ et $E(Y_n)$ sont respectivement les espérances mathématiques de $Lp_{\text{calibré}_n}$ et de Y_n :

$$E(Lp_{\text{calibré}_n}) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Lp_{\text{calibré}_i} \quad (4.17)$$

$$E(Y_N) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Y_i \quad (4.18)$$

avec $\text{cov}(Lp_{\text{calibré}_n}, Y_n)$ est la covariance de $Lp_{\text{calibré}_n}$ et Y_n , qui a pour expression :

$$\text{cov}(Lp_{\text{calibré}_n}, Y_n) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (Lp_{\text{calibré}_i} \cdot Y_i) - E(Lp_{\text{calibré}_n}) \cdot E(Y_n) \quad (4.19)$$

4.6 Modèles obtenus après calibrage

Après avoir appliqué ces différents étapes de calcul aux premières mesures effectuées, nous obtenons le couple (a,b) :

$$a = 12.5266$$

$$b = 127.3439$$

Avec ces valeurs on peut proposer des nouvelles expressions pour les modèles de Hâta, Cost 231-Hâta et ce de Walfish-Ikegami qui correspondent à ce milieu de mesure.

Pour le modèle de Hâta :

$$Lp_u = 7,4773 + 26,16 \log(f) - 13,82 \log(h_{BTS}) - a(h_{MS}) + (30,2643 - 6,55 \log(h_{BTS})) \log(d) \quad (4.20)$$

Modèle Cost 231-Hâta :

$$Lp_u = -45,3853 + 33,9 \log(f) - 13,82 \log(h_{BTS}) - a(h_{MS}) + (30,2643 - 6,55 \log(h_{BTS})) \log(d) \quad (4.21)$$

Modèle de Walfish-Ikegami en visibilité directe:

$$Lp_u = -9,2520 + 12,5266 \log(d) + 20 \log(f) \quad (4.22)$$

En traçant ces différentes expressions, on obtient les courbes suivantes en les superposant avec les valeurs réelles.

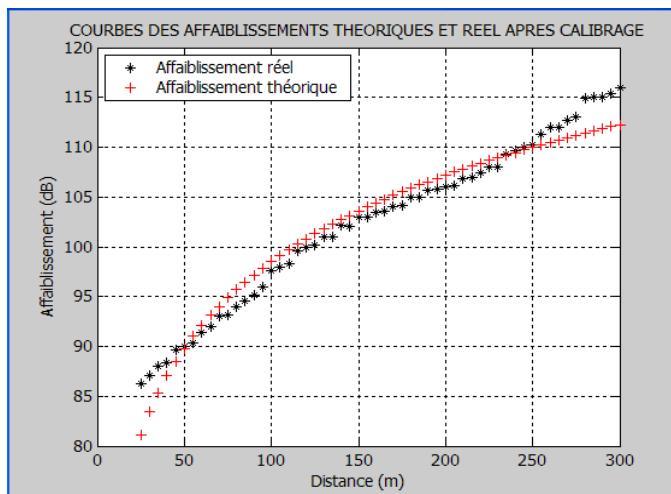


Figure 4.05 : courbes des modèles théoriques après calibrage avec la mesure réelle

Pour les trois modèles considérés, la courbe obtenue est la même car ils ont subi la même procédure de calibrage.

Paramètres	Hâta	Cost 231-Hâta	Walfish-Ikegami
Erreur moyenne	$-3.57 \cdot 10^{-6}$	$-3.57 \cdot 10^{-6}$	$-3.57 \cdot 10^{-6}$
Ecart type	1.7401	1.7401	1.7401

Tableau 4.03 : Résultats donnés par des modèles après le calibrage avec la mesure réelle sur un site d'ORANGE Madagascar

Avec les données de ce tableau, on voit bien qu'après le calibrage des modèles, ces modèles s'approchent de la réalité car les différentes erreurs sont minimes. Ici comme les modèles ont été calibrés avec la même procédure, les nouvelles valeurs des erreurs sont les même pour les trois. Pour la seconde mesure, la procédure de calibrage est la même que celle de la première. Après calibrage des modèles choisis, les nouvelles valeurs du couple (a,b) sont données par :

$$a = 10.1264$$

$$b = 127.4146$$

Avec ces valeurs nous pouvons obtenir les nouvelles expressions proposées pour les modèles de Hâta, Cost 231-Hâta et ce de Walfish-Ikegami qui correspondent à ce milieu de mesure.

Pour le modèle de Hâta :

$$Lp_u = 11,2425 + 26,16 \log(f) - 13,82 \log(h_{BTS}) - a(h_{MS}) + (29,7484 - 6,55 \log(h_{BTS})) \log(d) \quad (4.23)$$

Modèle Cost 231-Hâta :

$$Lp_u = -45,3146 + 33,9 \log(f) - 13,82 \log(h_{BTS}) - a(h_{MS}) + (27,8641 - 6,55 \log(h_{BTS})) \log(d) \quad (4.24)$$

Modèle de Walfish-Ikegami en visibilité directe:

$$Lp_b = -9,1813 + 10,1264 \log(d) + 20 \log(f) \quad (4.25)$$

Après avoir tracé les courbes correspondantes à ces trois expressions, on a les courbes sur la figure (4.04) qui est la superposition des courbes des modèles calibrés avec celle de la mesure réelle.

Ici comme pour la première mesure, les courbes sont les même pour les trois modèles pris en compte car ils ont été calibrés avec la même méthode.

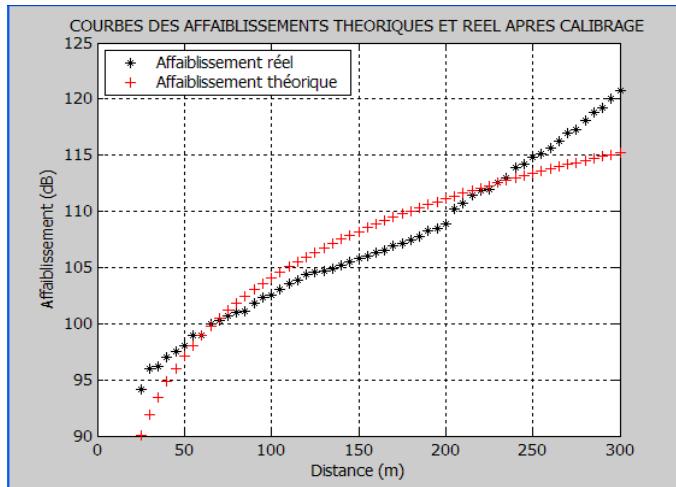


Figure 4.06 : courbes des modèles théoriques après calibrage avec la mesure réelle

Après le calibrage des modèles, les nouvelles valeurs des différentes erreurs des trois modèles par rapport aux valeurs mesurées sont montrées dans le tableau (4.04).

Paramètres	Hâta	Cost 231-Hâta	Walfish-Ikegami
Erreur moyenne	$-1.9 \cdot 10^{-5}$	$-1.9 \cdot 10^{-5}$	$-1.9 \cdot 10^{-5}$
Ecart type	2.3062	2.3062	2.3062

Tableau 4.04 : Résultats donnés par des modèles après le calibrage avec la mesure réelle sur un site d'AIRTEL Madagascar

4.7 Calibrage du modèle standard de propagation

Pour la suite, nous allons appliquer la procédure de calibrage du modèle standard de propagation décrit dans le paragraphe 3.3 du chapitre 3 et plus précisément à l'aide des deux exemples de calibrage du modèle des paragraphes 3.4 et 3.5 du même chapitre avec les données des mesures réelles. Le but est donc de trouver une expression qu'on peut utiliser dans notre environnement de mesure à l'aide de l'expression générale du modèle standard de propagation.

4.7.1 Affectation des valeurs par défaut aux coefficients du modèle

Nous avons vu dans le chapitre précédent que pour calibrer le modèle standard de propagation, et pour les deux exemples cités, on affecte aux différents coefficients de l'expression générale du modèle les valeurs par défaut, qu'on trouve ici dans le tableau 4.05:

K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6
20	-44.9	5.83	-0.5	-6.55	0

Tableau 4.05 : valeurs par défaut affectées aux différents coefficients du modèle

4.7.2 Calibrage du modèle avec la première mesure

4.7.2.1. Utilisation de la première méthode

Pour la première mesure, effectuée sur le site de l'opérateur téléphonique ORANGE Madagascar, et dans la direction de la mesure, il n'y avait pas des pics qui peuvent générer des pertes par diffraction au signal émis par la station de base. La liaison peut être considérée comme à visibilité directe.

Après avoir affecté les valeurs du tableau 4.05 aux coefficients de l'expression générale de la perte de propagation du modèle (expression 3.2 du chapitre 3), la superposition de la courbe de l'expression obtenue avec celle de la mesure réelle est tracée dans la figure 4.07.

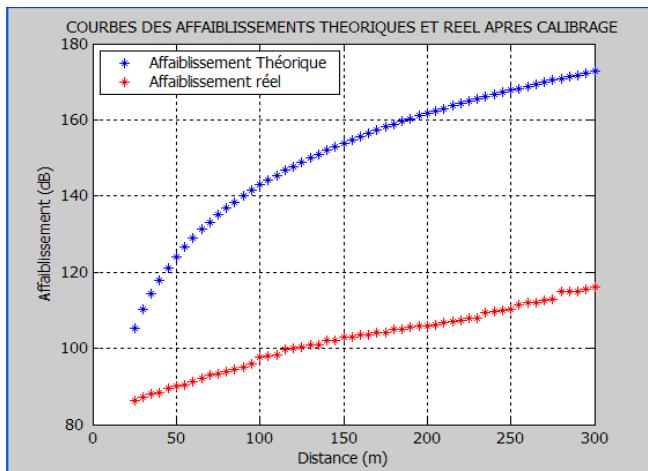


Figure 4.07 : Courbe de la première mesure réelle et théorique avant calibrage

Nous obtenons aussi les valeurs des différentes erreurs entre les données théoriques et données réelles ainsi que l'écart type.

Paramètres	Modèle standard de propagation
Erreur moyenne	-48.9976
Ecart type	9.5671

Tableau 4.06 : Valeurs des différentes erreurs et écart type avant calibrage

Après avoir appliqué la procédure de calibrage du paragraphe 3.4 du chapitre 3, c'est-à-dire, ajuster un par un les valeurs des différents coefficients du modèle jusqu'à obtenir une erreur moyenne et un écart type le plus faible possible entre les données théoriques et données réelles, les dernières valeurs des coefficients obtenues sont montrées dans le tableau 4.07.

Comme la liaison est considérée comme à visibilité directe, la valeur de la perte par diffraction de l'expression générale est prise égale à zéro. Aussi, comme on avait fait la mesure dans le centre ville d'Antananarivo, la valeur de $K_{CLUTTER}$ est prise égale affectée à zéro qui est la valeur de $K_{CLUTTER}$ correspondant en milieu urbain (Tableau 3.01). En ce qui concerne le gain de l'antenne, il est fixé à 18 dBi.

K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6
-29	-30.3	32.41	-0.5	-6.56	0

Tableau 4.07: Valeurs des coefficients du modèle obtenu après calibrage

L'expression du modèle standard de propagation après calibrage correspondant à cet environnement de mesure est donc :

$$L_p = -47 + 30,3 \log(d) + 32,41 \log(H_{BTS}) - 6,56 \log(H_{BTS}) \cdot \log(d) \quad (\text{dB}) \quad (4.26)$$

En traçant la courbe correspondante, on voit bien que la courbe est bien corrélée à celle des données réelles :

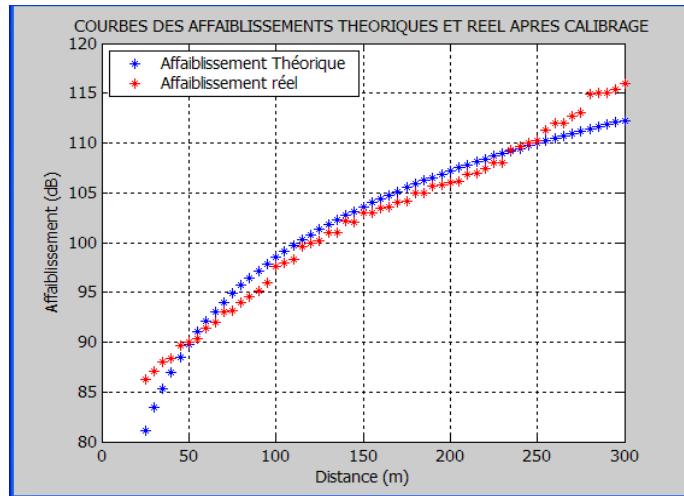


Figure 4.08 : Courbe de la première mesure réelle et théorique après calibrage

Cette corrélation est aussi mise en évidence dans le tableau 4.08 qui montre que les valeurs des différentes erreurs ainsi que l'écart type entre les deux données sont minimisés.

Paramètres	Modèle standard de propagation
Erreur moyenne	0.0030
Ecart type	1.7401

Tableau 4.08 : Valeurs des différentes erreurs et écart type après calibrage

On peut alors conclure qu'on arrive bien à calibrer l'expression générale du modèle standard de propagation avec les mesures réelles en utilisant cette première méthode.

4.7.2.2. Utilisation de la deuxième méthode

Pour la deuxième méthode, comme celle de la première, nous affectons les différents coefficients de l'expression générale aux valeurs du tableau 4.05. Et bien entendu, on aura les mêmes courbes que celle de la figure (4.05), et les mêmes valeurs des erreurs et écart type du tableau (4.06), sauf que nous allons utiliser une autre procédure de calibrage du paragraphe 3.5 du chapitre 3.

Pour cette autre méthode, le but est le même que pour la première, c'est-à-dire, réduire au maximum l'erreur moyenne et l'écart type entre les données réelles et théoriques. Et comme précédemment, la valeur de $K_{CLUTTER}$ est prise égale à zéro qui est une valeur correspondante au milieu urbain, et c'est bien notre cas ici. La liaison est à visibilité directe, donc, la valeur de perte

par diffraction est aussi égale à zéro. Le gain de l'antenne est aussi fixé à 18 dBi comme précédemment.

Après avoir suivi les différentes étapes de cette deuxième méthode de calibrage, les valeurs des différents coefficients qui minimisent l'erreur moyenne et l'écart type sont données par le tableau 4.09.

K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6
20	-34.9	14.32	-0.5	-8.26	0

Tableau 4.09 : Valeurs des coefficients du modèle obtenu après calibrage

Et voici l'expression théorique correspondante à ces valeurs :

$$L_p = 2 + 34,9 \log(d) + 14,32 \log(H_{BTS}) - 8,26 \log(H_{BTS}) \cdot \log(d) \quad (\text{dB}) \quad (4.27)$$

En traçant la courbe de cette expression avec celle des données réelles, on aura les courbes suivantes :

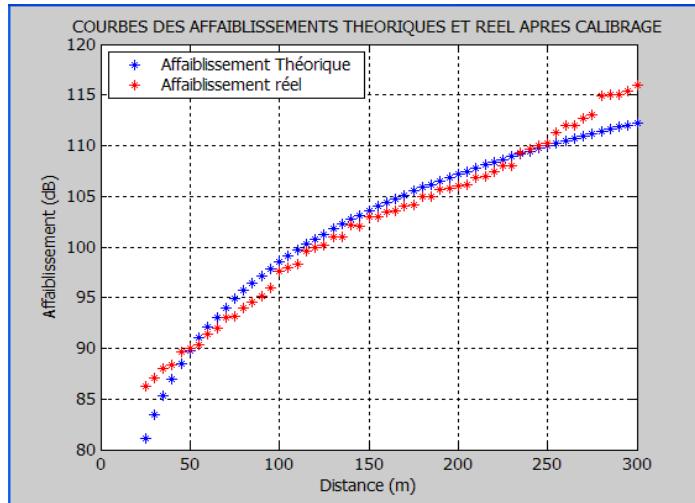


Figure 4.09 : Courbe de la première mesure réelle et théorique après calibrage

En observant les figures (4.08) et (4.09), nous remarquons qu'avec les deux méthodes de calibrage, on obtient les mêmes résultats.

L'erreur moyenne et l'écart type sont aussi minimisés entre les deux données.

Paramètres	Modèle standard de propagation
Erreur moyenne	0.0097
Ecart type	1.7401

Tableau 4.10: Valeurs des différentes erreurs et écart type après calibrage

Cette deuxième procédure de calibrage est aussi efficace que la première, elle nous a permis d'obtenir une expression théorique utilisable dans notre milieu de mesure.

4.7.3 Calibrage du modèle avec la deuxième mesure

Pour la deuxième mesure, comme pour la première, les valeurs des coefficients de l'expression générale sont indiquées dans le tableau 4.05. Après cette affectation, les courbes de l'expression obtenue et celle des données réelles sont montrées sur la figure 4.10.

Pour le second site de station de base, il n'y avait pas des pics qui peuvent obstruer le rayon direct du signal dans la direction de la mesure, donc, on a négligé les pertes par diffraction. La valeur de $K_{CLUTTER}$ est aussi affectée à zéro, une valeur correspondante en milieu urbain. Et finalement, le gain de l'antenne de la station de base est fixé à 18 dBi.

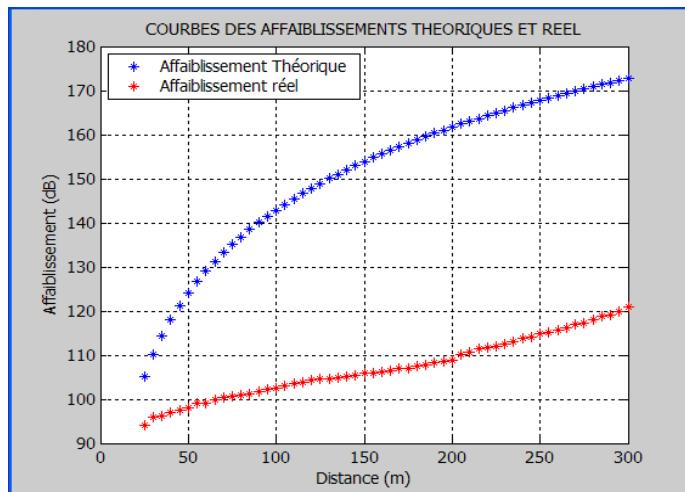


Figure 4.10 : Courbe de la deuxième mesure réelle et théorique avant calibrage

4.7.3.1. Utilisation de la première méthode

La démarche est la même que pour la première mesure, avec les valeurs de la perte par diffraction et $K_{CLUTTER}$ égalisées à zéro, et le gain de l'antenne de la BTS fixé à 18 dBi.

Après calibrage, les valeurs des différents coefficients qui minimisent l'erreur moyenne et l'écart des données réelles et théoriques sont données par :

K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6
-24	-27.9	36.7	-0.5	-6.56	0

Tableau 4.11: Valeurs des différentes erreurs et écart type après calibrage

L'expression correspondante est :

$$L_p = -42 + 27,9 \log(d) + 36,7 \log(H_{BTS}) - 6,56 \log(H_{BTS}) \cdot \log(d) \quad (\text{dB}) \quad (4.28)$$

La courbe obtenue après calibrage est montrée sur la figure 4.11, elle est superposée avec la courbe des données réelles.

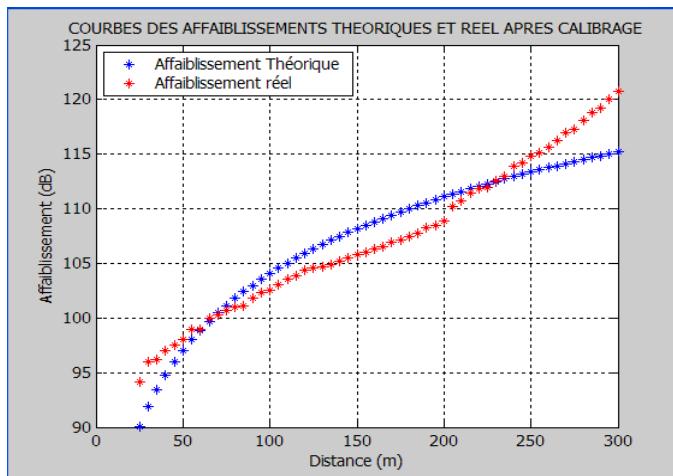


Figure 4.11 : Courbe de la deuxième mesure réelle et théorique après calibrage

Et pour cette seconde mesure, on voit bien qu'il y a aussi une corrélation entre l'expression théorique du modèle standard de propagation après calibrage et les données réelles.

Cette corrélation est aussi démontrée dans le tableau 4.12 qui montre que les valeurs des différentes erreurs ainsi que l'écart type sont bien minimes.

Paramètres	Modèle standard de propagation
Erreur moyenne	0.0352
Ecart type	2.3062

Tableau 4.12: Valeurs des différentes erreurs et écart type après calibrage

4.7.3.2. Utilisation de la deuxième méthode

Pour la deuxième méthode, les valeurs de la perte de diffraction et $K_{CLUTTER}$ sont aussi prises égales à zéro et le gain de la l'antenne affecté à 18 dBi. En suivant la procédure du paragraphe 3.5 du chapitre 3, les dernières valeurs des coefficients du modèle qui minimisent l'erreur moyenne et l'écart type sont dans le tableau 4.13.

K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6
20	-35.9	20.44	-0.5	-9.51	0

Tableau 4.13: Valeurs des différentes erreurs et écart type après calibrage

L'expression théorique de l'affaiblissement dans notre deuxième environnement de mesure est alors :

$$L_p = 2 - 35,9 \log(d) + 20,44 \log(H_{BTS}) - 9,51 \log(H_{BTS}) \cdot \log(d) \quad (\text{dB}) \quad (4.28)$$

Et comme dans la première méthode, le résultat obtenu est bien corrélé avec les données réelles.

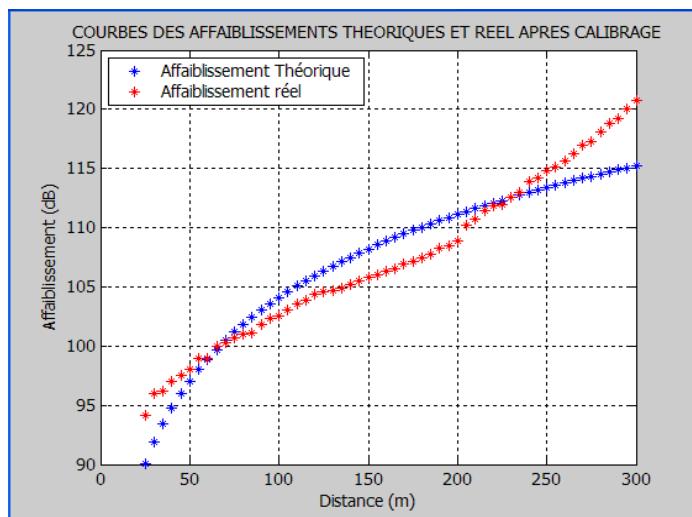


Figure 4.12 : Courbe de la deuxième mesure réelle et théorique après calibrage

Comme pour la première mesure, nous pouvons aussi remarquer que les résultats obtenus (figures (4.11) et (4.12)) sont les mêmes en utilisant les deux méthodes de calibrage.

Les dernières valeurs des erreurs et de l'écart type sont dans le tableau 4.14. Et ici, on voit aussi que les données théoriques et réelles se rapprochent après calibrage.

Paramètres	Modèle standard de propagation
Erreur moyenne	0.0128
Ecart type	2.3062

Tableau 4.14: Valeurs des différentes erreurs et écart type après calibrage

4.8 Comparaison des résultats du calibrage

Les deux tableaux suivants montrent les comparaisons des valeurs des erreurs et l'écart type des différents modèles considérés obtenues après calibrage avec les mesures réelles effectuées.

Paramètres	Hâta	Cost 231-Hâta	Walfish-Ikegami	SPM Methode 1	SPM Methode 2
Erreur moyenne	$-3.57 \cdot 10^{-6}$	$-3.57 \cdot 10^{-6}$	$-3.57 \cdot 10^{-6}$	0.0097	0.0097
Ecart type	1.7401	1.7401	1.7401	1.7401	1.7401

Tableau 4.15: Comparaisons des valeurs des erreurs moyennes et écart type des différents modèles après calibrage avec la première mesure

Paramètres	Hâta	Cost 231-Hâta	Walfish-Ikegami	SPM Methode 1	SPM Methode 2
Erreur moyenne	$-1.9 \cdot 10^{-5}$	$-1.9 \cdot 10^{-5}$	$-1.9 \cdot 10^{-5}$	0.0352	0.0128
Ecart type	2.3062	2.3062	2.3062	2.3062	2.3062

Tableau 4.16 : Comparaisons des valeurs des erreurs moyennes et écart type des différents modèles après calibrage avec la deuxième mesure

En observant les données de ces tableaux, on voit bien qu'après calibrage des différents modèles avec les mesures réelles, les valeurs des différentes erreurs ainsi que l'écart type sont à peu près les mêmes pour tous les modèles. Donc, après calibrage, il y a une corrélation entre ces différents modèles empiriques et le modèle standard de propagation, et ils se rapprochent avec l'évolution de l'affaiblissement du signal émis par une station de base dans l'environnement de notre mesure.

Mais l'avantage de l'utilisation du modèle standard de propagation est pour le calibrage, au lieu d'utiliser la méthode moindre carrée comme pour les autres modèles qui est une méthode purement théorique, même si le but est le même, c'est de minimiser au maximum l'erreur moyenne et l'écart type. Pour le modèle standard, l'utilisateur modifie directement les différents coefficients selon les résultats voulus. Ainsi, tous les coefficients et variables de l'expression générale du modèle standard de propagation peuvent être modifiés selon l'environnement et le type de terrain.

Donc, les opérateurs téléphoniques doivent apporter des calibrages à ses différents modèles selon les résultats voulus, par exemple, quand ils veulent planter un nouveau site ou bien contrôler la puissance d'émission des stations de base pour que deux stations de base qui émettent avec la même fréquence ne s'interfèrent pas. La raison de ce calibrage est que les modèles de propagation empiriques sont utilisables que dans l'environnement d'origine où ils ont été élaborés. Mais en ce qui concerne le modèle standard de propagation, il n'y a pas de modèle spécifique prédefini si ce n'est qu'une expression générale qui est utilisable pour tous types d'environnement et aussi modifiable selon les caractéristiques de l'environnement où est implanté la station de base.

Pour cette partie simulation, nous avons présenté le calibrage des trois catégories de modèles empiriques en milieu *outdoor*, à savoir, Walfish-Ikegami, Hâta et Cost 231-Hâta et celui du modèle standard de propagation. D'abord, on les a comparé avec des données des mesures réelles qu'on a effectuées avec deux stations de base qui se situent dans le centre ville d'Antananarivo. Nous avons pu constater que ces modèles de propagations ne correspondent pas assez aux environnements de notre mesure car les différentes erreurs à savoir l'erreur moyenne, l'erreur moyenne absolue, l'erreur moyenne quadratique et l'écart type entre les données théoriques et pratiques sont assez importantes. Mais après l'opération de calibrage, les trois modèles considérés s'approchent de la réalité et des propositions de nouvelles expressions pour ces modèles ont été données.

- **CONCLUSION GENERALE**

La modélisation de la propagation est une tâche nécessaire lors de la phase de planification des réseaux radio mobile. L'étude et la modélisation de la propagation dans un environnement radio mobile a permis de prédire l'affaiblissement des signaux émis par les stations de base que ce soit en propagation en espace libre ou propagation à trajets multiples. De ce fait, on a pu mettre en évidence que les ondes radio vont être généralement dépendant de la structure de la scène géographique. Par ailleurs, la caractérisation du canal radio reste toujours le souci majeur des concepteurs de réseaux mobile. La modélisation est l'une des outils les plus utilisés qui existent actuellement pour la résolution de ce problème. En effet, plusieurs modèles de propagation existent notamment les modèles empiriques et les modèles déterministes.

Dans ce mémoire, avant l'étude des modèles de propagation, la connaissance du phénomène de propagation radioélectrique ainsi que les mécanismes de propagation d'onde tel que la réflexion et la diffraction sont nécessaires. Ce qui est l'objet du premier chapitre de ce mémoire.

Dans le deuxième chapitre nous avons étudié les différents modèles de propagation pour le réseau radio mobile. Nous avons alors présenté les différents modèles de propagations empiriques en milieu *outdoor*, *indoor* qui sont des modèles statistiques basés sur l'étendue de la dimension de la mesure. Puis les modèles déterministes qui sont des modèles spécifiques pour chaque site, ils sont basés sur la connaissance du détail de l'environnement et ils fournissent des prédictions exactes de la propagation du signal.

Puis nous nous sommes intéressés au modèle standard de propagation qui est un modèle pouvant prendre en compte toutes les situations. Dans cette partie du travail, nous avons proposé des exemples de calibrage pour que ce modèle standard puisse convenir à une situation considérée. Après ce calibrage, nous avons pu trouver des valeurs des coefficients de l'équation du modèle standard de propagation.

Dans la dernière partie qui est la partie simulation, nous avons élaboré une méthode pour calibrer quelques modèles empiriques en milieu *outdoor* pour que ces derniers puissent être conformes à la réalité du centre ville d'Antananarivo. De ce fait, nous avons effectué des mesures de signal de quelques BTS dans le centre de ville d'Antananarivo. Avec les données trouvées nous avons pu trouver des nouvelles équations pour les modèles de propagation qui correspondent à ces données.

- **ANNEXES :**

- **ANNEXE 1 : Les différents canaux utilisés en réseaux cellulaires**

A1.1 Les canaux Logiques

Les canaux logiques peuvent être regroupés en 3 classes:

- les canaux de diffusion (BCH: *Broadcast Channel*) qui regroupent: *FCCH*, *SCH* et *BCCH*; sont des canaux diffusés par le réseau et écoutés par tous les terminaux (qui sont en mode veille), les canaux BCH sont simplex
- les canaux de contrôle commun (CCCH: *Common Control Channel*): PCH, AGCH et RACH sont des canaux simplex.
- les canaux de contrôle dédié : DCCH (*Dedicated Control Channel*): Cette famille regroupe les canaux dédiés SDCCH, SACCH, TCH et FACCH. Une fois un canal dédié est alloué à un mobile spécifique, ce dernier sera le seul capable d'émettre et de recevoir sur ce canal.

A1.2 Les canaux logiques ‘les BCH’

1- Les canaux FCCH (*Frequency Correction Channel*):

Les messages émis sur ce canal ne sont pas porteurs d'information utile. Tous les bits de tels messages sont des ‘ 0 ’. Mais ils sont utiles pour la correction de la fréquence des oscillateurs internes des terminaux. Canal simplex émis uniquement en DL

2- SCH (*Synchronization Channel*)

Après avoir corrigé sa fréquence, le terminal doit être synchronisé avec la station de base. C'est le rôle des messages émis sur le canal SCH.

3- BCCH (*Broadcast Control Channel*)

Les terminaux mobiles en état de veille nécessitent plusieurs informations à savoir:

- LAI Location Area Identity, LAI= LAC+MNC+MCC
- BCCH des cellules voisines
- Paramètres de contrôles et de sélection
- Option de la cellule (cellule barrée, concentrique...)

- **ANNEXE 2 : Mesures Drive test GSM**

A2.1 Équipements

1. Mobile(s) à trace: pour les mesures radio (mesures numériques)

2. GPS : Global position system: pour la localisation géographique des points de mesure
3. Software spécial: pour l'acquisition, l'enregistrement et le traitement des mesures récupérées.



Figure A01 : Equipment Drive Test

A2.2 Exemple de paramètres mesurés

Plusieurs paramètres peuvent être obtenus lors d'un *drive test*

- RxLevFull: niveau de puissance reçue (en dBm ou bien en Rxlev unit)
- RxQualFull: traduit la qualité du signal reçu.

Codé sur 3 bits (0-7): 0 très bonne qualité, 7 très mauvaise qualité

- TA: Timing Advance: traduit le temps d'avance nécessaire pour compenser le temps de propagation entre le MS et sa BTS (0-63)
- BCCH: ARFCH de la fréquence BCCH de la cellule
- RxFreq: ARFCN de la fréquence de réception,...
- C/I et C/A : rapport signal à interférence

- **ANNEXE 3 : Code source de la méthode de calibration des modèles de propagation en MATLAB**

```
clc
```

```
%Pour le site de Conforama
```

```
x=0.025:0.005:0.3;
```

```

reel=[94.1 96 96.2 97 97.5 98 99 99 100 100.3 100.7 101 101.1 101.8 102.3 102.5 103 103.6
103.9 104.4 104.6 104.7 104.9 105.2 105.5 105.8 106 106.3 106.5 106.9 107.1 107.4 107.8 108.3
108.5 108.9 110.2 110.7 111.4 111.8 112 112.6 113 113.9 114.2 114.8 115.1 115.6 116.3 117
117.3 118.1 118.8 119.2 120 120.8];
y=log(x);
M=[y(1) 1;y(2) 1; y(3) 1;y(4) 1; y(5) 1; y(6) 1; y(7) 1; y(8) 1; y(9) 1; y(10) 1; y(11) 1; y(12) 1;
y(13) 1; y(14) 1; y(15) 1; y(16) 1; y(17) 1; y(18) 1; y(19) 1; y(20) 1; y(21) 1; y(22) 1; y(23) 1;
y(24) 1; y(25) 1; y(26) 1; y(27) 1; y(28) 1; y(29) 1; y(30) 1; y(31) 1; y(32) 1; y(33) 1; y(34) 1;
y(35) 1; y(36) 1; y(37) 1; y(38) 1; y(39) 1; y(40) 1; y(41) 1; y(42) 1; y(43) 1; y(44) 1; y(45) 1;
y(46) 1; y(47) 1; y(48) 1; y(49) 1; y(50) 1; y(51) 1; y(52) 1; y(53) 1; y(54) 1; y(55) 1; ; y(56) 1];
transM=transpose(M);
Mprim=transM*M;
invMprim=inv(Mprim);
transreel=transpose(reel);
N=transM*transreel;
Uopt=invMprim*N;
Lcalibre=M*Uopt;
transLcalibre=transpose(Lcalibre);

diff=reel-transLcalibre;
somme=sum(diff);
eurmoy=somme/56;
absdiff=abs(diff);
sommeabs=sum(absdiff);
eurabs=sommeabs/56;
carreddiff=diff.*diff;
sommecarreddiff=sum(carreddiff);
eurquad=sqrt(sommecarreddiff/56);
g=diff-eurmoy;
car=g.*g;
p=sum(car);
q=p/56;

```

```

ecarttype=sqrt(q);
W=transpose(transLcalibre);
cov(W,y);
vary=var(y);
a=cov(W,y)/var(y);
det(a);
ml=mean(transLcalibre);
my=mean(y);
b=mean(transLcalibre)-(12.5266*mean(y));
calibrey=transLcalibre.*y;
moycalibrey=(sum(calibrey))/56;
convar=moycalibrey-(mean(transLcalibre)*mean(y));
vary=((sum(y.*y))/56)-(mean(y)*mean(y));
aa=convar/vary
bb=mean(transLcalibre)-aa*mean(y)
cal=aa*y+bb;
transcal=transpose(cal);
t=25:5:300;
plot(t,reel,'k*',t,cal,'b+')
grid on
ylabel('Affaiblissement (dB)')
xlabel('Distance (m)')
title('COURBES DES AFFAIBLISSEMENTS THEORIQUES ET REEL APRES CALIBRAGE')
legend('Affaiblissement réel','Affaiblissement théorique')

```

- ANNEXE 4: Code source de la méthode de calibration du modèle standard de propagation en MATLAB**

Dans ce code source, les valeurs de K1, K2, K3, K4, K5, K6 et Kclutter sont les résultats finals obtenus en les faire variant selon la méthode sur l'organigramme de la figure 3.1 du chapitre 3.

```

clc
d=25:5:300;

```

```

K1=-24;
K2=-27.9;
K3=36.7;
K4=-0.5;
K5=-6.56;
K6=0;
Kclutter=0;
diff=0;
Antgain=18;
L=K1-(K2*log(d))+(K3*log(15))+(K4*diff)+(K5*log(d)*log(15))+(K6*15)+Kclutter-Antgain;
reel=[94.1 96 96.2 97 97.5 98 99 99 100 100.3 100.7 101 101.1 101.8 102.3 102.5 103 103.6
103.9 104.4 104.6 104.7 104.9 105.2 105.5 105.8 106 106.3 106.5 106.9 107.1 107.4 107.8 108.3
108.5 108.9 110.2 110.7 111.4 111.8 112 112.6 113 113.9 114.2 114.8 115.1 115.6 116.3 117
117.3 118.1 118.8 119.2 120 120.8];

plot(d,L,'b*',d,reel,'r*')
grid on
ylabel('Affaiblissement (dB)')
xlabel('Distance (m)')
title('COURBES DES AFFAIBLISSEMENTS THEORIQUES ET REEL APRES CALIBRAGE')
legend ('Affaiblissement Théorique','Affaiblissement réel')

diff=reel-L;
somme=sum(diff);
eurmoy=somme/56
absdiff=abs(diff);
sommeabs=sum(absdiff);
eurabs=sommeabs/56
carrediff=diff.*diff;
sommecarrediff=sum(carrediff);
eurquad=sqrt(sommecarrediff/56)
g=diff-eurmoy;

```

```
car=g.*g;  
p=sum(car);  
q=p/56;  
ecarttype=sqrt(q)
```

- **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] Khrouf M.B., « *Propagation GSM en milieu Indoor : Etude d'algorithmes et Implémentation logicielle* », <http://www.etudionet.com/v0>, 2005
- [2] Mokhtari H., « *Modèles de propagation pour l'ingénierie radio cellulaire* », <http://www.scribd.com/doc>, 2010
- [3] Baldassaro P. M., « *RF and GIS: Field Strength Prediction for Frequencies between 900 MHz and 28 GHz* », <http://scholar.lib.vt.edu/theses>, 2001
- [4] Vogler L.E., « *The attenuation of electromagnetic waves by multiple knife edge diffraction* », <http://www.its.blrdoc.gov/pub>, Oct. 1981
- [5] Bell S., « *Wireless Communication Spectrum Guidelines for ITS* », <http://www.dot.state.fl.us/research-center>, Nov. 1999
- [6] Östlin E., « *On radio wave propagation measurements and modeling for cellular mobile radio networks* », <http://www.bth.se/tek>, Mar. 2009
- [7] Iskander F., Yun Z., « *Propagation Prediction Models for Wireless Communication Systems* », *IEEE Trans. on Micro. Theory and Techniques*, Vol. 50 n°3, pp. 662-673, Mar. 2002.
- [8] Dubouloz S., « *Développement d'Architectures Avancées pour Communications Ultra Large Bande (UWB) dans des Applications Bas Débit* », <http://pastel.archives-ouvertes.fr/docs>, Jun. 2008
- [9] Abhayawardhana V.S. , Wassell I.J., Crosby D., Sellars M.P., Brown M.G., « *Comparison of Empirical Propagation Path Loss Models for Fixed Wireless Access Systems* », *IEEE Vehicul. Techno. Conf.*, Vol. 1, pp. 73-77, Dec. 2005

- [10] Sarkar K., Ji Z., Kim K., Medour A., and Salazar-Palma M., « *A Survey of Various Propagation Models for Mobile Communication* », *IEEE Anten. and Propag. Mag.*, Vol. 45 n°3, pp. 51-82, Jun. 2003.
- [11] Terré M., « *Propagation* », <http://ww1.cnam.fr/elau>, 2005
- [12] Kabaou M.O., « *Path Loss Models Comparison in Radio Mobile Communications* », <http://kom.aau.dk/~mbotell>, 2008
- [13] Walfish J., and Bertoni H.L., « *A Theoretical Model of UHF Propagation in Urban Environments* », *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, vol. 36 n° 12, pp. 1788-1796 Dec. 1988.
- [14] Phaiboon S. and Phokharatkul P., « *Comparison between Mixing and Pure Walfisch-Ikegami Path Loss Models for Cellular Mobile Communication Network* », <http://piers.org/piersproceedings>, Mar. 2009
- [15] Hassine K., « *Validation des modèles de propagation dans un environnement Out Door Cas Sakagami-Kuboi* », <http://www.etudionet.com/v0/communaute/xuser>, 2007
- [16] Seidel S.Y., Rappaport T. S., « *914 MHz Path Loss Prediction Models for Indoor Wireless Communications in Multifloored Buildings* » *IEEE Trans. on Anten. and Propag.*, vol. 40 n°2, pp. 207-217, Feb. 1992.
- [17] Kivinen J., « *Development of Wideband Radio Channel Measurement and Modeling Techniques for Future Radio Systems* », <http://lib.tkk.fi/Diss>, Mar. 2001
- [18] Mulligan J., « *A Performance Analysis of a CSMA Multihop Packet Radio Network* », <http://scholar.lib.vt.edu/theses>, 1997
- [19] Mikas F., Zvanovec S. and Pechac P., « *Measurement and Prediction of Signal Propagation for WLAN Systems* », <http://www.urel.feec.vutbr.cz/ra2008>, 2003

- [20] Zahra O., « *développement d'une plate forme pour la simulation des réseaux Wi-Fi* », <http://membres.multimania.fr/hambouch>, 2007
- [21] Ortí R., « *Radiosité Dynamique 2D et Complexe de Visibilité* », <http://artis.inrialpes.fr/Publications>, 1997
- [22] Mdeda A., « *Optimisation de l'emplacement des stations de Base de la norme UMTS* », <http://www.etudionet.com/etudes>, 2008
- [23] Afif B., « *Développement d'une plateforme de prédition de propagation* », <http://www.etudionet.com/etudes>, 2008
- [24] Lee M.B.R., Saunders S.R., Tzaras C., Montiel E., Scrivens J., « *The Digiplan Project: Coverage Prediction for Digital Broadcast Services* », <http://www.broadcastpapers.com/whitepapers>, 2000
- [25] Guyader A., « *Régression linéaire* », <http://www.sites.univ-rennes2.fr/laboratoire>, 2007

RENSEIGNEMENTS

Nom : RANDRIAMAMPIANINA

Prénoms : Andry Tahiry

Tél : +261 33 07 085 14

E-mail : raandrytahiry@yahoo.fr



Titre du mémoire : **MODELES DE PROPAGATION RADIO EN RESEAUX**

CELLULAIRES : MODELE STANDARD DE PROPAGATION

Nombres de pages : 122

Nombres de tableaux : 31

Nombres de figures : 52

Mots clés : Modèles de propagation, bilan de liaison, réseau cellulaire, GSM, UMTS

Directeurs de mémoire : Monsieur RANDIMBINDRAINIBE Falimanana

Tél. : +261 34 06 466 90

Monsieur RAZAFINDRADIANA Henri Bruno

Tél. : +261 32 02 174 56

E-mail : hbrazafindradina@gmail.com

RESUME

Ce mémoire nous a permis de connaître des modèles de propagation de signal pour les réseaux cellulaires. Ces modèles permettent de prédire l'affaiblissement du signal émis par une station de base en fonction de la distance par rapport à cette station de base mais aussi en fonction des environnements du milieu où elle est implantée.

Nous avons aussi calibré des modèles existants ainsi que le modèle standard de propagation pour que ces modèles puissent être utilisables dans le centre ville d'Antananarivo.

ABSTRACT

This memory allowed us to know models of signal propagations for the cellular networks. These models permit to predict the weakening of the signal emitted by a base transceiver station according to the distance in relation to base transceiver station but also according to the environments of the middle where it is implanted.

We also calibrated the existing models and the standard propagation model so that these models can be usable in the center city of Antananarivo.