

MithraREM

Notice technique

Description des modèles de propagation

Validation des calculs

EN-DSC/ECE 13.27,28,32.C

Juillet - Novembre 2013, Mai 2014, Mars 2015, Août 2015, Février 2017, Octobre 2024

rev. 7545

N. Noé
F. Gaudaire
J. Martin



18 octobre 2024

Table des matières

I	Notice technique	11
1	Introduction	13
2	Modèle de calcul	15
3	Calcul géométrique	17
3.1	De la 3D à la 2D	17
3.1.1	Réflexion	17
3.1.2	Diffraction	17
3.2	Calcul géométrique en 2D	19
3.3	Calcul géométrique en 3D	21
4	Calcul physique	23
4.1	Introduction	23
4.2	Propagation en espace libre	23
4.3	Polarisation des ondes électromagnétiques	23
4.4	Réflexion des ondes électromagnétiques	24
4.5	Transmission des ondes électromagnétiques	25
4.6	Diffraction des ondes électromagnétiques	25
4.7	Calcul complet	25
4.8	Antennes	26
II	Description des modèles de propagation	29
5	Introduction	31
5.1	Modèle de propagation CSTB2009.1 (dit IBGE)	31
5.2	Modèle de propagation CSTB2009.2	31
5.3	Modèle de propagation CSTB2013	31
5.4	Modèle de propagation CSTB2013-INDOOR	31
5.5	Modèles de propagation CSTB2016 et CSTB2016-INDOOR	32
5.6	Modèle de propagation HATA Ex	32
5.7	Modèle de propagation HATA Ex + Fresnel	32
6	Description du modèle de propagation CSTB2013	33
6.1	Introduction	33
6.2	Nombre de réflexions	33
6.3	Réflexion au sol	34
6.3.1	Prise en compte de la réflexion au sol	34
6.3.2	Interpolation cubique du sol	34
6.4	Récepteur en façade	35

6.4.1	Prise en compte de la réflexion en façade (pour un récepteur en façade)	35
6.4.2	Calcul du champ électrique en façade	35
6.5	Modèle physique de diffraction	36
6.6	Calcul du champ à proximité des émetteurs	37
6.6.1	Aspects théoriques	37
6.6.2	Méthodologie	38
6.6.3	Mise en oeuvre pratique	41
6.7	Recherche des niveaux forts	42
6.8	Échantillonnage spectral	44
6.8.1	Introduction	44
6.8.2	Influence de l'échantillonnage	46
6.9	Correction de bogues	48
7	Description du modèle de propagation CSTB2013-INDOOR	49
7.1	Introduction	49
7.2	Description	49
7.2.1	Cas d'un récepteur en espace libre	49
7.2.2	Cas d'une illumination frontale	49
7.2.3	Cas d'une illumination par l'arrière	50
7.3	Exemple d'application	52
8	Description des modèles de propagation CSTB2016 et CSTB2016-INDOOR	53
9	Description du modèle de propagation HATA Ex	55
9.1	Introduction	55
9.2	Utilisation	55
10	Description du modèle de propagation HATA Ex + Fresnel	57
10.1	Introduction	57
10.2	Principe	57
III	Validations, erreurs et incertitudes : méthodologie et exemples de résultats pour les modèles de propagation CSTB2009, CSTB2013 et HATA Ex + Fresnel	59
11	Introduction	61
12	Méthodologie pour la validation et l'estimation des incertitudes	63
13	Exemples de validation	65
13.1	Exemples de validation numérique	65
13.1.1	Exemples de validation sur cas canoniques	65
13.1.2	Exemple de validation sur cas complexes	68
13.2	Exemples de comparaisons avec des résultats de mesures	69
13.2.1	Exemple de comparaisons avec des résultats de mesures pour un émetteur contrôlé	69
13.2.2	Autres exemples de comparaisons avec des mesures pour un émetteur contrôlé	70
13.2.3	Exemple de comparaisons avec des mesures pour un émetteur réel (sur un parcours)	73
13.2.4	Exemple de comparaisons avec des mesures pour un émetteur réel (en zone principale d'exposition)	75
13.2.5	Exemple de comparaisons avec des mesures pour un émetteur FM	76
13.2.6	Exemple de comparaisons à grande échelle avec des mesures dans la bande FM	77

Table des figures

1.1	Front d'onde et rayons	13
2.1	Géométrie 2.5D contre géométrie 3D	15
3.1	Réflexion et diffraction	17
3.2	Diffraction dans un modèle 2.5D (vues de dessus)	18
3.3	Réflexion et diffraction	19
3.4	Calcul des trajets en 2D	20
3.5	D'un trajet 2D à un trajet 3D	21
3.6	Trajets 2D et trajets 3D correspondant	21
3.7	Calcul exact de la TGD (à gauche sans TGD, à droite avec TGD)	22
4.1	Polarisation des ondes électromagnétiques	24
6.1	Prise en compte du nombre de réflexions	34
6.2	Interpolation cubique du sol	35
6.3	Carte de récepteurs en façade d'un bâtiment	35
6.4	Champ électrique en façade d'un bâtiment : prise en compte des interférences entre champ direct et champ réfléchi par la façade (GSM1800)	36
6.5	Champ électrique en façade d'un bâtiment : somme quadratique du champ direct et du champ réfléchi par la façade (GSM1800)	36
6.6	Comparaison des modèles de diffraction de Pathak et Kouyoumjian (P&K) et Capolino et Albani (C&A)	37
6.7	Zones de rayonnement autour d'une antenne émettrice	38
6.8	Comparaison entre un modèle dit "champ proche" à partir de la décomposition en sous-éléments (à gauche) et un modèle champ lointain équivalent (à droite)	39
6.9	Densité de puissance (dB) autour d'une source linéique de 2m (à gauche) et d'une source ponctuelle (à droite) de même puissance, dans une zone de 6mx6m	39
6.10	Erreur entre l'atténuation géométrique d'une source linéique et celle d'une source ponctuelle en fonction du rapport K entre distance et dimension de la source	40
6.11	Comparaison entre simulation en champ proche et en champ lointain, pour une exposition en façade, en zone de validité et hors zone de validité	41
6.12	Point le plus exposé sur une verticale en façade	42
6.13	Configuration de calcul pour la recherche du point le plus exposé	43
6.14	Échantillonnage spectral de type "rectangles"	44
6.15	Échantillonnage spectral de type "trapèze"	45
6.16	Échantillonnage spectral de type "peigne"	45
10.1	Ellipsoïde de Fresnel : volume (à gauche) et échantillonné par des rayons (à droite)	58
13.1	Réflexion sur une surface impédante : méthode des moments (en haut), modèle de réflexion de MithraREM (en bas), configurations n°1 (à gauche) et n°2 (à droite)	66

13.2 Validation du modèle de diffraction utilisé par MithraREM	67
13.3 Calcul MoM (à gauche) et calcul MithraREM (à droite) sur un cas complexe	68
13.4 Comparaison entre mesure et simulation sur un parcours à Munich	69
13.5 Antenne d'émission et plateforme mobile d'acquisition	70
13.6 IUT de Poitiers : vue dans Google Earth et modèle de calcul	70
13.7 Comparaison entre mesure et simulation à l'IUT de Poitiers	71
13.8 Futuroscope : vue dans Google Earth et modèle de calcul	71
13.9 Comparaison entre mesure et simulation au Futuroscope	72
13.10 Mesures sur un parcours autour d'un site de téléphonie mobile (Nantes) - vue Google Earth du site et des mesures - source CSTB	73
13.11 Mesures sur un parcours autour d'un site de téléphonie mobile (Nantes) - modèle de calcul - source CSTB	74
13.12 Mesures sur un parcours autour d'un site de téléphonie mobile (Nantes) - comparaisons avec la simulation - source CSTB	74
13.13 Mesures à proximité d'un site de téléphonie mobile (Nantes) - photo du site et des points de mesures (à gauche) et modèle numérique correspondant (à droite) - source CSTB	75
13.14 Exemple de comparaison entre mesures et simulations sur le site de Nantes (GSM 1800) . . .	75
13.15 Mesures à proximité d'un émetteur FM situé sur une tour : vue de l'émetteur (en haut à gauche), modèle numérique (en bas à gauche) et niveaux mesures (à droite)	76
13.16 Comparaisons entre mesure et simulation à proximité d'un émetteur FM situé sur une tour .	76

Liste des tableaux

6.1	Comparaison entre méthode CSTB2009 et CSTB2013 pour la recherche du point chaud . . .	43
6.2	Influence de l'échantillonnage spectral - chantier fictif n°1 - calcul au sol	46
6.3	Influence de l'échantillonnage spectral - chantier fictif n°1 - calcul sur les façades	46
6.4	Influence de l'échantillonnage spectral - chantier fictif n°2 - calcul au sol	47
6.5	Influence de l'échantillonnage spectral - chantier fictif n°2 - calcul sur les façades	47
7.1	Valeurs de W_E (atténuation en incidence normale) et W_{GE} (atténuation supplémentaire en incidence rasante) en fonction de W_D (atténuation en champ diffus) pour la méthode CSTB2013-INDOOR	50
13.1	Comparaisons avec des mesures pour un émetteur contrôlé	69
13.2	Mesures sur un parcours autour d'un site de téléphonie mobile (Nantes) - comparaisons avec la simulation - source CSTB	73

Première partie

Notice technique

Chapitre 1

Introduction

MITHRA-REM est un outil de calcul destiné à la simulation de la propagation des ondes électromagnétiques dans les environnements extérieurs, notamment urbains. À l'échelle des scènes devant être traitées par MITHRA-REM (de l'ordre du quartier, c'est-à-dire plusieurs km^2), il est impossible de mettre en oeuvre des méthodes numériques exactes (de type éléments finis par exemple). MITHRA-REM est donc basé sur l'utilisation de méthodes asymptotiques, à l'image de l'optique géométrique, où la propagation des ondes est modélisée par des "rayons", les lignes de flux perpendiculaires aux fronts d'ondes (voir figure 1.1).

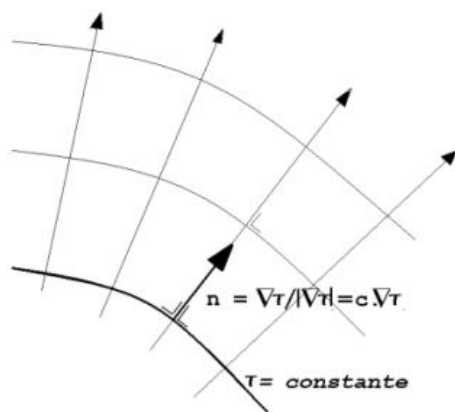


FIGURE 1.1 – Front d'onde et rayons

Ces rayons se propagent depuis les émetteurs dans le milieu en respectant le principe de Fermat de temps de parcours minimum. On déduit de ce principe les lois de réflexions et de diffraction (contournement des obstacles) à appliquer aux rayons au cours de la propagation.

Un calcul MITHRA-REM consiste donc en une étape géométrique (la détermination des trajets entre les émetteurs et les récepteurs), et une partie physique (le calcul des champs électriques associés à ces trajets). Totalement indépendantes, ces deux étapes sont conduites de manière simultanée dans MITHRA-REM : chaque trajet trouvé par le calcul géométrique est "consommé" par le calcul physique, et le résultat final est le champ électrique aux points de réception, les trajets n'étant pas conservés. Toutefois, il est possible, pour des points isolés, de visualiser les trajets associés à des fins de vérification.

Les méthodes asymptotiques sont valables dans la limite où les détails de la géométrie considérée sont plus grossiers que plusieurs longueurs d'ondes. Dans le domaine qui nous intéresse (téléphonie mobile, Wi-Fi, ...), les longueurs d'ondes sont inférieures à 30cm, donc les détails géométriques considérés doivent être en delà du mètre. Cette contrainte est respectée dans la cadre de modèles issus de SIG.

Chapitre 2

Modèle de calcul

Étant donné l'échelle des données géométriques à traiter (le quartier), il est inenvisageable d'utiliser pour la prédiction de la propagation des ondes électromagnétiques un calcul direct de rayons en 3D, prenant en compte des distances de propagation suffisantes, tous les bâtiments du quartier, et avec des ordres de réflexions / diffraction suffisants pour correctement estimer les niveaux de champs électromagnétiques.

De plus, les données géométriques issues des SIG sont majoritairement issues de représentations 2,5D, c'est-à-dire un modèle numérique de terrain défini sous la forme $z = f(x, y)$, et des bâtiments définis par leurs contours au sol et leurs hauteurs.

C'est pourquoi le moteur de calcul géométrique est basé sur une représentation 2,5D. En effet, cette approche permet d'obtenir des temps de calculs très raisonnables, avec un nombre important de bâtiments et d'interactions réellement pris en compte. Cette approche 2,5D est celle classiquement utilisée en cartographie acoustique par exemple.

Il est important de noter que bien que la représentation soit 2,5D, le calcul de champs se déroule vraiment en 3D, et qu'il s'agit simplement d'une limitation des types de géométries pouvant être représentées dans le modèle. On notera que cette représentation 2,5D n'impose pas des toits plans aux bâtiments, mais exclut la modélisation de tout recouvrement de terrain (un tunnel par exemple)¹. La figure 2.1.

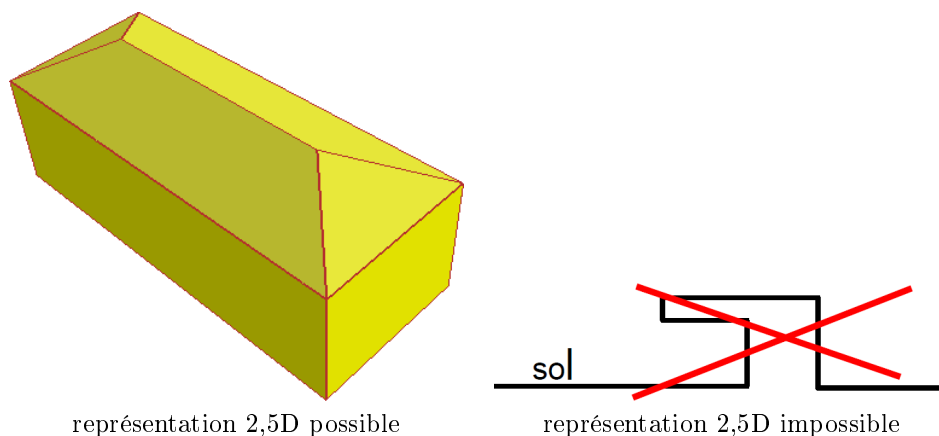


FIGURE 2.1 – Géométrie 2.5D contre géométrie 3D

1. à noter que le CSTB dispose alors d'outils équivalents pour traiter des problèmes 3D quelconques

Chapitre 3

Calcul géométrique

L'objectif du calcul géométrique est de déterminer l'ensemble des trajets entre des émetteurs (ponctuels) et des récepteurs (ponctuels) prédéterminés, en incluant les réflexions et les diffractions par les obstacles présents dans le modèle.

Comme expliqué précédemment, le calcul géométrique fonctionne sur un modèle 2,5D. Pratiquement, les calculs sont d'abord effectués en 2D (dans le plan xy), puis transformés en résultats en 3D.

3.1 De la 3D à la 2D

3.1.1 Réflexion

La réflexion sur une surface est considérée comme spéculaire (réflexion “miroir”), conformément au principe de Fermat. Étant donné la modélisation en 2,5D, ces réflexions ne peuvent avoir lieu que sur des obstacles verticaux (façades des bâtiments).

Or une réflexion spéculaire en 3D (sur une façade verticale) reste spéculaire vue en 2D, sur le segment résultant de la projection de cette façade dans le plan xy . Pour passer de la 2D à la 3D il reste juste à déterminer la hauteur de réflexion sur la façade (voir figure 3.1), en fonction des hauteurs de l'émetteur et du récepteur, par une technique de type “source image”.

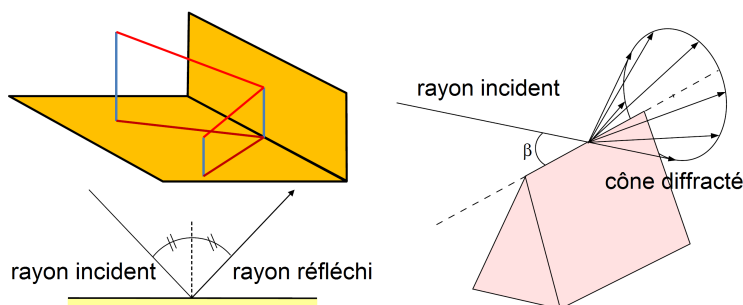


FIGURE 3.1 – Réflexion et diffraction

3.1.2 Diffraction

la diffraction est traitée en utilisant la théorie géométrique / unifiée de la diffraction (TGD/TUD). Cette théorie, toujours en se basant sur le principe de Fermat, suppose que les rayons diffractés par une arête franche se trouve sur un cône formant avec l'arête le même angle β que le rayon incident (voir figure 3.1).

Étant donné la modélisation 2,5D que nous utilisons, nous avons deux types d'arêtes : les arêtes verticales (les façades des bâtiments) et les arêtes quasiment horizontales (les bordures de toit, les buttes de terrain, ...).

Pour les arêtes horizontales, au vu des distances de propagation importantes par rapport aux hauteurs des obstacles, le trajet diffracté par ce type d'arête entre un émetteur et un récepteur, en 2D dans le plan xy est quasiment une ligne droite. Donc en 2D, les rayons qui continueront en ligne droite au dessus d'un bâtiment pourront représenter ce type de diffraction (voir figure 3.2).

Pour les arêtes verticales, celles-ci se projettent en un point qui devient lui-même une source ponctuelle de second ordre (voir figure 3.2).

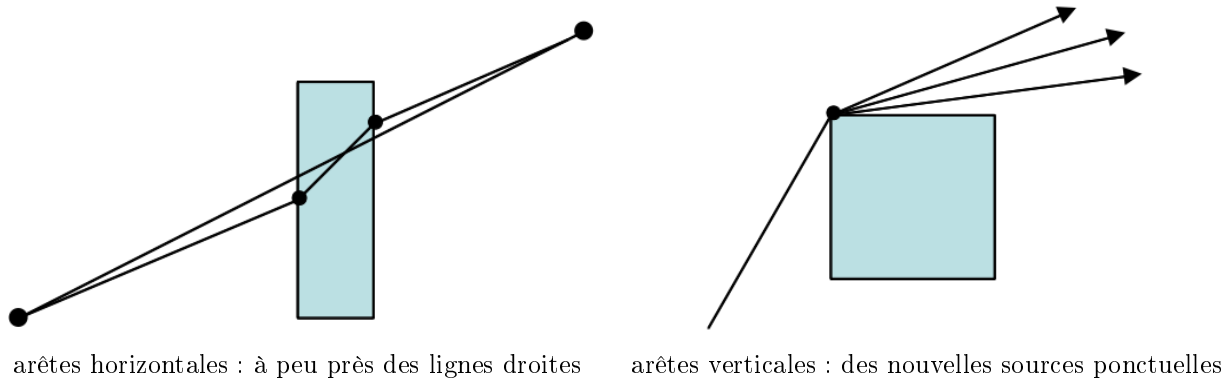


FIGURE 3.2 – Diffraction dans un modèle 2.5D (vues de dessus)

3.2 Calcul géométrique en 2D

Le calcul géométrique tire des faisceaux couvrant 360 degrés autour des points émetteurs. Un faisceau est donc un secteur angulaire. Ces faisceaux sont partitionnés par la géométrie rencontrée (en 2D, il s'agit donc de segments, issus du bâti et du terrain). Les faisceaux sont à la fois transmis géométriquement en ligne droite et réfléchis (de manière spéculaire) par les arêtes rencontrées (si celles-ci correspondent à des façades de bâtiments). Le lancer de faisceaux est illustré sur la figure 3.2.

Lorsqu'un faisceau rencontre un point de diffraction vertical, une source de second ordre est créée, et le processus est répété depuis ce nouvel émetteur.

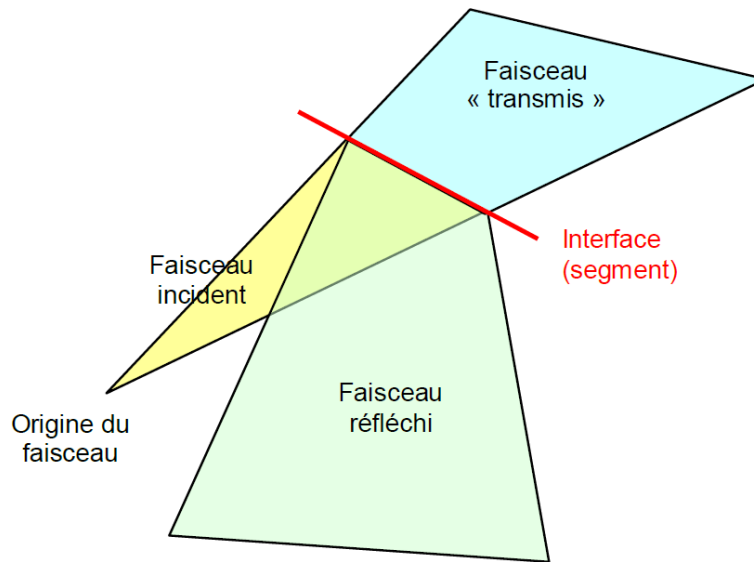


FIGURE 3.3 – Réflexion et diffraction

Ce partitionnement des faisceaux est effectué jusqu'à atteindre une distance maximale de propagation depuis l'émetteur original ou un ordre de réflexion ou de diffraction maximal imposé. Ce sont les trois paramètres essentiels de configuration du calcul géométrique.

Une fois les faisceaux construits, les récepteurs sont localisés à l'intérieur de ceux-ci, et les trajets exacts en 2D sont construits, par la méthode des sources images, comme illustré sur la figure 3.2.

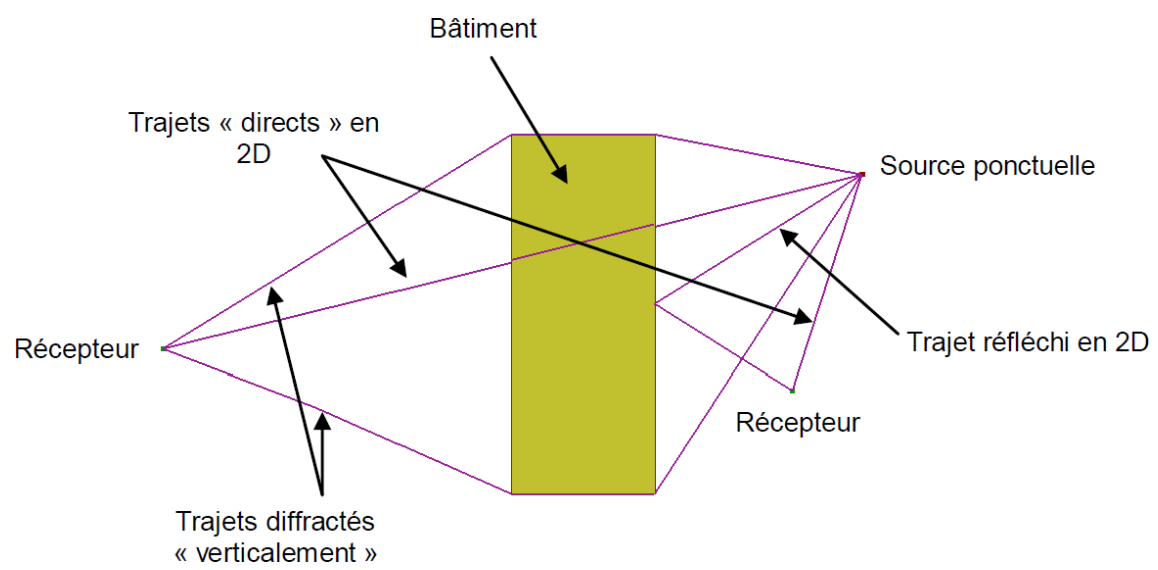


FIGURE 3.4 – Calcul des trajets en 2D

3.3 Calcul géométrique en 3D

On doit, pour chaque trajet en 2D trouvé, construire les trajets en 3D correspondants. Pour un trajet 2D, on trouve, par la méthode de l'enveloppe convexe le trajet principal en 3D, en fonction des hauteurs de l'émetteur et du récepteur. On trouve en même temps la hauteur du trajet sur les obstacles (pour les réflexions, les diffractions par les arêtes verticales), ce qui fait que le trajet peut ne pas exister en 3D (réflexion hors obstacle par exemple).

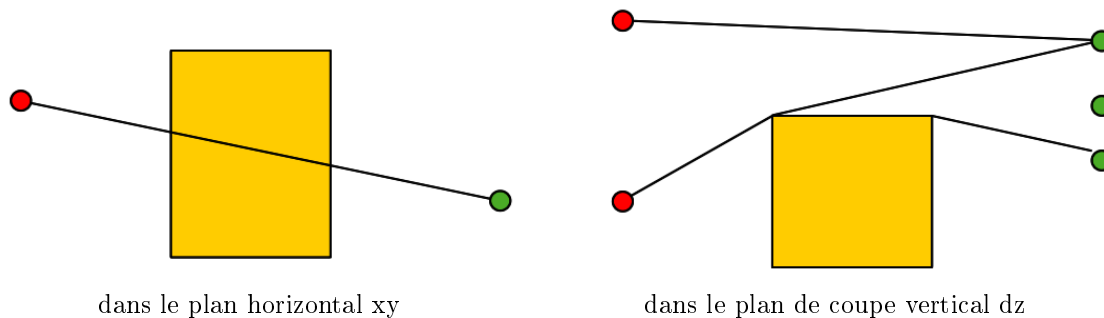


FIGURE 3.5 – D'un trajet 2D à un trajet 3D

La réflexion sur le sol est aussi rajoutée aux contributions. Cette réflexion est déterminée sur la vue en coupe du trajet, "déroulé" selon sa direction de propagation. On rajoute aussi éventuellement les trajets diffractés en zone éclairée, ces trajets assurant une meilleure continuité du champ dans les zones de transition.

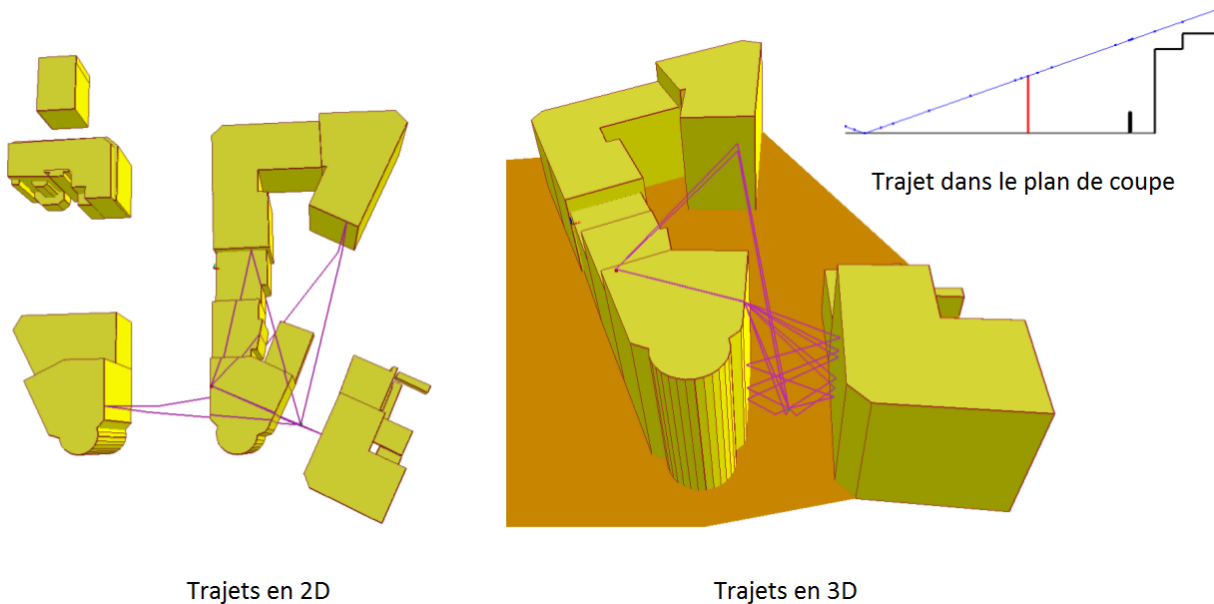


FIGURE 3.6 – Trajets 2D et trajets 3D correspondant

En ce qui concerne la diffraction par les arêtes horizontales, on doit aussi résoudre exactement la position du point de diffraction au sens de la TGD. Cela amène à décaler légèrement ce point sur l'arête de diffraction de façon à respecter le critère d'égalité entre les angles incidents et diffractés en 3D. Ceci est illustré sur la figure 3.3.

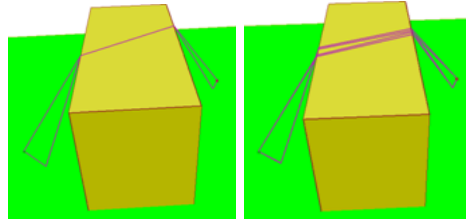


FIGURE 3.7 – Calcul exact de la TGD (à gauche sans TGD, à droite avec TGD)

A noter que lorsque plusieurs émetteurs se trouvent à la même position 2D (par exemple trois antennes avec trois azimuts différents, situées sur un même pylône) ou bien lorsque plusieurs récepteurs se trouvent à la même position 2D (des récepteurs à chaque étage d'un bâtiment par exemple), on ne considérera qu'un unique émetteur ou récepteur en 2D, et que c'est lors du passage en 3D que les différentes hauteurs seront prises en compte. Cela permet d'optimiser les calculs.

Chapitre 4

Calcul physique

4.1 Introduction

Pour chaque trajet en 3D déterminé, on calcule la fonction de transfert de l'émetteur vers le récepteur. Cette fonction de transfert intègre la directivité de l'émetteur, les coefficients de réflexions et de diffraction (tenant compte des matériaux rencontrés dans le trajet), et l'atténuation géométrique liée à la longueur du trajet. Cette fonction de transfert travaille sur un champ électrique vectoriel complexe en trois dimensions, dépendant de la fréquence (et de la phase), et tient donc compte des phénomènes de polarisation (transverse magnétique et transverse électrique).

4.2 Propagation en espace libre

A partir des équations de Maxwell et des hypothèses des méthodes asymptotiques, on déduit les lois de propagation de la phase et la conservation de l'énergie. On obtient alors que la propagation du champ électrique entre deux points P_0 et P séparés d'une distance curviligne s et appartenant à un faisceau de rayons caractérisé par ses deux distances caustiques ρ_1 et ρ_2 :

$$\vec{E}(P) = \vec{E}(P_0) \sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + s)(\rho_2 + s)}} e^{-jks} \quad (\text{V/m}) \quad (4.1)$$

Dans le cas d'ondes émises par des sources ponctuelles (et de réflexion par des surfaces planes), le faisceau de rayons forme une pyramide, et on a alors $\rho_1 = \rho_2 = s_0$, avec s_0 la distance de l'émetteur au récepteur. Pour une source ponctuelle de puissance W (Watt) on a :

$$|\vec{E}(P)| = \sqrt{\frac{\mu_0 c W}{4\pi}} \frac{1}{s_0} e^{-jks_0} = \frac{\sqrt{30W}}{s_0} e^{-jks_0} \quad (\text{V/m}) \quad (4.2)$$

4.3 Polarisation des ondes électromagnétiques

L'onde électromagnétique est polarisée et la polarisation est conservée lors de la propagation le long d'un rayon. On décompose la polarisation dans des systèmes de coordonnées liés aux rayons. On définit le plan d'incidence qui contient le rayon incident et la normale au point d'interaction. La composante du champ électrique normale au plan d'incidence est appelée TE, pour transverse électrique, ou composante perpendiculaire. La composante du champ électrique appartenant au plan d'incidence est appelée TM, pour transverse magnétique, ou composante parallèle. Les ondes étant supposées planes, elles n'ont pas de composante suivant le vecteur directeur du rayon (composante de propagation). La polarisation des ondes est illustrée sur la figure 4.3 et peut être écrite sous la forme :

$$\vec{E} = E_{\parallel} \vec{u}_{\parallel} + E_{\perp} \vec{u}_{\perp} \quad (4.3)$$

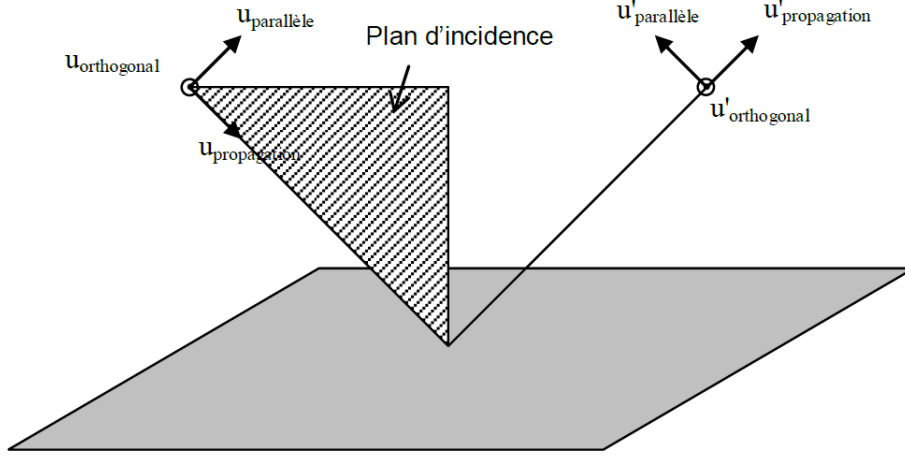


FIGURE 4.1 – Polarisation des ondes électromagnétiques

4.4 Réflexion des ondes électromagnétiques

On considère des matériaux non magnétiques ($\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m), linéaires, homogènes et isotropes. La permittivité diélectrique complexe est définie comme : $\bar{\epsilon} = \bar{\epsilon}_r \cdot \epsilon_0$. ϵ_r est la permittivité relative complexe et $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$.

La permittivité relative complexe s'exprime par :

$$\bar{\epsilon}_r = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon' - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon_0} \quad (4.4)$$

Où f est la fréquence (en Hz) et σ la conductivité (in S/m). Chaque matériau est ainsi défini par la partie réelle de sa permittivité relative (ϵ' , sans dimension) et sa conductivité σ (en Siemens / mètre). L'impédance du matériau est définie par :

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_0}{\bar{\epsilon}}} = Z_0 \cdot Z_r = Z_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{\bar{\epsilon}_r}} \quad (4.5)$$

Avec Z_r l'impédance relative qui est le rapport entre l'impédance du matériau de l'interface et l'impédance du vide $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 120\pi$. L'admittance relative est l'inverse de l'impédance relative : $Y_r = 1/Z_r = \sqrt{\bar{\epsilon}_r}$.

Pour la réflexion du champ électrique, l'hypothèse de localité (dans la théorie des rayons) permet de justifier l'existence d'un coefficient de réflexion permettant de relier le champ après réflexion au champ avant réflexion. Ces coefficients sont différents pour les ondes TM et TE. Ils sont définis par :

$$R_{\parallel} = \frac{Y^2 \cos \theta - \sqrt{Y^2 - \sin^2 \theta}}{Y^2 \cos \theta + \sqrt{Y^2 - \sin^2 \theta}} = \frac{\bar{\epsilon}_r \cos \theta - \sqrt{\bar{\epsilon}_r - \sin^2 \theta}}{\bar{\epsilon}_r \cos \theta + \sqrt{\bar{\epsilon}_r - \sin^2 \theta}} \quad (4.6)$$

$$R_{\perp} = \frac{\cos \theta - \sqrt{Y^2 - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{Y^2 - \sin^2 \theta}} = \frac{\cos \theta - \sqrt{\bar{\epsilon}_r - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{\bar{\epsilon}_r - \sin^2 \theta}} \quad (4.7)$$

Avec θ l'angle d'incidence sur la surface ($\theta = 0$ pour une incidence normale). Dans le cas d'un matériau parfaitement conducteur (métallique), σ est infini et on a alors $R_{\parallel} = -1$ and $R_{\perp} = 1$.

4.5 Transmission des ondes électromagnétiques

Un coefficient d'atténuation peut être défini pour un matériau donné. Il est exprimé en dB et peut être dépendant de la fréquence. Il est utilisé pour le calcul des niveaux de champs électromagnétiques en "façade intérieure", à partir du niveau de champ calculé en façade extérieure. Ce coefficient correspond à un affaiblissement en champ diffus (affaiblissement moyenné sur toutes les directions d'incidence et polarisations, par exemple mesuré en chambres réverbérantes couplées).

4.6 Diffraction des ondes électromagnétiques

Comme vu précédemment, la diffraction est faite à l'aide de la théorie uniforme de la diffraction. Comme pour la réflexion, le plan d'incidence (défini par le rayon incident sur l'arête de diffraction et la tangente à cette arête au point de diffraction) permet de décomposer le champ électrique selon ses deux polarisations. Les coefficients de diffraction font intervenir l'ouverture du dièdre, le matériau rencontré, et l'angle d'incidence sur l'arête. Une atténuation géométrique particulière doit aussi être calculée après diffraction. Le détail de ces expressions est trop long pour être présenté dans ce manuel. On se reportera à l'article de Kouyoumjian et Pathak (Kouyoumjian R.G., Pathak P.H., "a uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface", proc. IEEE, vol. 62, 1974).

4.7 Calcul complet

Ces fonctions de transfert (pour chaque trajet), sont sommées de manière cohérente pour obtenir la fonction de transfert complète d'un point émetteur à un point récepteur. Ces informations permettront d'allumer ou d'éteindre de manière dynamique certains émetteurs lors de la restitution des résultats.

Pratiquement, les champs issus de différentes antennes et reçus en un même récepteur sont sommés de manière incohérente, pour arriver à un niveau de champs scalaire en volt / mètre. Toutefois, dans le cadre de comparaison avec des mesures, il peut être intéressant de connaître les composantes du champ selon les différents axes, ce qui enrichit l'information à comparer.

4.8 Antennes

Les antennes peuvent être modélisées d'une part avec un diagramme de rayonnement en champs lointain (en 3D, ou défini par une coupe horizontale et une coupe verticale). Elles peuvent être modélisées d'autre part par un ensemble de dipôles (avec une position relative par rapport à la position de référence de l'émetteur), chaque dipôle ayant un diagramme de rayonnement propre, donnant le champ en 3D rayonné selon les composantes TM et TE. Les deux modèles sont équivalents en champ lointain (zone de Fraunhofer), mais le second permet une meilleure représentation du champ électrique en zone de champ proche (zone de Fresnel au-delà de la zone de Rayleigh).

Bibliographie

- [1] “Measurement Method of Electromagnetic Transmission Loss of Building Components Using Two Reverberation Chambers”, B. Foulonneau, F. Gaudaire, Y. Gabillet - Electronics Letters, Vol. 32/23, November 1996
- [2] “Propagation radio dans le bâtiment : une nouvelle approche”, F. Gaudaire, Y. Gabillet - Revue de l’Electricité et de l’Electronique, N. 11, Décembre 1997
- [3] “A Mixed Ray Launching / Tracing Method for Full 3-D UHF Propagation Modelling and Comparison with Wideband Measurements”, J-P. Rossi, Y. Gabillet - IEEE transactions on Antennas and Propagation, Vol. 50/4, April 2002
- [4] “Simulation of the Indoor Propagation of a 60 GHz Electromagnetic Wave with a Time-Dependant Radiosity Algorithm”, G. Rougeron, F. Gaudaire, Y. Gabillet, K. Bouatouch - Computer and Graphics, Vol. 26, 2002
- [5] “Integral Formulation for Field Prediction in Complex Scenes”, E. Conil, F. Gaudaire, J-C. Bolomey - European Conference on Propagation and Systems, Brest, France, 2005
- [6] “A Tool for Far Field’s Prediction Extended to Include Effects of Near Field’s Objects”, E. Conil, F.Gaudaire, J.Ch. Bolomey - Proc. of IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, Beijing, Chine, 2005
- [7] “A General Ray-Tracing Solution to Reflection on Curved Surfaces and Diffraction by their Bounding Edges”, N. Noé, F. Gaudaire - ICTCA conference, Dresden, Germany, 2009
- [8] “Using Asymptotic Methods to Compute Diffracted Pressure by Curved Surfaces”, M. Vermet, N. Noé - ICTCA conference, Dresden, Germany, 2009
- [9] “Simulation de la propagation des ondes électromagnétiques en milieu urbain : applications et perspectives”, N. Noé et F. Gaudaire - Journées “dosimétrie des ondes radiofréquences dans les projets ANR”, Telecom Paris Tech, 9&10 novembre 2009
- [10] “Reflection on Curved Surfaces in a 2.5D Ray-Tracing Method for Electromagnetic Waves Exposure Prediction in Urban Areas”, N. Noé, F. Gaudaire - proceedings of the XXXth URSI General Assembly, Istanbul, Turkey, 2011
- [11] “Méthode d’analyse de l’exposition des populations et de la couverture radio des réseaux de téléphonie mobile GMS et UMTS” F. Gaudaire, N. Noé, J-B. Dufour, R. De Sèze et al - Revue de l’Electricité et de l’Electronique, N. 5, Décembre 2012
- [12] “Estimating and Reducing Uncertainties in Ray-Tracing Techniques for Electromagnetic Field Exposure in Urban Areas” N. Noé, F. Gaudaire, M. Diarra Bousso Lo, Proc. of IEEE Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications, Torino, 2013

Deuxième partie

Description des modèles de propagation

Chapitre 5

Introduction

Les différents modèles de propagation déterministes de MithraREM sont les suivants :

- CSTB2009.1 (dit IBGE)
- CSTB2009.2
- CSTB2013
- CSTB2013-INDOOR
- CSTB2016
- CSTB2016-INDOOR

Il existe aussi des modèles de propagation heuristiques et hybrides :

- HATA Ex
- HATA Ex + Fresnel

5.1 Modèle de propagation CSTB2009.1 (dit IBGE)

Il s'agit du modèle de calcul original de la version 1 de MithraREM, lié aux versions originales des différentes bibliothèques de calcul. Ce modèle est définitivement abandonné, et n'est plus là que comme référent historique de comparaison.

5.2 Modèle de propagation CSTB2009.2

Il s'agit du même modèle que CSTB2009.1, mais reproduisant son comportement dans les versions actuelles des bibliothèques de calcul (qui comportent un certain nombre de corrections de bogues). Ce modèle est toujours disponible.

5.3 Modèle de propagation CSTB2013

Il s'agit du nouveau modèle standard introduit dans la version 1.6 de MithraREM. Il est plus pertinent que le modèle CSTB2009 (il réduit fortement la variabilité des résultats en fonctions des données d'entrée et paramètres de calcul).

5.4 Modèle de propagation CSTB2013-INDOOR

Il s'agit d'un nouveau modèle introduit dans la version 1.7 de MithraREM. Il est spécifiquement destiné au calcul de l'exposition intérieure (juste après la première paroi), et est identique au modèle CSTB2013 pour l'exposition extérieure.

5.5 Modèles de propagation CSTB2016 et CSTB2016-INDOOR

Ces deux modèles sont une évolution des modèles CSTB2013 et CSTB2013-INDOOR, avec une meilleure recherche du point le plus exposé en cas de visibilité directe de l'antenne.

5.6 Modèle de propagation HATA Ex

Il s'agit d'un modèle de propagation heuristique, le modèle de Hata étendu. Ce type de modèle heuristique ne se base que sur les hauteurs de l'émetteur et du récepteur, la distance de propagation horizontale et le type d'environnement.

5.7 Modèle de propagation HATA Ex + Fresnel

Il s'agit d'un modèle de propagation hybride, utilisant à la fois le calcul géométrique du dégagement du premier ellipsoïde de Fresnel pour estimer une liaison point-à-point et le modèle heuristique de Hata étendu.

Chapitre 6

Description du modèle de propagation CSTB2013

6.1 Introduction

Le modèle de propagation CSTB2013 est une évolution du modèle CSTB2009. Le retour d'expérience des utilisateurs a fait apparaître certains défauts dans ce dernier. Le modèle de propagation CSTB2013 est par conséquent plus pertinent dans sa représentation du champ électrique à l'échelle de la ville.

Cette évolution ne remet pas en cause la qualité des résultats obtenus avec le modèle précédent, mais fournit des résultats plus stables, et améliore la qualité du résultat dans certaines zones.

L'essentiel des modifications vise à augmenter la stabilité des résultats de simulation, afin de rendre ceux-ci moins dépendants de légères variations des données d'entrée, paramètres de calcul, ...

On détaille ici les différentes modifications.

6.2 Nombre de réflexions

Dans la méthode CSTB2009, le paramètre "nombre de réflexions" incluait à la fois les réflexions sur les façades et sur le sol. Ainsi, les récepteurs en façade recevaient potentiellement moins d'ondes réfléchies qu'un même récepteur en champ libre à proximité, puisqu'un ordre de réflexion était déjà "consommé" pour prendre en compte la réflexion sur la façade où se trouvait le récepteur.

Afin d'être cohérent entre calcul en façade et calcul au sol, la réflexion en façade (pour un récepteur en façade) sera ajoutée à posteriori et de manière indépendante du paramètre "nombre de réflexions". On procède de la même manière pour la réflexion au sol, pour les mêmes raisons.

La différence entre la méthode CSTB2009 et la méthode CSTB2013 est illustrée sur l'exemple de la figure 6.1.

Avec un nombre de réflexions valant un, on trouve 4 trajets avec la méthode CSTB2009 pour un récepteur en façade du bâtiment B : trajet direct, trajet réfléchi par le sol, trajet réfléchi par le bâtiment A, trajet réfléchi par le bâtiment B. Avec la méthode CSTB2013 on trouve 8 trajets : les mêmes auxquels on ajoute le trajet réfléchi par le bâtiment A et par le sol, le trajet réfléchi par le bâtiment B et par le sol, le trajet réfléchi par le bâtiment A et le bâtiment B, le trajet réfléchi par le bâtiment A, le bâtiment B et par le sol.

L'intérêt de ce changement est une convergence plus rapide vers la solution physique (avec le même ordre de réflexion, donc le même temps de calcul, on prend en compte plus de contributions) ainsi qu'une meilleure stabilité des résultats aux variations locales de solution géométrique (l'apparition ou la disparition d'une réflexion sur une façade ne conditionne pas la recherche des réflexions au sol ou sur la façade où se trouve le récepteur).

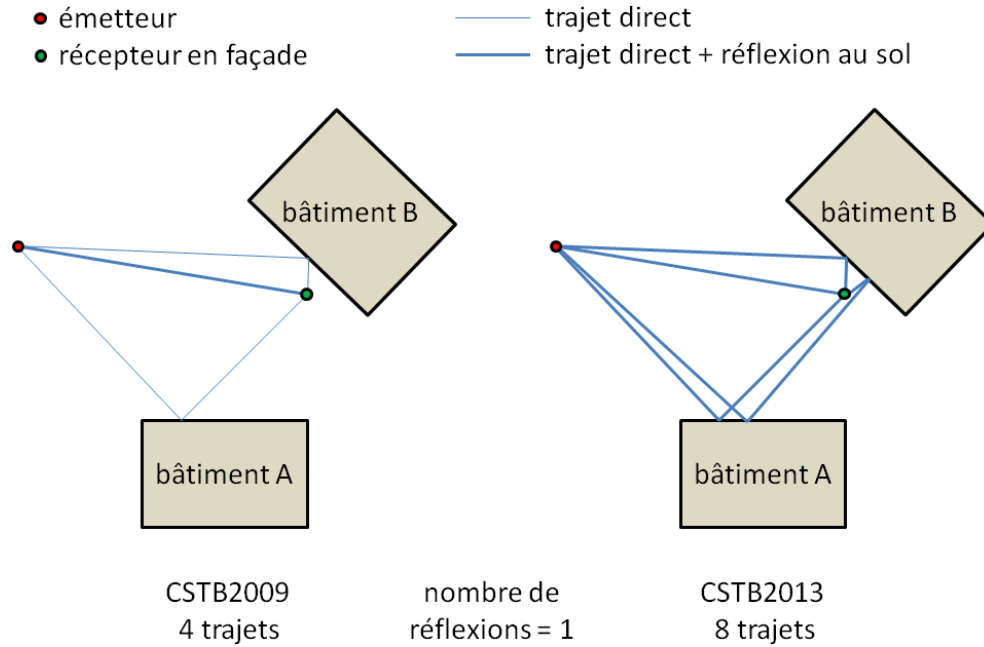


FIGURE 6.1 – Prise en compte du nombre de réflexions

6.3 Réflexion au sol

6.3.1 Prise en compte de la réflexion au sol

Comme vu précédemment, une et seulement une réflexion au sol (lorsqu'elle existe) est ajoutée à chaque trajet ou partie de trajet reliant émetteur, points de diffraction et récepteur, et ce indépendamment du nombre de réflexions imposé.

6.3.2 Interpolation cubique du sol

La représentation du sol est un maillage triangulaire, obtenu à partir de contraintes (points de terrain, lignes de terrain, ...). Ce maillage introduit donc des ruptures de pente à chaque arête. Lors de la recherche de la réflexion au sol par la méthode des sources images, celle-ci peut ou ne pas exister, la discontinuité du terrain introduisant des zones d'ombres. Ce problème est illustré sur l'image suivante. Sans interpolation cubique (à gauche), les réflexions au sol apparaissent ou disparaissent de manière aléatoire, entraînant une discontinuité artificielle de la solution. Avec interpolation cubique (à droite), la solution obtenue est naturellement continue (géométriquement et physiquement).

L'intérêt de cette solution est qu'elle apporte une continuité au champ électrique au-dessus du sol. De plus elle rend la solution moins dépendante de la représentation du sol (l'utilisation d'un semis de points plus ou moins dense conduira à des résultats relativement similaires).¹

1. Il s'agit d'un problème classique des méthode à rayons. Pour la même problématique appliquée à la réflexion sur les surfaces courbes voir : N. Noé, F. Gaudaire, P. Jean, M. Vermet, "A general ray-tracing solution to reflection on curved surfaces and diffraction by their bounding edges", in proceedings of the 9th ICTCA, Dresden, Germany, 2009 et N. Noé, F. Gaudaire, "Reflection on curved surfaces in a 2.5D ray-tracing method for electromagnetic waves exposure prediction in urban areas" in proceedings of URSI General Assembly, Istanbul, Turkey, 2011

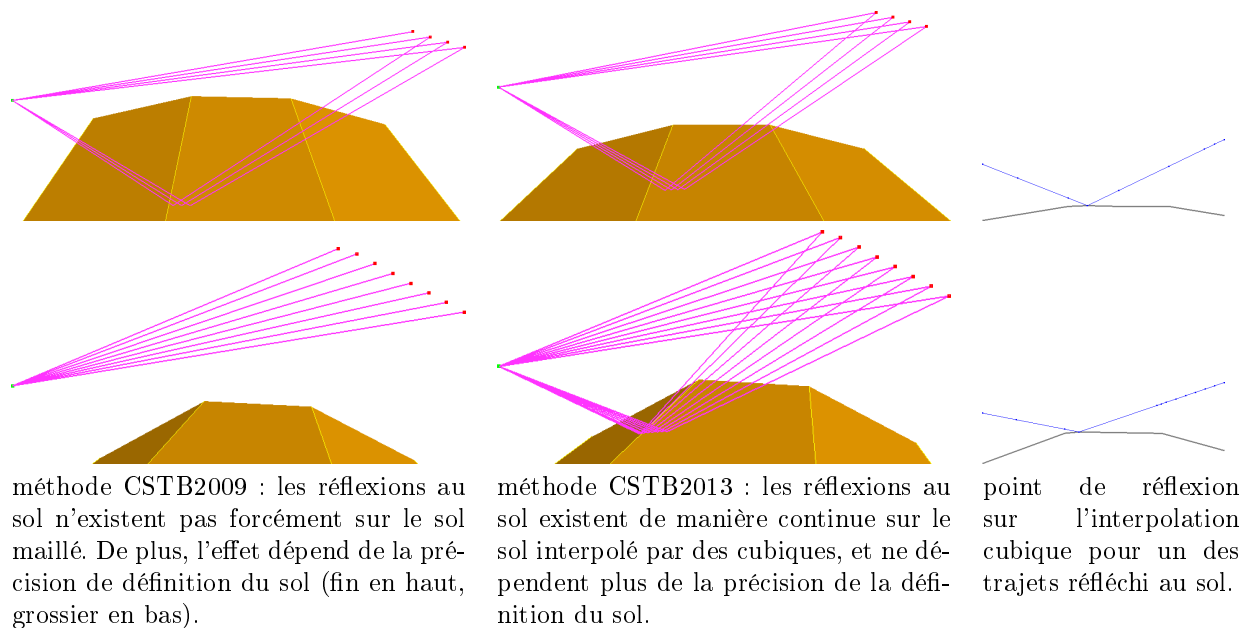


FIGURE 6.2 – Interpolation cubique du sol

6.4 Récepteur en façade

6.4.1 Prise en compte de la réflexion en façade (pour un récepteur en façade)

Comme vu précédemment, dans le cas d'un récepteur en façade, la réflexion sur la façade est ajoutée systématiquement, et ce indépendamment du nombre de réflexions imposé.

6.4.2 Calcul du champ électrique en façade

Dans le cas d'un récepteur en façade d'un bâtiment, le champ électrique est le cumul des ondes incidentes et des ondes réfléchies par la façade elle-même. Les interférences entre les ondes incidentes et réfléchies influent donc sur le niveau de champ électrique total. Ces interférences sont fonction de la distance à la façade à laquelle se situe le récepteur et de la longueur d'onde. Ainsi dans l'exemple de la figure 6.3 (émetteur GSM1800 en face d'un bâtiment), on obtient des variations importantes du champ sur la façade selon la distance à laquelle on le considère, comme illustré sur la figure 6.4).

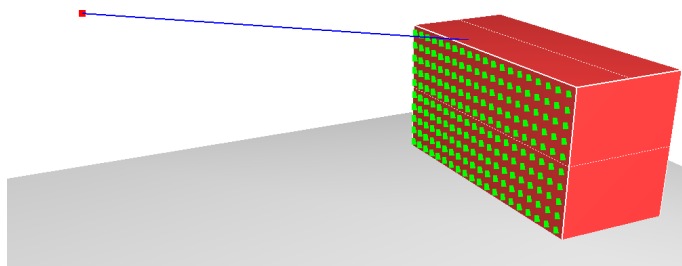


FIGURE 6.3 – Carte de récepteurs en façade d'un bâtiment

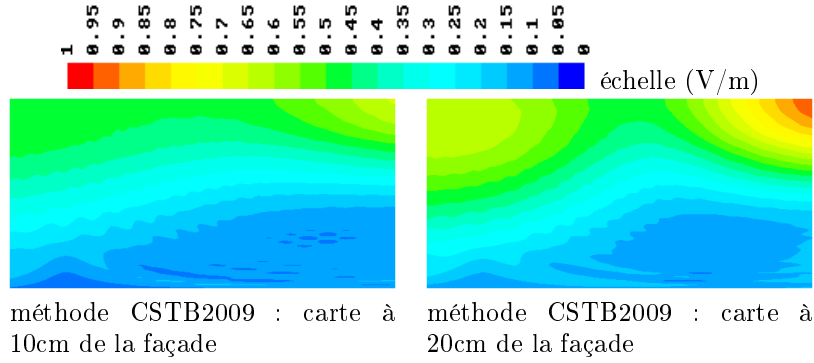


FIGURE 6.4 – Champ électrique en façade d'un bâtiment : prise en compte des interférences entre champ direct et champ réfléchi par la façade (GSM1800)

En pratique la prise en compte de la réflexion sur la façade devrait tenir compte de la complexité de celle-ci (balcons, fenêtres, ...). Étant donné que cette complexité n'est pas modélisée, il est plus réaliste de prendre en compte une réflexion en énergie qu'une réflexion en champ (cette dernière modélisant un phénomène - la réflexion spéculaire sur une façade plane - très différent du comportement local réel des ondes, surtout à très faible distance du plan moyen de la façade réelle).

De plus, par analogie avec ce qui est fait en mesure, et pour tenir compte que cette distance à la façade est faible par rapport aux détails architecturaux, il est logique d'effectuer un moyennage quadratique du champ électrique sur une distance à la façade de l'ordre d'au moins une longueur d'onde. C'est le choix qui a été fait dans la méthode CSTB2013. On obtient ainsi les résultats de la figure 6.5.

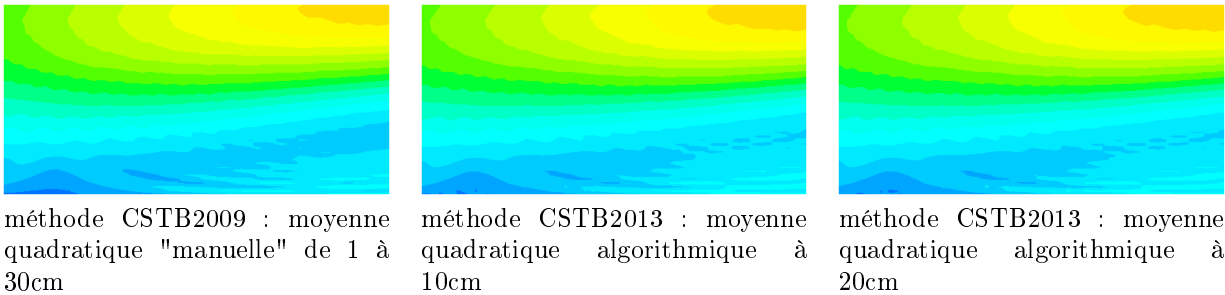


FIGURE 6.5 – Champ électrique en façade d'un bâtiment : somme quadratique du champ direct et du champ réfléchi par la façade (GSM1800)

L'intérêt de cette solution est qu'elle rend la solution relativement indépendante du choix de la distance à la façade, et réduit donc ainsi l'incertitude. De plus, le moyennage quadratique est réalisé algorithmiquement, ce qui n'engendre pas de coût de calcul supplémentaire.

6.5 Modèle physique de diffraction

Le modèle physique de diffraction utilisé par la méthode CSTB2009 était celui de la théorie uniforme de la diffraction (TUD) de Pathak et Kouyoumjian (P&K). Dans la méthode CSTB2013, nous utilisons en plus le modèle TUD de Capolino et Albani (C&A). Ce modèle de diffraction étend le domaine de validité des méthodes asymptotiques dans le cas d'ondes rampantes, et ce quelle que soit l'épaisseur du trièdre considéré.

Une application pratique est le cas d'un muret (ou d'un acrotère) de 30cm de largeur, en GSM900. Si on

considère trois points de réception derrière le muret, en zone d'ombre plus ou moins profonde, on obtient les résultats de la figure 6.6.

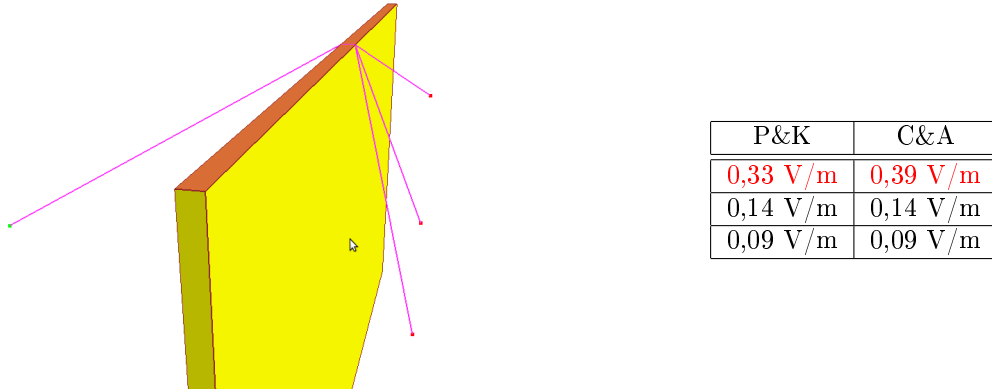


FIGURE 6.6 – Comparaison des modèles de diffraction de Pathak et Kouyoumjian (P&K) et Capolino et Albani (C&A)

L'effet du muret était surestimé avec le modèle de Pathak et Kouyoumjian. Dans le cas d'un toit de bâtiment de largeur plus conséquente, l'effet n'aurait pas été sensible. Il s'agit donc d'une amélioration à la marge, mais qui améliore les résultats physiques dans certaines zones sensibles.

6.6 Calcul du champ à proximité des émetteurs

La méthode de calcul utilisée dans le logiciel MithraREM est adaptée à la prévision des niveaux d'exposition extérieurs à l'échelle urbaine, dans la zone en champ lointain de chaque antenne modélisée. La méthode a été adaptée localement afin d'estimer un niveau de champ électrique représentatif à proximité des antennes, dans la zone en champ proche.

6.6.1 Aspects théoriques

L'onde électromagnétique n'a pas les mêmes propriétés de propagation dans tout l'espace entourant une source. Pour modéliser la propagation d'une onde dans un environnement global, il convient donc de découper l'espace en différentes zones. Classiquement, en s'éloignant de l'antenne émettrice, on distingue quatre zones de propagation, comme illustré sur la figure 6.7, où D est la plus grande dimension "électrique" de l'antenne :

- La zone de champ réactif : cette zone "mince" se situe à une distance de l'antenne inférieure à $\frac{\lambda}{2\pi}$. Les ondes sont évanescentes et les phénomènes de propagation sont négligeables devant les phénomènes radiatifs.
- La zone de Rayleigh : elle se situe à des distances de l'antenne comprises entre $\frac{\lambda}{2\pi}$ et $\frac{D^2}{2\lambda}$. L'énergie électromagnétique est confinée dans un cylindre autour de l'ouverture rayonnante. Il y a peu de divergence de l'onde.
- La zone de Fresnel : c'est une zone intermédiaire située entre $\frac{D^2}{2\lambda}$ et $\frac{2D^2}{\lambda}$. L'onde diverge naturellement. Associée à la zone de Rayleigh, ces deux zones constituent la zone de champ proche (CP) de l'antenne.
- La zone de Fraunhofer : elle se situe au delà de $\frac{2D^2}{\lambda}$ et constitue ce qu'on appelle la zone de champ lointain (CL) de l'antenne. L'énergie rayonnée est confinée dans un faisceau conique et les ondes sont localement quasiment planes.

La notion de champ proche - champ lointain n'est pas d'une frontière "étanche", au passage de laquelle les caractéristiques de l'onde propagée changeraient instantanément. Les valeurs données dans la définition des zones de propagation de la figure 6.7 sont informatives et non figées. Ainsi dans le cas général de l'utilisation de méthodes asymptotiques, les conditions d'application et de validité (constatées par l'usage

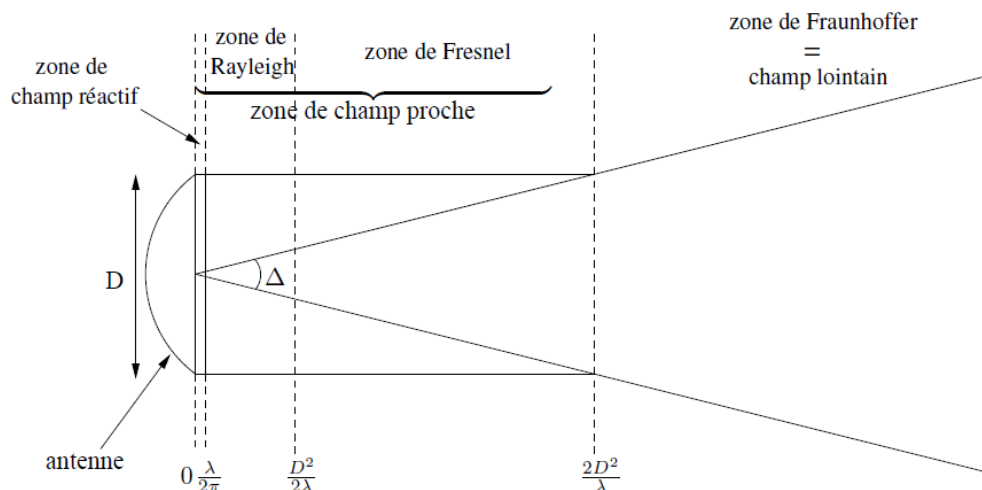


FIGURE 6.7 – Zones de rayonnement autour d’une antenne émettrice

ou par comparaison avec des mesures) vont au-delà des limites théoriques. Les résultats, bien que dégradés, restent acceptables. Ceci est une considération générale, quel que soit le domaine physique d’application. Ainsi le comportement dans la fin de la zone de Fresnel est proche du comportement au début de la zone de Fraunhofer.

Il est aussi important de ne pas confondre la dimension électrique (notée D) de l’antenne et la dimension géométrique (notée H) du dispositif physique installé (i.e. le boîtier). Par exemple, une antenne panneau de station de base est un boîtier qui contient plusieurs sous antennes, émettrices et réceptrices.

Il faut aussi prendre en compte le fait que la dimension électrique de l’antenne est souvent proportionnelle à la longueur d’onde (fouet, dipôle quart-d’onde, demi-onde, ...). Ainsi la frontière champ proche - champ lointain peut en première approche être considérée comme proportionnelle à la dimension de l’antenne.

La méthode de calcul utilisée dans le logiciel MithraREM est adaptée à la prévision des niveaux d’exposition extérieurs à l’échelle urbaine, dans la zone de champ lointain de chaque antenne modélisée. La méthode a été adaptée localement afin d’estimer un niveau de champ électrique représentatif à proximité des antennes, dans la zone de champ proche, compte tenu :

- des données sur les émetteurs disponibles : un diagramme en champ lointain des antennes et éventuellement la dimension H du boîtier,
- de l’absence de description précise de l’environnement à proximité des émetteurs (géométrie et matériaux),
- pour les pays où elles sont spécifiés, les distances liées aux périmètres de sécurité réglementaires (données obtenues initialement par des méthodes précises de calcul en champ proche),
- d’une approche volontairement statistique, chaque cas étant unique,
- d’un retour d’expérience de ces problématiques champ proche - champ lointain dans d’autres domaines physiques : acoustique, éclairage, ...

6.6.2 Méthodologie

Antennes de type panneaux

Les antennes panneaux du type de celles utilisées en téléphonie mobile sont composées d’un ensemble de sous-éléments, chacun pour une paire émission / réception. Ces sous-éléments sont suffisamment éloignés l’un de l’autre pour éviter un couplage électromagnétique. En première approximation, la dimension réduite de ces sous-éléments ($D \approx \lambda$) permet d’avoir un champ lointain à partir d’une distance de $\frac{2D^2}{\lambda} = 2\lambda$. Dans le cas où les caractéristiques de ces sous éléments seraient connues (et fournies) il serait possible de modéliser les

niveaux d'exposition dans la zone de champ proche au sens de l'antenne globale (zone de champ lointain pour chaque sous-élément). Une telle modélisation, et son équivalent champ lointain (diagramme de rayonnement sous forme de gain) sont illustrés sur la figure 6.8.

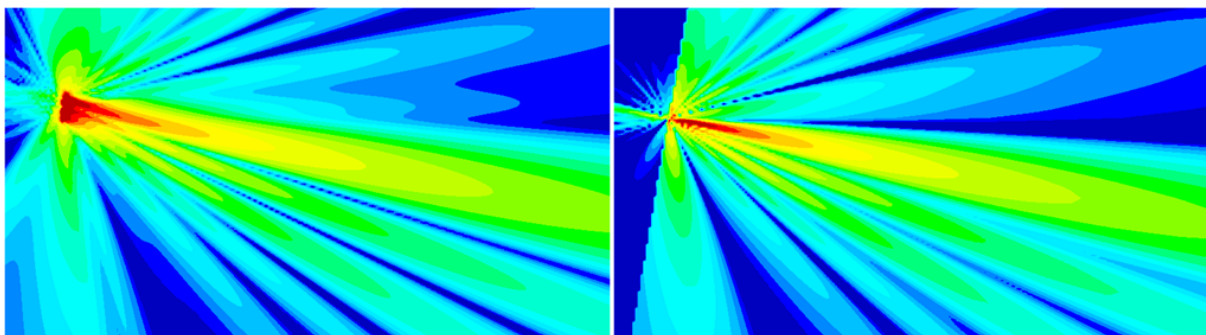


FIGURE 6.8 – Comparaison entre un modèle dit “champ proche” à partir de la décomposition en sous-éléments (à gauche) et un modèle champ lointain équivalent (à droite)

Compte tenu de la dimension de ces antennes, l'utilisation d'un diagramme de rayonnement en champ lointain pour représenter le champ rayonné est valable à partir d'une certaine distance de l'antenne; à partir de laquelle on peut substituer une source ponctuelle à une source linéique. On dépasse ici la notion de champ proche - champ lointain, puisqu'il s'agit d'un problème d'atténuation géométrique, illustré par la densité de puissance sur la figure 6.9.

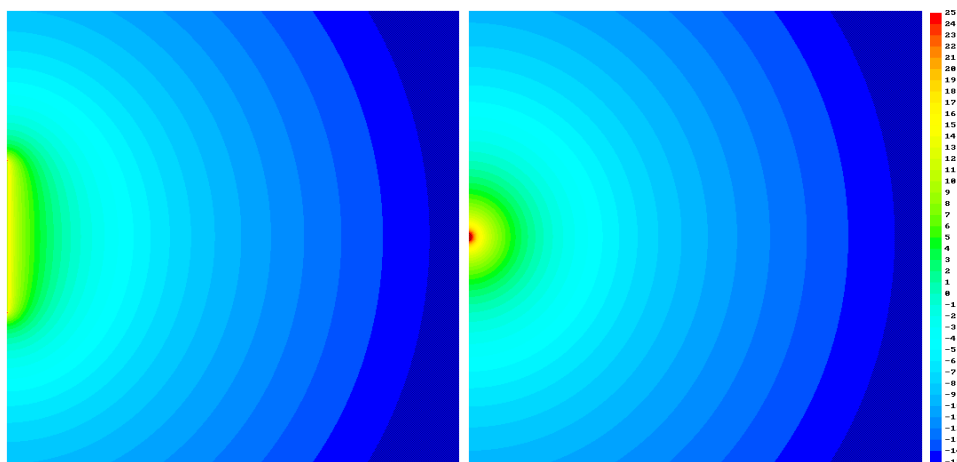


FIGURE 6.9 – Densité de puissance (dB) autour d'une source linéique de 2m (à gauche) et d'une source ponctuelle (à droite) de même puissance, dans une zone de 6mx6m

Sur la figure 6.10 est illustrée l'erreur en dB entre la représentation linéique et la représentation ponctuelle de l'atténuation géométrique en fonction de la fraction $K = \frac{r}{H}$. Au delà d'une distance égale à $3H$ l'erreur est en deçà de 0,1 dB.

Plus généralement, le fait que l'antenne ait une certaine dimension implique que les lobes émis par celle-ci sont beaucoup plus larges que les lobes du diagramme en champ lointain. On a donc tendance à sous-estimer le niveau de champ électrique à proximité de l'émetteur, même lorsque l'on se trouve en champ lointain de l'antenne réelle (voir figure 6.11).

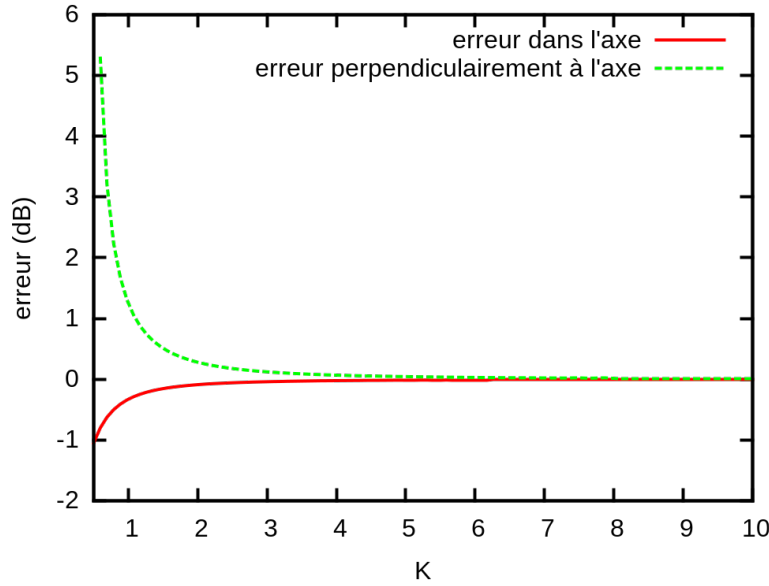


FIGURE 6.10 – Erreur entre l’atténuation géométrique d’une source linéique et celle d’une source ponctuelle en fonction du rapport K entre distance et dimension de la source

Cela est corroboré par des résultats de mesure à proximité d’antennes, par exemple en se plaçant en limite ou un peu à l’intérieur du périmètre de sécurité.

Cette sous-estimation est encore plus flagrante lorsque l’on se place hors zone de validité. Mais il n’est pas pertinent d’étendre cette zone de validité, pour les raisons géométriques évoquées plus haut.

Le choix d’une distance de validité de $3H$ permet donc d’estimer un niveau de champ à proximité des antennes, bien que ce niveau soit sans doute sous-estimé.

Antennes de petite dimension

En ce qui concerne les antennes de petite dimension (de l’ordre de la longueur d’onde, comme les antennes micro en téléphonie mobile par exemple) la limite de champ lointain se trouve théoriquement à une distance 2λ de l’antenne. Pour ce type d’antenne, il serait donc possible de calculer le niveau de champ à très courte distance de l’antenne. Cependant, pour tenir compte de l’incertitude sur les données de positionnement et de géométrie dans l’environnement de l’antenne, la distance dans la méthode de calcul ne peut être inférieure à 1 mètre. Cette distance de 1 mètre, ordre de grandeur de la précision des données géométriques, est cohérente avec la distance égale à $3H$ pour les plus basses fréquences considérées pour la téléphonie mobile (800 MHz).

Autres antennes

Étant donné la variété des types d’antennes radioélectriques pouvant être installées en milieu urbain (panneaux, dipôles, ...) et compte tenu des informations généralement disponibles, à savoir, un diagramme de rayonnement en champ lointain et éventuellement la dimension du boîtier, la règle fixée d’une distance de calcul $D = 3H$ est appliquée par défaut. Cette règle tend elle aussi à sous estimer les niveaux d’exposition à proximité de l’antenne. Cependant, compte tenu des incertitudes élevées dans ces zones (installation, géométrie de l’environnement, types de matériaux proches, ...), cette méthode reste statistiquement pertinente pour une estimation représentative des niveaux d’exposition.

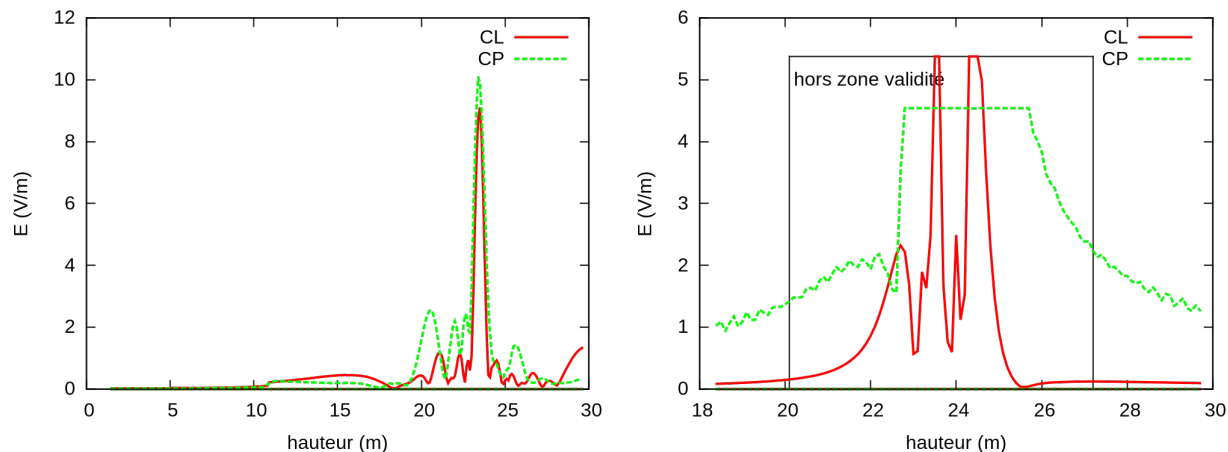


FIGURE 6.11 – Comparaison entre simulation en champ proche et en champ lointain, pour une exposition en façade, en zone de validité et hors zone de validité

6.6.3 Mise en oeuvre pratique

La méthode de calcul utilisée n'est donc en théorie valable uniquement en champ lointain (ondes planes) et il est nécessaire d'imposer une limite de validité à la distance aux émetteurs².

Cependant, une légère variation du bâti pouvait faire varier le champ maximum, en incluant ou excluant des récepteurs de cette zone de validité. Afin d'avoir un niveau maximum invariant, dans la méthode CSTB2013 il a été retenu de calculer un champ maximum (celui obtenu en champ libre à la limite du périmètre de sécurité de l'antenne) et d'associer cette valeur à la position de l'antenne elle-même et à s'assurer qu'aucun niveau ne peut dépasser cette valeur. La valeur (par émetteur) est calculée ainsi :

$$E_{\max} = \frac{\sqrt{30PG}}{d_0} (1 + R) \quad (6.1)$$

Avec :

- P la puissance de l'émetteur (W),
- G le gain (en linéaire) maximal obtenu pour les récepteurs situés en vue directe de l'émetteur et hors zone de validité,
- d_0 la distance limite de validité,
- R le coefficient de réflexion (normal) si l'émetteur est en façade, 0 sinon.

En imposant de manière arbitraire cette valeur $E_{\max}$, on s'affranchit des effets locaux qui pourraient avoir lieu si on positionnait des récepteurs de calcul sur une sphère de rayon d_0 autour de l'émetteur. En effet, on néglige l'effet de sol, l'influence des autres façades, ...

En pratique, dans le cas où la hauteur H de l'antenne est disponible, on pose $d_0 = 3H$, tronqué dans la gamme $[1; 10]$ ³. Si la hauteur H n'est pas connue, on pose :

2. Dans la méthode CSTB2009, les récepteurs hors zone de validité étaient exclus du rendu.

3. si on se réfère au guide sur les périmètres de sécurité de l'ANFR, on doit utiliser 1m comme distance de validité minimale. A noter qu'une valeur de 50cm est recommandée en Belgique, voir <http://www.issep.be/files/files/CEM%20et%20telephonie%20mobile.pdf>, paragraphe 8.8. MithraREM simule le champ électrique à l'extérieur des bâtiments, et en l'absence d'autres informations, le champ intérieur est calculé par atténuation forfaitaire. A l'intérieur d'un bâtiment, il est possible que l'on ne puisse pas être aussi proche que 50cm de l'émetteur (à cause de l'épaisseur des murs par exemple) et donc le champ intérieur pourrait alors être surestimé. L'utilisation d'une distance de validité minimale de 1m permet de prendre en compte ce phénomène.

$$P < 2W \Rightarrow d_0 = 1 \quad (6.2)$$

$$2W < P < 4W \Rightarrow d_0 = 5^{\frac{P-2}{2}} \quad (6.3)$$

$$4W < P \Rightarrow d_0 = 5 \quad (6.4)$$

Ces valeurs ont été obtenues par une analyse statistique de la puissance et des dimensions des émetteurs existants sur un ensemble représentatif de villes en France.

6.7 Recherche des niveaux forts

Un point en façade, situé en visibilité directe de l'antenne, dans le lobe principal, correspond généralement à une exposition maximale. Il ne s'agit pas forcément du point dans l'axe pointé par l'antenne (au sens de l'azimut et du tilt), puisqu'il faut tenir compte de l'atténuation en champ libre, ainsi que des autres contributions. Dans l'utilisation des outils de simulation comme outil d'aide à la décision (calcul de valeur maximum sur une zone par exemple), le calcul précis (valeur et position) de ces points "chauds" est essentiel.

L'incertitude sur ces points est liée à la forme particulière des diagrammes de rayonnement des émetteurs. Ceux-ci présentent un lobe vertical pincé, dont l'ouverture à -3dB est de l'ordre de 7 degrés. Cela signifie qu'en se décalant verticalement de 7 degrés depuis l'axe principal, la puissance émise est divisée par deux. On a ainsi, pour un bâtiment à 15m en face d'une antenne, une variation du champ électrique de 2dB pour un décalage vertical de 1m.

Dans la méthode CSTB2009, les récepteur en façade sont générés sur des verticales, avec un espacement régulier. Les résultats et donc la valeur maximale sur la verticale sont donc sensibles au pas d'échantillonnage vertical (paramètre de calcul) et aux petites modifications du modèle géométrique (altération de l'altitude ou de la hauteur du bâti). Dans la méthode CSTB2013, une recherche automatique (en cours de calcul, voir figure 6.12) de l'altitude réelle du point le plus exposée est réalisée (sans surcoût). Afin de ne pas modifier les récepteurs côté utilisateur, le champ électrique calculé au point le plus exposé est affecté au récepteur le plus proche.

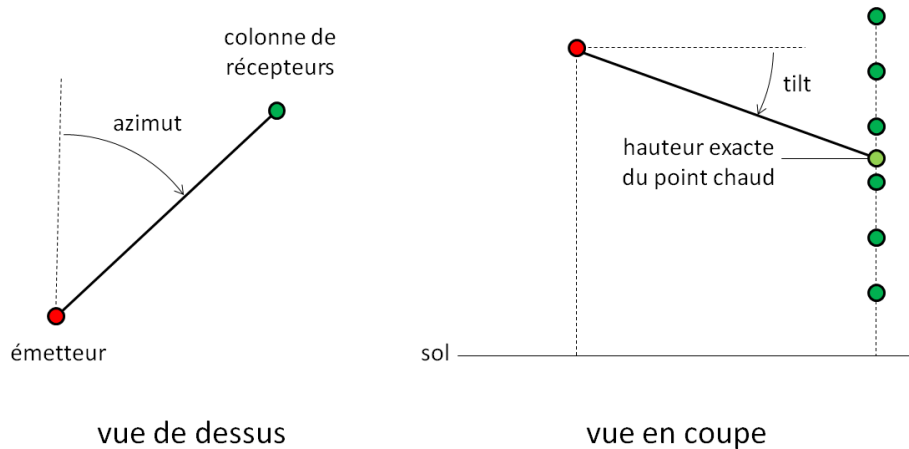


FIGURE 6.12 – Point le plus exposé sur une verticale en façade

Pour bien montrer l'intérêt de cette évolution on compare deux calculs avec deux échantillonnages verticaux différents : l'un avec 9 points et l'autre avec 6 points. Le cas de calcul est illustré sur la figure 6.13 et les résultats dans la table 6.1.

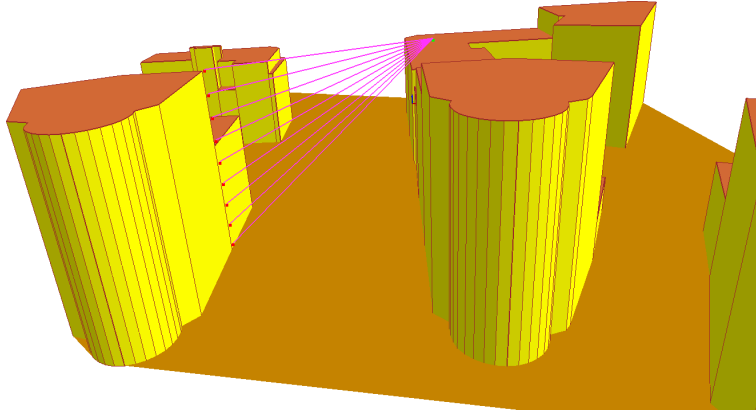


FIGURE 6.13 – Configuration de calcul pour la recherche du point le plus exposé

hauteur	CSTB2009	CSTB2013
1,5	0,62	0,62
4,2	0,42	0,42
6,9	1,55	1,55
9,6	2,37	2,37
12,3	1,42	1,42
14,9	3,12	3,12
17,6	9,32	9,32
20,3	12,71	12,77
23	8,48	8,48

hauteur	CSTB2009	CSTB2013
1,5	0,62	0,62
5,8	1,04	1,04
10,1	2,38	2,38
14,4	2,04	2,04
18,7	11,37	12,77
23	8,48	8,48

TABLE 6.1 – Comparaison entre méthode CSTB2009 et CSTB2013 pour la recherche du point chaud

Avec la méthode CSTB2013, on obtient bien exactement le même champ maximal (12,77 V/m) pour les deux cas d'échantillonnage. De plus on constate que la valeur pouvait être sous-estimée avec la méthode CSTB2009, dans le cas de faible échantillonnage vertical.

6.8 Échantillonnage spectral

6.8.1 Introduction

Soit une bande de fréquences $[f_-; f_+]$. Cette bande de fréquences est échantillonnée pour le calcul sur un certain nombre de fréquences discrètes f_i , et pour chacune de ces fréquences on calcule le champ électrique associé E_i , en injectant à cette fréquence une fraction de la puissance totale. Il existe alors plusieurs possibilités d'intégration pour le calcul du champ électrique sur toute la bande.

Intégration de type “rectangles”

Pour une intégration de type “rectangles”, la bande est échantillonnée en n fréquences, $\{f_0, f_1, \dots, f_{n-1}\}$, avec $f_- < f_0 < f_1 < \dots < f_{n-1} < f_+$, comme illustré sur la figure 6.14. L'intégration se fait en considérant le champ constant égal à E_i sur chaque intervalle centré sur f_i . La puissance injectée sur chacun de ces intervalles est donc proportionnelle à la largeur de l'intervalle, et donc égale à, pour $i \in \{0, 1, \dots, n-1\}$:

$$P_i = \frac{P}{f_+ - f_-} \left(\frac{f_{i+1} + f_i}{2} - \frac{f_i + f_{i-1}}{2} \right) = \frac{P}{2} \frac{f_{i+1} - f_{i-1}}{f_+ - f_-} \quad (6.5)$$

Avec la convention $f_{-1} = 2f_- - f_0$ et $f_n = 2f_+ - f_{n-1}$. On a bien :

$$\sum_{i=0}^{n-1} P_i = P \text{ et on calcule } E^2 = \sum_{i=0}^{n-1} E_i^2 \quad (6.6)$$

L'inconvénient de cette méthode est qu'elle implique de calculer sur des fréquences centrales (les fréquences ne sont donc pas réutilisées à la frontière entre deux bandes adjacentes) et que la puissance injectée à chaque fréquence dépend du choix de ces fréquences.

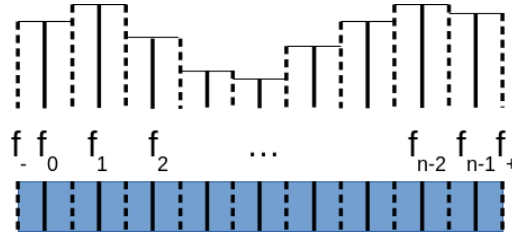


FIGURE 6.14 – Échantillonnage spectral de type “rectangles”

Intégration de type “trapèzes”

Pour une intégration de type “trapèzes”, la bande est échantillonnée en $n + 1$ fréquences, $\{f_0, f_1, \dots, f_n\}$, avec $f_- = f_0 < f_1 < \dots < f_{n-1} < f_n = f_+$, comme illustré sur la figure 6.15. L'intégration se fait en interpolant linéairement le carré du champ entre E_i^2 et E_{i+1}^2 sur l'intervalle entre deux fréquences f_i et f_{i+1} . On a donc sur cet intervalle :

$$E^2 = \frac{1}{f_{i+1} - f_i} \int_{f_i}^{f_{i+1}} \left(\frac{f_{i+1} - f}{f_{i+1} - f_i} E_i^2 + \frac{f - f_i}{f_{i+1} - f_i} E_{i+1}^2 \right) df = \frac{1}{2} (E_i^2 + E_{i+1}^2) \quad (6.7)$$

Ainsi, la puissance injectée sur chacun des intervalles est donc indépendante de la largeur des intervalles et égale à :

$$P_0 = \frac{1}{2} \frac{P}{n}, P_i = \frac{P}{n} \text{ pour } i \in \{1, 2, \dots, n-1\}, P_n = \frac{1}{2} \frac{P}{n} \quad (6.8)$$

On a bien :

$$\sum_{i=0}^n P_i = P \text{ et on calcule } E^2 = \sum_{i=0}^{n-1} E_i^2 \quad (6.9)$$

L'avantage de cette méthode est évidemment l'indépendance du calcul à la largeur des intervalles. Cependant, elle donne un poids différent aux fréquences intérieures à la bande par rapport aux fréquences extrêmes. Avec un faible échantillonnage ce déséquilibre ne se justifie pas.

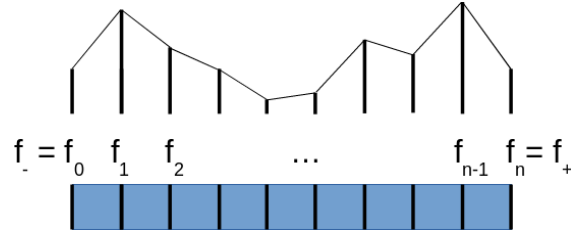


FIGURE 6.15 – Échantillonnage spectral de type “trapèze”

Intégration de type “peigne”

Pour une intégration de type “peigne”, on utilise le même échantillonnage spectral que pour les trapèzes, soit $n + 1$ fréquences, $\{f_0, f_1, \dots, f_n\}$, avec $f_- = f_0 < f_1 < \dots < f_{n-1} < f_n = f_+$, comme illustré sur la figure 6.16. Mais cette fois on injecte la même puissance à chacune des fréquences. On a donc :

$$P_i = \frac{P}{n + 1} \quad (6.10)$$

On a bien :

$$\sum_{i=0}^n P_i = P \text{ et on calcule } E^2 = \sum_{i=0}^{n-1} E_i^2 \quad (6.11)$$

C'est cette méthode qui est retenue dans MithraREM car elle a l'avantage de la simplicité ainsi qu'une bonne stabilité à la variation de l'échantillonnage comme cela est évoqué plus loin. Cette méthode se rapproche de fait d'un échantillonnage de type Monte-Carlo.

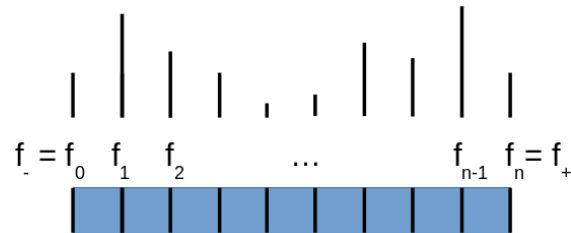


FIGURE 6.16 – Échantillonnage spectral de type “peigne”

6.8.2 Influence de l'échantillonnage

Le nombre de fréquences utilisées pour le calcul dans une bande influe sur le résultat final, puisque les interférences dépendent de la fréquence. Cependant pratiquement la convergence se fait assez rapidement. Par contre, il existe des différences suivant que le calcul est réalisé dans une bande plus ou moins large.

On compare ici, pour deux chantiers fictifs, les informations statistiques (moyenne, maximum, écart-type et médiane) obtenues avec un calcul au sol et un calcul sur les façades, en fonction de l'échantillonnage, et de la largeur de bande. Les deux chantiers comportent une station de base avec trois azimuts en GSM 900.

nb. fréq.	pas (MHz)	moyenne	maximum	écart-type	médiane
calcul en bande étroite [925 MHz ; 935 MHz]					
3	3,33	0,276587	2,53112	0,437529	0,0894773
5	2	0,276603	2,53129	0,437191	0,0894857
7	1,43	0,276763	2,53165	0,437293	0,0894752
10	1	0,276743	2,53175	0,437351	0,0895045
15	0,67	0,276758	2,5318	0,437443	0,0895108
25	0,4	0,27677	2,53183	0,437519	0,089515
50	0,2	0,27678	2,53185	0,437575	0,0895129
calcul en bande large [925 MHz ; 960 MHz]					
8	4,38	0,276444	2,45942	0,434399	0,0894626
15	2,33	0,27649	2,45982	0,434369	0,0894354
25	1,4	0,27651	2,46307	0,434411	0,0894228
50	0,7	0,276523	2,46427	0,434476	0,0894375

TABLE 6.2 – Influence de l'échantillonnage spectral - chantier fictif n°1 - calcul au sol

nb. fréq.	pas (MHz)	moyenne	maximum	écart-type	médiane
calcul en bande étroite [925 MHz ; 935 MHz]					
3	3,33	0,358475	4,35791	0,64367	0,0899052
5	2	0,3585	4,36019	0,643478	0,0899264
7	1,43	0,3585	4,36095	0,643364	0,0899362
10	1	0,358501	4,36146	0,643334	0,0899264
15	0,67	0,358523	4,36117	0,643403	0,0899182
25	0,4	0,358523	4,36133	0,643397	0,089915
50	0,2	0,358519	4,36154	0,64338	0,0899134
calcul en bande large [925 MHz ; 960 MHz]					
8	4,38	0,358067	4,38213	0,642021	0,0899036
15	2,33	0,358106	4,38214	0,642121	0,0899068
25	1,4	0,35811	4,38215	0,642139	0,089915
50	0,7	0,358103	4,38215	0,642128	0,0899199

TABLE 6.3 – Influence de l'échantillonnage spectral - chantier fictif n°1 - calcul sur les façades

nb. fréq.	pas (MHz)	moyenne	maximum	écart-type	médiane
calcul en bande étroite [925 MHz ; 935 MHz]					
3	3,33	0,272969	1,57231	0,365092	0,149873
5	2	0,27301	1,57281	0,364843	0,14982
7	1,43	0,273036	1,57298	0,36482	0,149667
10	1	0,273016	1,57309	0,364822	0,149682
15	0,67	0,273008	1,57317	0,364836	0,149563
25	0,4	0,273002	1,57323	0,364848	0,149595
50	0,2	0,272997	1,57327	0,364859	0,149627
calcul en bande large [925 MHz ; 960 MHz]					
8	4,38	0,273178	1,53722	0,362517	0,151804
15	2,33	0,273192	1,53879	0,362532	0,151835
25	1,4	0,273176	1,53944	0,362567	0,151812
50	0,7	0,273165	1,53991	0,362597	0,151748

TABLE 6.4 – Influence de l'échantillonnage spectral - chantier fictif n°2 - calcul au sol

nb. fréq.	pas (MHz)	moyenne	maximum	écart-type	médiane
calcul en bande étroite [925 MHz ; 935 MHz]					
3	3,33	0,318823	3,30451	0,543575	0,0979945
5	2	0,318832	3,30451	0,543103	0,097958
7	1,43	0,318825	3,30451	0,54313	0,097926
10	1	0,318838	3,30451	0,543152	0,0979352
15	0,67	0,318832	3,30451	0,543165	0,0979352
25	0,4	0,31883	3,30451	0,543176	0,0979397
50	0,2	0,318828	3,30451	0,543184	0,0979443
calcul en bande large [925 MHz ; 960 MHz]					
8	4,38	0,31854	3,30451	0,54267	0,0979717
15	2,33	0,318532	3,30451	0,54254	0,0979534
25	1,4	0,318521	3,30451	0,542563	0,0979489
50	0,7	0,318526	3,30451	0,542591	0,0979489

TABLE 6.5 – Influence de l'échantillonnage spectral - chantier fictif n°2 - calcul sur les façades

6.9 Correction de bogues

Le modèle de propagation CSTB2013,1 corrige aussi quelques bogues mineurs qui existaient dans le modèle de propagation CSTB2009.

Chapitre 7

Description du modèle de propagation CSTB2013-INDOOR

7.1 Introduction

Le modèle de propagation CSTB2013-INDOOR est une variante du modèle CSTB2013, destinée au calcul de l'exposition intérieure après la première paroi. En effet, le modèle CSTB2013 (comme le modèle CSTB2009) est spécifiquement dédié au calcul de l'exposition extérieure (au sol ou en façade). Pour l'exposition au sol, ce modèle est identique au modèle CSTB2013. Dans le cas de récepteurs en façade, ce modèle calcule l'exposition intérieure après la première paroi, à partir du champ incident, auquel il applique un abattement dépendant de l'angle d'incidence (plus une onde est rasante, moins elle est pénétrante).

7.2 Description

Ce modèle adapte la formulation du modèle de couverture intérieure à partir d'une antenne extérieure proposé dans le COST 231 "Digital Mobile Radio towards Future Generation Systems", en l'appliquant au calcul du champ intérieur juste après la première paroi. Il s'agit d'un modèle heuristique obtenu à partir de nombreuses mesures sur des bâtiments réels. Il a donc uniquement une validité statistique, dans la mesure où le comportement local intérieur dépend complètement de la structure (inconnue) de la façade.

7.2.1 Cas d'un récepteur en espace libre

Pour un récepteur en espace libre (au sol par exemple), le calcul est strictement identique à celui de la méthode CSTB2013. Il s'agit alors de l'exposition à l'extérieur.

7.2.2 Cas d'une illumination frontale

Dans le cas d'un récepteur en façade et dans le cas d'une illumination frontale (onde incidente sur la façade arrivant par le devant de la façade) le champ électrique intérieur E_{int} pour cette onde est calculé à partir du champ électrique incident E_{inc} selon la formule :

$$20 \log E_{\text{int}} = 20 \log E_{\text{inc}} - W_{\text{E}} - (1 - \cos \theta)^2 W_{\text{GE}} \quad (7.1)$$

Avec W_{E} l'atténuation (en dB) en incidence normale, θ l'angle d'incidence de l'onde par rapport à la façade (0° pour une incidence normale, 90° pour une incidence rasante) et W_{GE} l'atténuation supplémentaire (en dB) en incidence rasante. W_{GE} est constant et égal à 20 dB. W_{E} est défini à partir de l'atténuation en champ diffus W_{D} , définie dans MithraREM en fonction du matériau selon $W_{\text{E}} = W_{\text{D}} - 2, 15$.

Cette valeur de 2,15 dB est obtenue en simulant un champ diffus en façade (toutes directions d'incidences équiprobables et amplitudes des champ incidents identiques) avec $W_{GE} = 20$. On a alors :

$$T_{\text{diffus}}^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\theta=0}^{\frac{\pi}{2}} \int_{\varphi=0}^{2\pi} T^2(\theta, \varphi) \cos \theta \sin \theta d\theta d\varphi = \int_{\theta=0}^{\frac{\pi}{2}} T^2(\theta) \sin 2\theta d\theta \quad (7.2)$$

Avec $W_D = -20 \log T_{\text{diffus}}$ et $W_E + (1 - \cos \theta)^2 W_{GE} = -20 \log T(\theta)$. W_{GE} étant constant, l'équation 7.2 permet de relier W_E et W_D (par intégration numérique).

Dans le cas où l'atténuation en champ diffus W_D définie dans MithraREM est inférieure à 2,15 dB, la valeur de W_{GE} est adaptée automatiquement de manière à ce que l'on ait $W_E = 0$ (ainsi le signal ne sera pas amplifié derrière la façade, les valeurs correspondantes sont visibles dans la table 7.1). De cette manière, on se retrouve avec $W_E = W_{GE} = 0$ lorsque $W_D = 0$ ¹, ce qui est logique, dans la mesure où une atténuation en champ diffus nul correspond à une ouverture (vide), et que dans ce cas il n'y a aucune atténuation (quel que soit l'angle d'incidence).

W_D (dB)	W_E (dB)	W_{GE} (dB)
0,00	0	0
0,16	0	1
0,32	0	2
0,46	0	3
0,60	0	4
0,73	0	5
0,86	0	6
0,98	0	7
1,09	0	8
1,20	0	9
1,31	0	10
1,41	0	11
1,50	0	12
1,60	0	13
1,69	0	14
1,77	0	15
1,85	0	16
1,93	0	17
2,01	0	18
2,08	0	19
2,15	0	20
> 2,15	$W_D - 2,15$	20

TABLE 7.1 – Valeurs de W_E (atténuation en incidence normale) et W_{GE} (atténuation supplémentaire en incidence rasante) en fonction de W_D (atténuation en champ diffus) pour la méthode CSTB2013-INDOOR

7.2.3 Cas d'une illumination par l'arrière

Dans le cas d'un récepteur en façade et dans le cas d'une illumination par l'arrière (onde incidence sur la façade arrivant par derrière, par exemple par un effet de diffraction par le bâtiment lui-même), le champ électrique intérieur E_{int} pour cette onde est calculé à partir du champ électrique incident E_{inc} selon la formule :

1. Utiliser ce genre de matériau en transmission permet donc de calculer le champ incident.

$$20 \log E_{\text{int}} = 20 \log E_{\text{inc}} - W_{\text{D}} \quad (7.3)$$

7.3 Exemple d'application

L'effet sur les résultats est globalement minimisant par rapport à l'abattement forfaitaire en champ diffus (méthode CSTB2013 à laquelle on applique un rendu intérieur, c'est-à-dire le champ extérieur en façade diminué de l'affaiblissement défini pour le matériau de la façade). C'est-à-dire que l'exposition moyenne va sûrement diminuer. Par contre, on niveau de l'exposition maximum le résultat est complètement dépendant de la configuration. Ainsi une façade illuminée en incidence normale par une antenne aura un champ intérieur supérieur à celui obtenu avec l'abattement forfaitaire.

Exemple sur un chantier virtuel avec 25 supports, 36 émetteurs en GSM 900, GSM 1800, UMTS et LTE 800. On prend $W_D = 6$ dB, mais les analyses en relatif (en dB) sont totalement indépendantes de ce choix. Sur ≈ 40000 points de calcul :

méthode	moyenne	maximum	écart-type
CSTB2013	0,52	6,72	0,94
CSTB2013-INDOOR	0,43	4,33	0,84

Les résultats pour des récepteurs individuels sont évidemment plus contrastés. En fonction du numéro n de l'émetteur, on compare le champ maximum E obtenu avec la méthode CSTB2013 (champ extérieur avec affaiblissement du au matériau) et le champ maximum E' obtenu avec la méthode CSTB2013-INDOOR. On pose $\Delta = 20 \log(E'/E)$ l'écart en dB entre les deux méthodes.

n	E	E'	Δ	n	E	E'	Δ	n	E	E'	Δ
1	6,72	1,72	-11,84	13	1,66	1,46	-1,12	25	0,93	0,98	+0,51
2	6,44	4,33	-3,44	14	1,10	1,01	-0,72	26	0,93	1,00	+0,69
3	1,10	1,27	+1,28	15	0,90	0,82	-0,83	27	0,69	0,67	-0,28
4	1,61	0,86	-5,42	16	1,10	1,25	+1,11	28	0,74	0,72	-0,28
5	1,34	1,24	-0,65	17	2,42	2,85	+1,41	29	1,41	1,41	0,00
6	0,79	0,91	+1,23	18	2,43	2,12	-1,19	30	0,98	0,98	0,00
7	0,72	0,82	+1,23	19	2,27	1,85	-1,80	31	0,90	0,63	-3,07
8	1,27	1,35	+0,54	20	2,83	2,62	-0,65	32	0,98	0,65	-3,55
9	0,40	0,37	-0,56	21	1,68	1,74	+0,33	33	1,17	1,00	-1,31
10	1,74	1,52	-1,13	22	1,57	1,16	-2,68	34	1,00	0,96	-0,35
11	0,81	0,76	-0,54	23	1,51	1,27	-1,50	35	0,96	0,77	-1,88
12	0,12	0,09	-2,24	24	2,39	2,07	-1,26	36	0,78	0,72	-0,65

Globalement les maxima baissent, mais sur certains émetteurs ils augmentent (lignes en rouge). Le maximum augmente jusqu'à 1,4 dB sur cet exemple, la valeur maximale théorique étant évidemment 2,15 dB moins la réflexion par la façade, obtenu pour une parfaite incidence normale. Par exemple, pour un matériau de type béton léger, la valeur maximale théorique de l'augmentation du maximum sera de 1,44 dB.

Grossièrement, jusqu'à une incidence de 45 degrés, l'atténuation forfaitaire diffuse est plus importante que l'atténuation prenant en compte l'angle d'incidence.

Les émetteurs dont le maximum ne bougent pas correspondent à des émetteurs ne générant pas d'illumination par l'avant de la façade.

Chapitre 8

Description des modèles de propagation CSTB2016 et CSTB2016-INDOOR

Ces modèles correspondent à une amélioration des modèles CSTB2013 et CSTB2013-INDOOR au niveau de la recherche du point le plus exposé. Dans les méthodes CSTB2013, cette recherche se faisait uniquement dans la direction du faisceau principal. Ainsi, l'antenne était en visibilité directe d'un bâtiment mais que le faisceau principal passait au dessus de ce bâtiment, on n'avait pas de recherche du point le plus exposé.

Avec les méthodes CSTB2016, cette recherche du point le plus exposé se fait dès que l'antenne est en visibilité directe d'une colonne de réception, et sur la totalité du diagramme vertical. Ainsi, même si le faisceau principal est partiellement masqué, où si on est dans un lobe secondaire, il y aura quand même une recherche du point le plus exposé, ce qui garantit une meilleure stabilité des résultats.

Chapitre 9

Description du modèle de propagation HATA Ex

9.1 Introduction

Le modèle de Hata étendu est celui proposé par la Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications (CEPT). Ce modèle n'est pas détaillé ici, on peut trouver sa description dans le rapport ECC 252 (<https://docdb.cept.org/download/1270>), section A17.3.1. Il présente l'intérêt d'être valable pour une gamme pour importante de paramètres (fréquence allant de 30MHz à 3GHz, modèle égal au modèle en espace libre pour les courtes distances).

9.2 Utilisation

Ce modèle prend en compte trois types d'environnement : urbain, sub-urbain, rural (la propagation étant plus favorable en environnement rural).

Les hauteurs de l'antenne d'émission et du récepteur sont évaluées par rapport à l'altitude la plus basse du terrain aux deux positions.

Chapitre 10

Description du modèle de propagation HATA Ex + Fresnel

10.1 Introduction

Il s'agit d'un modèle hybride géométrique - heuristique, entre le calcul du dégagement du premier ellipsoïde de Fresnel et le modèle de Hata étendu. Pour une liaison point-à-point, on calcule donc quelle portion de l'ellipsoïde est dégagée, pour estimer une atténuation de la liaison. Dans le cas où il n'y a pas de visibilité directe, on utilise le modèle heuristique. L'intérêt de cette approche hybride est qu'elle prend correctement en compte les effets de masquage, et permet de descendre plus bas en fréquence. Elle est particulièrement adaptée aux calculs dans les bandes de fréquence FM.

10.2 Principe

L'ellipsoïde de Fresnel est un volume autour d'une liaison radio entre une antenne A et un récepteur B, dont l'enveloppe est défini par l'équation suivante :

$$MA + MB = AB + n \frac{\lambda}{2} \quad (10.1)$$

Où λ est la longueur d'onde, et pour $n = 1$ il s'agit du premier ellipsoïde de Fresnel. Si cet ellipsoïde est totalement dégagé (aucun obstacle de type bâtiment à l'intérieur du volume), on est en liaison directe (espace libre), sans atténuation. S'il est à moitié obstruée, alors l'atténuation est de 6 dB par rapport à l'espace libre, ...

Pour estimer le dégagement de l'ellipsoïde, on discrétise celui-ci à l'aide de rayons courbes, à iso-volume, comme illustré sur la figure 10.1. Ces rayons ceux mêmes discrétisés en portions de rayons droits, et on calcule le dégagement t (entre 0 et 1) égal au rapport entre le nombre de rayons non obstrués par les obstacles sur le nombre total de rayons.

Si on appelle L l'atténuation en dB obtenue avec le modèle de Hata étendu (il s'agit d'une perte, donc positive), L_0 l'atténuation en espace libre et t le dégagement du premier ellipsoïde ($t = 1$ en cas de dégagement total, $t = 0$ en cas d'obstruction totale, on calcule alors l'atténuation du modèle hybride selon :

$$K = \min(L_0 + 12(1 - t), L) \quad (10.2)$$

$$L_{\text{hybride}} = \begin{cases} K & \text{si } t > \frac{1}{2} \\ 2tK + (1 - 2t)L & \text{si } t \leq \frac{1}{2} \end{cases} \quad (10.3)$$

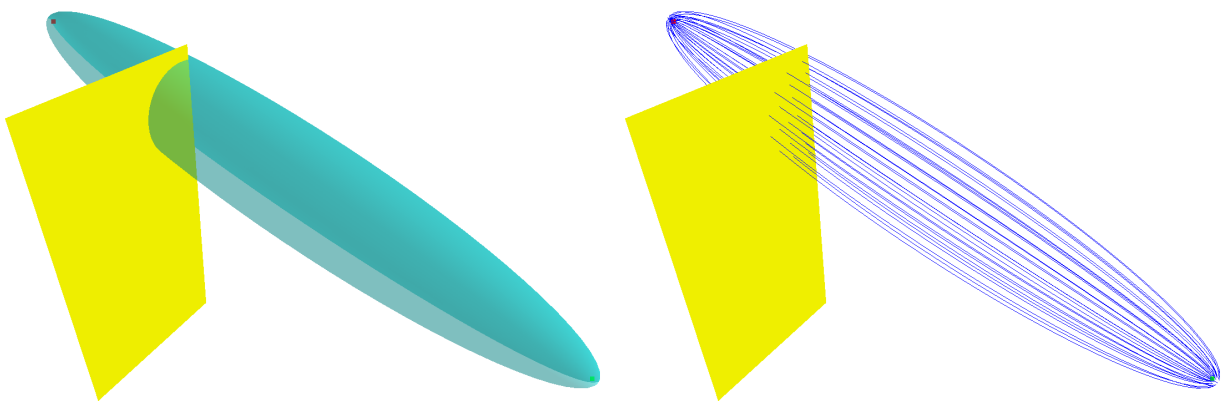


FIGURE 10.1 – Ellipsoïde de Fresnel : volume (à gauche) et échantillonné par des rayons (à droite)

Troisième partie

Validations, erreurs et incertitudes :
méthodologie et exemples de résultats
pour les modèles de propagation
CSTB2009, CSTB2013 et HATA Ex +
Fresnel

Chapitre 11

Introduction

De façon générale la science est basée sur des hypothèses et approximations et toute mesure ou simulation numérique d'un phénomène physique est nécessairement entachée d'erreur. Obtenir un résultat de mesure ou de simulation numérique rigoureusement exact est impossible et n'a aucun sens.

Une erreur est toujours en relation avec quelque chose de juste ou de vrai, ou considéré comme tel. Il est donc possible de parler d'erreur uniquement si l'on a à disposition une valeur de référence que l'on peut considérer comme vraie.

Dans le cas des niveaux de champs électromagnétiques rayonnés autour des antennes radioélectriques, comme dans beaucoup d'autres domaines physiques, il n'existe pas de valeur de référence vraie et absolue.

Pour estimer le niveau de champ électromagnétique autour d'une antenne, deux approches complémentaires sont utilisées :

- la métrologie : il est possible de mesurer cette grandeur avec un certain équipement, un protocole, une méthode de mesure.
- la simulation numérique, qui est dépendante d'hypothèses de calcul, de données d'entrée plus ou moins précises, de rendus et indicateurs calculés, ...

Pour ces deux approches, n'ayant pas à disposition de valeur de référence "vraie", le physicien va employer le terme plus approprié d'estimation de l'incertitude, qui traduit la qualité du résultat trouvé à partir d'une critique objective des moyens et paramètres utilisés pour faire la mesure ou la simulation numérique.

Les ingénieurs du CSTB développent des codes de calcul de propagation d'ondes et des méthodes de mesures en laboratoire ou in situ depuis plus de vingt-cinq ans. La validation de ces méthodes, l'estimation des erreurs et incertitudes associées est un travail continu réalisé en parallèle des développements des méthodes.

Ce document présente la méthodologie et quelques exemples de résultats sur la validation et l'estimation des incertitudes du moteur de calcul du logiciel MithraREM, développé par la division Éclairage et Électromagnétique du CSTB. Ces travaux, qui se poursuivent avec les évolutions des méthodes, sont basés sur de nombreux projets de recherche avec différentes sources de financement (fonds propres du CSTB, co-financement public, contrats avec des compagnies privées) et prennent aussi en compte les retours d'expérience des utilisateurs du logiciel MithraREM.

Chapitre 12

Méthodologie pour la validation et l'estimation des incertitudes

Vouloir quantifier par une valeur précise l'erreur associée à un logiciel de simulation n'a pas de sens. D'une part il n'existe pas de valeur de vraie du niveau d'exposition, qui puisse servir de valeur de référence et d'autre part l'erreur dépend aussi fortement de l'utilisation qui est faite du logiciel, au delà des méthodes qui sont implémentées.

Une valeur mesurée ne peut notamment pas être considérée comme une valeur vraie et absolue de référence.

En effet, il existe différents protocoles de mesure, associées à des équipements distincts et de nombreux paramètres sont à prendre en compte pour analyser la pertinence et la signification d'un résultat de mesure : la bande de fréquences, les paramètres de détection, de filtrage et moyennage spectral et temporel, le type de données mesurées (valeur RMS, maxhold), la variabilité temporelle du signal mesuré (variations liées au trafic en téléphonie mobile ou wifi par exemple), le moyennage spatial sur les points de mesure, ...

Ainsi un résultat de mesure de niveau de champ électromagnétique est aussi associé à une estimation de son incertitude par rapport à la dérive d'étalonnage des équipements (sonde, analyseur de spectre, décodeur, etc.), à l'erreur d'isotropie, l'interpolation des facteurs d'antennes et pertes câbles, l'erreur sur la désadaptation, l'influence du corps dans le cas de sonde portées à la main, l'erreur liée à l'intégration spatiale des données.

Par exemple, les incertitudes associées aux mesures réalisées selon le protocole de mesure réglementaire en France¹ sont estimées selon les laboratoires entre 4 et 6,5 dB sur le niveau de champ électrique (soit entre 59% et 111% en V/m).

Dans le cas des simulations numériques, les paramètres à prendre en compte dans une estimation d'incertitudes sont les suivants :

- incertitudes liées aux données d'entrée radioélectriques : Les sources d'incertitudes sont les caractéristiques d'émission des antennes (puissance, gain, interpolation sur le diagramme de rayonnement, pertes câble), les caractéristiques géométriques des antennes (positionnement, hauteur, azimut).
- incertitudes liées aux modèle géométrique : Les sources d'incertitudes sont la précision du modèle de terrain et bâti, la simplification des géométrie des façades et des toitures, l'échantillonnage des points de calcul (sol et façade), l'incertitude sur les matériaux utilisés (réflexion sur les façades, niveau indoor), la prise en compte de la variation spatiale du niveau de champ (lois de Rice, Rayleigh).
- incertitudes liées à la méthode de calcul : Les sources d'incertitudes sont liées aux hypothèses mathématiques sous-tendant les équations de propagation et algorithmes de calcul associés (dans notre cas les méthodes dites asymptotiques), les paramètres des algorithmes, la gestion et interpolation du calcul spectral.

L'expertise et le savoir-faire du CSTB par rapport au logiciel MithraREM reposent sur une analyse

1. http://www.anfr.fr/fileadmin/mediatheque/documents/espace/Protocoledemesureinsitu_V331_mai_2011.pdf

pertinente de l'ensemble de ces paramètres de manière d'une part à estimer au mieux les niveaux d'exposition électromagnétique, mais aussi les incertitudes associées à chacun de ces paramètres. Cela s'intègre dans une démarche globale de validation des méthodologies développées au CSTB.

La R&D au CSTB conditionne l'évolution du modèle de calcul de MithraREM. Ces évolutions sont validées une à une en comparaison avec d'autres méthodes ou avec des résultats de mesures spécifiques. Comme décrit précédemment, et comme dans tout domaine de la physique, une comparaison "chiffre à chiffre" entre résultats de simulation et de résultat de mesure n'est pas pertinente. La méthodologie de validation et estimation d'incertitudes du CSTB est basée sur une approche qualitative, en s'appuyant sur une analyse statistique de nombreux échantillons complémentaires.

Les données suivantes sont considérées :

- autres méthodes numériques ou analytiques : éléments finis, méthode des moments, modèle en espace libre, modèle de propagation pour la couverture radioélectrique, ...
- résultats de mesures spectrales avec un émetteur connu et contrôlé,
- résultats de mesures spectrales en environnement réel,
- résultats de mesures large bande (sonde isotropique) en environnement réel.

Par exemple, pour les sources d'erreur liées à la méthode de calcul, les incertitudes sont estimées sur la base de comparaison avec des résultats de méthodes numériques dites exactes (éléments finis) en faisant varier statistiquement les paramètres identifiés dans un intervalle fixé et avec une loi de distribution adaptée (méthode de Monte-Carlo). Différents modèles sont utilisés : des modèles canoniques simples en première approche, puis des scènes tests représentatives de différents environnements urbains.

Chapitre 13

Exemples de validation

Cette section présente quelques exemples de validation des résultats obtenus avec la méthode de calcul utilisée par MithraREM. Ces résultats ne sont pas exhaustifs et sont donnés pour illustrer le processus de validation mis en oeuvre au CSTB.

13.1 Exemples de validation numérique

13.1.1 Exemples de validation sur cas canoniques

Une validation numérique est utile pour étudier un comportement particulier de la propagation d'une onde. Cela se fait dans un environnement totalement contrôlé (émetteur, géométrie, ...) avec une méthode numérique de référence comme la méthode des différences finies en temporel (FDTD) ou la méthode des moments (MoM). Par exemple, la méthode de référence peut être utilisée pour valider le modèle de réflexion utilisé dans MithraREM, comme illustré sur la figure 13.1 (en bleu la partie réelle du champ électrique, en vert la partie imaginaire).

De plus, les validations numériques peuvent être utilisées pour la quantification des améliorations locales qui sont apportées par la R&D du CSTB dans le modèle de propagation de MithraREM. Dans l'exemple de la figure 13.2, le modèle de diffraction utilisé dans la méthode de calcul CSTB2013 de MithraREM améliore les résultats par rapport à la méthode de calcul CSTB2009, en terme de continuité et de précision, dans le cas de diffractions multiples successives en champ proche l'une de l'autre.

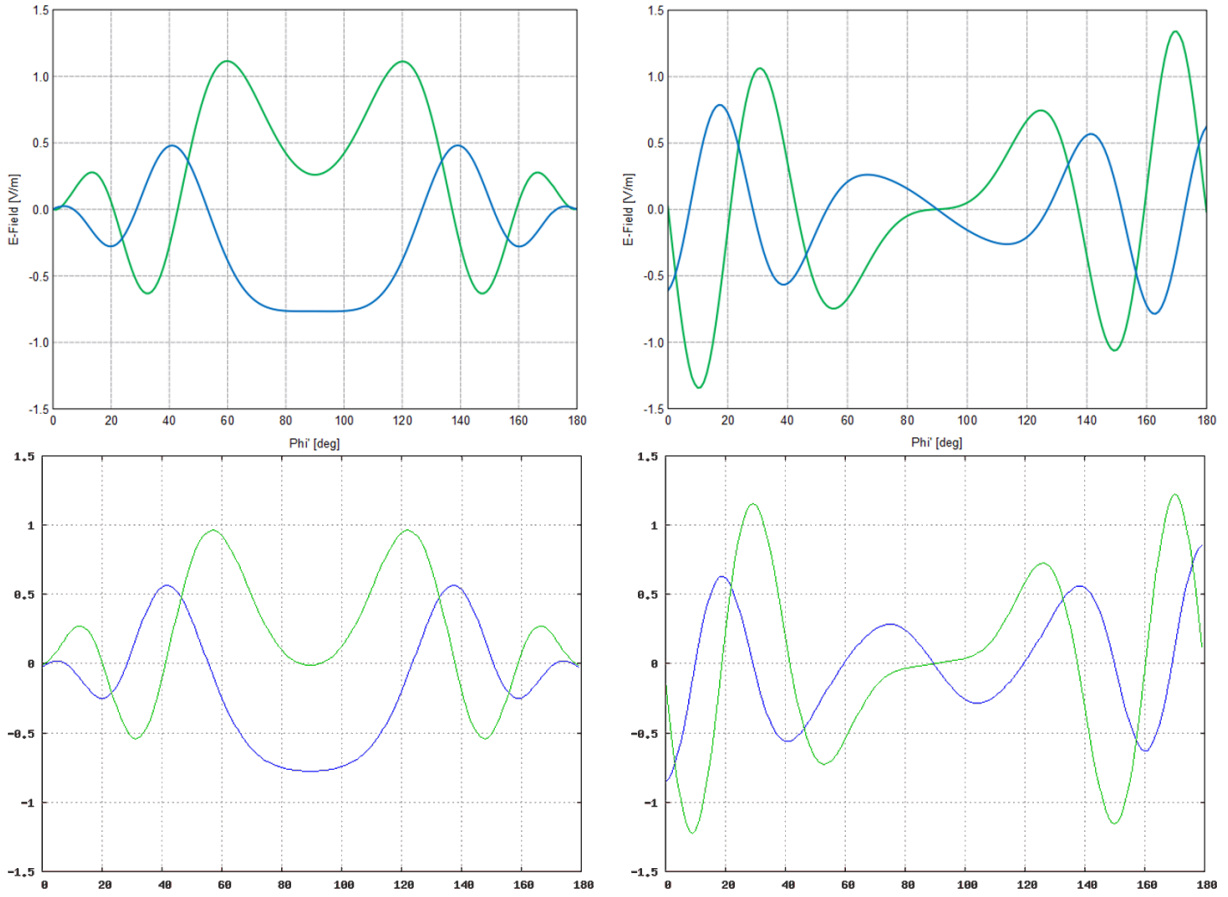
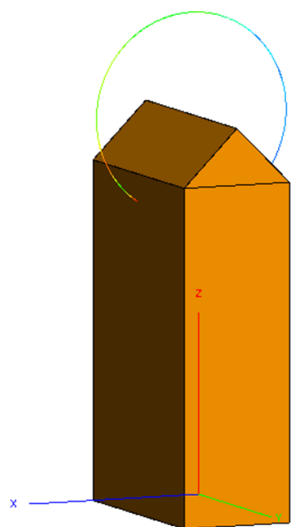
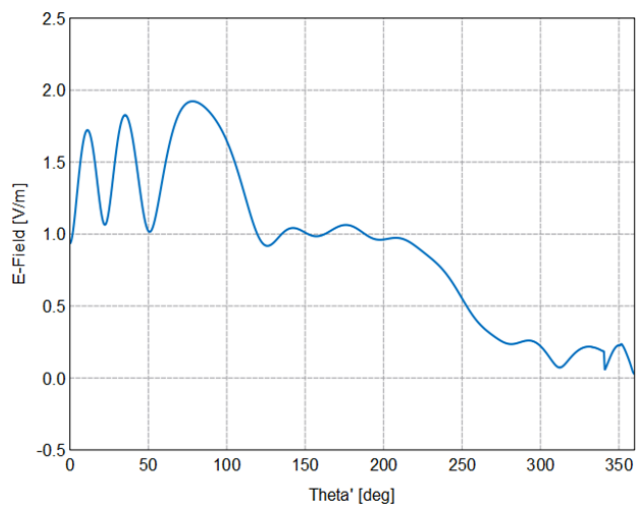


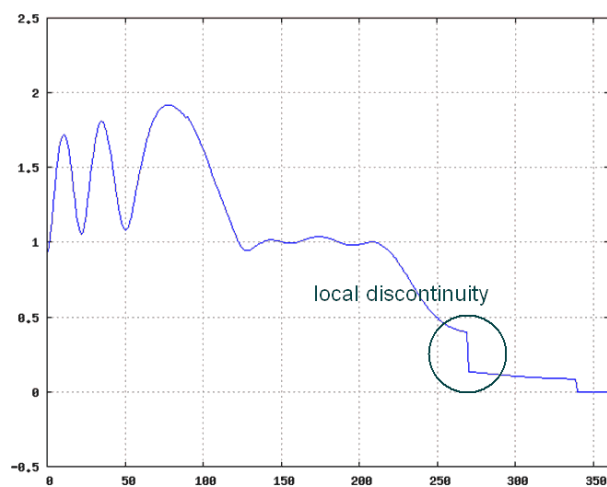
FIGURE 13.1 – Réflexion sur une surface impédante : méthode des moments (en haut), modèle de réflexion de MithraREM (en bas), configurations n°1 (à gauche) et n°2 (à droite)



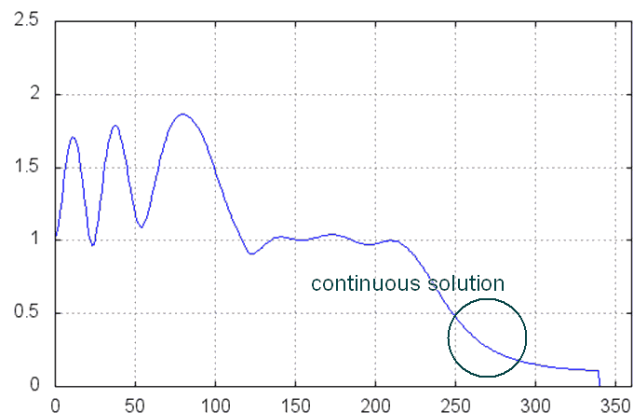
Diffraction par un toit en pente



Calcul de référence en MoM



modèle de diffraction CSTB2009



modèle de diffraction CSTB2013

FIGURE 13.2 – Validation du modèle de diffraction utilisé par MithraREM

13.1.2 Exemple de validation sur cas complexes

La validation numérique peut aussi être utilisée sur des cas plus complexes, impliquant plusieurs bâtiments, comme sur les surfaces courbes de l'exemple de la figure 13.3.

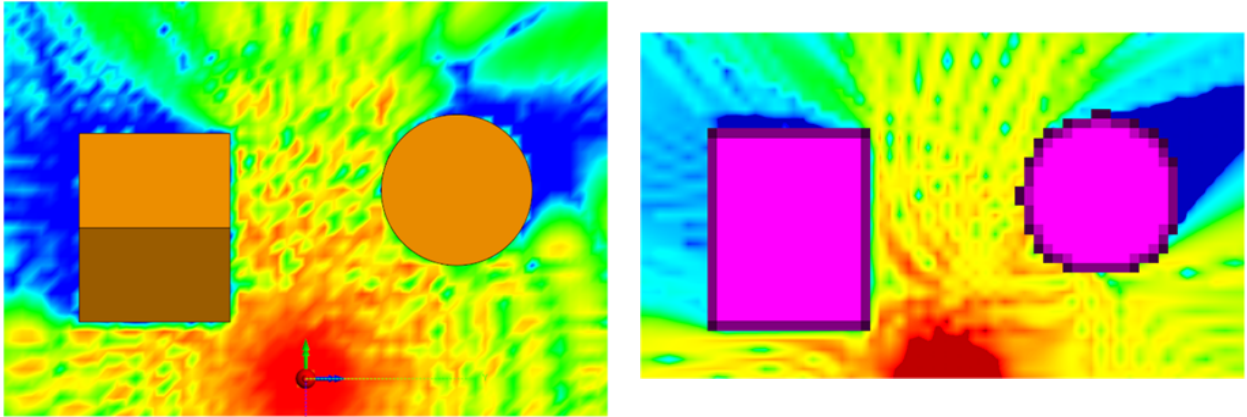


FIGURE 13.3 – Calcul MoM (à gauche) et calcul MithraREM (à droite) sur un cas complexe

Et même si les méthodes de référence comme la méthode des moments résolvent exactement l'équation de propagation des ondes, elles ont aussi leurs propres limites (maillage, ...) et les résultats doivent être analysés avec un esprit critique.

13.2 Exemples de comparaisons avec des résultats de mesures

13.2.1 Exemple de comparaisons avec des résultats de mesures pour un émetteur contrôlé

Les méthodes numériques de référence sont indispensables pour s'assurer des bons comportements locaux. Les comparaisons avec des mesures pour un émetteur contrôlé sont utilisées pour vérifier le comportement global des calculs sur de grandes zones. Dans ce cas, on ne compare pas point-à-point les valeurs de champ électrique mais nous utilisons des informations statistiques comme la corrélation et l'erreur moyenne quadratique. Dans la table 13.1 nous présentons quelques résultats de comparaisons sur le niveau de champ reçu en dB (non référencés) sur des données de mesures publiques à Munich et sur des résultats de mesures propriétaires réalisées à Poitiers.

parcours →	Munich n°0		Munich n°1		Munich n°2		Poitiers	
méthode	corr,	erreur	corr,	erreur	corr,	erreur	corr,	erreur
CSTB2009	0,93	7,1 dB	0,80	7,3 dB	0,93	8,6 dB	0,87	5,5 dB
CSTB2013	0,94	6,6 dB	0,81	7,2 dB	0,94	8,4 dB	0,92	4,6 dB

TABLE 13.1 – Comparaisons avec des mesures pour un émetteur contrôlé

Cet exemple de résultat ne doit pas être considéré de manière absolue ; il serait en effet facile d'améliorer les résultats en adaptant certains paramètres de la simulation comme les propriétés électromagnétiques des matériaux par exemple. En passant de la méthode CSTB2009 à la méthode CSTB2013, les résultats sont globalement améliorés, comme le montre la figure 13.4.

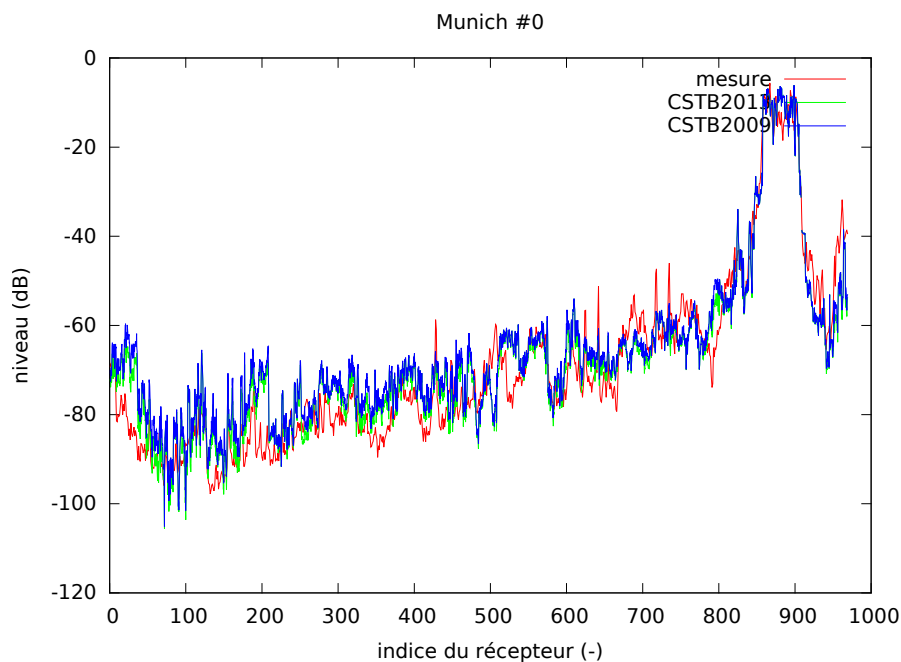


FIGURE 13.4 – Comparaison entre mesure et simulation sur un parcours à Munich

13.2.2 Autres exemples de comparaisons avec des mesures pour un émetteur contrôlé

D'autres campagnes de mesures avec un émetteur contrôlé en toiture de bâtiment (onde entretenue à 2,3 GHz) ont été réalisées en octobre 2014, sur six parcours et deux sites distincts. La figure 13.5 montre l'antenne d'émission et la plateforme mobile d'acquisition utilisée (GPS, caméra grand angle et analyseur de spectre pilotés par un PC portable). Deux exemples de résultats issus de ces campagnes de mesures sont présentés.



FIGURE 13.5 – Antenne d'émission et plateforme mobile d'acquisition

Pour le parcours présenté figure 13.6 on obtient les résultats de la figure 13.7. Pour ce parcours, on a une corrélation de 0,90 et une erreur de 2,5 dB.

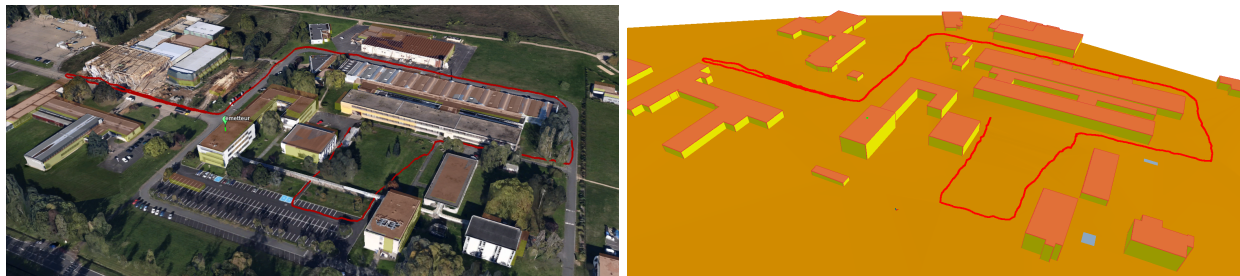


FIGURE 13.6 – IUT de Poitiers : vue dans Google Earth et modèle de calcul

Pour le parcours présenté figure 13.8 on obtient les résultats de la figure 13.9. Pour ce parcours on a une corrélation de 0,82 et une erreur de 2,7 dB.

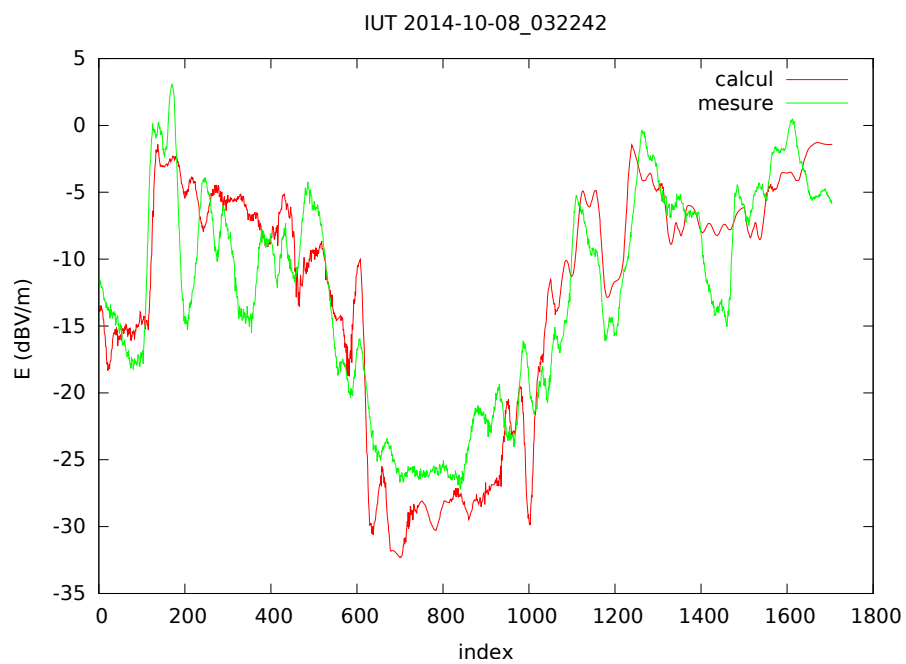


FIGURE 13.7 – Comparaison entre mesure et simulation à l'IUT de Poitiers

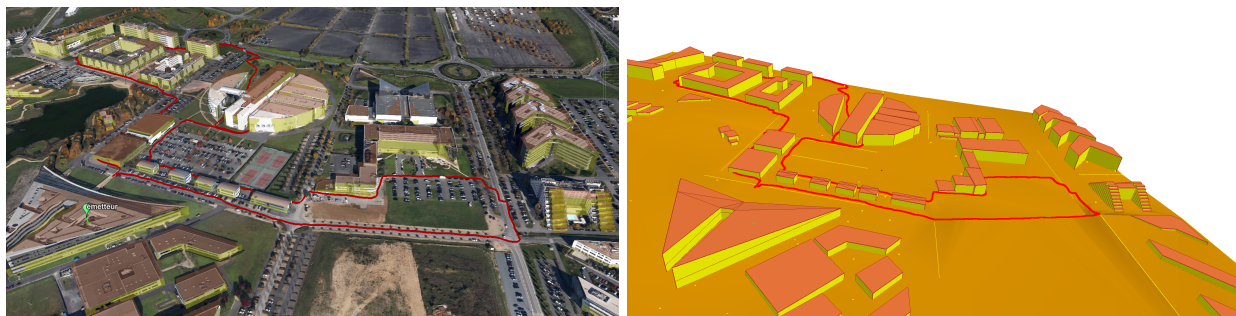


FIGURE 13.8 – Futuroscope : vue dans Google Earth et modèle de calcul

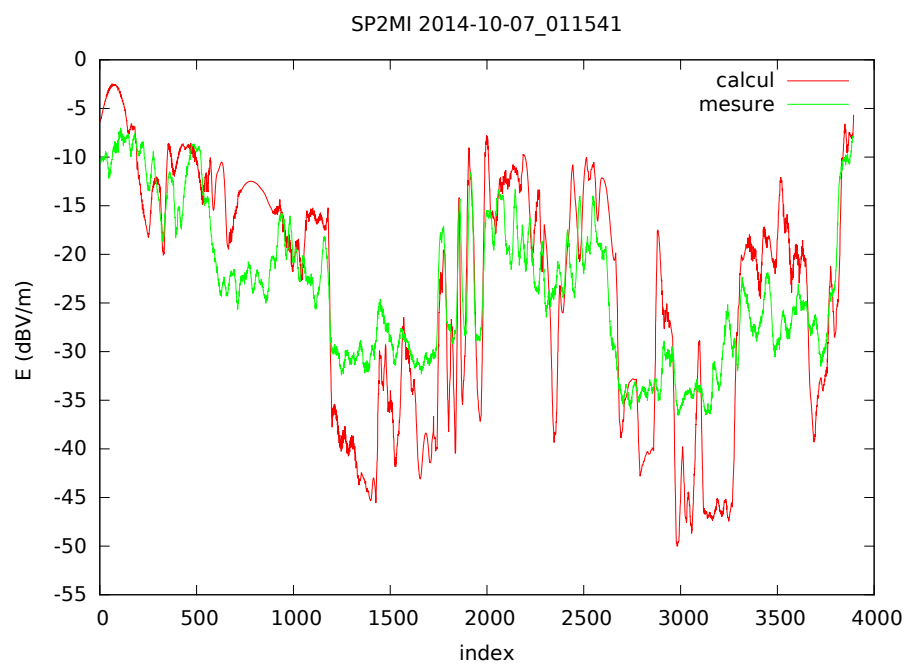


FIGURE 13.9 – Comparaison entre mesure et simulation au Futuroscope

13.2.3 Exemple de comparaisons avec des mesures pour un émetteur réel (sur un parcours)

Dans le process de validation des méthodes de calcul, nous réalisons aussi des comparaisons entre mesures et simulations sur des cas d'émetteurs de téléphonie mobile en fonctionnement réel. Les résultats sont ici extrêmement dépendants du protocole de mesure utilisé (moyennage spatial, moyennage temporel, paramètres de filtrage, ...), de l'adaptation de ces paramètres dans les simulations, ainsi que des caractéristiques réelles des émetteurs, qui doivent être connues avec une précision suffisante. génériques.

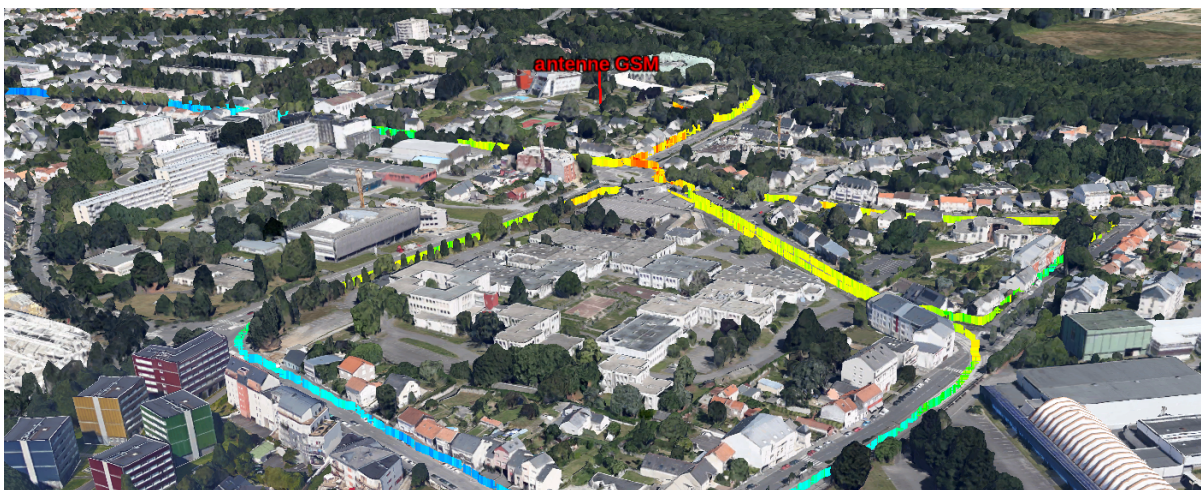


FIGURE 13.10 – Mesures sur un parcours autour d'un site de téléphonie mobile (Nantes) - vue Google Earth du site et des mesures - source CSTB

On présente ici une expérimentation à Nantes, sur une zone de 2 km par 1,5 km, zone dans laquelle on réalise un parcours au sol à l'analyseur de spectre, comme précédemment. On mesure cette fois la voie balise d'une antenne GSM existante. La zone et le parcours réels sont illustrés sur la figure 13.10. La modélisation numérique correspondante est elle illustrée sur la figure 13.11 (la zone est constituée d'environ 1000 bâtiments, donc 400 avec des toitures non planes).

Les comparaisons entre mesures et simulations sont illustrées sur la figure 13.12. Cette expérimentation a permis de mettre en évidence l'importance de la prise en compte des toitures réelles dans la prévision des niveaux d'exposition en zone masquée, comme illustré dans la table 13.2.

modèle	corrélation (Pearson)	corrélation (Spearman)
toits plats	0,849	0,860
toits réels	0,861	0,871

TABLE 13.2 – Mesures sur un parcours autour d'un site de téléphonie mobile (Nantes) - comparaisons avec la simulation - source CSTB

Dans ce cas précis, les caractéristiques des émetteurs sont partiellement inconnues et ont été complétées par des informations génériques (diagramme et tilt).

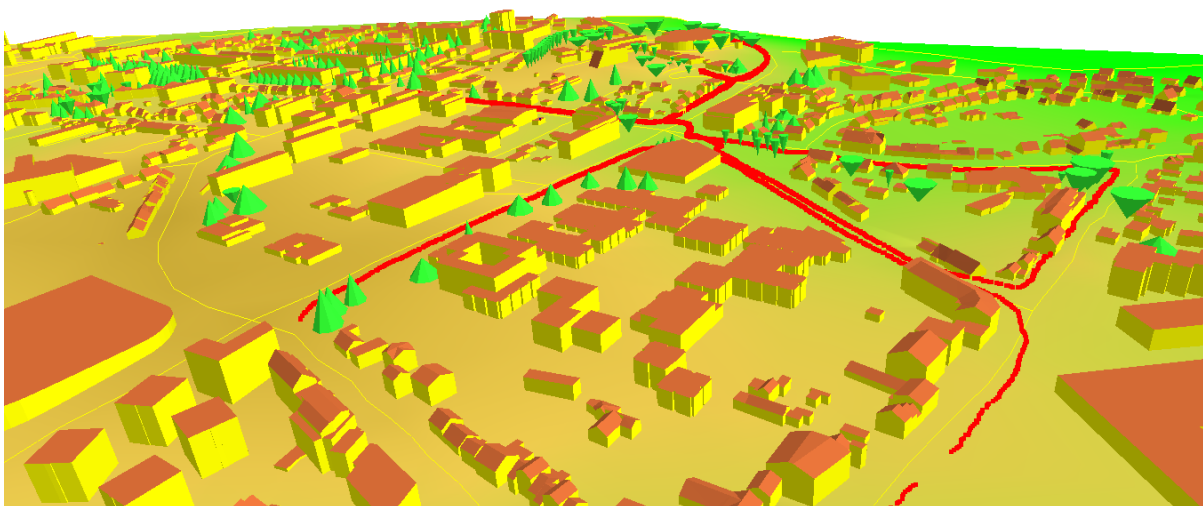


FIGURE 13.11 – Mesures sur un parcours autour d’un site de téléphonie mobile (Nantes) - modèle de calcul
- source CSTB

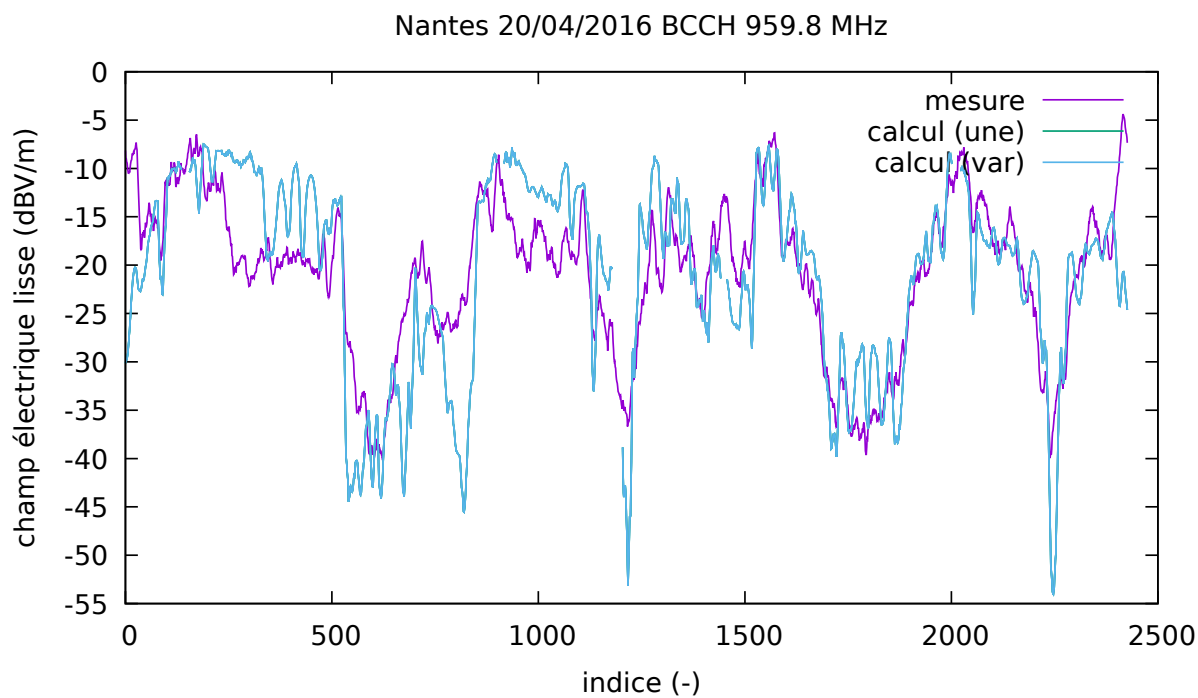


FIGURE 13.12 – Mesures sur un parcours autour d’un site de téléphonie mobile (Nantes) - comparaisons
avec la simulation - source CSTB

13.2.4 Exemple de comparaisons avec des mesures pour un émetteur réel (en zone principale d'exposition)

Cet autre exemple concerne encore la comparaison entre mesures et simulations sur des cas d'émetteurs de téléphonie mobile en fonctionnement réel, mais en s'intéressant ici à un nombre de points limités, se trouvant zone principale d'exposition d'une antenne.

Sur la figure 13.13 (mesures CSTB réalisées à Nantes, une seule hauteur en chaque point, moyennage quadratique sur une minute), on obtient pour le GSM 1800 les résultats de la figure 13.14.

Cet exemple de résultat est indicatif dans la mesure où les caractéristiques des émetteurs sont partiellement inconnues et ont été complétées par des informations génériques.

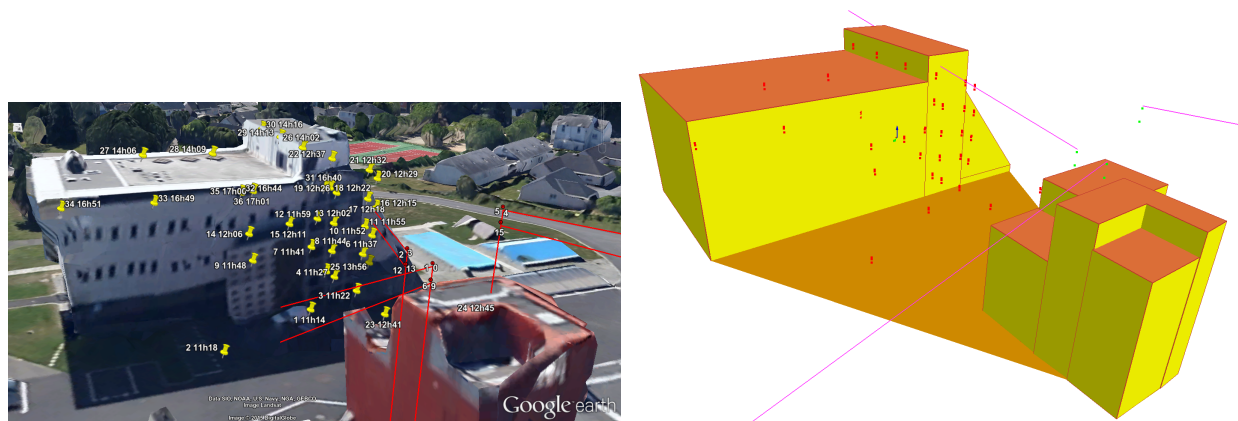


FIGURE 13.13 – Mesures à proximité d'un site de téléphonie mobile (Nantes) - photo du site et des points de mesures (à gauche) et modèle numérique correspondant (à droite) - source CSTB

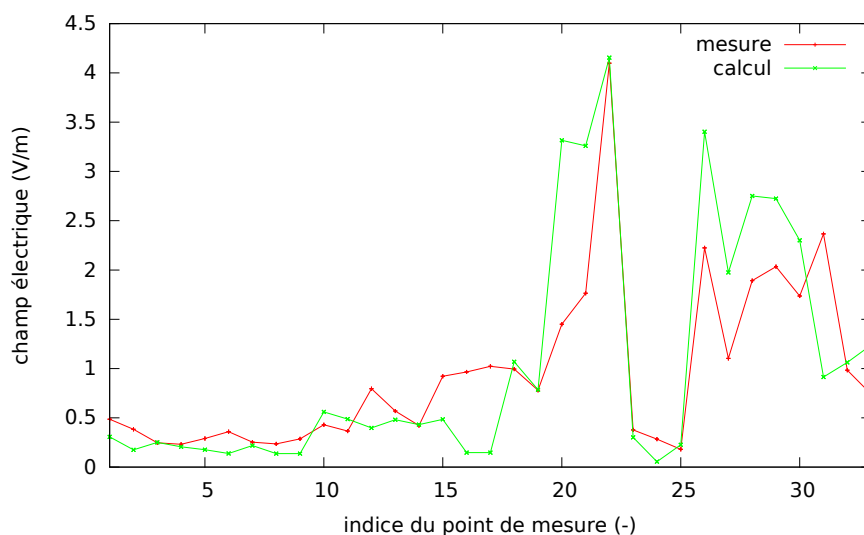


FIGURE 13.14 – Exemple de comparaison entre mesures et simulations sur le site de Nantes (GSM 1800)

13.2.5 Exemple de comparaisons avec des mesures pour un émetteur FM

On compare ici des mesures et des simulations pour un émetteur FM identifié, situé sur une tour TDF, en environnement urbain, comme illustré sur la figure 13.15.

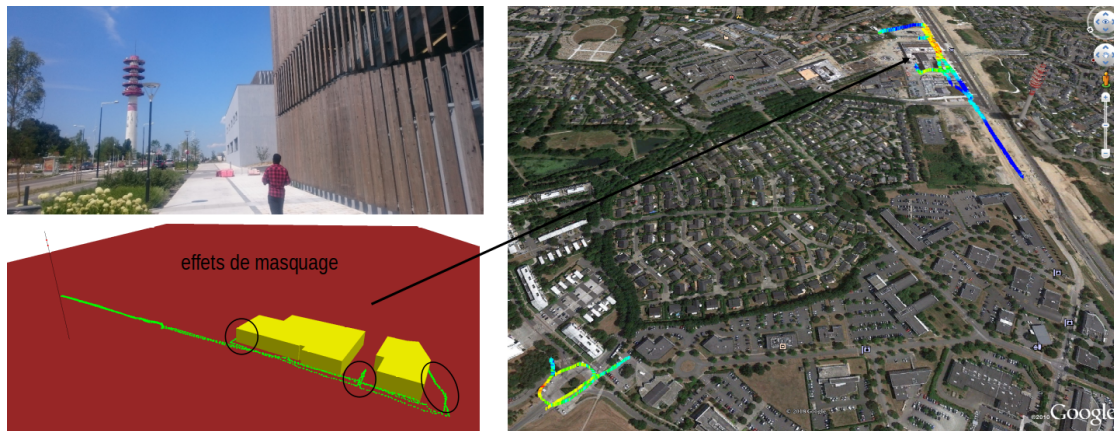


FIGURE 13.15 – Mesures à proximité d’un émetteur FM situé sur une tour : vue de l’émetteur (en haut à gauche), modèle numérique (en bas à gauche) et niveaux mesures (à droite)

On compare sur ce site (voir figure 13.16 un modèle de propagation en espace libre (en vert) et le modèle de propagation HATA Ex + Fresnel (en jaune), par rapport à la mesure (en magenta). La mesure est proche du calcul en espace libre, le site étant relativement dégagé, sauf dans les zones à fort masquage, où le calcul en espace libre surestime fortement le niveau. Dans ce cas, le modèle hybride permet de prendre correctement en compte cet effet (en suivant les chutes de niveau que l’on retrouve dans la mesure), et pour les zones où le premier ellipsoïde est complètement masqué, d’estimer des niveaux corrects avec le modèle de Hata.

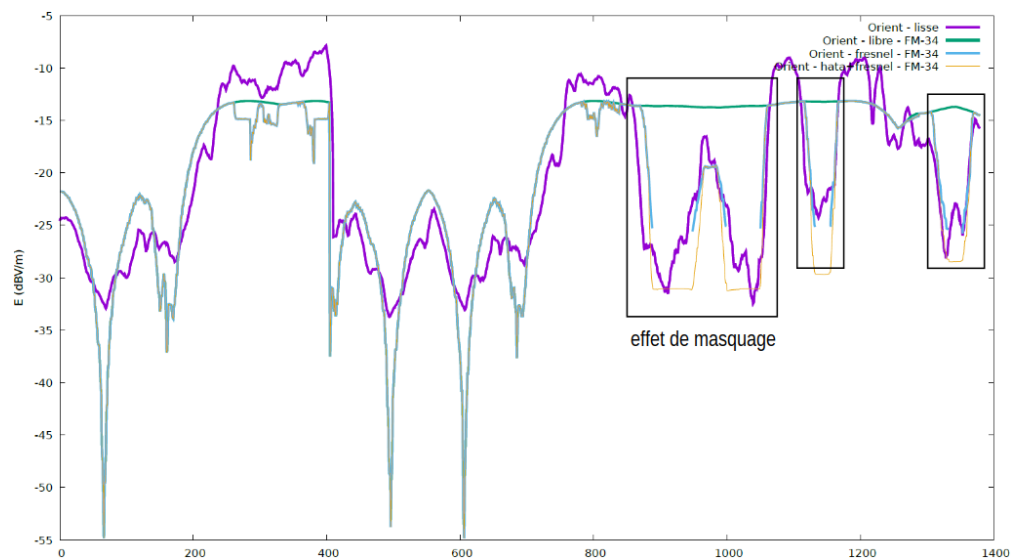


FIGURE 13.16 – Comparaisons entre mesure et simulation à proximité d’un émetteur FM situé sur une tour

13.2.6 Exemple de comparaisons à grande échelle avec des mesures dans la bande FM

Dans le cadre de mesures réalisés dans la ville de Bruxelles (drivetest) pour un émetteur situé sur le toit d'un immeuble, on a comparé les résultats de mesures à des simulations avec trois modèles de propagation : espace libre, Hata étendu (HATA Ex) et HATA Ex + Fresnel. On compare les résultats sur l'erreur moyenne (signée) E_1 , l'erreur quadratique moyenne E_2 et la corrélation de Pearson p dans la table 13.2.6.

modèle	E_1 (dB)	E_2 (dB)	p
espace libre	15,5	17,1	0,69
Hata étendu	-4,3	7,4	0,80
hybride	-1,3	6,3	0,83

Le modèle en espace libre surestime très fortement les niveaux (puisque'il y a de nombreux endroits qui ne sont pas en visibilité de l'antenne). Le modèle Hata étendu, de son côté sous-estime les niveaux (puisque'il ne sait pas s'il y a vraiment de la visibilité), et le modèle hybride (HATA Ex + Fresnel) donne les meilleurs résultats, que ce soit en terme d'erreur moyenne, d'erreur quadratique moyenne ou de corrélation.

Chapitre 14

Conclusion

Le développement et les évolutions successives des méthodes de calcul utilisées par le logiciel MithraREM s'accompagnent d'un travail continu sur la validation des résultats et l'estimation des incertitudes. Ce travail est réalisé à plusieurs niveaux : comparaisons avec d'autres méthodes numériques et comparaisons avec des résultats de mesure (émetteur contrôlé, émetteur en environnement réel). Ces résultats, analysés de façon globale et statistique permettent de valider les améliorations apportées à la méthode de calcul et d'estimer les incertitudes associées à l'ensemble des paramètres.

Il est important de noter que ce document ne concerne que la méthode de calcul utilisée par MithraREM. Une approche globale des questions de validation, d'erreur et d'incertitude fait donc intervenir trois niveaux successifs :

- la méthode de calcul (qui fait l'objet du présent document),
- le logiciel,
- la méthodologie.

En ce qui concerne le niveau logiciel, MithraREM intègre la méthode de calcul, permet la mise en données et le réglages des paramètres, et le rendu des résultats. Enfin, la méthodologie définit le contexte d'utilisation du logiciel. C'est ici qu'interviennent la précision des données géométriques et antennaires, mais aussi le choix des indicateurs (maximum, surfaces, ...), et de manière générale l'expertise de l'utilisateur.