



TECHNIQUES  
DE L'INGÉNIEUR

Réf. : E1162 V1

# Propagation des ondes radioélectriques des réseaux terrestres

Cet article est issu de : **Électronique - Photonique | Technologies radars et applications**

par **Hervé SIZUN**

**Pour toute question :**  
Service Relation clientèle  
Techniques de l'Ingénieur  
Immeuble Pleyad 1  
39, boulevard Ornano  
93288 Saint-Denis Cedex

**Par mail :**  
[infos.clients@teching.com](mailto:infos.clients@teching.com)  
**Par téléphone :**  
00 33 [0]1 53 35 20 20

Document téléchargé le : **16/09/2016**  
Pour le compte : **7200082601 - isep // lina MROUEH // 89.251.55.18**

# Propagation des ondes radioélectriques des réseaux terrestres

par **Hervé SIZUN**

Docteur Es-Sciences, Université de Rennes  
Ingénieur « Expert Senior », France Telecom R&D

<b>1. La propagation troposphérique</b> .....	E 1 162 –	2
1.1 Propagation radioélectrique en espace libre .....	–	2
1.2 Propagation radioélectrique en visibilité .....	–	3
1.3 Propagation radioélectrique en non-visibilité .....	–	8
<b>2. Propagation en milieu rural, suburbain et urbain</b> .....	–	11
2.1 Les bases de données géographiques.....	–	12
2.2 Modèles de propagation .....	–	12
<b>3. Propagation à l'intérieur des bâtiments</b> .....	–	15
3.1 Modèles de pénétration .....	–	15
3.2 Modèles de propagation à l'intérieur des bâtiments .....	–	15
<b>4. Propagation large bande</b> .....	–	19
4.1 Modèles à trajets.....	–	19
4.2 Modèles géométriques.....	–	20
<b>5. Propagation ultra-large bande</b> .....	–	20
5.1 Modèle d'affaiblissement.....	–	20
5.2 Modèle de réponse impulsionnelle.....	–	21
<b>Références bibliographiques</b> .....	–	23

**L**es liaisons radioélectriques du réseau terrestre fixe (FH, WIFI, WIMAX, ...), mobile (GSM, UMTS, ...) ou à très haut débit à courte portée sont situées soit à l'intérieur de la troposphère, siège de nombreux phénomènes météorologiques et climatiques (présence de gradient d'indice de réfraction, hydrométéores : pluie, neige, brouillard, etc.), soit au-dessus du sol avec son lot d'obstacles (bâtiments, végétation...), soit encore à l'intérieur des bâtiments.

**L'étude des bilans de telles liaisons nécessite de prendre en compte les différents affaiblissements** (affaiblissement en espace libre, affaiblissement en excès qui regroupe l'ensemble des affaiblissements supplémentaires dus aux différents effets de l'environnement : gaz, hydrométéores, bâtiments, végétation, etc.) et les différents renforcements du signal entre l'émetteur et le récepteur (gains d'antennes, focalisation, etc.). Différents mécanismes de propagation entrent en jeu : la **réflexion**, la **réfraction**, la **transmission**, la **diffusion**, etc.

L'indice de réfraction joue un rôle important dans la troposphère. Les gradients de l'indice de réfraction dans le profil vertical créent des couches de guidage du rayonnement électromagnétique. Si l'étendue horizontale de ces couches de guidage est suffisante, elles provoquent des variations parfois importantes du niveau du signal direct, des variations d'angles d'arrivée et l'apparition de trajets multiples qui interfèrent au niveau du récepteur.

*Le sol, les bâtiments, la végétation apportent leur lot de rayons : on distingue en effet les rayons **réfléchis** sur le sol, sur les différentes façades des bâtiments ou sur les différentes cloisons à l'intérieur des bâtiments, les rayons **diffractés** sur les sommets élevés ou sur les arêtes horizontales et verticales des bâtiments situés dans l'axe de la liaison, les rayons **diffusés** sur le couvert végétal, les rayons **guidés** dans les conduits, les rues, les couloirs des bâtiments, etc.*

*Aux fréquences supérieures à 10 GHz, les ondes électromagnétiques interagissent avec l'atmosphère neutre et les divers phénomènes météorologiques tels qu'hydrométéores (pluie, neige, grêle) pour engendrer une absorption et une diffusion d'énergie et donc un affaiblissement des signaux transmis.*

■ *Les besoins sans cesse croissants des télécommunications en matière de débit nécessitent d'avoir une **modélisation de plus en plus précise** du canal de propagation dans des conditions d'environnement, de gammes de fréquence, des largeurs de bande..., toujours plus diverses. Cette modélisation permet de dimensionner au mieux les interfaces radio en termes de qualité, d'optimiser les réseaux lors de leur déploiement (détermination des zones de couverture (choix des sites, allocation des fréquences, définition des puissances, gains d'antenne, etc.) et de déterminer les brouillages éventuels).*

*Les modèles sont de différents types : on distingue les modèles déterministes, empiriques et semi-empiriques.*

*Les modèles **déterministes** s'appuient sur les lois fondamentales de la physique. Ils servent de modèles de référence. Le temps de calcul est par contre relativement élevé.*

*Les modèles **empiriques** sont basés sur l'analyse d'un grand nombre de mesures expérimentales en fonction de différents paramètres tels que la fréquence, la distance, la hauteur des antennes. Ils sont robustes, rapides et ne nécessitent pas de bases de données géographiques. Ils sont adaptés au dimensionnement des systèmes mais peu précis plus particulièrement à courtes distances.*

*Les modèles **semi-empiriques** combinent une formulation analytique des phénomènes physiques (réflexion, transmission, diffraction, diffusion) et un ajustement statistique à l'aide de mesures expérimentales. Ils sont rapides, précis et robustes. Ils nécessitent par contre la prise en compte de l'environnement (troposphère, bases de données géographiques (topographie, occupation du sol, morphologie, contours des bâtiments, axe de rue, etc.)).*

Cet article touche à la fois la propagation troposphérique, tant en visibilité qu'en non visibilité, la propagation des ondes radioélectriques en milieu rural, suburbain et urbain, la propagation des ondes radioélectriques à l'intérieur des bâtiments et la propagation des ondes radioélectriques en contexte large et ultra-large bande.

## 1. La propagation troposphérique

Les phénomènes mis en jeu dans une liaison troposphérique tant en visibilité qu'en non visibilité ont été développés par Boithias [1]. Le lecteur est invité à s'y rapporter. Seul un résumé des principaux phénomènes est décrit ci-après.

### 1.1 Propagation radioélectrique en espace libre

On désigne sous ce terme la propagation dans un milieu illimité et homogène où n'existent que l'émetteur et le récepteur associés à leur antenne. Ces différents éléments sont de dimension

négligeable par rapport à la distance qui les sépare. Aucun obstacle ne vient d'autre part perturber la propagation entre l'émetteur et le récepteur.

La relation fondamentale entre la puissance reçue  $P_r$  et puissance émise  $P_t$  est :

$$P_r = G_e G_r \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} P_t$$

avec  $G_t$  et  $G_r$  respectivement les gains des antennes d'émission et de réception,  
 $\lambda$  la longueur d'onde (m),  
 $d$  la distance entre émetteur et récepteur (m).

Cette relation, généralement dénommée « **équation fondamentale des télécommunications** », est à la base des calculs et des mesures de propagation.

La quantité  $\frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2}$  est souvent appelée affaiblissement en espace libre  $A_0$ . Il vaut en décibels (dB) :

$$A_0 = 32,4 + 20 \lg f + 20 \lg d$$

avec    lg      logarithme en base 10,  
       f      la fréquence (MHz),  
       d      la distance (km).

L'affaiblissement total de propagation ( $A$ ) comprend en plus de l'affaiblissement en espace libre ( $A_0$ ), un affaiblissement supplémentaire  $A_s$  qui traduit l'influence de nombreux facteurs d'environnement (gaz, hydrométéores ... , etc.), effet de masque dû à des obstacles (bâtiments, murs, cloisons, meubles, personnes, végétation ... , etc.) ou variabilité due aux interférences. Dans la pratique, il faut également tenir compte des pertes dans les lignes d'alimentation des antennes (*feeder*), et, plus généralement, de tous les dispositifs qui s'insèrent entre les émetteurs ou les récepteurs et les antennes.

## 1.2 Propagation radioélectrique en visibilité

La présence de la Terre et de l'atmosphère met en jeu différents mécanismes physiques (réflexion, réfraction, diffraction, diffusion) qui viennent modifier les conditions de propagation et influencer le niveau du champ reçu même si les deux extrémités de la liaison sont en visibilité radioélectrique. Après avoir défini la notion de **visibilité radioélectrique**, nous examinerons les différents mécanismes physiques rencontrés : affaiblissement (gaz, hydrométéores (pluie, brouillard, nuage, grêle)), réflexion sur le sol, réfraction dans l'atmosphère, diffraction, etc.

### 1.2.1 Liaison en visibilité

L'étude des ondes électromagnétiques entre un émetteur E et un récepteur R conduit à subdiviser l'espace de propagation en une famille d'ellipsoïdes, appelés ellipsoïdes de Fresnel, ayant comme foyers les points E et R, tels qu'un point quelconque M d'un de ces ellipsoïdes satisfasse la relation (cf. figure 1) :

$$EM + MR = ER + n\lambda/2$$

avec    n      un nombre entier qui caractérise l'ellipsoïde considéré ( $n=1$  caractérise le 1<sup>er</sup> ellipsoïde de Fresnel...),  
        $\lambda$       la longueur d'onde.

Le rayon du  $n^e$  ellipsoïde en un point du parcours situé à la distance  $d_1$  de E et à la distance  $d_2$  de R ( $d_1 + d_2 = d$ , sous réserve que les distances  $d_1$  et  $d_2$  soient grandes par rapport aux rayons des ellipsoïdes) est donné par la relation suivante :

$$r_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

Le rayon du 1<sup>er</sup> ellipsoïde est égal à :

$$r_1 = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

La valeur maximale au milieu du trajet du rayon du 1<sup>er</sup> ellipsoïde est donc :

$$r_{\max} = \frac{1}{2} \sqrt{\lambda d}$$

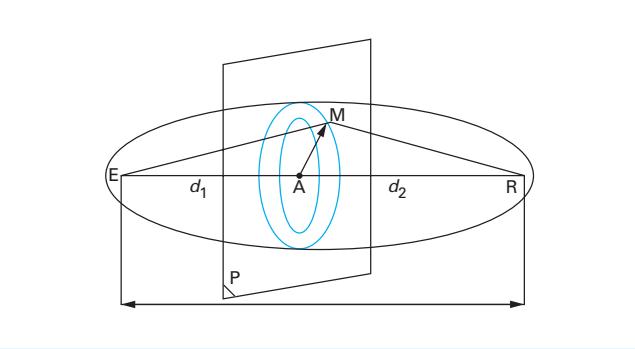


Figure 1 – Représentation schématique des zones de Fresnel

On considère qu'une liaison est en visibilité radioélectrique si le 1<sup>er</sup> ellipsoïde de Fresnel délimite la région de l'espace où passe la quasi-totalité de l'énergie n'est pas engagé (ne contient aucun obstacle). Les phénomènes de diffraction par des obstacles éventuels situés au-delà du 1<sup>er</sup> ellipsoïde de Fresnel ont donc une influence négligeable sur le niveau reçu. Le rayon de l'ellipsoïde étant inversement proportionnel à la fréquence, il en résulte qu'il faut éléver d'autant plus les antennes que les fréquences sont basses.

### 1.2.2 Affaiblissement dans l'atmosphère

#### 1.2.2.1 Affaiblissement par les gaz

L'affaiblissement par les gaz résulte de la **résonance moléculaire de l'oxygène et de la vapeur d'eau**.

- La molécule d'**oxygène** possède un moment magnétique permanent. Son couplage avec le champ magnétique d'une onde électromagnétique incidente provoque une **absorption par résonance** à certaines fréquences. Aux environs de 60 GHz correspond notamment un couplage entre le moment intrinsèque de l'électron (spin) et l'énergie rotationnelle de la molécule qui génère une série de raies d'absorption assez proches les unes des autres dans le spectre.

- La molécule de **vapeur d'eau** se comporte comme un **dipôle électrique**. Son interaction avec une onde incidente désoriente la molécule en générant une énergie potentielle interne supplémentaire. Le maximum d'atténuation atteint aux environs de 22 GHz résulte de la résonance de la molécule d'eau, elle se met à tourner sur elle-même en absorbant une forte proportion de l'énergie électromagnétique incidente.

La figure 2 montre la variation de l'affaiblissement linéique dû à l'oxygène et à la vapeur d'eau. Une manière très précise pour estimer l'affaiblissement par les gaz est de tenir compte de la contribution de l'ensemble des raies d'absorption de l'oxygène et de la vapeur d'eau et du spectre continu d'absorption lié à l'eau et la glace. Différents modèles existent dans la littérature [2] [3] [4] [6]. Le modèle de référence est celui de Liebe, le modèle MPM93 [2]. Il permet de calculer l'indice de réfraction lié à l'oxygène et à la vapeur d'eau dans l'atmosphère ainsi que l'affaiblissement lié à chacun de ces composants, pour des fréquences allant jusqu'à 1 000 GHz [6] [7] [8] [2]. Les paramètres d'entrée de ce modèle sont la pression, la température, l'humidité relative relevées sur un profil vertical de l'atmosphère terrestre ainsi que la fréquence [9] [3].

**Application numérique :** l'affaiblissement linéique dû aux gaz de l'atmosphère est, pour une atmosphère moyenne (7,5 g/m<sup>3</sup>), de l'ordre de 0,2 dB/km et 15 dB/km respectivement à 20 et 60 GHz.

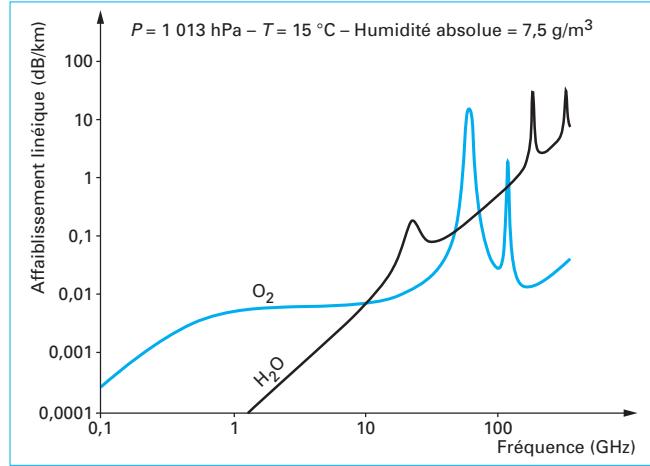


Figure 2 – Affaiblissement linéique (dB/km) dû aux gaz de l'atmosphère ( $O_2$  et  $H_2O$ )

### 1.2.2.2 Affaiblissement par les hydrométéores

L'affaiblissement dû à la pluie se fonde plus particulièrement sur la connaissance des intensités de précipitation. L'**affaiblissement linéique**  $\gamma_r$  (dB/km) est obtenu à partir de l'intensité de précipitation  $R$  (mm/h) selon la relation mathématique suivante :

$$\gamma_r = kR^\alpha.$$

Les coefficients  $k$  et  $\alpha$  dépendent de la fréquence et de la polarisation [10]. Pour une intensité de 20 mm/h (valeur dépassée pendant 0,1 % du temps à Belfort), les ordres de grandeur des affaiblissements dus à la pluie sont de 2 et 8 dB/km respectivement à 20 et 60 GHz. Pour une intensité de 40 mm/h valeur dépassée pendant 0,01 du temps, les valeurs sont de l'ordre de 3,2 et 13 dB/km.

La Recommandation UIT-R P.837 [10] fournit un modèle de détermination de l'intensité de pluie  $R_p$ , dépassée pendant un pourcentage donné  $p$  de l'année moyenne et à un emplacement donné ainsi que des exemples de cartes mondiales de répartition de la pluie (mm/h) dépassée pendant 0,01 % de l'année moyenne. Les fichiers de données ont été établis d'après des données recueillies pendant 15 ans par le Centre européen des prévisions météorologiques à moyen terme (CEPMMT). La figure 3 montre la variation de l'affaiblissement linéique (dB/km) dû à la pluie.

Un certain nombre de modèles existent dans la littérature. Les noms les plus cités sont : UIT-R, Bryant, Crane, DAH (Dissanayake-Alnutt-Haidara), Garcia, Karasawa, Leitao-Watson, Matricciani, SAM, Sviatogor, Assis-Einluft, Misme-Waldteufel, etc. [9].

### 1.2.3 Réflexion sur le sol

On a réflexion lorsque l'onde rencontre une surface dont les dimensions sont grandes et les irrégularités petites par rapport à la longueur d'onde. Le champ réfléchi est lié au champ incident par l'intermédiaire des relations de Fresnel [11]. On distingue la réflexion spéculaire et la réflexion diffuse (cf. figure 4).

#### 1.2.3.1 Réflexion spéculaire

La réflexion spéculaire, phénomène commun à toutes les fréquences, est celle due à une surface homogène parfaitement plane. Elle est due à des obstacles tels que le sol, les façades d'immeubles et les surfaces planes. L'affaiblissement de propagation induit par de telles réflexions découle des relations de Fresnel et dépend des caractéristiques diélectriques de la surface réfléchissante (conductivité  $\sigma$ , permittivité relative  $\epsilon_r$  ou permittivité relative complexe  $\epsilon'_r = \epsilon_r - j60\sigma\lambda$ ). La perméabilité magnétique relative est toujours voisine de l'unité.

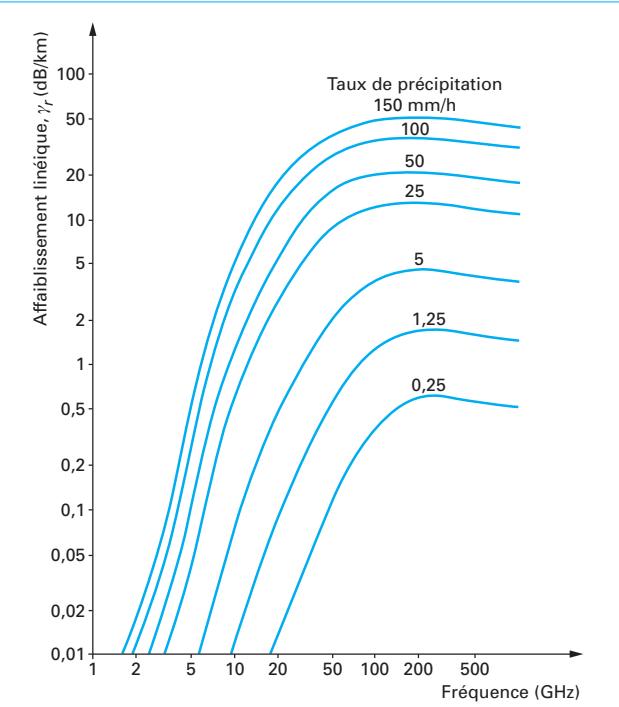


Figure 3 – Affaiblissement linéique (dB/km) dû à la pluie en fonction de la fréquence pour différents taux de précipitation (UIT-R P. 838)

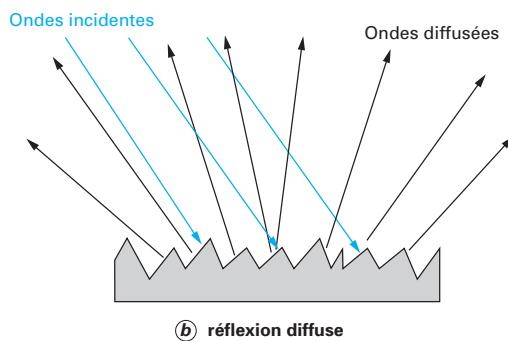
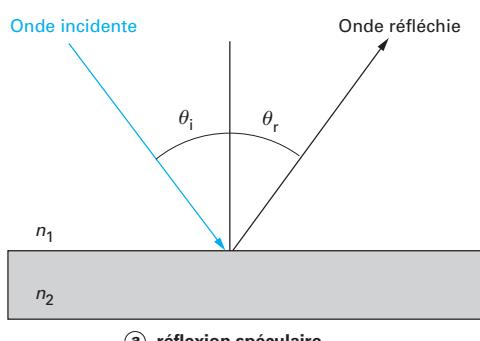


Figure 4 – Représentation schématique de la réflexion spéculaire et diffuse

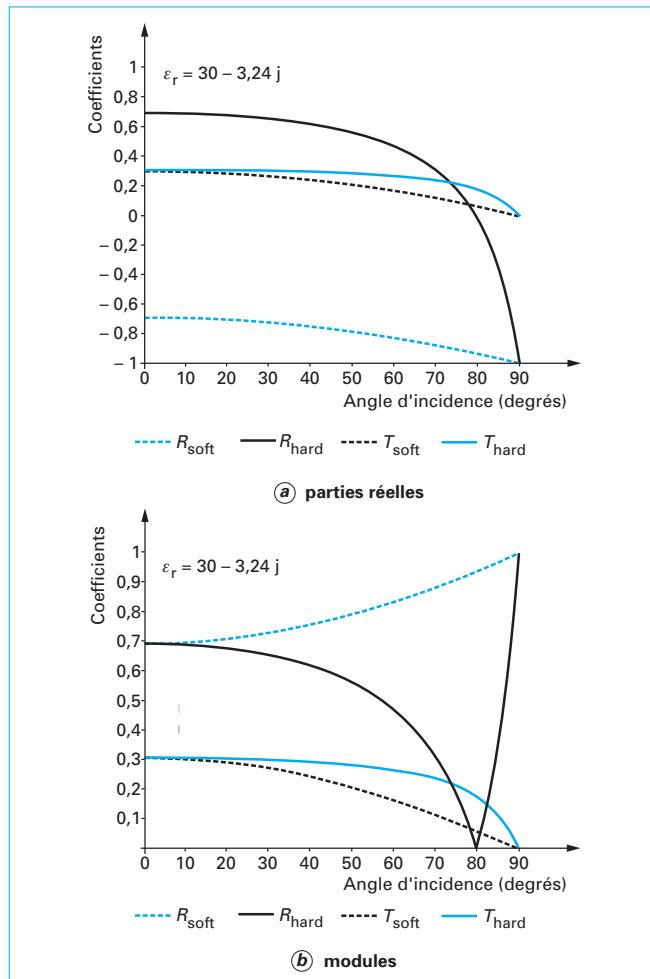


Figure 5 – Exemple de variation de la partie réelle et du module des coefficients de réflexion R et de transmission T du sol humide à 1 GHz en polarisation verticale (hard) et horizontale (soft)

Les figures 5a et b donnent un exemple de la variation des coefficients (partie réelle et module) de réflexion et de transmission en polarisation verticale (hard) et horizontale (soft) du sol humide à 1 GHz.

Le sol humide à cette fréquence est caractérisé par une permittivité relative égale à 30 et une conductivité égale à 0,18 (S/m).

Sur le sol en incidence rasante, c'est-à-dire pour des angles d'inclinaison très petits (angle d'incidence voisin de 90°), le facteur de réflexion est toujours voisin de -1 ; la réflexion se fait avec inversion de phase quelle que soit la polarisation [1]. En polarisation horizontale, le facteur de réflexion reste voisin de -1 pour des angles d'inclinaison assez grands. En polarisation verticale au contraire, il décroît jusqu'à un minimum qui est d'autant plus petit que la fréquence est élevée (incidence brewstérienne) puis croît au-delà (cf. figure 5b). Lorsque l'angle d'inclinaison atteint 90° (incidence normale), les deux polarisations sont équivalentes [1].

### 1.2.3.2 Réflexion diffuse

La réflexion diffuse est due aux réflexions par des surfaces qui ne sont pas planes mais rugueuses ; les surfaces présentant des inégalités de hauteur en différents points. Il en résulte qu'une onde

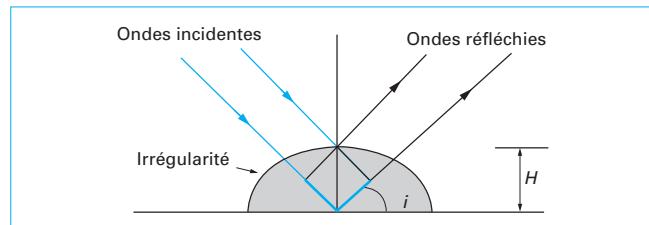


Figure 6 – Différence de marche créée par une irrégularité de surface de hauteur  $H$

incidente n'est plus réfléchie dans une direction unique mais diffusée dans de multiples directions. Afin de préciser si une réflexion est diffuse ou spéculaire, on utilise généralement le **critère de Rayleigh**, à savoir la considération de la hauteur des irrégularités de la surface ( $H$ ) et l'angle d'inclinaison ( $i$ ). L'irrégularité de hauteur  $H$  (cf. figure 6) va alors créer, pour deux ondes réfléchies par la surface, au plus une différence de marche :

$$\delta = 2H \sin(i)$$

et donc une différence de phase

$$\Delta\Phi = 4\pi H \sin(i)/\lambda$$

Lorsque la hauteur  $H$  est suffisamment petite pour que ces deux ondes soient en phase, on se trouve dans le cas précédent de réflexion spéculaire. Sinon la surface est considérée comme rugueuse. En résumé la réflexion est diffuse, selon le critère de Rayleigh, lorsque  $\Delta\Phi > \pi/2$  c'est-à-dire lorsque  $H > \lambda/8 \sin(i)$ . La rugosité dépend donc de la fréquence, de l'angle d'incidence et de la hauteur des irrégularités.

Il est possible de calculer la puissance réfléchie par une surface rugueuse en multipliant le coefficient de réflexion spéculaire pour chacune des polarisations horizontale  $H$  et verticale  $V$  par un **coefficient de diffusion**  $\rho$  :

$$R_{V,H}^{\text{mod}} = R_{V,H} \times \rho$$

$$\rho = \exp \left[ -8\pi^2 \left( \frac{\sigma_h}{\lambda} \right)^2 \cos^2 \theta \right]$$

avec  $\sigma_h$  écart type de la distribution des hauteurs des irrégularités,  
 $\theta$  l'angle d'incidence par rapport à la normale.

### 1.2.3.3 Modélisation de la réflexion sur le sol (deux rayons)

Dans les systèmes de communication (liaisons fixes ou mobiles), la distance séparant l'émetteur du récepteur est généralement de l'ordre de quelques dizaines de kilomètres. La Terre est donc supposée plate.

Le modèle de propagation à deux rayons, basé sur l'optique géométrique (figure 7) considère la **combinaison du rayon direct et du rayon réfléchi** sur le sol. Le signal reçu résulte de l'interférence des deux signaux ayant parcouru des chemins différents. Suivant la phase relative de ces derniers le champ reçu peut être maximal ou minimal.

Le champ reçu ( $E_{\text{total}}$ ) est la somme du rayon direct et du rayon réfléchi sur le sol :

$$E_{\text{total}}(d) = E_d(d) (1 + R e^{-j\Delta\phi})$$

avec  $E_d(d)$  le champ en espace libre au niveau du récepteur,  
 $R$  le coefficient de réflexion,  
 $\Delta\phi$  la différence de phase entre les deux trajets.  
 les antennes d'émission et de réception étant supposées peu directives.

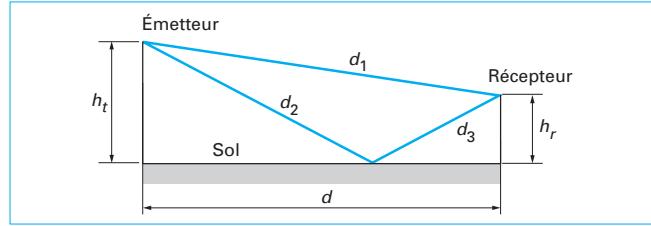


Figure 7 – Modèle à deux rayons

Si  $h_t$  et  $h_r$  sont respectivement les hauteurs des antennes d'émission et de réception et  $d$  la distance entre l'émetteur et le récepteur, la différence de marche entre les deux rayons, basée sur des considérations géométriques, est selon la méthode des images :

$$\Delta d = (d_2 + d_3) - d_1$$

soit  $\Delta d = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2}$

La distance  $d$  étant grande comparativement aux hauteurs des antennes, la différence de marche peut s'écrire selon l'approximation des séries de Taylor :

$$\Delta d = \frac{2h_t h_r}{d}$$

soit :  $\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{h_t h_r}{d}$

Pour de grandes valeurs de  $d$  ( $d \gg \sqrt{h_t h_r}$ ), et avec  $R \approx 1$ ,  $\Delta\varphi$  est petit, alors :

$$E_{\text{total}}(d) \approx E_d(d) \Delta\varphi = E_d(d) \frac{4\pi}{\lambda} \frac{h_t h_r}{d}$$

La puissance reçue en espace libre était :

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

Elle devient donc :

$$P_r(d) = \left(\frac{4\pi}{\lambda} \frac{h_t h_r}{d}\right)^2 G_t G_r \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} P_t = \frac{h_t h_r}{d^4} G_t G_r P_t$$

La puissance reçue est ainsi, à grande distance, inversement proportionnelle à  $d^4$  soit une décroissance de 40 dB par décade, décroissance bien plus rapide que celle reçue en espace libre. On notera également que la puissance reçue et l'affaiblissement deviennent indépendants de la fréquence. L'affaiblissement, exprimé en dB est alors :

$$Aff = -10 \lg G_t - 10 \lg G_r - 20 \lg h_t - 20 \lg h_r + 40 \lg d$$

**Cette situation où le rayon direct et le rayon réfléchi ont des trajets faiblement différents est donc à éviter.** Afin de pallier à l'interférence entre les deux signaux, il est judicieux de placer l'antenne réceptrice de telle sorte que le rayon réfléchi soit masqué par un obstacle (cf. figure 8).

L'amplitude du champ reçu dépend de la rugosité du sol. Sur une liaison maritime, il est judicieux pour limiter l'effet de la mer qui présente un fort pouvoir réflecteur, de construire la liaison, dans la mesure du possible, de telle sorte que le point réflecteur soit situé sur une île qui présente un pouvoir réflecteur plus faible (cf. figure 9).

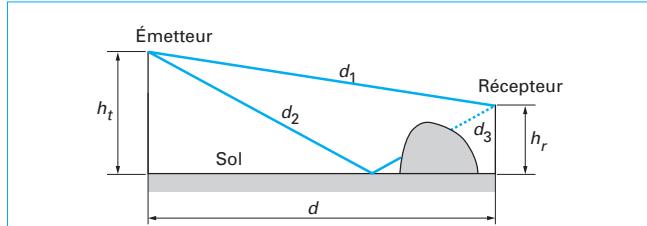


Figure 8 – Schéma montrant le masquage du rayon réfléchi par un obstacle

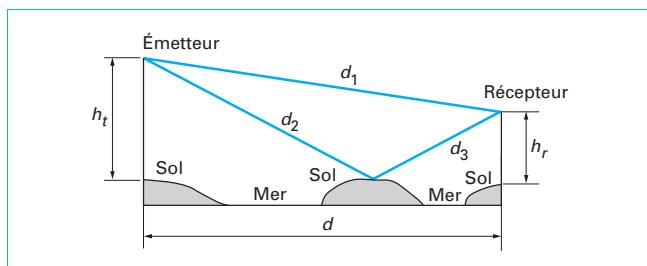


Figure 9 – Schéma montrant le trajet réfléchi sur une île afin de limiter l'effet du trajet réfléchi sur une liaison maritime

## 1.2.4 Réfraction dans l'atmosphère

### 1.2.4.1 Indice de réfraction

En radioélectricité, la troposphère est considérée comme un diélectrique d'indice de réfraction proche de l'unité, mais dont les variations, bien que petites, vont jouer un rôle important.

L'indice de réfraction  $n$  est donné par :

$$n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$$

avec  $\epsilon_r$  constante diélectrique relative,  
 $\mu_r$  perméabilité relative.

La valeur moyenne de l'indice de réfraction  $n$  au niveau du sol varie autour de 1,0003. Les variations portant sur les cinquièmes et sixièmes décimales, on utilise le co-indice  $N$  qui donne une valeur pratique de l'indice  $n$ . Ces deux indices sont reliés par la formule suivante [12] :

$$N = (n - 1)10^6$$

Le co-indice peut être obtenu soit en le mesurant directement à l'aide d'un réfractomètre, soit en le calculant à partir de données météorologiques à l'aide de la relation suivante :

$$N = 77,6 \frac{P}{T} + 3,73 \times 10^5 \frac{e}{T^2}$$

avec  $T$  température absolue en K,  
 $P$  pression atmosphérique en hPa (ou mbar),  
 $e$  pression partielle de vapeur d'eau en hPa :

$$e = \frac{H e_s}{100}$$

avec  $H$  humidité relative de l'air (quantité de vapeur d'eau contenue dans l'air en pourcentage par rapport à la quantité maximale que cet air pourrait en contenir à la même température),

$e_s$  pression de la vapeur saturante ; elle est reliée à la température de l'air  $t$  ( $^{\circ}\text{C}$ ) par l'expression suivante [13] :

$$e_s = a \exp\left(\frac{bt}{t+c}\right)$$

Les valeurs des coefficients  $a$ ,  $b$  et  $c$  pour l'eau liquide sont :

$$a = 6,112\,1, b = 17,502 \text{ et } c = 240,97.$$

Ces relations sont applicables entre  $-20\,^{\circ}\text{C}$  et  $+50\,^{\circ}\text{C}$  avec une précision de  $\pm 0,2\,\%$ .

Le premier terme de l'expression de  $N$ , fonction de la pression et de la température, est la composante **sèche** ; le second terme, fonction de l'humidité et de la température, est la composante **humide**. La composante sèche est la composante la plus forte, elle contribue à la valeur du co-indice pour 60 à 80 %. Des abaques donnent la valeur des composantes sèche et humide en fonction des différents paramètres météorologiques [14]. En été, la composante humide a tendance à augmenter et la composante sèche a tendance à diminuer. En hiver, la composante humide est faible alors que la composante sèche tend à croître en raison des faibles températures.

Comme la pression, la température et l'humidité varient en fonction de l'altitude, l'indice de l'air varie également en fonction de la distance et de l'altitude. Ces variations dépendent essentiellement de phénomènes climatiques tels que la subsidence, les radiations nocturnes..., et de la nature du sol (présence d'eau sur le sol). La variabilité avec la distance est surtout très forte sur les trajets mixtes (terre-mer) où le passage d'îles est très marqué. La variabilité verticale, généralement la seule prise en considération, a une très grande importance en propagation.

#### 1.2.4.2 Trajectoire des ondes radioélectriques

La trajectoire suivant laquelle se déplace l'énergie radioélectrique est appelée rayon. La propagation des ondes dans la troposphère est principalement fonction de la valeur de l'indice de réfraction et du gradient d'indice.

Dans un milieu continu (milieu où l'indice de réfraction  $n(h)$  varie de façon continue avec l'altitude), cette loi s'écrit (**loi de Descartes**) :

$$n(h) \cos(\varphi(h)) = \text{Cte}$$

avec  $\varphi(h)$  angle entre le rayon et l'horizontale, à l'altitude  $h$ .

$$\varphi(h) = \frac{\pi}{2} - \theta(h) \quad (\text{cf. figure 10})$$

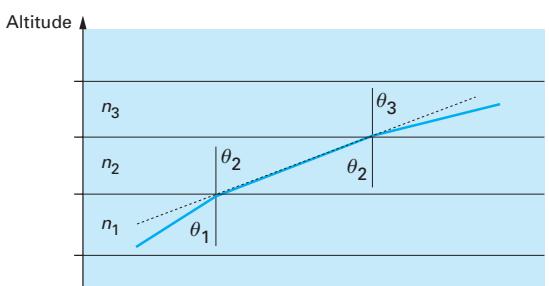


Figure 10 – Géométrie associée à la définition de la loi de Descartes

Lorsque la stratification est à géométrie sphérique, il est nécessaire de modifier cette relation. L'application de la loi de Descartes à un milieu à géométrie sphérique est appelée **loi de Bouguer**. Pour un milieu continu, on a [14] :

$$n(h)r(h) \cos(\varphi(h)) = \text{Cte}$$

avec  $\varphi(h)$  angle entre le rayon et l'horizontale locale à l'altitude  $h$ ,

$r(h)$  égal à  $(a + h)$  où  $a$  est une référence arbitraire prise par rapport au centre de symétrie sphérique. Par exemple si le centre de la Terre est pris comme centre de symétrie,  $a$  aura la valeur du rayon terrestre (environ 6 370 km).

#### 1.2.4.3 Rayon de courbure

Un rayon radioélectrique traversant la troposphère subit des courbures dues au gradient vertical de l'indice de réfraction. La courbure du rayon en un point de l'espace est alors contenue dans le plan vertical et s'exprime sous la forme [12] :

$$\frac{1}{\rho} = -\frac{\cos \varphi}{n} \frac{dn}{dh}$$

avec  $\varphi$  angle de la trajectoire du rayon avec l'horizontale.

La courbure des rayons est définie comme étant positive lorsque sa concavité est orientée vers la surface de la Terre. Ce phénomène ne dépend pratiquement pas de la fréquence si le gradient de l'indice ne varie pas d'une façon significative sur une distance égale à la longueur d'onde.

Si les antennes sont au voisinage du sol, on a  $\cos \varphi = 1$  et comme  $n \approx 1$ , on peut écrire :

$$\frac{1}{\rho} = -\frac{dn}{dh} = -\frac{1}{10^6} \frac{dN}{dh}$$

On voit alors que la courbure de la trajectoire est proportionnelle au gradient du co-indice et, si celui-ci est constant, les trajectoires sont des arcs de cercle.

En particulier, pour une atmosphère standard caractérisée par un gradient vertical égal à  $-39\, \text{N/km}$  (gradient normal du co-indice), le rayon de courbure est de  $25\,640\, \text{km}$ , soit environ 4 fois le rayon de courbure de la Terre. C'est une valeur conventionnelle du gradient vertical du co-indice utilisée pour les études de réfraction. Elle correspond approximativement à la valeur médiane du gradient sur le premier kilomètre d'altitude dans les régions tempérées.

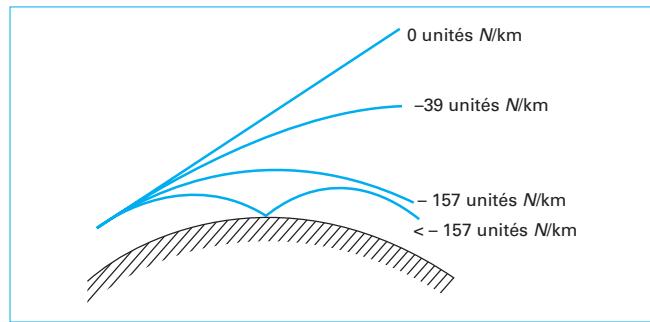
Si la valeur algébrique du gradient du co-indice est supérieure à  $-39$  unités  $\text{N/km}$ , on dit qu'il y a **infra-réfraction**. En particulier si le gradient est nul, l'atmosphère est linéaire, les trajectoires sont droites.

Si la valeur algébrique du gradient du co-indice est inférieure à  $-39$  unités  $\text{N/km}$ , on dit qu'il y a **super-réfraction**. Les trajectoires sont courbées.

Pour un gradient de  $-157$  unités  $\text{N/km}$ , le rayon de courbure des trajectoires est égal à celui de la Terre, le rayon est donc parallèle à la surface de la Terre.

Si toutefois le gradient est inférieur à  $-157$  unités  $\text{N/km}$ , la courbure des trajectoires est supérieure à la courbure terrestre. Les rayons reviennent vers le sol où ils sont généralement réfléchis. On dit qu'il y a propagation par conduit. L'énergie des ondes radioélectriques reste confinée et se propage avec un affaiblissement très inférieur à ce qu'il serait dans une atmosphère homogène. Il y a **propagation guidée** (cf. figure 11).

On distingue deux types principaux de conduits : les conduits de surface (la limite inférieure est au sol) et les conduits élevés [13]. Ils sont caractérisés par leur épaisseur (différence d'altitude entre



**Figure 11 – Trajectoire des ondes radioélectriques en fonction du gradient du co-indice**

les surfaces limites, inférieure et supérieure), leur hauteur (hauteur au-dessus du sol de la surface inférieure du conduit élevé) et leur intensité (différence entre les valeurs maximale et minimale du module de l'indice de réfraction).

Des conditions météorologiques ou géographiques particulières conduisent à des valeurs de gradient du co-indice qui s'écartent notablement de la valeur standard. Ainsi des inversions temporaires de température dans l'atmosphère ont pour conséquence de dévier les faisceaux radioélectriques vers le haut et conduire ainsi à des interruptions des communications. Ces phénomènes apparaissent parfois l'hiver sur des liaisons de télévision.

Afin de tenir compte de la réfraction, les méthodes numériques de tracé de rayons dans l'atmosphère terrestre utilisent généralement un rayon terrestre équivalent. C'est le rayon d'une Terre fictive, sphérique et sans atmosphère de telle sorte que les trajets radioélectriques soient rectilignes. Les altitudes et les distances le long du sol sont les mêmes que sur la Terre réelle supposée entourée d'une atmosphère dont le gradient vertical du co-indice est constant. Pour une atmosphère ayant un gradient normal du co-indice, le rayon terrestre équivalent est égal approximativement aux 4/3 du rayon réel de la terre, ce qui correspond à environ 8 500 km. Le facteur multiplicatif du rayon terrestre (rapport du rayon terrestre équivalent au rayon réel de la Terre) est lié au gradient vertical  $dn/dh$  de l'indice de réfraction et au rayon terrestre  $a$  par la relation :

$$k = \frac{1}{1 + a \frac{dn}{dh}}$$

Des méthodes numériques (méthode de l'équation parabolique, méthode de l'équation intégrale...) permettent d'évaluer le champ électromagnétique en tout point d'une coupe verticale en fonction des profils des indices de réfraction [15].

## 1.3 Propagation radioélectrique en non-visibilité

On considère qu'une liaison est en non-visibilité radioélectrique si le 1<sup>er</sup> ellipsoïde de Fresnel délimitant la région de l'espace où passe la quasi-totalité de l'énergie est, dû à la présence d'obstacle, très loin d'être dégagé.

Les phénomènes de diffraction par des obstacles éventuels situés au voisinage de la liaison ont donc une influence importante sur le niveau reçu. Ces conditions sont toujours réalisées lorsque l'une des extrémités de la liaison est au-delà de l'horizon de l'autre. Elles peuvent également être réalisées lorsqu'elle est en

déca de l'horizon lorsque les dimensions de l'ellipsoïde de Fresnel sont importantes plus particulièrement en ondes décamétriques et en ondes longues.

Les mécanismes physiques permettant aux ondes électromagnétiques de contourner les obstacles constitués par le relief et la courbure de la terre sont :

- la diffraction autour de la surface terrestre supposée sphérique ;
- la diffraction par le sommet d'arêtes d'épaisseur relativement faible ;
- la diffusion par les hétérogénéités ;
- la réflexion sur les couches élevées ;
- la propagation par conduit.

### 1.3.1 Diffraction autour de la surface terrestre

La diffraction des ondes autour de la sphère terrestre est l'un des problèmes de propagation les plus anciennement étudiés sous l'appellation de **propagation par onde de sol**. À la suite des travaux de mathématiciens tels que Poincaré, Sommerfeld, Van der Pol, Bremmer, etc., l'expression générale du champ radioélectrique est donnée par la relation suivante [1] :

$$\frac{E}{E_0} = \sum_{n=1}^{n=\infty} A_n(d) g_n(h_1) g_n(h_2)$$

avec	$E$	le champ en un point,
	$E_0$	le champ en espace libre à la même distance,
	$d$	la distance entre l'émetteur et le récepteur mesurée le long du grand cercle,
	$h_1$ et $h_2$	les hauteurs des antennes au-dessus de la sphère terrestre,
	$A_n(d)$ et $g_n(h)$	sont des fonctions complexes respectivement de la distance et de la hauteur de chaque antenne. Elles dépendent également des caractéristiques du sol, de la fréquence et de la polarisation. Pour plus de détails le lecteur se reporterà Boithias [1] [14].

### 1.3.2 Diffraction par le sommet d'arêtes d'épaisseur relativement faible

La diffraction se produit lorsqu'une onde rencontre l'arête d'un obstacle (montagne, colline, bâtiments, etc.) dont les dimensions sont grandes devant la longueur d'onde. Elle constitue l'un des facteurs les plus importants intervenant dans la propagation des ondes radioélectriques.

L'utilisation de la Théorie Géométrique de la Diffraction (TGD) [16] permet de représenter ce phénomène sous forme de rayons. La théorie montre que l'affaiblissement supplémentaire (hors espace libre) de la diffraction (donné par la GTD (*Geometrical Theory of Diffraction*) ou UTD (Théorie Uniforme de la Diffraction)) a une dépendance en fréquence en  $10 \lg(f)$  pour ce qui est de la diffraction par une arête. Elle est très présente pour la propagation des ondes dans les bandes de fréquences allant jusqu'à quelques GHz. Au-delà et notamment pour des fréquences supérieures à 15 GHz, l'affaiblissement de diffraction peut devenir considérable par rapport à un simple affaiblissement de réflexion.

Afin d'évaluer un ordre de grandeur de l'affaiblissement par diffraction dans les bandes de fréquences qui nous intéressent, considérons une arête sans épaisseur au sommet à la hauteur  $h$  (positive ou négative) par rapport à la droite qui joint l'émetteur du récepteur. Soit  $d$  la distance totale,  $d_1$  et  $d_2$  les distances respectives de l'arête à l'émetteur et au récepteur (cf. figure 12).

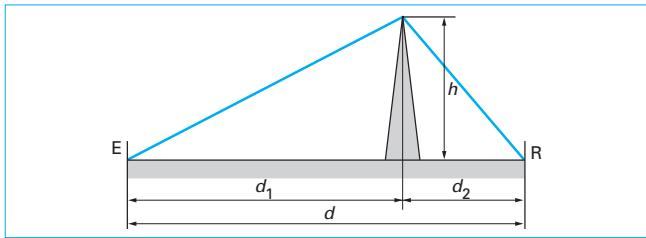


Figure 12 – Représentation schématique d'une arête vive diffractante

Si l'on prend comme variable :

$$\nu = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left( \frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)}$$

le champ à l'emplacement du récepteur est donné en amplitude et en phase, par rapport à l'espace libre, par l'expression suivante :

$$\frac{E}{E_0} = \frac{1}{1+j} \int_{-\infty}^{\infty} \exp j \frac{\pi t^2}{2} dt$$

où  $E_0$  est le champ existant en l'absence d'arête.

Le rapport des puissances correspondantes s'écrit alors :

$$\frac{P}{P_0} = \frac{1}{2} \left[ \left( \frac{1}{2} - \xi(\nu) \right)^2 + \left( \frac{1}{2} - \mu(\nu) \right)^2 \right]$$

en désignant par  $\xi(\nu)$  et  $\mu(\nu)$  les intégrales de Fresnel :

$$\xi(\nu) = \int_0^\nu \cos \frac{\pi t^2}{2} dt$$

$$\text{et } \mu(\nu) = \int_0^\nu \sin \frac{\pi t^2}{2} dt$$

Si  $\nu$  est négatif, c'est-à-dire lorsque le sommet de l'arête est au-dessous de la droite reliant l'émetteur au récepteur,  $P/P_0$  tend en oscillant vers le niveau d'espace libre, tandis que pour  $\nu$  positif,  $P/P_0$  décroît régulièrement à mesure que l'obstruction de l'arête augmente. Pour  $\nu$  nul, l'émetteur et le récepteur sont alignés avec le sommet de l'arête et l'affaiblissement est de 6 dB (en optique on a la visibilité tandis qu'en radio on perd 6 dB).

Dans le cas de l'obstruction, nous avons des expressions approchées [14] :

$$10 \lg \frac{P}{P_0} = -13 - 20 \lg \nu, \text{ relation valable plus particulièrement pour } \nu > 1,5$$

$$10 \lg \frac{P}{P_0} = -6,9 + 20 \lg \left[ \sqrt{(\nu - 0,1)^2 + 1} - \nu + 0,1 \right] \text{ plus particulièrement valable pour } \nu > -0,7 \text{ et utilisable au voisinage de } 0.$$

La figure 13 donne le niveau d'atténuation en fonction de la hauteur de l'arête par rapport à l'axe émetteur-récepteur.

Dans la littérature, on trouve plusieurs autres modèles qui décrivent les phénomènes de diffraction. Les modèles les plus courants sont ceux de Bullington, Longley-Rice, Deygout... Ce sont des modèles qui se sont beaucoup inspirés des travaux de Van Der Pol, Bremmer et Norton. Par ailleurs, ces modèles évoluent continuellement afin de se rapprocher le plus possible de la réalité (modèle à plusieurs arêtes...).

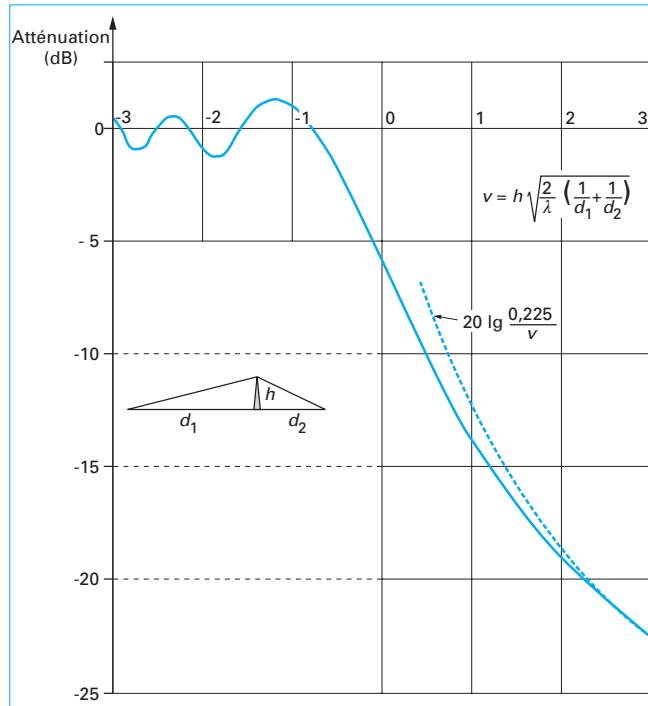


Figure 13 – Atténuation due à la diffraction par une arête

### 1.3.3 Diffusion par les hétérogénéités

L'atmosphère réelle n'est pas homogène. Elle est en perpétuel mouvement. Son indice de réfraction présente des variations spatio-temporelles importantes. Il peut subir en effet en chaque point des fluctuations très rapides et de faibles amplitudes liées aux mouvements tourbillonnaires des particules d'air. Il peut contenir d'autre part des particules non gazeuses telles que gouttes de pluie, grêlons, poussières, etc. Ces différentes hétérogénéités présentes au sein de l'atmosphère terrestre vont permettre la propagation des ondes électromagnétiques en non-visibilité par diffusion. On distingue plus particulièrement la diffusion troposphérique et la diffusion par la pluie.

#### 1.3.3.1 Diffusion troposphérique

La diffusion troposphérique est liée aux fluctuations de l'indice de réfraction. Le mécanisme de propagation de l'onde électromagnétique par diffusion troposphérique est le suivant (cf. figure 14). Les hétérogénéités de l'indice de réfraction situées dans le volume commun aux faisceaux des antennes, recevant de l'énergie de l'antenne d'émission, en renvoient une petite partie dans toutes les directions et en particulier vers l'antenne de réception. Comme ces hétérogénéités fluctuent avec le temps, le niveau d'énergie reçu subit les mêmes fluctuations. L'étude de l'énergie reçue comporte donc deux étapes, l'étude du niveau moyen reçu d'une part, l'étude des fluctuations autour de ce niveau moyen d'autre part.

Le niveau moyen reçu est lié principalement aux valeurs moyennes du gradient de l'indice dans le volume commun aux faisceaux des antennes. Il est donné par la relation empirique suivante :

$$A = 30 \lg(f) + 30 \lg(d) + 1,5G_t + 102$$

avec  $A$  atténuation entre antennes isotropes,  
 $d$  la distance en km,  
 $f$  la fréquence en MHz,

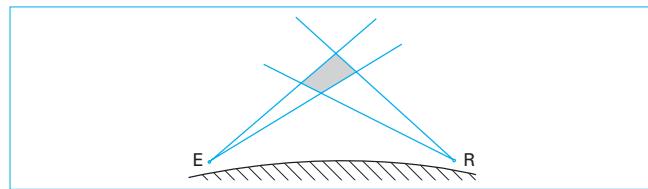


Figure 14 – Propagation d'une onde électromagnétique par diffusion troposphérique

$G_c$  le gradient de l'indice de réfraction dans le volume commun (unité N/km). La valeur de  $G_c$  est généralement négative).

Les fluctuations rapides suivent une loi de Rayleigh.

La figure 15 donne un exemple de diffusion troposphérique observée sur une liaison de 105 km sur la plaine d'Alsace à 468,915 et 2 208 MHz [18].

### 1.3.3.2 Diffusion par la pluie

Contrairement à la diffusion troposphérique due à la présence permanente d'hétérogénéités de l'indice de réfraction au sein de l'atmosphère, la diffusion par la pluie n'apparaît que lorsqu'il pleut dans le volume commun des faisceaux d'antennes.

Si le diamètre des gouttes de pluie est relativement petit par rapport à la longueur d'onde, la section efficace de diffusion d'une goutte de pluie (rapport de la puissance diffusée à la puissance surfacique de l'onde incidente) est proportionnelle au carré du volume de la particule. Elle est donnée par la relation de Rayleigh [14] :

$$\sigma_i = \pi^5 \left( \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right)^2 \frac{D_i^6}{\lambda^4}$$

avec  $\varepsilon$  la permittivité de l'eau,  
 $D_i$  le diamètre de la goutte de pluie  $i$ ,  
 $\lambda$  la longueur d'onde.

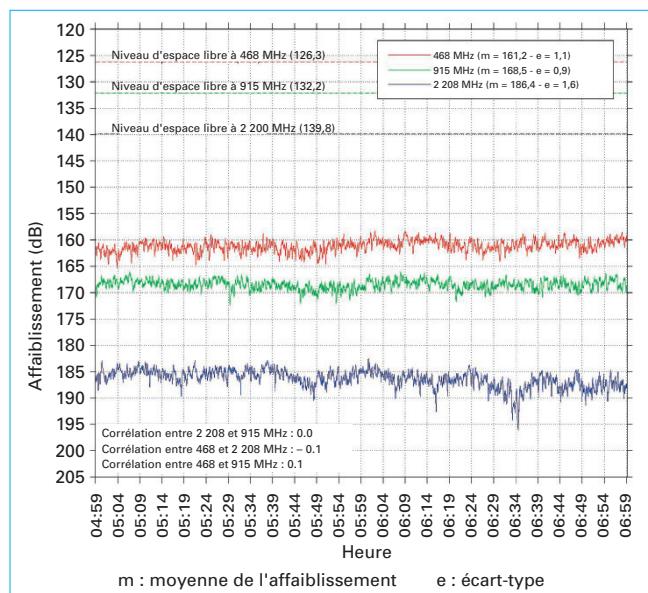


Figure 15 – Exemple de variation du champ radioélectrique due à la diffusion troposphérique

La présence du terme en  $\lambda^4$  correspond à une sélectivité en fréquence (la couleur bleue du ciel résulte de la diffusion de la lumière blanche par les molécules d'air).

La section efficace totale de diffusion de toutes les gouttes contenues dans l'unité de volume  $V$  est :

$$\sigma_d = \sum_{i=1}^N \frac{N_i \sigma_i}{V} = \frac{\pi^5}{\lambda^4} \left( \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right)^2 \sum_{i=1}^N \frac{N_i D_i^6}{V}$$

Elle est donc proportionnelle à  $\sum_{i=1}^N D_i^6$ .

En définissant le facteur de réflectivité radar  $Z$  par la relation :

$$Z = \frac{1}{V} \sum_{i=1}^N N_i D_i^6$$

il en résulte que la section efficace totale de diffusion devient :

$$\sigma_d = \frac{\pi^5}{\lambda^4} \left( \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right)^2 Z$$

Le facteur de réflectivité radar  $Z$  est lié à l'intensité de pluie  $R$  par une relation de la forme :

$$Z = aR^b$$

Les coefficients  $a$  et  $b$  dépendent de la fréquence et de la polarisation [10]. Le lecteur trouvera dans la Rec. UIT-R P. 837 des modèles d'intensité de pluie  $R_p$  dépassée pendant un pourcentage donné de l'année moyenne,  $p$ , et à un emplacement géographique donné [10].

Le rapport  $\left( \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right)^2$ , dans le cas de la pluie, est presque indépendant de la fréquence bien que les parties réelle et imaginaire de  $\varepsilon$  varient fortement pour les fréquences supérieures à 10 GHz. Entre les fréquences basses et environ 100 GHz on le prendra égal à environ 0,93. Par contre pour la glace cette quantité ne dépasse pas 0,2 [14].

La puissance reçue par diffusion sur un volume de pluie  $V$  situé respectivement aux distances  $d_t$  et  $d_r$  des antennes d'émission et de réception, et en dehors du trajet direct, est :

$$P_r = G_t G_r \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3} \frac{\sigma_d V}{d_t^2 d_r^2}$$

### 1.3.4 Réflexion sur les couches élevées

La réflexion sur les couches élevées de l'atmosphère intervient en tant que répéteur du signal. Ces couches ne sont pas nécessairement présentes sur la totalité de la liaison et le signal reçu dépend de l'angle d'incidence sur celles-ci et de leur état de surface. Une faible variation de ces couches tant en état de surface qu'en position (altitude, inclinaison, etc.) peut conduire à de fortes variations du niveau du signal reçu [18].

La figure 16 donne un exemple de variation du signal reçu observée sur une liaison de 105 km sur la plaine d'Alsace à 468, 915 et 2 208 MHz en présence du phénomène de réflexion sur les couches de l'atmosphère [18].

### 1.3.5 Propagation par conduit

Lorsque le gradient de l'indice de réfraction est inférieur à  $-157 \text{ N/km}$  (cf. § 1.2.4.3), les trajectoires des rayons sont plus courbées que la surface terrestre.

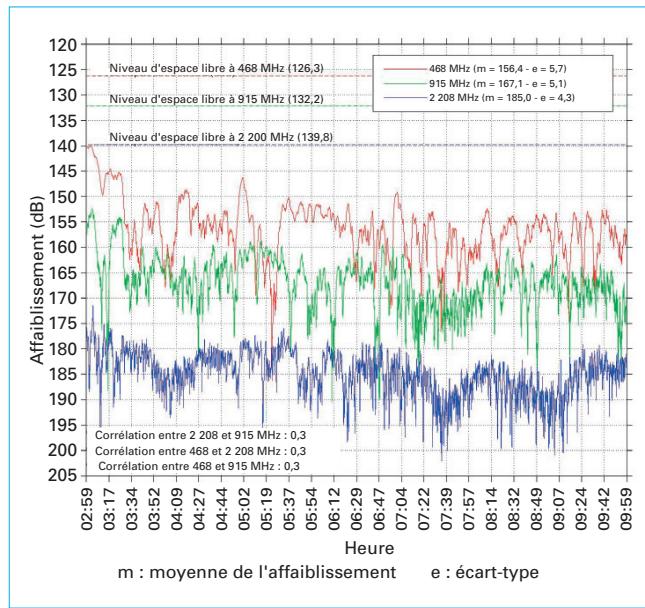


Figure 16 – Exemple de variation du champ radioélectrique due à la réflexion sur les couches atmosphériques

La zone de l'atmosphère dans laquelle existent ces conditions de superréfraction est appelée **couche de guidage**.

Ces couches ont des effets importants sur les trajets en visibilité directe et les liaisons trans-horizons. En effet, en présence d'un conduit, la notion d'horizon radioélectrique n'a plus de sens précis car des points situés au-delà de l'horizon peuvent être atteints. De plus, le niveau du signal reçu lors d'un tel phénomène peut atteindre voire même dépasser le niveau en espace libre [18] [19] [20] [21]. Les couches de guidage sont donc une des principales causes de brouillage entre services utilisant la même gamme de fréquence.

Si la couche de guidage est située assez bas et que le sol est suffisamment réfléchissant, on aura un conduit au sol. Par contre si la couche est située en hauteur, les trajectoires des rayons sont courbées successivement vers la Terre et vers l'espace. Le rayon est donc piégé entre deux altitudes et s'il ne touche pas le sol on parle de conduit en altitude ou conduit élevé.

Les couches de guidage font que les rayons issus d'une antenne émettrice peuvent se croiser en certains points de l'espace. Ainsi apparaissent des zones d'interférence où se croisent les rayons issus des trajets multiples et des zones où ne passe quasiment aucun rayon (le niveau du signal est faible) qu'on appelle « trous radioélectriques ». La frontière entre ces deux zones constitue une caustique le long de laquelle le niveau est très élevé. Comme les conditions de réfraction varient dans le temps, un point de l'espace peut se trouver alternativement dans l'une ou l'autre de ces régions. Il en résulte de brusques fluctuations au niveau du signal reçu.

L'épaisseur d'un conduit dépasse rarement quelques centaines de mètres, mais par contre un conduit peut s'étendre sur plusieurs centaines de kilomètres surtout au-dessus des zones côtières ou des zones très humides. À la surface de la mer peut exister un conduit d'évaporation dont l'épaisseur est de l'ordre d'une dizaine de mètres, mais qui est présent pour un fort pourcentage de temps.

La figure 17 donne un **exemple de variation du signal reçu** observée sur une liaison de 105 km sur la plaine d'Alsace à 468, 915 et 2 208 MHz en présence de **conduit atmosphérique** [18].

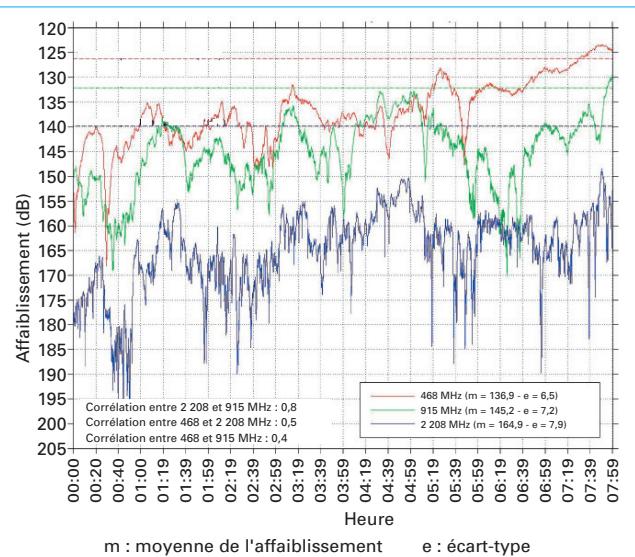


Figure 17 – Exemple de variation du champ radioélectrique due à la présence de conduit

## 2. Propagation en milieu rural, suburbain et urbain

La demande de communications à faible, moyen et haut débit par voie hertzienne a amené les industriels et les opérateurs à développer et à déployer de nouvelles technologies. Ainsi sont nés par exemple le GSM (*Global System for Mobile Communications*), l'UMTS (*Universal Mobile Telecommunication Systems*), le WIMAX (*Worldwide Interoperability for Microwaves Access*).

Le GSM, après le RADIOCOM 2000, constitue le standard de 2<sup>e</sup> génération des réseaux mobiles. Il autorise des débits max de 9,6 kbits/s. Il opère à 900 et 1 800 MHz. La technique d'accès repose sur une combinaison de division temporelle TDMA et de division fréquentielle FDMA. Il permet ainsi des transmissions de la voix et des données numériques à faible volume (SMS, MMS).

L'UMTS constitue le standard de 3<sup>e</sup> génération des réseaux mobiles. Il repose sur la technique d'accès multiple W-CDMA, une technique dite à étalonnage de spectre. Les fréquences allouées pour l'UMTS sont 1 885-2 025 MHz et 2 110-2 200 MHz. Le débit est différent suivant le lieu d'utilisation : 144 kbits/s en zone rurale (jusqu'à 500 km/h), 384 kbits/s en zone urbaine (jusqu'à 120 km/h) et 2 Mbits/s dans un bâtiment. Il permet des contenus multimédias tels que les images, les sons et la vidéo.

Le WIMAX est une nouvelle technologie d'accès radio, basée sur une famille de normes IEEE 802.16 définissant les connexions à haut débit par voie hertzienne et garantissant un haut niveau d'interopérabilité entre les différents équipements. L'efficacité spectrale est de l'ordre de 3 bit/s/Hz avec la modulation la plus efficace. Plus performant que le WiFi, l'objectif du WIMAX est de fournir, par des technologies hertziennes, des connexions (voie, données, vidéo à la demande) à haut débit (plusieurs dizaines de Mbits/s) sur une zone de couverture de plusieurs, voire plusieurs dizaines, de kilomètres de rayon. Il permet ainsi des connexions sans fil entre une station de base (*Base Transceiver Station*, notée BTS) et des milliers d'abonnés (*Subscriber Station*, notée SS) à travers des interfaces « air » à large bande.

De tels systèmes opèrent à des distances et à des fréquences inférieures à celles utilisées dans les FH (faisceaux hertziens). Les

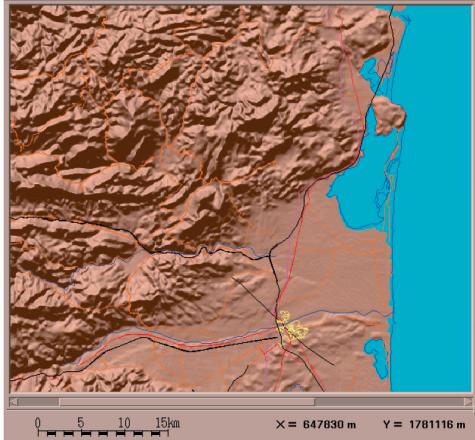


Figure 18 – Carte de la topographie (relief) dans la région de Perpignan

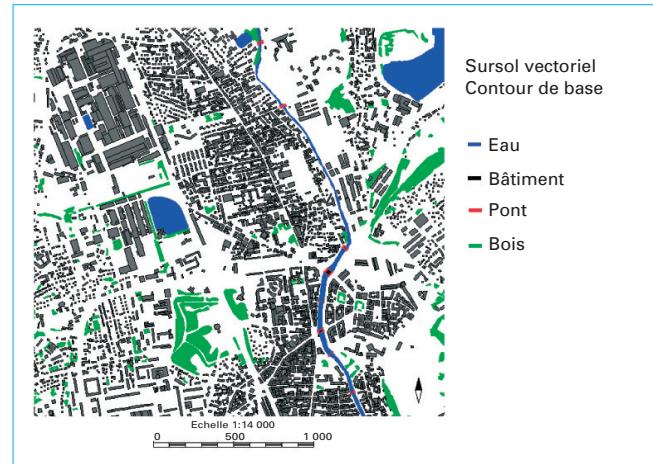


Figure 19 – Carte d'occupation du sol dans la région de Belfort

variations de l'indice de réfraction de l'atmosphère sont négligeables. Seul l'environnement proche (bâtiments, végétation...) est pris en considération. Le dimensionnement de tels réseaux nécessite le développement de modèles spécifiques de propagation dans différents environnements (rural, suburbain et urbain).

## 2.1 Les bases de données géographiques

La prévision des caractéristiques du canal de propagation s'appuie sur une connaissance de l'environnement décrite dans des bases de données géographiques. Elles contiennent des informations concernant la topographie (relief), l'occupation du sol (bois, route, bâtiments...), la morphologie, les axes de rues, etc.

Ces différentes bases géographiques résultent de processus mettant en œuvre des photographies satellitaires (SPOT, HELIOS...) ou aériennes couplées à des procédés complexes de numérisation.

Les figures 18 et 19 donnent des **exemples de la topographie** dans la région de Perpignan d'une part et de **contours de bâtiments** sur la ville de Belfort d'autre part.

## 2.2 Modèles de propagation

### 2.2.1 Le modèle rural

Le modèle d'affaiblissement le plus largement répandu en environnement macrocellulaire est le modèle d'**Okumura-Hata** applicable dans la bande de fréquence 100-1500 MHz [22] [23].

L'affaiblissement est donné par la relation suivante :

$$A_p = 69,55 + 26,16 \lg f - 13,82 \lg h_b + (44,9 - 6,55 \lg h_b) \lg d - a(h_m)$$

L'expression de  $a$  est la suivante :

– pour les petites et moyennes villes :

$$a(h_m) = (1,1 \lg f - 0,7)h_m - (1,56 \lg f - 0,8)$$

– pour les grandes villes et  $f \leq 200$  MHz :

$$a(h_m) = 8,29[\lg(1,54 h_m)]^2 - 1,1$$

– pour les grandes villes et  $f \geq 400$  MHz :

$$a(h_m) = 3,2[\lg(11,75 h_m)]^2 - 4,97$$

avec  $h_b$  hauteur de la station de base,

$h_m$  hauteur du mobile.

Cette formulation de l'affaiblissement est le résultat de mesures réalisées près de Tokyo. Par contre des écarts ont été constatés lorsqu'elle est appliquée dans des villes dont les caractéristiques sont très différentes de cette ville [24].

Le modèle d'Okumura-Hata pour les petites et moyennes villes a été étendu à la bande de fréquence 1 500-2 000 MHz dans le cadre des travaux du COST231 [24] et a abouti au modèle COST231-Hata :

$$A_p = 46,3 + 33,9 \lg f - 13,82 \lg h_b + (44,9 - 6,55 \lg h_b) \lg d - a(h_m) + C_m$$

avec  $a(h_m)$  identique à l'expression définie ci-dessus,

$C_m = 0$  dB dans les petites et moyennes villes ainsi que dans les zones urbaines,

$C_m = 3$  dB dans les grandes villes.

Son domaine de validité est décrit par les paramètres suivants :

- gamme de fréquence : 500-1 500 MHz, avec extension possible à 2 000 GHz [25] ;
- hauteur des stations de base variant entre 30 et 200 m de hauteur ;
- hauteur des antennes de réception entre 1 et 10 m de hauteur ;
- distance variant entre 1 et 20 km.

Ce modèle n'est toutefois pas adapté pour des antennes de stations de base plus basses et des environnements montagneux ou boisés. Afin de pallier ces différents inconvénients, le modèle suivant a été proposé [26]. Il s'applique aux environnements suivants :

– terrain de type A : terrain montagneux couvert de forêts de moyenne et forte densité. Il est caractérisé par une forte atténuation ;

– terrain de type B : environnement intermédiaire entre le type A et le type C ;

– terrain de type C : plaine à faible couverture de végétation.

Pour une distance  $d_0$  très petite, la médiane de l'affaiblissement de propagation est donnée par la relation suivante :

$$L = A + 10\gamma \lg(d/d_0) + s \quad d > d_0$$

avec  $A = 20 \lg(4\pi d/\lambda)$ ,

$\lambda$  la longueur d'onde,

$\gamma$  un coefficient d'affaiblissement,

$d_0 = 100$  m,

$s$  une variable représentant les effets de masquage.

Le terme  $A$  peut également s'exprimer sous forme logarithmique par la relation :

$$A = 32,4 + 20 \lg f + 20 \lg d$$

avec  $f$  la fréquence en MHz,  
 $d$  la distance en km.

Le coefficient  $\gamma$  est donné par la relation :

$$\gamma = (a - bh_b + c/h_b); 10 \text{ m} < h_b < 100 \text{ m}$$

avec  $h_b$  hauteur de la station de base.

Les valeurs des coefficients  $a$ ,  $b$  et  $c$  sont données dans le tableau 1.

**Tableau 1 – Valeurs des coefficients  $a$ ,  $b$  et  $c$**

Coefficient	Type A	Type B	Type C
$a$	4,6	4	3,6
$b$	0,007 5	0,006 5	0,005
$c$	12,6	17,1	20

La variable  $s$ , caractérisant les effets de masquage, suit une distribution log-normale. Les valeurs typiques de l'écart-type s'étendent entre 8,2 et 10,6 dB en fonction de la densité de la végétation [26].

Ce modèle s'applique plus particulièrement pour des fréquences voisines de 2 GHz et des hauteurs d'antenne de réception voisines de 2 m. Des termes correctifs sont introduits dans la relation de l'affaiblissement afin d'étendre son domaine de validité à d'autres fréquences et à des hauteurs d'antenne de réception entre 2 et 10 m. La médiane de l'affaiblissement de propagation est donnée par la relation suivante :

$$L_{\text{modifié}} = L + \Delta L_f + \Delta L_h$$

avec  $L$  l'affaiblissement donné dans l'expression précédente,  
 $\Delta L_f$  terme correctif dû à la fréquence,  
 $\Delta L_h$  terme correctif dû à la hauteur de l'antenne de réception.

Le terme de correction de la fréquence est donné par la relation suivante [27] [28] :

$$\Delta L_f = 6 \lg [f/2\,000]$$

avec  $f$  fréquence en MHz.

Le terme correctif dû à la hauteur de l'antenne de réception est donné par la relation suivante :

$$\Delta L_h = -10,8 \lg (h/2)$$

pour les terrains de type A et B [29]

$$\Delta L_h = -20 \lg (h/2)$$

pour les terrains de type C [22]

avec  $h$  hauteur de l'antenne, entre 2 et 10 m.

## 2.2.2 Modèles suburbain et urbain

Outre le modèle d'Okumura-Hata décrit dans le paragraphe 2.2.1, deux modèles ont été plus particulièrement retenus pour caractériser le canal de propagation en milieu urbain et suburbain.

Le premier, le **modèle ECC-33** (Electronic Communication Committee) a été développé par le CEPT (Conférence Européenne des Postes et des Télécommunications). Il s'applique plus particulièrement dans la gamme de fréquence 3,4-3,8 GHz [30]. N'utilisant pas de bases de données géographiques, il trouve une application plus particulière dans la phase de dimensionnement d'un réseau.

Le second, le **modèle de Walfish-Ikegami** a été élaboré dans le cadre de l'action COST231 [25]. C'est un modèle semi-empirique adapté au contexte de petites cellules urbaines et suburbaines (rayon de couverture de quelques kilomètres, antennes au-dessus du niveau des toits). Il convient plus particulièrement à l'ingénierie du GSM (900 MHz) et à celui du DCS (1 800 MHz) avec une émission entre 5 et 15 mètres au-dessus du niveau des toits. La propagation s'effectue principalement par-dessus les toits pour finalement plonger dans la rue où se déplace le mobile (cf. figure 20). Il prend en compte l'affaiblissement en espace libre, l'affaiblissement lié à la diffraction multiple sur les arêtes et l'affaiblissement lié à la dernière diffraction.

### 2.2.2.1 Le modèle ECC-33

L'affaiblissement de propagation est décrit par l'équation suivante :

$$PL = A_{fs} + A_{bm} - G_b - G_r$$

avec  $A_{fs}$  affaiblissement en espace libre,  
 $A_{bm}$  affaiblissement médian de propagation,  
 $G_b$  facteur gain de hauteur de l'antenne de la station de base,  
 $G_r$  facteur gain de hauteur de l'antenne du terminal CPE.

Ces différents paramètres sont définis de la façon suivante :

$$A_{fs} = 92,4 + 20 \lg (d) + 20 \lg (f)$$

$$A_{bm} = 20,41 + 20 \lg (d) + 7,894 \lg (f) + 9,56[\lg (f)]^2$$

$$G_b = \lg (h_b/200)\{13,958 + 5,8[\lg d]^2\}$$

$$G_r = [42,57 + 13,7 \lg (f)][\lg (h_r) - 0,585]$$

avec  $f$  fréquence de l'onde électromagnétique (GHz),  
 $d$  distance entre la station de base et la station terminale (km),  
 $h_b$  hauteur de la station de base (m),  
 $h_r$  hauteur de la station terminale (m).

### 2.2.2.2 Le modèle de Walfish-Ikegami

L'affaiblissement de propagation est donné par la relation suivante :

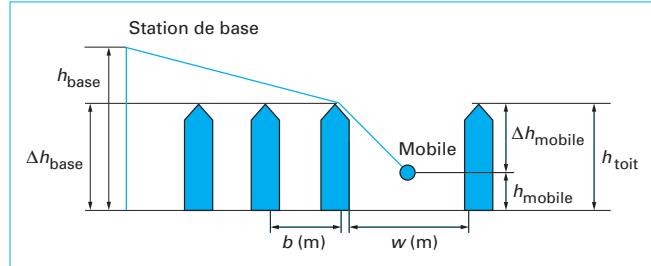
$$L_b = L_0 + L_{rts} + L_{msd}$$

avec  $L_0$  affaiblissement en espace libre,  
 $L_{rts}$  affaiblissement dû à la diffraction sur la dernière arête,  
 $L_{msd}$  affaiblissement lié à la diffraction multiple sur les arêtes.

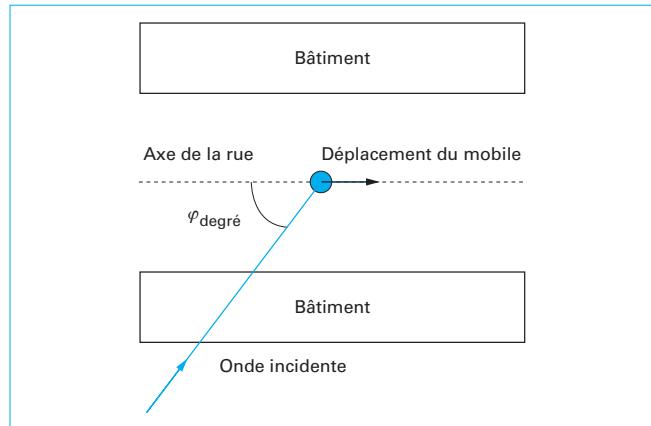
La figure 20 donne une représentation schématique du profil émetteur-récepteur et une définition des différents paramètres utilisés dans le modèle.

L'affaiblissement en espace libre  $L_0$  est donné par l'équation fondamentale des télécommunications :

$$L_0 = 32,4 + 20 \lg d_{km} + 20 \lg f_{MHz}$$



**Figure 20 – Représentation schématique du profil émetteur-récepteur**



**Figure 21 – Définition de l'angle entre l'axe de la rue et la direction de l'angle d'incidence**

L'affaiblissement lié à la dernière diffraction est donné par :

$$\begin{cases} \text{Lorsque } h_{\text{mobile}} < h_{\text{toit}} : \\ L_{\text{rts}} = -16,9 - 10 \lg w_m + 10 \lg(f_{\text{MHz}}) + 20 \lg(\Delta h_m) + L_{\text{ori}} \\ \text{Lorsque } L_{\text{rts}} < 0, \text{ on prend } L_{\text{rts}} = 0 \end{cases}$$

avec :  $\begin{cases} L_{\text{ori}} = -10 + 0,354 \varphi_{\text{degré}} & \text{si } 0 \leq \varphi_{\text{degré}} \leq 35 \\ L_{\text{ori}} = 2,5 + 0,075(\varphi_{\text{degré}} - 35) & \text{si } 35 \leq \varphi_{\text{degré}} \leq 55 \\ L_{\text{ori}} = 4,0 - 0,114(\varphi_{\text{degré}} - 55) & \text{si } 55 \leq \varphi_{\text{degré}} \leq 90 \end{cases}$

$$\Delta h_{\text{mobile}} = h_{\text{toit}} - h_{\text{mobile}}$$

$w_m$  est la largeur de la rue (m)

$f_{\text{MHz}}$  est la fréquence de l'onde (MHz)

$\varphi_{\text{degré}}$  est l'angle (en degrés) entre l'axe de la rue et la direction d'incidence de l'onde (cf. figure 21).

L'affaiblissement lié à la diffraction multiple sur les arêtes est donné par :

$$\begin{cases} L_{\text{msd}} = L_{\text{beh}} + k_a + k_d \lg d_{\text{km}} + k_f \lg f_{\text{MHz}} - 9 \lg b_m \\ L_{\text{msd}} = 0 \quad \text{si } L_{\text{msd}} < 0 \end{cases}$$

avec :  $\begin{cases} L_{\text{beh}} = -18 \lg(1 + \Delta h_{\text{base}}) & \text{si } h_{\text{base}} > h_{\text{toit}} \\ L_{\text{beh}} = 0 & \text{si } h_{\text{base}} \leq h_{\text{toit}} \end{cases}$

$$\begin{cases} k_a = 54 & \text{si } h_{\text{base}} > h_{\text{toit}} \\ k_a = 54 - 0,8 \Delta h_{\text{base}} & \text{si } d_{\text{km}} \geq 0,5 \text{ et } h_{\text{base}} \leq h_{\text{toit}} \\ k_a = 54 - 0,8 \Delta h_{\text{base}} d_{\text{km}} / 0,5 & \text{si } d_{\text{km}} < 0,5 \text{ et } h_{\text{base}} \leq h_{\text{toit}} \end{cases}$$

$$\begin{cases} k_d = 18 & \text{si } h_{\text{base}} > h_{\text{toit}} \\ k_d = 18 - 15 \Delta h_{\text{base}} / h_{\text{toit}} & \text{si } h_{\text{base}} \leq h_{\text{toit}} \end{cases}$$

$$k_f = -4 + 0,7 \left( \frac{f_{\text{MHz}}}{925} - 1 \right)$$

(pour une ville moyenne et en zone suburbaine  
(végétation de densité moyenne))

$$k_f = -4 + 1,5 \left( \frac{f_{\text{MHz}}}{925} - 1 \right)$$

(pour un milieu urbain dense)

$b_m$  (m) est la séparation entre les bâtiments.

On notera que :

$$\Delta h_{\text{base}} = h_{\text{base}} - h_{\text{toit}}$$

(les différents paramètres sont en mètres)

Son domaine de validité est décrit par les paramètres suivants :

- gamme de fréquence : 800-2 000 MHz ;
- hauteur des stations de base variant entre 4 et 50 m ;
- hauteur des antennes de réception entre 1 et 3 m ;
- distance variant entre 20 et 5 km.

Il est en excellent accord avec les mesures expérimentales en environnements urbain et suburbain caractérisés par une hauteur uniforme des bâtiments (l'écart-type entre les mesures et les prévisions est de l'ordre de 6 dB). De plus, il est en accord avec le modèle précédent dans le cas de terrain de type C (plaine à faible couverture de végétation). Il permet ainsi une continuité entre les deux modèles. Un terme correctif permet de prendre en compte la hauteur de l'antenne de réception. Ce modèle est utilisable à la fois dans des environnements urbain et suburbain.

## 2.2.3 L'ingénierie radioélectrique

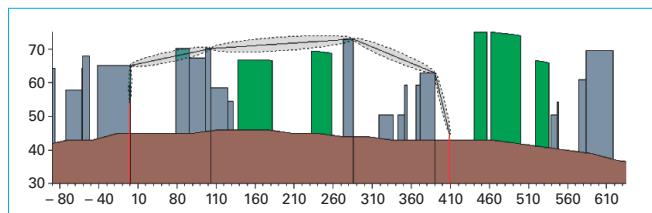
Réalisée à l'aide d'outils spécifiques, l'ingénierie radioélectrique consiste à déterminer les caractéristiques d'un canal de propagation compte tenu de ses différents paramètres en présence de son environnement réel caractérisé par une base de données géographiques (topographie, morphologie, contours de bâtiments, axe de rue, etc.)

Ce sont des outils de planification de réseaux cellulaires assistés par ordinateur. Ils apportent à l'utilisateur les moyens pour concevoir, étudier et optimiser l'ingénierie radioélectrique. Ils prédisent notamment le champ reçu de divers émetteurs en utilisant une base de données géographique et des modèles de propagation validés sur un ensemble de mesures sur le terrain. Ils permettent également d'analyser les brouillages causés par la réutilisation des fréquences.

Différents outils existent dans la littérature. Le site Web suivant donne une liste d'outils de planification de systèmes radioélectriques disponibles sur le marché : <http://members.shaw.ca/propagation/planning.html>.

La figure 22 donne un **exemple de profil émetteur-récepteur**.

La figure 23 donne un **exemple de couverture radioélectrique**.



**Figure 22 – Exemple de profil émetteur-récepteur**

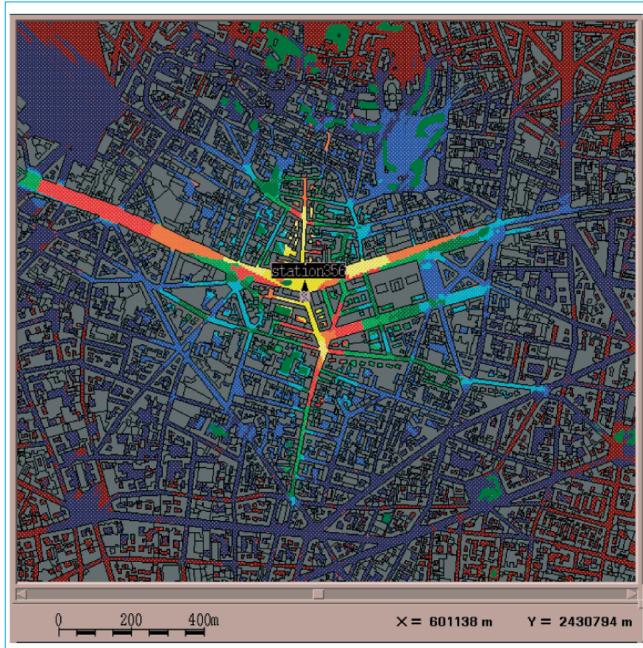


Figure 23 – Exemple de couverture en milieu urbain

### 3. Propagation à l'intérieur des bâtiments

On distingue l'affaiblissement de pénétration dans les bâtiments d'une part et l'affaiblissement de propagation à l'intérieur des bâtiments d'autre part.

#### 3.1 Modèles de pénétration

L'affaiblissement de **pénétration** dans un bâtiment est défini comme étant la perte de puissance subie par le champ électromagnétique entre l'extérieur autour du bâtiment et une ou plusieurs positions à l'intérieur de l'immeuble. Il est calculé en comparant le champ extérieur et le champ dans les pièces de l'immeuble où se trouve le mobile récepteur.

Les paramètres affectant les valeurs d'affaiblissement de pénétration sont multiples et leurs effets s'entremêlent la plupart du temps. Parmi ces nombreux paramètres on distingue généralement les paramètres classiques suivants : l'environnement proche, la profondeur de réception dans les bâtiments, l'angle d'incidence, la hauteur de réception plus communément appelée « effet d'étage », la distance émetteur-récepteur, la hauteur de l'antenne d'émission, la fréquence, le type de matériaux traversés, ...etc. [31].

Les modèles les plus classiques s'inspirent du modèle de Motley-Keenan [32] utilisé en propagation à l'intérieur des bâtiments. Ils prévoient l'affaiblissement de pénétration en fonction de paramètres tels que :

- la distance entre l'émetteur et le mur extérieur du bâtiment où se trouve le récepteur ;
- la distance entre le mur extérieur et le récepteur ;
- le nombre de parois internes coupées par le profil ;
- l'effet d'étage ;
- l'affaiblissement du mur extérieur du bâtiment ;
- l'affaiblissement des parois internes.

L'affaiblissement de **pénétration** ( $L$ ) s'exprime par la somme :

- des pertes en espace libre ( $L_0$ ) ;
- des pertes dues aux obstacles traversés par le rayon direct (dalles, murs, portes, fenêtres) ;
- d'une constante ( $L_c$ ) [32].

La base de données peut différencier les différents obstacles auxquels est associée une valeur particulière d'affaiblissement. Le modèle le plus utilisé est celui de **Motley-Keenan** :

$$L = L_0 + L_c + \sum_{j=1}^N N_j L_j + N_f L_f$$

- avec  $N_j$  le nombre de murs traversés de type  $j$ ,  
 $L_j$  les pertes dues aux murs de type  $j$ ,  
 $N$  le nombre de types de murs différents,  
 $N_f$  le nombre de dalles traversées,  
 $L_f$  les pertes par dalle.

Des valeurs typiques des pertes en fonction des matériaux (murs extérieurs) dans la bande de fréquence 1-2 GHz sont résumées dans le tableau 2 [25].

**Tableau 2 – Pertes par transmission de différents matériaux de construction (murs extérieurs) dans la bande 1 à 2 GHz**

Matériaux	Pertes (dB)
Béton poreux	6,5
Vitre renforcée	8,0
Béton (30 cm)	9,5
Mur composé de béton épais (25 cm) avec de grandes vitres	11,0
Mur composé de béton épais (25 cm) sans vitres	13,0
Mur épais (> 20 cm)	15
Dalle	23

#### 3.2 Modèles de propagation à l'intérieur des bâtiments

##### 3.2.1 Bases de données géographiques

La prévision des caractéristiques du canal de propagation s'appuie sur une connaissance de l'environnement intérieur décrite généralement sous forme de facettes. Plusieurs types de matériaux peuvent être considérés : murs porteurs, cloisons, dalles, portes, fenêtres... Chacun d'eux est caractérisé par ses paramètres diélectriques (permittivité, perméabilité) et son épaisseur.

La figure 24 donne un **exemple d'un environnement résidentiel**.

La propagation des ondes radioélectriques à l'intérieur des bâtiments dépend essentiellement de la nature de l'environnement (bureaux fermés, bureaux ouverts, hall de gare ou d'aéroports, corridors, résidences...). Elle est caractérisée par la présence de nombreux trajets ; les mécanismes de propagation prédominants sont la réflexion, la transmission, la diffraction et la diffusion. De nombreux modèles, tant statistiques que déterministes, permettant de caractériser l'affaiblissement de propagation existent dans la littérature. Nous explicitons ci-après uniquement les modèles

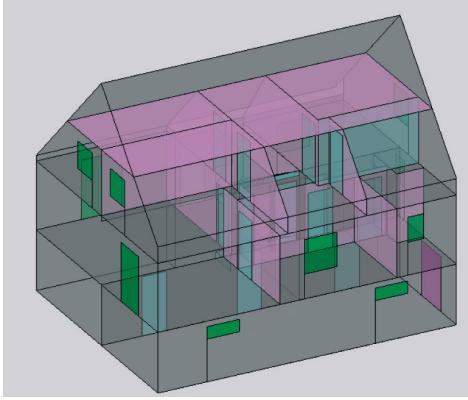


Figure 24 – Exemple de représentation d'un environnement résidentiel

statistiques qui ne nécessitent pas de bases de données détaillées des bâtiments. L'accent est plus particulièrement porté sur les modèles suivants : Motley-Keenan, UIT-R, COST231, COST259, MWF, IEEE P802.11.

### 3.2.2 Le modèle Motley-Keenan

L'affaiblissement de propagation ( $L$ ), tout comme l'affaiblissement de pénétration à l'intérieur des bâtiments, s'exprime par la somme :

- des pertes en espace libre ( $L_0$ ) ;
- des pertes dues aux obstacles traversés par le rayon direct (dalles, murs, portes, fenêtres) ;
- d'une constante ( $L_c$ ) [32].

La base de données peut différencier les différents obstacles auxquels est associée une valeur particulière d'affaiblissement. Le modèle le plus utilisé est celui de Motley-Keenan :

$$L = L_0 + L_c + \sum_{j=1}^N N_j L_j + N_f L_f$$

avec  $N_j$  le nombre de murs traversés de type  $j$ ,  
 $L_j$  les pertes dues aux murs de type  $j$ ,  
 $N$  le nombre de types de murs différents,  
 $N_f$  le nombre de dalles traversées,  
 $L_f$  les pertes par dalle.

Des valeurs typiques des pertes en fonction des matériaux (murs extérieurs) dans la bande de fréquence 1-2 GHz sont résumées dans le tableau 3 [25].

### 3.2.3 Le modèle UIT-R

Décrit dans la Rec. UIT-R P. 1238 [33], l'affaiblissement total de propagation s'écrit sous la forme suivante :

$$L_{\text{total}} = 20 \lg f + N \lg d + L_f(n) - 28$$

avec  $N$  coefficient d'affaiblissement de puissance en fonction de la distance,  
 $f$  fréquence (MHz),  
 $d$  distance (m) séparant la station de base au récepteur terminal ( $d > 1$  m),

$L_f$  est le coefficient d'affaiblissement dû à la pénétration inter-étage (dB),  
 $n$  est le nombre d'étages entre la station de base et le récepteur ( $n \geq 1$ ).

Les tableaux 4 et 5 donnent quelques exemples de valeurs de  $N$  et de coefficients d'affaiblissement dû à la pénétration inter-étage en environnement bureau et hall commercial pour différentes valeurs de la fréquence.

Tableau 3 – Pertes par transmission de différents matériaux de construction (murs intérieurs) dans la bande 1 à 2 GHz

Matériaux	Pertes (dB)
Placo-plâtre	3
Bois	3
Vitre	2
Mur en brique d'épaisseur inférieure à 14 cm	4
Mur composé de béton d'épaisseur inférieure à 10 cm	13,0
Mur épais (> 20 cm)	17
Dalle	23
Mur métallique	30

Tableau 4 – Coefficient d'affaiblissement de puissance

Fréquence	Bureaux	Bâtiments commerciaux
900 MHz	33	20
1,2 à 1,3 GHz	32	22
1,8 à 2 GHz	30	22
4 GHz	28	22
5,2 GHz	31	–

Tableau 5 – Coefficient d'affaiblissement dû à la pénétration inter-étages ( $n \geq 1$ )

Fréquence	Bureaux	Bâtiments commerciaux
900 MHz	9 (1 étage) 19 (2 étages) 24 (3 étages)	9 (1 étage) 19 (2 étages) 24 (3 étages)
1,8 à 2 GHz	15 + 4(n - 1)	6 + 3(n - 1)
5,2 GHz	16 (1 étage)	16 (1 étage)

**Tableau 6 – Coefficients des différents modèles d’affaiblissement de trajet obtenus à partir de mesures à 1 800 MHz**

Bâtiment	Modèle linéaire	Modèle « one-slope »		Modèle « multi-wall »			
		$\alpha$	$L_0$ (dB)	$n$	$L_{w1}$ (dB)	$L_{w2}$ (dB)	$L_f$ (dB)
Dense			33,3	4			
1 étage	0,62	33,3	4	3,4	6,9	18,3	0,46
2 étages		21,9	5,2				
Multi-étage	2,8	44,9	5,4				
Ouvert	0,22	42,7	1,9	3,4	6,9	18,3	0,46
Large		37,5	2	3,4	6,9	18,3	0,46
Corridor		39,2	1,4	3,4	6,9	18,3	0,46

### 3.2.4 Les modèles COST231

Le projet européen COST231 [25] a développé 3 modèles empiriques : le modèle d’atténuation linéaire, le modèle « one-slope », le modèle « multi-wall ».

#### ■ Le modèle d’atténuation linéaire

Dans ce modèle, l’affaiblissement supplémentaire à l’espace libre dépend linéairement de la distance émetteur-récepteur :

$$L = L_{fs} + \alpha d$$

avec  $\alpha$  coefficient d’atténuation (dB/m),

$L_{fs}$  affaiblissement d’espace libre entre l’émetteur et le récepteur (dB).

#### ■ Le modèle « one-slope »

Le modèle « one-slope » considère une dépendance linéaire entre l’affaiblissement et le logarithme de la distance émetteur-récepteur :

$$L = L_0 + 10n \lg(d) \text{ (dB)}$$

avec  $L_0$  affaiblissement (dB) lorsque  $d = 1$  m,

$n$  coefficient d’affaiblissement de puissance,

$d$  distance émetteur-récepteur (m).

La valeur du coefficient d’affaiblissement de puissance ( $n$ ) dépend de l’environnement.

#### ■ Le modèle « multi-wall »

Le modèle « multi-wall » tient compte à la fois de l’affaiblissement dans l’espace libre et des affaiblissements liés à la traversée des murs et des étages par le trajet direct. L’affaiblissement dû à la traversée des étages ne dépendant pas linéairement du nombre d’étages, un facteur empirique  $b$  a été introduit dans l’expression de l’affaiblissement :

$$L = L_{fs} + L_c + \sum_{i=1}^I k_{wi} L_{wi} + k_f^{\left[ \frac{k_f+2}{k_f+1} - b \right]} L$$

avec  $L_{fs}$  affaiblissement d’espace libre entre l’émetteur et le récepteur (dB),

$L_c$  affaiblissement constant (dB),

$k_{wi}$  nombre de murs traversés de type  $i$ ,

$k_f$  nombre d’étages traversés,

$L_{wi}$  affaiblissement lié à la traversée du mur de type  $i$  (dB),  
 $L_f$  affaiblissement lié à la traversée d’un étage (dB),  
 $b$  paramètre empirique,  
 $I$  nombre de types de murs.

Deux types de murs sont proposés :

– murs légers ( $L_{w1}$ ) qui ne sont pas des murs porteurs (placo-plâtre, panneau d’aggloméré...) ou murs fins dont l’épaisseur est inférieure à 10 cm (mur de béton léger) ;

– murs lourds ( $L_{w2}$ ) de type murs porteurs ou murs dont l’épaisseur est supérieure à 10 cm (béton, brique...).

Le tableau 6 donne les valeurs des différents paramètres des modèles décrits ci-dessus. Ils ont été obtenus à partir de mesures réalisées à 1 800 MHz dans quatre types de bâtiment (dense, ouvert, large et corridor).

### 3.2.5 Le modèle COST259

Le modèle COST259 [34] est une évolution du modèle « multi-wall » du COST231 :

$$L = L_{fs} + \sum_{i=1}^I k_{wi}^{\left[ \frac{k_{wi}+1,5}{k_{wi}+1} - b_{wi} \right]} L_{wi}$$

Ce modèle ne tient pas compte de l’affaiblissement de trajet entre étages. Il n’est valable que pour des évaluations d’affaiblissement sur un même étage.

Le terme  $b_{wi}$  dépend de  $L_{wi}$  par la relation suivante :

$$b_{wi} = -0,064 + 0,0705 L_{wi} - 0,0018 L_{wi}^2$$

Le tableau 7 donne les paramètres du modèle COST259 à 5 GHz.

**Tableau 7 – Affaiblissement de pénétration et paramètre non linéaire à 5 GHz**

Matériaux	$L_{w1}$ (dB)	$L_{w2}$ (dB)
Placoplâtre	3,4	0,15
Murs mixtes (placo, béton, verre)	8,4	0,4
Béton	11,8	0,52

### 3.2.6 Le modèle MWF (« multi-wall and floor »)

Ce modèle, proposé par M. Lott et al. [35], tient compte de la non-dépendance linéaire entre l'affaiblissement total et le nombre de murs ou d'étages traversés de même catégorie. Il prend en compte le nombre d'étages traversés. Il s'écrit sous la forme suivante :

$$L_{\text{MWF}} = L_0 + 10n \lg(d) + \sum_{i=1}^I \sum_{k=1}^{k_{wi}} L_{wik} + \sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^{k_{fj}} L_{fjk}$$

avec	$L_0$	affaiblissement à la distance de 1 m (dB),
	$n$	coeffcient d'affaiblissement de puissance,
	$d$	distance émetteur-récepteur (m),
	$L_{wik}$	affaiblissement lié à la traversée du $k$ ième mur de type $i$ (dB),
	$L_{fjk}$	affaiblissement lié à la traversée du $k$ ième étage de type $j$ (dB),
	$I$	nombre de type de murs,
	$J$	nombre de type d'étages,
	$k_{wi}$	nombre de murs traversés de type $i$ (dB),
	$k_{fj}$	nombre d'étages traversés de type $j$ (dB).

Le coefficient d'affaiblissement  $n$  prend des valeurs comprises entre  $n = 1,96$  et  $n = 2,03$ .

Le tableau 8 donne les valeurs des paramètres du modèle MWF dans le cas de murs en béton.

**Tableau 8 – Paramètres du modèle MWF dans le cas du béton à 5,2 GHz**

Type de matériau	Épaisseur (cm)	$k = 1$	$k = 2$
Béton	10	$L_{w11} = 16$	$L_{w12} = 14$
Béton	20	$L_{w21} = 29$	$L_{w22} = 24$
Béton sec	24	$L_{w21} = 35$	$L_{w22} = 29$
Béton poreux	24	$L_{w31} = 34$	$L_{w32} = 26$

### 3.2.7 Le modèle IEEE P802.11

Le Task Group  $n$  de l'IEEE 802.11 a développé différents modèles plus particulièrement adapté aux environnements domestiques et de petits bureaux définis en fonction de l'étalement des retards de la réponse impulsionale (modèle A-E) [36].

L'affaiblissement de propagation dépend de la distance émetteur-récepteur relativement à une distance  $d_{\text{bp}}$  (distance du « breakpoint ») :

$$\begin{aligned} L(d) &= L_{\text{fs}}(d) & d \leq d_{\text{bp}} \\ L(d) &= L_{\text{fs}}(d_{\text{bp}}) + 35 \lg 10(d / d_{\text{bp}}) & d > d_{\text{bp}} \end{aligned}$$

avec	$d$	est la distance émetteur-récepteur (m),
	$L_{\text{fs}}$	est l'affaiblissement d'espace libre.

La valeur de la distance  $d_{\text{bp}}$  varie d'un modèle à l'autre. Le tableau 9 donne, pour chaque modèle, l'environnement, l'étalement des retards, la valeur de la distance  $d_{\text{bp}}$  ainsi que les écarts-types des effets de masquage (*shadowing*) en LOS ( $d < d_{\text{bp}}$ ) et NLOS ( $d > d_{\text{bp}}$ ).

**Tableau 9 – Valeurs de la distance  $d_{\text{bp}}$  et écart-type  $\sigma$  du shadowing en fonction des différents types d'environnement**

Modèle	Environnement	Retards (ns)	$d_{\text{bp}}$ (m)	$\sigma$ : LOS	$\sigma$ : NLOS
A	1 trajet	0	5	3	4
B	Résidentiel	15	5	3	4
C	Petits bureaux	30	5	3	5
D	Bureaux typiques	50	10	3	5
E	Grands bureaux	100	20	3	6
F	Espaces larges	150	30	3	6

$\sigma$ : écart-type

#### Remarque sur les précédents modèles

La comparaison des différents modèles à 2,4 et à 5 GHz montre que les modèles Motley-Keenan, « multi-wall » (COST231 et 259) et UIT-R conduisent à des résultats similaires. Le modèle « one-slope » du COST231 est plus pessimiste. Il apparaît toutefois que le modèle proposé par l'UIT-R est le plus robuste. Il est basé sur une relation du type  $N \log d + C$  où  $N$  et  $C$  sont des paramètres issus de nombreuses mesures réalisées dans de nombreux environnements.

### 3.2.8 L'ingénierie radioélectrique

À partir d'une description 3D de l'environnement, elle est basée sur des méthodes de lancer ou de tracé de rayons.

La technique du lancer de rayons consiste à lancer un ensemble de rayons de l'émetteur dans toutes les directions et à rechercher l'ensemble des rayons qui atteignent le récepteur après avoir considéré l'ensemble des phénomènes physiques qui interviennent lors de leur propagation : réflexion, diffraction, pénétration ou traversée de végétation, etc. La technique du tracé de rayons repose sur la détermination des différents rayons qui parcourent l'espace entre un émetteur et un récepteur en utilisant la méthode optique des images. Les relations de Fresnel et la théorie uniforme de la diffraction (TUD) sont respectivement mis en œuvre lors des différentes réflexions et diffractions.

Ces techniques permettent de prédire le champ, de déterminer les différents rayons qui parcourent l'espace entre un émetteur et un récepteur, de calculer la réponse impulsionale et les directions de départ et d'arrivée des rayons du canal de propagation.

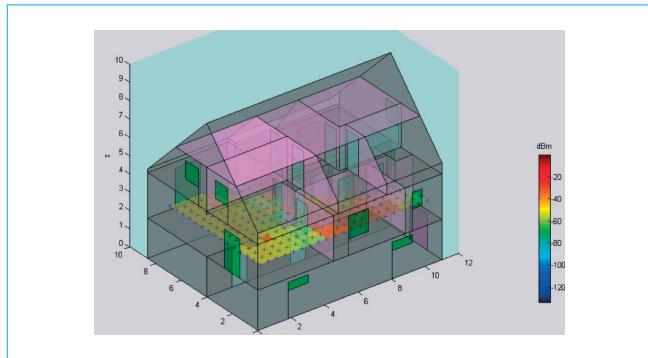
La figure 25 donne un **exemple de la couverture du champ radioélectrique** en environnement résidentiel.

### 3.2.9 Les effets du mobilier

À partir de mesures réalisées à 5,8 GHz, Cuinas et al. [37] ont mis en évidence l'impact du mobilier sur l'atténuation. L'équation de base utilisée est une loi en décroissance exponentielle :

$$A(\text{dB}) = a(\text{dB}) + n \times 20 \lg d$$

avec	$d$	distance entre l'émetteur et le récepteur (mesurés en mètres),
	$n$	coeffcient d'affaiblissement de puissance,
	$a$	constante,
	$A(\text{dB})$	atténuation.



**Figure 25 – Exemple de couverture radioélectrique en environnement résidentiel**

Les valeurs de  $a$  et  $n$  déduites des différentes expérimentations sont récapitulées dans le tableau 10. L'affaiblissement augmente plus rapidement en fonction de la distance dans une pièce meublée que dans une pièce vide.

**Tableau 10 – Valeurs des variables  $a$  et  $n$  dans différentes configurations d'environnement**

Environnement	$a(\text{dB})$	$n$
Pièce type vide	+ 46,02	+ 0,14
Pièce type meublée	+ 37,72	+ 0,80
Pièce meublée carrée (même surface)	+ 37,72	+ 0,58
Pièce meublée de grande dimension	+ 37,72	+ 1,05

Le domaine de validité de ces relations s'étend plus particulièrement dans la gamme de 4,5 à 7 m en distance, gamme des distances considérées lors de l'expérimentation menée.

### **3.2.10 Les effets des personnes**

À partir des distributions de niveaux mesurés de signal à 2,4 GHz, des relations empiriques ont été déduites [38]. Elles décrivent l'atténuation moyenne, les écarts-types, la probabilité d'avoir une liaison en visibilité entre l'émetteur et le récepteur.

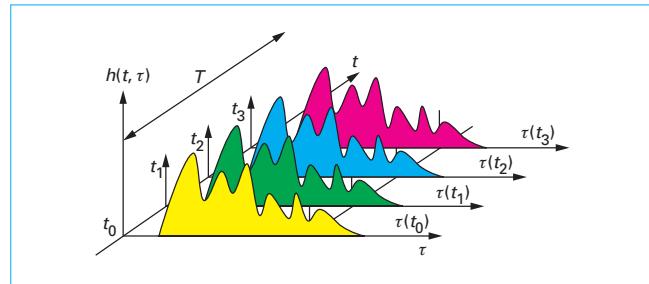
L'affaiblissement supplémentaire moyen par rapport à l'espace libre dû au mouvement des personnes (dB), l'écart-type et la probabilité d'avoir une liaison en visibilité sont donnés respectivement par les relations suivantes :

$$\mu_c(\ell, \rho_p) = (3\ell\rho_p)^{0,7}$$

$$\sigma_c(\ell, \rho_p) = \log_7(55\ell\rho_p + 1) + 0.5$$

$$A(\ell, \rho_n) = (1 - \rho_n)^{0,2\ell}$$

avec	$\ell$	dimension de la zone à l'intérieur de laquelle se déplacent les personnes (m),
	$\rho_p$	densité de personnes (nombre de personnes par



**Figure 26 – Représentation schématique de l'évolution temporelle de la réponse impulsionnelle du canal de propagation**

## 4. Propagation large bande

Dû à la présence de trajet multiples, le canal de propagation radio est sélectif en fréquence et variable dans le temps et dans l'espace du fait des variations de l'environnement radio. Un modèle large bande modélise son comportement dans une configuration (fréquence, largeur de bande, mobilité (fixe, piéton, voiture, etc.)) et un environnement (*indoor*, *outdoor*, rural, urbain, etc.) donnés. Il prend en compte la dispersion temporelle de la réponse impulsionale (trajets multiples) provoquée par les nombreux phénomènes entrant dans le processus de propagation (réflexion, transmission, diffraction, diffusion, etc.). Il est défini par une fonction représentant le profil des retards en puissance (PDP), appelée réponse impulsionale ( $h(\tau)$ ). C'est la réponse à l'instant  $t$  à une impulsion émise à l'instant  $t - \tau$  (cf. figure 26). Il est usuel de qualifier la sélectivité du canal par des paramètres déduits du profil moyen de puissance de la réponse impulsionale. Les plus utilisés sont le retard moyen, l'étalement des retards, l'intervalle des retards, la fenêtre des retards et la bande de cohérence du canal [39].

Il existe deux types de modèles : les modèles destinés aux simulations et les modèles destinés à la prévision :

- Dans le cas de la **simulation**, on reproduit le canal avec ses caractéristiques de variabilité temporelle et spatiale, dans un environnement donné, à partir de mesures par exemple pour évaluer ses effets avant et après correction sur la qualité du signal numérique. Les modèles de simulation sont destinés à être intégrés dans des chaînes de simulation de transmissions numériques avec des logiciels de type COSSAP [40].
  - Dans le cas de la **prévision**, on prédit un nombre minimal des caractéristiques à partir des données d'environnement. Les modèles de prévision large bande sont destinés aux outils d'ingénierie. Le rôle du modèle de prévision est de prédire la réponse impulsuelle du canal ou tout au moins des paramètres qui influent directement sur la qualité de transmission (nombre de traiets, étalement...).

On distingue les modèles à tracés et les modèles géométriques

## 4.1 Modèles à traiets

Il consiste à représenter la réponse impulsuelle par un nombre limité de trajets discrets dans différents environnements de propagation (RA : rural), TU et BU (urbains) et HT (fortement valonné). Chaque trajet est défini par une puissance relative à celle du trajet de plus forte puissance (puissance relative en dB), un temps de retard et un type de spectre Doppler (Rayleigh, Gauss, Rice). La discréttisation de l'espace temporel (temps de retards) provoque une périodicité fréquentielle du modèle. Il est par contre peu utilisable dans le cas du saut de fréquence.

<b>Tableau 11 – Modèle de réponse impulsionnelle en environnement urbain (BU)</b>				
Nº de trajet	Retard (μs)	Puissance relative (dB)	Doppler	DS (μs)
1	0,0	-3	Rayleigh	2,4
2	0,4	0	Rayleigh	
3	1,0	-3	Gauss 1	
4	1,6	-5	Gauss 1	
5	5,0	-2	Gauss 2	
6	6,6	-4	Gauss 2	

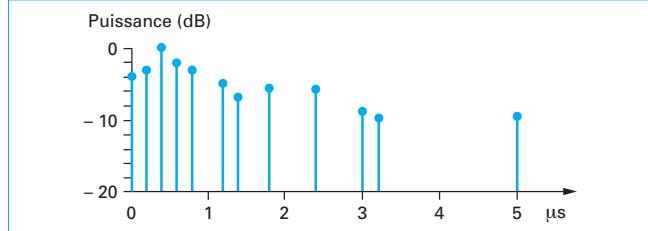
<b>Tableau 12 – Modèle de réponse impulsionnelle en environnement vallonné (HT)</b>				
Nº de trajet	Retard (μs)	Puissance relative (dB)	Doppler	DS (μs)
1	0,0	-10	Rayleigh	5,0
2	0,2	-8	Rayleigh	
3	0,4	-6	Rayleigh	
4	0,6	-4	Gauss 1	
5	0,8	0	Gauss 1	
6	2,0	0	Gauss 1	
7	2,4	-4	Gauss 2	
8	15,0	-8	Gauss 2	
9	15,2	-9	Gauss 2	
10	15,8	-10	Gauss 2	
11	17,2	-12	Gauss 2	
12	20,0	-14	Gauss 2	

Des modèles à 6 et 12 trajets ont été définis dans quatre environnements différents :

- l'environnement rural (RA) pour lequel un trajet dominant se dégage. Il présente un canal de propagation peu sélectif ;
- l'environnement urbain de sélectivité moyenne (TU) et importante lorsque la liaison est respectivement moyennement et fortement obstruée (BU) ;
- l'environnement fortement vallonné (HT).

Les tableaux **11** et **12** donnent un exemple de réponses impulsionales à 6 trajets en environnement urbain et à 12 trajets en environnement vallonné. Le paramètre DS représente l'écart-type du retard.

La figure **27** schématisse la représentation d'un canal GSM TU à 12 trajets.



**Figure 27 – Représentation schématique d'un canal GSM TU à 12 trajets**

## 4.2 Modèles géométriques

Le concept de modélisation géométrique est basé sur la relation qu'il peut y avoir entre les profils de puissances angulaires et temporels, et l'emplacement de réflecteurs et/ou diffuseurs (clusters) dans l'environnement de propagation. En effet, comme illustrée sur la figure **28**, la forme de la réponse impulsionnelle est directement liée à la position des diffuseurs prépondérants par rapport à la station de base et au mobile. Un trajet est composé de plusieurs rayons, afin de tenir compte des notions d'étalements spatiaux et temporels de celui-ci. Ces rayons sont définis par un parcours de propagation radio contenant deux rebonds successifs : l'un sur un réflecteur ou diffuseur lointain, l'autre sur un diffuseur proche du mobile (afin d'obtenir des spectres de Doppler réalisistes). Le trajet direct entre l'émetteur et le récepteur, est composé pour sa part uniquement de rayons diffusés par des réflecteurs proches du mobile (cf. figure **28**).

La phase de modélisation consiste en l'identification de la position des diffuseurs prépondérants dans l'environnement de propagation, à partir des profils de puissance temporels et angulaires mesurés (représentation spatio-temporelle de la réponse impulsionnelle du canal). À partir des informations de retard, direction d'arrivée (DOA) et gain, relatives à chaque cluster, sa localisation par rapport à la station de base et au mobile ainsi que sa loi d'affaiblissement [loi en  $N_j \lg(d_{rj})$ , avec  $N_j$  coefficient d'affaiblissement du rayon  $r_j$  et  $d_{rj}$  longueur du rayon  $r_j$ ], peuvent être calculées. Nous obtenons alors une photographie de l'environnement de propagation considéré pour le cas mesuré sélectionné.

La figure **29** donne un **exemple de la représentation spatio-temporelle** de la réponse impulsionnelle complexe mesurée lors d'une expérimentation large bande multicapteurs en environnement dense à 2 GHz et en contexte petite cellule (antenne au-dessus des toits) [41].

## 5. Propagation ultra-large bande

Les systèmes ULB (Ultra Large Bande), en anglais UWB (*Ultra Wide Band*) utilisent des signaux sur une très large bande de fréquence (500 MHz à plusieurs GHz) dans la bande 3,1-10 GHz. Son large support spectral et son fort pouvoir de résolution temporelle leur permettent de transmettre à très haut débit, jusqu'à plusieurs centaines de Mbits/s. Pour évaluer leurs performances, des modèles d'affaiblissement en large bande ont été proposés en s'appuyant sur des données de mesures du canal radio.

### 5.1 Modèle d'affaiblissement

L'affaiblissement de propagation est donné par la relation suivante [42] :

$$PL(d) = PL_0(d_0) + 10n \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) + X\sigma(\text{dB})$$

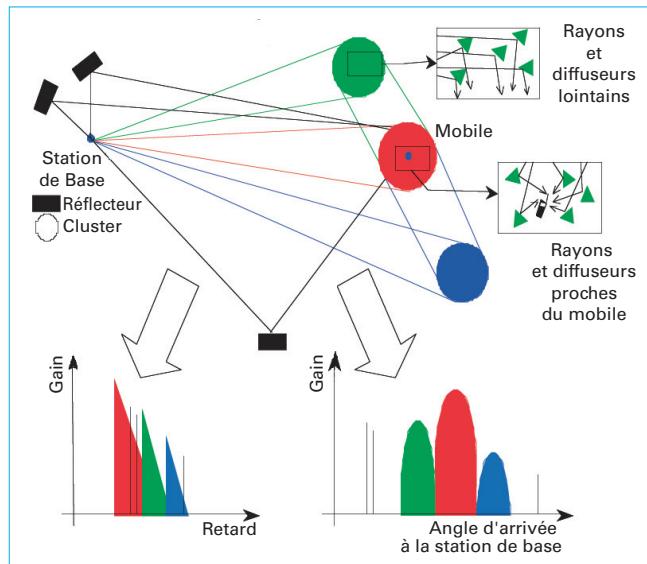


Figure 28 – Relations entre la position des réflecteurs et des diffuseurs dans l'environnement de propagation.  
Forme du profil temporel de puissance

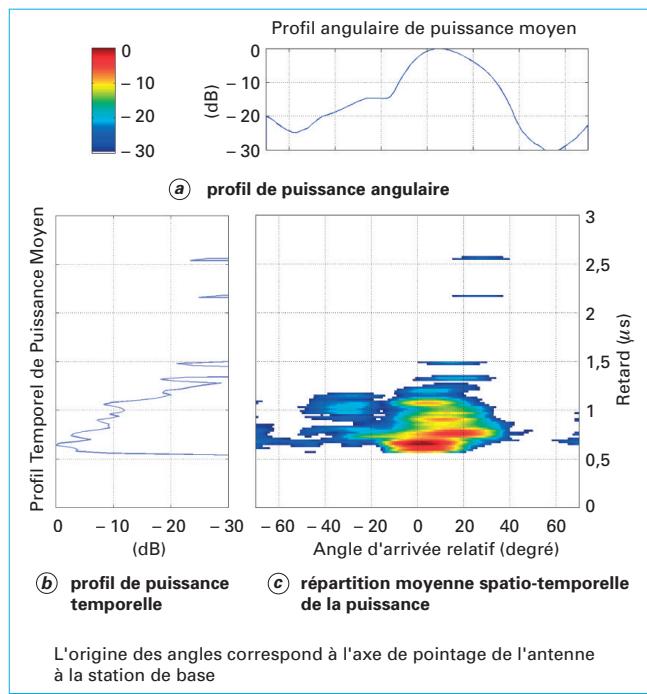


Figure 29 – Représentation spatio-temporelle de la réponse impulsionnelle

avec  $PL_0(d_0)$  affaiblissement de propagation sur une distance de référence  $d_0$  (typiquement  $d_0 = 1 \text{ m}$ ),  
 $d$  distance émetteur-récepteur (m) ( $d > 1 \text{ m}$ ),  
 $n$  coefficient d'affaiblissement de puissance,  
 $X\sigma$  écart-type du fading log-normal (dB) ; il traduit les variations lentes du canal liées aux phénomènes irréguliers des effets de masquage.

L'affaiblissement  $PL_0(d_0)$  en dB est généralement modélisé par la relation suivante :

$$PL_0(d_0) = 20 \lg \left( \frac{4\pi d_0 \sqrt{f_1 \cdot f_2}}{0,3} \right)$$

avec  $f_1$  et  $f_2$  (GHz) fréquences à  $-10 \text{ dB}$  du spectre ULB rayonné.

Le lecteur trouvera dans le tableau 13 quelques valeurs typiques du coefficient d'affaiblissement et de l'écart-type du fading en fonction de l'environnement et des différents types de trajets (LOS : en visibilité ; NLOS : en non-visibilité).

Tableau 13 – Valeurs typiques du coefficient d'affaiblissement et de l'écart-type du fading

Environnement	Type de trajets	$n$	$X\sigma$ (dB)
Bâtiments résidentiels	LOS	1,7	1,5
	NLOS (faiblement obstrué)	3,5 à 5	2,7 à 4
	NLOS (fortement obstrué)	7	4
Bâtiments industriels	LOS	1,5	0,3 à 4
	NLOS (faiblement obstrué)	2,1 à 4	0,19 à 4
	NLOS (fortement obstrué)	4 à 7,5	4 à 4,75

## 5.2 Modèle de réponse impulsionnelle

Le modèle le plus couramment utilisé est celui de Saleh et Valenzuela [43]. Il repose sur une description à base de clusters constitués d'un ensemble de rayons ayant des propriétés voisines. Chacun des clusters est représenté par une fonction décroissante (exponentielle ou linéaire (dB)) en fonction du temps de retard (cf. figure 30).

La réponse impulsionnelle  $h(\tau)$  se présente sous la forme générale suivante :

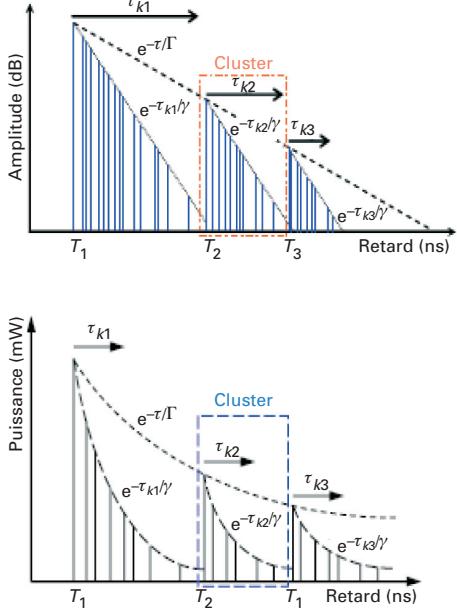
$$h(\tau) = \sum_{k, \ell} \beta_{k\ell} \exp(j\theta_{k\ell}) \delta(t - T_\ell - \tau_{k\ell})$$

avec  $\delta$  fonction de Dirac.

L'amplitude d'un trajet  $\beta_{k\ell}$  est modélisée par une variable aléatoire ayant une distribution de Rayleigh et de valeur quadratique moyenne respectant une décroissance exponentielle :

$$\overline{\beta_{k\ell}^2} = \overline{\beta^2(0, 0)} \exp(-T_\ell / \Gamma) \exp(-\tau_{k\ell} / \gamma)$$

avec  $\overline{\beta^2(0, 0)}$  puissance moyenne du premier trajet du premier cluster,  
 $T_\ell$  temps d'arrivée du  $\ell^{\text{e}}$  cluster,  
 $\tau_{k\ell}$  temps d'arrivée du  $k^{\text{e}}$  trajet dans le  $\ell^{\text{e}}$  cluster, relativement à  $T_\ell$ ,  
 $\Gamma$  et  $\gamma$  respectivement taux de décroissance de la puissance inter-cluster et intra-cluster.



**Figure 30 – Profil de puissance selon le formalisme de Saleh et Valenzuela**

La figure 30 schématisse une représentation du profil de puissance selon le formalisme de Saleh et Valenzuela (représentation linéaire en dB et exponentielle (mW) [44]).

La détermination d'une réponse impulsionnelle nécessite donc la **génération des clusters** d'une part et celle des **différents rayons à l'intérieur de chaque cluster** d'autre part.

#### Génération des clusters

Il faut tout d'abord déterminer le nombre  $L$  de clusters qui la composent. L'arrivée d'un nouveau cluster étant modélisée par un processus de Poisson, le nombre de clusters peut être généré en tirant une variable aléatoire  $L$  suivant une loi de Poisson [45] :

$$p_\ell(L) = \frac{(\bar{L})^L \exp(-\bar{L})}{L!}$$

où  $\bar{L}$  représente le nombre moyen de clusters.

La durée inter-cluster suit une loi exponentielle de paramètre  $\Lambda$ . La densité de probabilité d'arrivée d'un nouveau cluster est donnée par la relation [43] :

$$p(T_\ell | T_{\ell-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_\ell - T_{\ell-1})]$$

avec  $\Lambda$  taux d'arrivée d'un cluster.

L'amplitude des différents clusters suit une décroissance de type puissance. Il en résulte que l'amplitude du premier rayon de chaque cluster est donnée par la relation :

$$\beta_{1,\ell}^2 = \beta_{1,1}^2 \left( \frac{T_\ell}{T_1} \right)^{-\Omega}$$

avec  $\Omega$  coefficient de décroissance en puissance inter-clusters.

Le nombre de rayons générés pouvant être infini avec des niveaux devenant infiniment bas, il convient de choisir une dyna-

mique d'observation  $D$ . Elle permettra d'éliminer les clusters et les rayons trop atténus. En pratique, la valeur du paramètre  $D$  ne devra pas excéder la valeur de 50 dB.

Les différents clusters peuvent donc être générés de la façon suivante [44] :

#### 1. Initialisation

L'instant d'arrivée du 1<sup>er</sup> cluster est lié à la distance émetteur-récepteur  $d$  :

$$\ell = 1 \text{ et } T_1 = d/c$$

avec  $c$  vitesse de la lumière.

Fixons arbitrairement l'amplitude de ce premier rayon à  $\beta_{1,1} = 1$ .

#### 2. Génération d'un nouveau cluster

Pour déterminer la durée inter-cluster, tirons une variable aléatoire  $\Delta T_\ell$  suivant une loi exponentielle de paramètre  $\Lambda$ . On a alors :

$$\ell = \ell + 1$$

$$T_\ell = T_{\ell-1} + \Delta T_\ell$$

$$\beta_{1,\ell} = \left( \frac{T_\ell}{T_1} \right)^{-\Omega}$$

#### 3. Critère d'arrêt

Pour valider le dernier cluster, son amplitude doit rester dans la dynamique d'observation.

On vérifie donc la condition :

$$20 \lg \left( \frac{\beta_{1,\ell}}{\beta_{1,1}} \right) > -D$$

soit encore :

$$T_\ell < T_1 10^{\frac{D}{10\Omega}}$$

#### Génération des rayons

À l'intérieur de chaque cluster, l'arrivée d'un rayon est modélisée par un processus de Poisson. Aussi comme dans le cas des clusters, la densité de probabilité d'un nouveau rayon s'écrit [43] :

$$p(\tau_{k\ell} | \tau_{k-1,\ell}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k\ell} - \tau_{(k-1)\ell})]$$

avec  $\lambda$  taux d'arrivée des rayons dans chaque cluster.

Ainsi la génération des rayons à l'intérieur de chacun des clusters peut être déterminée de façon similaire à celle des clusters. L'amplitude des rayons à l'intérieur de chaque cluster suit une décroissance de type puissance de paramètre  $\omega$ . Pour tenir compte de la différence de puissance observée entre le premier trajet de chaque cluster et les trajets suivants, on utilise le rapport de puissance  $G$  en dB.

Les différents rayons à l'intérieur de chaque cluster peuvent donc être générés de la façon suivante [41] :

#### 1. Initialisation

L'instant d'arrivée du 1<sup>er</sup> rayon correspond à celui qui a été calculé pour le cluster :

$$k = 1 \text{ et } \tau_{1,\ell} = 0$$

L'amplitude  $\beta_{1,\ell}$  a été calculée précédemment.

## 2. Génération d'un nouveau rayon

La durée inter-rayon, est donnée par une variable aléatoire  $\Delta\tau_{k,\ell}$  générée suivant une loi exponentielle de paramètre  $\lambda$ . On a alors :

$$k = k + 1$$

$$\tau_{k,\ell} = \tau_{k-1,\ell} + \Delta\tau_{k,\ell}$$

$$\beta_{k,\ell} = 10^{\frac{-G}{20}} \beta_{1,\ell} \left( \frac{\tau_{k,\ell} + T_\ell}{T_\ell} \right)^{-\frac{\omega}{2}}$$

## 3. Critère d'arrêt

Pour valider le dernier rayon, son amplitude doit rester dans la dynamique d'observation. On vérifie donc la condition :

$$20 \lg \left( \frac{\beta_{k,\ell}}{\beta_{1,1}} \right) > -D$$

soit encore :

$$\tau_{k,\ell} < T_\ell \left( 10^{\frac{D-G}{10\omega}} \left( \frac{T_\ell}{T_1} \right)^{-\frac{\omega}{2}} - 1 \right)$$

En cas d'arrêt, seuls les  $k-1$  premiers rayons seront conservés ( $K_\ell = k-1$ ).

Un exemple de valeurs des paramètres du modèle [41] est donné dans le tableau 14.

Les modèles retenus pour la normalisation reposent sur ce principe. Les améliorations portent essentiellement sur la forme des clusters, les lois statistiques des temps d'arrivée des clusters et des rayons à l'intérieur des clusters.

**Tableau 14 – Exemple de valeurs des paramètres du modèle de réponse impulsionale**

	LOS	LOS	NLOS	NLOS
Cluster	$\wedge$ MHz	$\Omega$	$\wedge$ MHz	$\Omega$
	36,5	4,4	24,9	3,9
Rayon	$\wedge$ MHz	$\omega$	$\wedge$ MHz	$\omega$
	5,95	11,1	6,19	10,2

D'autres modèles existent dans la littérature. Citons par exemple les modèles à trajets [46], les modèles à trajets directionnels [36] [47], le modèle UIT-R [33], TRSI-BRAIN [48], 802.11 [49], JSC [50], etc.

La norme 802.15.4a [51] traite des WPAN bas débits mais grande portée (jusqu'aux environnements industriels). La norme 802.15.3a [52] traite des WPAN très haut débit et courte portée (quelques mètres).

Le modèle bas débit 802.15.4 est basé sur l'approche de Saleh et Valenzuela [43]. La réponse impulsionale a été améliorée par Molish et al. [45].

Le modèle haut débit 802.15.3 basé également sur l'approche de Saleh et Valenzuela a été amélioré par Foerster et al. [53]. La loi de fading retenue pour chaque trajet du modèle est une loi log-normale et non une loi de Rayleigh.

Un programme MATLAB permettant de simuler différentes réalisations de ces modèles est disponible sous : [http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Nov02/02490r0P802-15\\_SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final.zip](http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Nov02/02490r0P802-15_SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final.zip)

## Références bibliographiques

- [1] BOITHIAS (L.). – *Propagation des ondes radioélectriques*. Techniques de l'Ingénieur, [E 6 130] Traité Électronique, mars 1988 (en archive).
- [2] LIEBE (H.J.). – *Modeling attenuation and phase of radio waves in air at frequencies below 1 000 GHz*. Radio Science, 16(6), pp. 1183-1199, 1983.
- [3] UIT-R. – *Affaiblissement par les gaz atmosphériques*. Rec. UIT-R P.676.
- [4] SALONEN (E.) et al. – *Study of propagation phenomena for low availabilities*. ESA/ESTEC Contract 8025/88/NL/PR, Final report, 1990.
- [5] GIBBINS (C.J.). – *Improved algorithms for the determination of specific attenuation at sea level by dry air and water vapor in the range 1-350 GHz*. Radio Science, 21(6), pp. 945-954, 1986.
- [6] LIEBE (H.J.). – *An updated model for millimeter wave propagation in moist air*. Radio Science, 20(5), pp. 1069-1089, 1985.
- [7] LIEBE (H.J.). – *MPM – An atmospheric millimeter-wave propagation model*. Int. Journal of infrared and millimeter waves n° 10, pp. 631-650, 1989.
- [8] LIEBE (H.J.), HUFFORD (G.A.) et COTTON (M.G.). – *Propagation modelling of moist air and suspended water/ice particles at frequencies below 1 000 GHz*. AGARD 52nd Specialists meeting of the EM wave propagation panel, Palma de Maiorca, Spain, 17-21-May 1993.
- [9] COST255. – *Radiowave propagation modelling for Satcom services at Ku-band and above*. COST255 Final wokshop, Bech, Luxembourg, 25 October 1999.
- [10] UIT-R. – *Caractéristiques des précipitations pour la modélisation de la propagation*. rec. UIT-R P.837.
- [11] NEY (M.). – *Bases de l'électromagnétisme*. Techniques de l'Ingénieur [E 1 020] Traité Électronique, août 2004.
- [12] UIT-R. – *Effets de la réfraction troposphérique sur la propagation des ondes radioélectriques*. Rec. UIT-R P.834.
- [13] UIT-R. – *Indice de réfraction radioélectrique : formules et données de réfractivité*. Rec. UIT-R P.453.
- [14] BOITHIAS (L.). – *Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestres*. Dunod, Paris, 1983.
- [15] LEVY (M.). – *Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation*. IEE Electromagnetic waves series 45, 2000.
- [16] Mc NAMARA (D.A.), PISTORIUS (C.W.I.) et MALHERBE (J.A.G.). – *Introduction to the Uniform Geometrical Theory of Diffraction*. Artech House, 1990.
- [17] COST210. – *Influence of the atmosphere on interference between radio communications systems at frequencies above 1 GHz*. Final report Edited by E. BALLABIO, TII, 1991.
- [18] BLANCHARD (L.). – *Contribution à l'UHF : Mécanismes, mesure de champ et brouillage*. Thèse de doctorat, Rennes, 1999.
- [19] RANA (D.), WEBSTER (A.R.) et SYLVAIN (M.). – *Origin of multipath fading on a microwave link*; Annales des Télécommunications. Vol. 48, pp. 557-566, 11-1993.
- [20] SHEN (X.D.). – *Study of the propagation mechanisms present in transhorizon links*. Thèse de l'Université de Portsmouth, 146 p., mai 1995.
- [21] VILAR (E.), SPILLARD (C.), ROORYCK (M.) et JUY (M.). – *Observations of troposcatter and anomalous propagation signal levels at 11 GHz on 155 km path over the sea*. Electronics Letters, Vol. 24, pp. 1205-1205, 09-1988.
- [22] OKUMURA (Y.), OHMORI (E.), KAWANO (T.) et FUKUA (K.). – *Field strength and its variability in UHF and VHF land-mobile radio service*. Rev. Elec. Commun. Lab., vol. 16, n° 9, 1968.
- [23] HATA (M.). – *Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services*. IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 29, pp. 317-325, Aug. 1980.

- [24] COST231. – *Evolution of land mobile radio (including personal) communications, final report, information, technologies and sciences*. European Commission, 1999.
- [25] EURO-COST231 Revision 2. – *Urban transmission loss models for mobile radio in the 900 and 1 800 MHz bands*. Sept. 1991.
- [26] ERCEG (V.) et al. – *An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments*. IEEE JSAC, vol. 17, n° 7, pp. 1205-1211, 1999.
- [27] CHU (T.-S.) et GREENSTEIN (L.J.). – *A quantification of link budget differences between the cellular and PCS bands*. IEEE Trans. Veh. Techno., vol. 48, n° 1, pp. 60-65, 1999.
- [28] JAKES (W.C.) et REUDINK (D.O.). – *Comparison of mobile radio transmission at UHF and X-band*. IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-16, pp. 10-13, 1967.
- [29] HARI (K.V.S.), SHEIKH (K.P.) et BUSHUE (C.). – *Interim channel models for G2 MMDS fixed wireless applications*. IEEE 802.16.3c-00/49r2.
- [30] Electronic Communication Committee (ECC) within the European Conference of Postal and Telecommunication Administration (CEPT). – *The analysis of the coexistence of FWA cells in the 3.4-3.8 GHz band*. Tech. rep., ECC 33, may 2003.
- [31] SIZUN (H.). – *La propagation des ondes radioélectriques*. Springer, 2003.
- [32] MOTLEY (A.J.) et KEENAN (J.M.). – *Personal Communications Radio Coverage in building at 900 MHz and 1 700 MHz*. Electronics Letters, Vol. 24, n° 12, 6-1998.
- [33] UIT-R P.1238. – *Données de propagation et méthodes de prévision pour la planification de systèmes de radiocommunications destinés à fonctionner à l'intérieur des bâtiments et de réseaux locaux hertziens fonctionnant à des fréquences comprises entre 900 MHz et 100 GHz*.
- [34] COST259. – *Wireless flexible personalized communications*. Edited by CORREIA L.M., mars 200.
- [35] LOTT (M.) et FORKEL (I.). – *A multi-wall-and-floor model for indoor radio propagation*. VTC'01, 2001.
- [36] ERCEG (V.) et al. – *IEEE 802.11 Wireless LANs : TGn channel models*. Doc IEEE 802.11-03/940R4, 2004.
- [37] CUINAS (I.) et SANCHEZ (M.G.). – *Wide-band measurements of nondeterministic effects on the BRAN indoor radio channel*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 53, n° 53, July 2004.
- [38] KLEPAL (M.), MATHUR (R.), Mc GIBNEY (A.) et PESH (D.). – *Influence of people shadowing on optimal deployment of WLAN Access points*. IEEE, 2004.
- [39] FAILLY (M.). – *Digital land mobile radio communications*. Final report of COST207 ; CEE Luxembourg, 1989.
- [40] COSSAP Model user guide, Synopsis, 1997.
- [41] LASPOUGEAS (P.), PAJUSCO (P.) et BIC (J.C.). – *Radio propagation in urban small environment at 2 GHz : Experimental spatio-temporal characterization and spatial wideband channel model*. Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, Boston, 2000.
- [42] UIT-R. – *Propagation prediction methods for assessment of the impact of ultra-wideband devices*. P.[UWB.PROP], 2006.
- [43] SALEH (A.A.) et VALENZUELA (R.A.). – *A statistical model for indoor multipath propagation*. IEEE Journal on Selected Area in Communications, Vol. SAC-5, N° 2, 1987.
- [44] PAGANI (P.). – *Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande*. Thèse de Doctorat, INSA, Rennes, 2005.
- [45] MOLISH (A.F.) et al. – IEEE 802.15.4 channel model, 2004.
- [46] COST207. – *Digital land mobile radio communications*. Final report, Luxembourg, 1989.
- [47] BAUM (D.S.), DSALO (J.), DEL GALDO (G.), MILOJEVIC (M.), KYÖSTI (P.) et HANSEN (J.). – *An interim channel model for beyond 3G systems*. VTC, Stockholm, Sweden, 2005.
- [48] BRAIN Project. – *Technical requirements and identification of necessary enhancements for HIPERLAN type 2*. IST-1999-10050 BRAIN, D3.1, 2000.
- [49] NAFTALI (C.). – *Exponential Decaying Rayleigh Fade Models for 802.11b*. Doc 802.11-97/96, 1997.
- [50] PAHLAVAN (K.) et LEVESQUE (A.H.). – *Wireless information networks*. Wireless series in telecommunications and signal processing, JG Proakis, series Editor.
- [51] IEEE 802.15 WPAN Task Group 4 : <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4.html>.
- [52] IEEE 802.15 WPAN « high rate alternative PHY TG 3 » : <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3a.html>.
- [53] FOERSTER (J.). – *Channel modeling subcommittee report final*. IEEE P802.15-02/368r5-SG3a, 2002.

# L'expertise technique et scientifique de référence

**Techniques de l'Ingénieur** vous apporte une information précise et fiable pour l'étude et la réalisation de vos projets.

Actualisées en permanence, les **ressources documentaires** profitent aujourd'hui à plus de **300 000 utilisateurs** et sont la référence pour tout ingénieur, bureau d'études, direction technique et centre de documentation.

Depuis près de 70 ans, **3 500 experts** contribuent quotidiennement à développer, enrichir et mettre à jour cette documentation professionnelle unique en son genre.

L'intégralité de ces ressources représente plus de **9 000 articles**, répartis dans plus de **430 bases documentaires**, accessibles sur internet, en téléchargement PDF, et sur tablette.

## 4 BONNES RAISONS DE CHOISIR TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR

- Une **actualisation permanente** du fonds documentaire
- Un **comité d'experts** scientifiques et techniques reconnus
- Une **collection scientifique et technique incontournable** sur le marché francophone
- L'espace actualité pour suivre les **tendances et innovations** de vos secteurs



## DES SERVICES ASSOCIÉS À CHAQUE ABONNEMENT

- **Service de questions-réponses** <sup>(1)(2)</sup> : interrogez les plus grands spécialistes des domaines couverts par vos bases documentaires. Votre abonnement vous permet en effet de poser des questions techniques ou scientifiques.
- **Les articles Découverte** : un article vous intéresse, mais ne fait pas partie de votre abonnement ? Techniques de l'Ingénieur vous offre la possibilité de l'ajouter.
- **Le Dictionnaire technique multilingue** : 45 000 termes scientifiques et techniques – avec illustrations et légendes – en français, anglais, espagnol, allemand.
- **Les Archives** : vos bases documentaires s'enrichissent et sont mises à jour en ligne en permanence. Les Archives conservent la mémoire de ces évolutions et vous permettent d'accéder aux versions antérieures de vos articles, ainsi qu'à ceux qui traitent des technologies plus anciennes.

Profitez également de l'impression à la demande <sup>(1)</sup>, pour commander une ou plusieurs éditions papier supplémentaires de vos bases documentaires (sur devis).

(1) Disponible pour la France, le Luxembourg, la Belgique, la Suisse et Monaco.

(2) Non disponible pour les établissements scolaires, écoles, universités et autres organismes de formation.

## ILS NOUS FONT CONFIANCE :

**SAGEMCOM**



**SAFRAN**  
AEROSPACE - DEFENCE - SECURITY



**ARKEMA**

**AgroParisTech**

**3M**

**SIEMENS**



**EADS**

**L'ORÉAL**

**SAINT-GOBAIN**



**Schneider Electric**

**THALES**



Pour disposer d'un panorama complet sur une thématique  
**DÉCOUVREZ**  
les offres de packs !

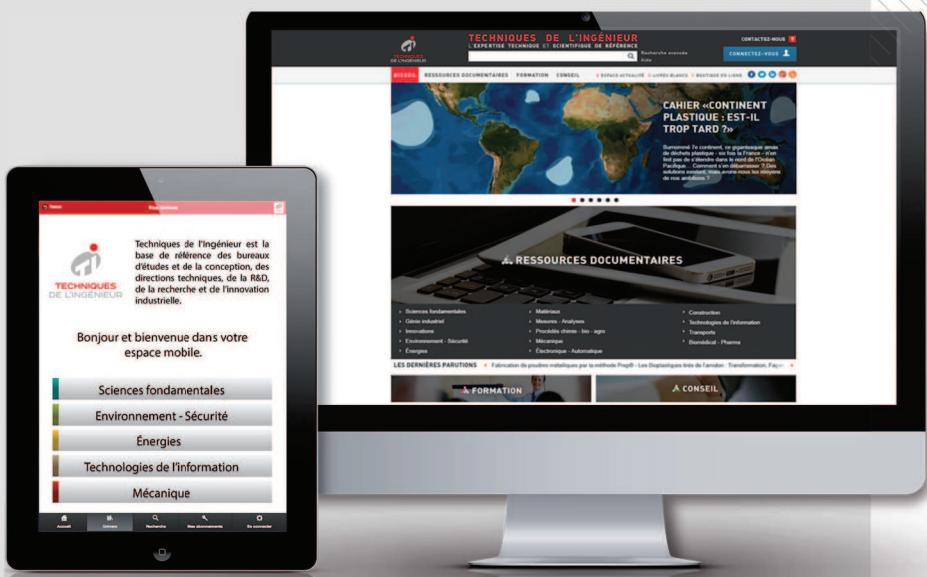
### LES + DES OFFRES PACK

- Un large choix de **+ de 60 thématiques** pour des besoins de contenu plus larges
- Des **tarifs préférentiels sur mesure** adaptés à vos besoins

### LES UNIVERS DOCUMENTAIRES

- Plus de 430 bases documentaires et plus de 9 000 articles en 14 univers

	Sciences fondamentales
	Environnement - Sécurité
	Énergies
	Technologies de l'information
	Mécanique
	Innovations
	Génie industriel
	Biomédical - Pharma
	Procédés Chimie - Bio - Agro
	Matériaux
	Mesures - Analyses
	Électronique - automatique
	Construction
	Transports



### POUR EN SAVOIR PLUS SUR LES OFFRES DE PACKS...

... contactez le service Relation Clientèle  
qui se chargera de vous rediriger vers un chargé d'affaires :

Tél : **+33 (0)1 53 35 20 20**

Email : [infos.clients@teching.com](mailto:infos.clients@teching.com)  
[www.techniques-ingenieur.fr](http://www.techniques-ingenieur.fr)

### LES AVANTAGES TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR

Le droit d'accès, annuel ou pluriannuel, permet une consultation illimitée des ressources documentaires sélectionnées, ainsi que le téléchargement des versions PDF des articles de référence ou fiches pratiques inclus dans ces ressources. Les droits d'accès sont proposés en monoposte ou multiposte.

#### ■ ACTUALISATION PERMANENTE

Mises à jour permanentes, publication de **nouveaux articles** de références et fiches pratique : un contenu complet sur le sujet qui vous intéresse, des alertes par email.

#### ■ DES SERVICES INCLUS

En plus de l'accès aux ressources documentaires, chaque souscription offre un **accès privilégié** à un ensemble de services.

#### ■ MOBILITÉ



Votre abonnement étant **100 %** web, vous pouvez le consulter à tout moment, sur n'importe quel ordinateur ou sur nos versions **iPad et Android**.



Pour accompagner vos équipes et projets,  
**CHOISISSEZ**  
les offres de formation et conseil

## MONTEZ EN COMPETENCE

- Des formations personnalisées, réalisées au sein de votre établissement et à vos dates
- Un accompagnement à la mise en conformité réglementaire
- Des missions d'audit et de recommandations techniques

## LES ENGAGEMENTS **TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR**

- Un réseau d'experts reconnus pour vous conseiller
- Une veille scientifique et technique pour mieux décider
- Les dernières obligations HSE pour être en règle
- Les clés en management des hommes et des projets pour gagner en efficacité

Consultez l'intégralité  
des programmes sur le site  
de Techniques de l'Ingénieur,  
espaces **FORMATION** et **CONSEIL**  
[www.techniques-ingenieur.fr](http://www.techniques-ingenieur.fr)



RESSOURCES  
DOCUMENTAIRES



FORMATION



CONSEIL