

Segmentation de signaux par maxima d'ondelettes : application à la prédiction de zones de couverture radioélectrique

Segmentation of signals by wavelet maxima: application to the prediction of the radioelectric coverage zones

par P. CARRÉ, Y. POUSSET, R. VAUZELLE, C. FERNANDEZ

Laboratoire Ircm-SIC UMR CNRS 6615, BP 179, 86960 Futuroscope E-Mail : carre@sic.sp2mi.univ-poitiers.fr

résumé et mots clés

Dans le cadre du déploiement des réseaux cellulaires de radiocommunication, il est nécessaire de prédire la zone de couverture des émetteurs. Pour un site d'émission, la technique classique consiste à appliquer un modèle de propagation des ondes électromagnétiques en différentes positions définies selon un pas spatial constant. Toutefois, cette méthode conduit à un temps de calcul très important voire prohibitif dans des environnements géographiques complexes. Des approches existent pour réduire le temps de calcul ; elles consistent à simplifier la complexité du modèle de propagation utilisé. La démarche proposée dans cet article est complémentaire. En effet, elle est indépendante du modèle et porte sur la réduction du nombre de points d'application de ce modèle. La méthode présentée s'appuie sur une hypothèse dont la vérification nécessite la segmentation de signaux mesurés par un récepteur mobile et un logiciel d'analyse électromagnétique de l'environnement de mesures. Ainsi, l'objectif est de segmenter le signal reçu en intervalles correspondant à des combinaisons particulières de phénomènes physiques. Pour cela, une représentation proposée par Mallat et Zhong appelée « représentation en maxima d'ondelettes » est étudiée. Cette décomposition permet l'étude des dérivées d'une fonction à différentes échelles. Nous proposons une méthode de segmentation de signaux basée sur le chaînage des maxima à travers les échelles. Ce chaînage permet de sélectionner les discontinuités les plus importantes du signal et ainsi de le segmenter.

Radiocommunication, maxima d'ondelettes, chaînage, segmentation, signaux mesurés, prédiction de zones de couverture.

abstract and key words

Within the framework of a research on cellular networks of radio communication, it is essential to be able to predict the area which would be covered by transmitters. To study a transmitter, the standard method consists in applying an electromagnetic wave propagation model to various positions defined according to a constant spatial step. Yet, that method leads to a considerable computation time which might become unexploitable in complex

geographical environments. There have already been some researches studying how to reduce that computation time. They consist in the simplification of the propagation model used. The processes in our article is complementary to them. Indeed, our technique is independent of the model. The idea is to reduce the number of calculation points of the model. The method presented here is based on an hypothesis which needs two elements to be confirmed: the segmentation of the signals measured by a mobile receiver ; a software used for the electromagnetic analysis of the geographic studied area. Thus, the purpose is to segment the received signal into intervals corresponding to particular combinations of physical phenomena. To do that, a representation suggested by Mallat and Zhong called "Wavelet Maxima Representation" is studied. That decomposition allows the study of the derivative of a function at different scales. We shall present a method of signal segmentation based on the maxima chaining through the scales of the decomposition. The chaining helps us select the largest discontinuities of the signal and thus segment it.

Mobile, wavelet maxima, chaining, segmentation, measured signals, prediction of coverage areas.

1. introduction

Ces dernières années ont connu un développement rapide et considérable du marché et des systèmes de radiocommunication avec les mobiles. Le nombre d'utilisateurs sans cesse croissant a rendu urgent la nécessité d'assurer une couverture radioélectrique de bonne qualité. Pour cela, il a fallu mettre au point des modèles capables de prédire avec précision la zone de couverture radioélectrique des différents émetteurs placés en des points stratégiques [11] lors du déploiement d'un réseau.

Par définition, la zone de couverture radioélectrique d'un émetteur est la zone géographique où les signaux radioélectriques reçus, provenant de l'émetteur, ont une amplitude moyenne supérieure à un seuil lié à une qualité de communication acceptable [4].

Pour l'étude d'un site géographique, la technique classique de calcul de la zone de couverture d'un émetteur consiste à appliquer un modèle de propagation vectoriel [1] [2] ou scalaire [6] des ondes électromagnétiques en différentes positions définies selon un pas spatial constant. Ce pas est généralement de quelques mètres en milieu urbain [9]. Toutefois, cette méthode conduit à un temps de calcul très important voire prohibitif dans des environnements géographiques complexes [10]. Des approches existent pour réduire le temps de calcul ; elles consistent à simplifier la complexité du modèle de propagation utilisé [7] [20].

Notre démarche est différente et complémentaire des approches précédentes. En effet, elle est indépendante du modèle de propagation et cherche à réduire le nombre de points d'application du modèle considéré.

L'objectif de ce travail est ainsi de contribuer à l'optimisation du temps de calcul nécessaire à la prédiction d'une zone de cou-

verture. Plus précisément, l'étude de faisabilité d'une méthode reposant sur l'application d'un modèle de propagation quelconque en un nombre minimum de points est présentée.

La méthode présentée s'appuie sur l'hypothèse suivante : la zone géographique étudiée peut être considérée spatialement comme une partition induite par divers phénomènes électromagnétiques de propagation des ondes. Chaque élément de la partition se caractérise par une variation homogène des signaux qui y sont mesurés, cette variation étant due à une combinaison de phénomènes électromagnétiques subis par les ondes.

Cette hypothèse, présentée dans le paragraphe 2, permet d'appliquer un modèle de propagation sur quelques points seulement de l'élément et d'extrapoler le résultat à l'élément tout entier. Une réduction importante du temps de calcul peut alors être obtenue pour la prédiction de la zone de couverture.

Pour vérifier cette hypothèse et ainsi pouvoir appliquer notre méthode d'optimisation, il est nécessaire de disposer de deux outils. Le premier est un outil de segmentation pour détecter des changements de comportements des signaux mesurés par un récepteur mobile. Cette segmentation est réalisée par un algorithme présenté dans le paragraphe 3. Le deuxième outil doit permettre d'identifier les différentes régions de la zone géographique étudiée qui présentent les mêmes mécanismes de propagation subies par les ondes. Cette tâche est effectuée par un logiciel d'analyse électromagnétique et présenté rapidement dans le paragraphe 4.

Le processus permettant de vérifier notre hypothèse est ensuite décrit dans ce même paragraphe en s'appuyant sur deux exemples.

Enfin, nous présentons l'organigramme de notre méthode d'optimisation en temps de calcul de la zone de couverture. Une première évaluation des performances est fournie.

2. hypothèse pour l'optimisation

Rappelons que la zone de couverture d'un émetteur est l'ensemble des points d'une zone géographique où l'amplitude moyenne du signal reçu est supérieure à un seuil. Dans le contexte des radiocommunications mobiles, entre un émetteur et un récepteur, l'information se propage par trajets multiples comme le montre la figure 1 ; le signal reçu en un point résulte de l'association d'ondes ayant suivies des trajets différents.

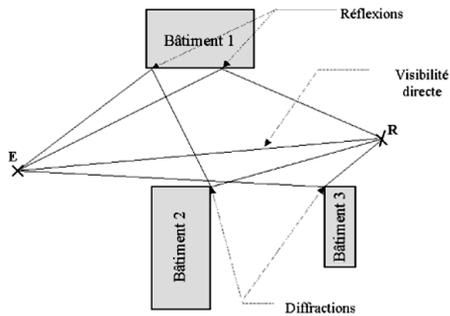


Figure 1 – Propagation de l'information par trajets multiples (E : émetteur, R : récepteur)

En outre, au cours de sa propagation, chaque onde peut subir des combinaisons particulières d'interactions électromagnétiques avec l'environnement de propagation [21]. Classiquement, une interaction électromagnétique est définie comme étant soit le phénomène de réflexion sur des surfaces, soit le phénomène de diffraction dû aux arêtes des différents obstacles rencontrés par les ondes. Dans le cas où l'onde ne subit aucune interaction, elle se propage alors en visibilité directe. En reprenant l'exemple de la figure 1, on constate que le signal au récepteur R est dû à une onde directe, une onde réfléchie, une onde diffractée, une onde réfléchie puis diffractée,... Cette combinaison d'ondes peut être notée : visibilité directe + 1 réflexion + 1 diffraction + 1 réflexion et 1 diffraction + ... (généralement, la diffraction présente une importante atténuation par rapport aux autres phénomènes, il n'est donc pas nécessaire de tenir compte des parcours qui ont un grand nombre de diffractions successives).

Sur la base des connaissances théoriques en électromagnétisme qui viennent d'être très brièvement rappelées et grâce à notre observation de nombreux signaux radioélectriques acquis lors de campagnes de mesures, nous introduisons l'hypothèse suivante afin de pouvoir réduire le temps de calcul nécessaire à la prédiction d'une zone de couverture.

Hypothèse 1 : Les variations d'un signal radioélectrique, reçu par un récepteur mobile sur un parcours, sont homogènes pour une même combinaison d'ondes.

Ainsi, l'ensemble des points pour lesquels le signal reçu résulte d'une même combinaison d'ondes conduit à délimiter une région de l'environnement dans laquelle la dynamique et le niveau moyen du signal varient peu. Nous en déduisons alors que la zone géographique étudiée est une partition spatiale composée de différents éléments dans lesquels le signal reçu a un comportement homogène. Passer d'un élément à un autre revient donc à considérer des signaux dont la « forme » change. La figure 2 permet d'illustrer cette hypothèse sur un exemple schématique.

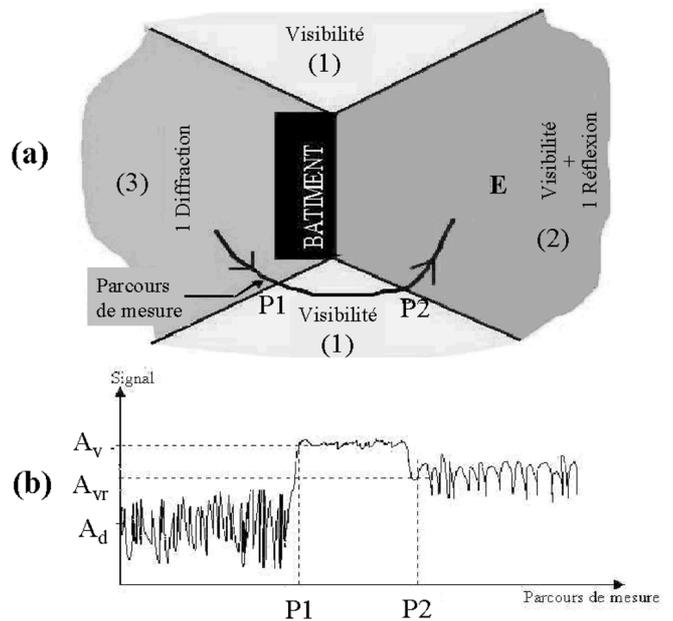


Figure 2 – a) Partition spatiale – b) Signal schématisé reçu sur le parcours de mesures

En considérant la position de l'émetteur, noté E , par rapport au bâtiment comme l'illustre la figure 2.a, l'application des lois physiques associées à la propagation des ondes fait apparaître différentes régions, notées de (1) à (3), caractérisées chacune par une combinaison d'interactions électromagnétiques : (1) visibilité, (2) visibilité + 1 réflexion, (3) 1 diffraction. Un récepteur mobile, effectuant le parcours schématisé sur cette même figure, va traverser différentes régions de la partition et ainsi recevoir un signal présentant des fluctuations, comme le montre la figure

2.b. En effet, à chaque région est associée une combinaison particulière d'ondes induisant, selon l'hypothèse formulée, un comportement spécifique du signal.

Ainsi, on observe aux abscisses P_1 et P_2 du signal mesuré sur le parcours (figure 2.b), des changements significatifs de la forme du signal traduisant les limites des différents éléments composant la partition spatiale.

Compte tenu de cette hypothèse, pour optimiser le temps de calcul de la zone de couverture, il devient possible d'appliquer un modèle de propagation sur seulement quelques points de chaque élément, et d'affecter la moyenne des estimations obtenues à l'élément tout entier ; contrairement à la technique classique où le modèle est appliqué selon un pas spatial constant.

Deux outils sont nécessaires à la vérification de notre hypothèse dont une technique permettant de détecter les changements significatifs de formes des signaux acquis sur des parcours prédéfinis. Pour cela, nous cherchons à isoler les points d'inflexion des signaux mesurés suivant une approche multiéchelle pour ne sélectionner que les plus importants. La décomposition par maxima d'ondelettes associée à un algorithme de chaînage de ces maxima va permettre de réaliser ceci. La présentation de cette technique fait l'objet du paragraphe suivant.

3. segmentation de signaux par maxima d'ondelettes

3.1. méthode d'analyse

Le débruitage a constitué l'un des premiers domaines d'applications des maxima d'ondelettes [16], [13]. Dans ce cadre, on tente de conserver les coefficients qui correspondent à l'information et d'éliminer ceux créés par le bruit.

En revanche, à notre connaissance, aucun algorithme de segmentation de signaux basé sur les maxima d'ondelettes, n'a été proposé dans la littérature. Pourtant, lorsqu'un algorithme de débruitage basé sur les maxima est appliqué, il extrait les principales discontinuités ainsi que leurs coordonnées. Aussi le principe proposé dans le cadre d'applications de débruitage peut être appliqué pour des problématiques de segmentation.

Ainsi, pour segmenter un signal, nous étudions le gradient de celui-ci à différentes échelles pour pouvoir sélectionner les principaux points d'inflexion représentés par des maxima d'ondelettes. Toutefois, l'un des points faibles des méthodes basées sur le gradient multiéchelle reste la procédure de chaînage des maxima à travers les échelles. Nous proposons donc une nouvelle méthode robuste de chaînage qui permet d'extraire les principales discontinuités.

3.1.1. rappel sur la décomposition en ondelettes discrète

Les ondelettes constituent une technique simple pour calculer un gradient multiéchelle. Rappelons brièvement le principe de la transformée en ondelettes discrète.

La transformée en ondelettes discrète est fondée sur l'analyse multirésolution [18] et rejoint la théorie des bancs de filtres [14]. Une fonction $f \in L^2(\mathcal{R})$ est projetée, à chaque étape l de la décomposition, sur un sous-espace V_l . Cette projection est définie par le produit scalaire, noté $c_l(k)$, de f avec une fonction d'échelle, notée ϕ , qui est translatée et dilatée :

$$c_l(k) \triangleq \left\langle f(x), 2^{-l/2} \phi(2^{-l}x - k) \right\rangle,$$

k amplitude de translation et l facteur de dilatation avec $k, l \in \mathbb{Z}$.

La fonction d'échelle ϕ doit satisfaire un certain nombre de propriétés pour définir une analyse multirésolution [18], notamment posséder la propriété bi-échelles suivante :

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \phi\left(\frac{x}{2}\right) = \sum_n h(n) \phi(x - n) \quad (1)$$

La séquence $\{h(k), k \in \mathbb{Z}\}$ est la réponse impulsionnelle d'un filtre passe-bas [14]. Lorsque l'indice d'échelles l croît, le signal est d'autant plus lissé et de l'information est perdue. Elle peut être restaurée en utilisant le sous-espace complémentaire de V_{l+1} dans V_l , noté W_{l+1} et vérifiant $V_l = V_{l+1} \oplus W_{l+1}$.

L'espace W_l est généré par une fonction d'ondelette ψ , avec un processus de translation entière et de dilatation dyadique. La projection de f sur W_l est définie par le produit scalaire $d_l(k)$ suivant :

$$d_l(k) \triangleq \left\langle f(x), 2^{-l/2} \psi(2^{-l}x - k) \right\rangle$$

La fonction d'ondelette ψ doit, elle aussi, satisfaire un certain nombre de propriétés [18] et notamment la propriété bi-échelles suivante :

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \psi\left(\frac{x}{2}\right) = \sum_n g(n) \phi(x - n) \quad (2)$$

La séquence $\{g(k), k \in \mathbb{Z}\}$ est la réponse impulsionnelle d'un filtre passe-haut [14]. Mallat a proposé une méthode de calcul de la décomposition en ondelettes discrète utilisant les deux filtres h et g dans un banc de filtres décimé [14].

Toutefois le schéma de décomposition de Mallat n'est pas invariant par translations entières, ce qui peut être limitatif lors de l'étude des points d'inflexion d'un signal. Une façon d'obtenir un système invariant par translation dans le temps est d'éviter la

décimation dans le banc de filtres [19], [23], [3]. Afin de prendre en compte la dilatation des fonctions d'ondelette et d'échelle, les filtres associés doivent alors être dilatés entre chaque échelle. L'analyse en ondelettes non-décimée se calcule alors par les opérations suivantes [25], [23] :

$$\begin{aligned} c_l(k) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_n h^{(l)}(n-2k)c_{l-1}(k) \\ d_l(k) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_n g^{(l)}(n-2k)c_{l-1}(k) \end{aligned} \quad (3)$$

avec c_l , approximation passe-bas non-décimée du signal à la $l^{\text{ème}}$ échelle et d_l , les coefficients d'ondelettes non-décimés de la $l^{\text{ème}}$ échelle. Les séquences discrètes $h^{(l)}$ et $g^{(l)}$ correspondent aux filtres d'analyse dilatés suivants :

$$H^{(l)}(z) = H(z^{2^{l-1}}), \quad G^{(l)}(z) = G(z^{2^{l-1}})$$

avec $H, G, H^{(l)}, G^{(l)}$ les transformées en Z des suites discrètes $h, g, h^{(l)}, g^{(l)}$.

Cet algorithme, proposé en 1987, est appelé algorithme à trous [8]. Sa relation avec l'algorithme de Mallat a été mise en évidence plus tard par Shensa en 1992 [25]. Notons qu'en raison de la non-décimation, chaque échelle est caractérisée par N points (si N est la taille du signal analysé). Sous certaines conditions (conditions en général exprimées sur les filtres h et g) on peut définir un algorithme de reconstruction. Toutefois, dans le cadre de notre problématique de segmentation, la reconstruction n'est pas nécessaire.

3.1.2. maxima d'ondelettes

La décomposition en ondelettes discrète associée à une base particulière d'ondelettes va nous permettre de construire une représentation en gradient multiéchelle. Pour générer cette représentation, on choisit, comme le suggère Mallat, une fonction analysante ψ qui est la dérivée première d'une fonction de lissage ϕ (en imposant que ϕ soit différentiable) telle que :

$$\psi(x) = \frac{d\phi(x)}{dx} \quad (4)$$

Pour que la fonction analysante ψ soit une fonction d'ondelette admissible, il faut qu'elle vérifie des conditions supplémentaires [18]. Si c'est le cas, la fonction de lissage ϕ va être la fonction d'échelle et ψ la fonction d'ondelette d'une analyse multiré solution telle que la représentation en ondelettes associée d'un signal f a comme composante à l'échelle l :

$$d_l(x) = 2^{-l/2} \frac{d}{dx} (\phi_l * f)(x) \quad (5)$$

$$\text{avec } \phi_l(x) = \phi(2^{-l}x)$$

L'équation (5) indique que la transformée en ondelettes (dans cette base particulière) du signal à l'échelle l est équivalente à la dérivée de la fonction f lissée par la fonction ϕ dilatée. Un extremum dans cette transformée en ondelettes correspond à un point d'inflexion de la courbe $\phi_l * g$.

Afin d'avoir une représentation invariante par translation, la transformée discrète associée se calcule avec un banc de filtres non-décimé tel que nous l'avons présenté dans le paragraphe précédent. De plus, la transformée non-décimée permet d'utiliser des bases d'ondelettes non-orthogonales (ce qui est, en général, nécessaire pour vérifier la condition 4) tout en conservant la possibilité de reconstruction.

À partir de cette décomposition utilisant une base particulière d'ondelettes, une représentation en maxima d'ondelettes du signal est construite. Mallat et Zhong [17] définissent cette représentation par :

$$A_l = \{ (x_j, d^l(x_j)) \text{ pour tout } x_j \text{ tel que } |d^l(x_j)| \text{ soit un maximum local} \}.$$

Pour une décomposition en ondelettes sur L échelles, l'ensemble $\{c_L, [A_l]_{1 \leq l \leq L}\}$ est appelé « représentation d'un signal en maxima d'ondelettes » [17].

Concrètement, la représentation en maxima d'ondelettes contient les positions et les valeurs de $d^l(x)$ à chaque échelle quand $|d^l(x)|$ atteint un maximum local, plus la dernière approximation passe-bas non-décimée.

Pour effectuer la décomposition en gradient multiéchelle, Mallat et Zhong ont construit une ondelette appartenant à la famille des Splines. Cette ondelette est associée à une décomposition discrète qui vérifie la condition 4 et elle approxime la dérivée première d'une gaussienne, ce qui permet d'avoir certaines propriétés importantes pour une représentation multiéchelle des points d'inflexion. Comme pour la majorité des applications de maxima d'ondelettes ([13], [26], [5]) nous allons utiliser dans cet article une spline quadratique. Les filtres de décomposition h et g sont :

$$H(w) = \cos(w/2)^3 \exp(iw/2), \quad (6)$$

$$G(w) = i \sin(w/2) \exp(iw/2),$$

avec $H(w)$ la transformée en fréquences réduites de la suite discrète h et w la pulsation telle que $z = e^{iw}$.

La preuve que ces filtres sont bien associés à une décomposition dans laquelle la fonction d'ondelette est proportionnelle à la dérivée première de la fonction d'échelle est donnée dans [17].

3.1.3. propagation des maxima

Les maxima d'ondelettes vont suivre une évolution à travers les échelles qui est régie par certaines règles et qui permet de mesurer localement la régularité d'une fonction. Mallat et Zhong ont

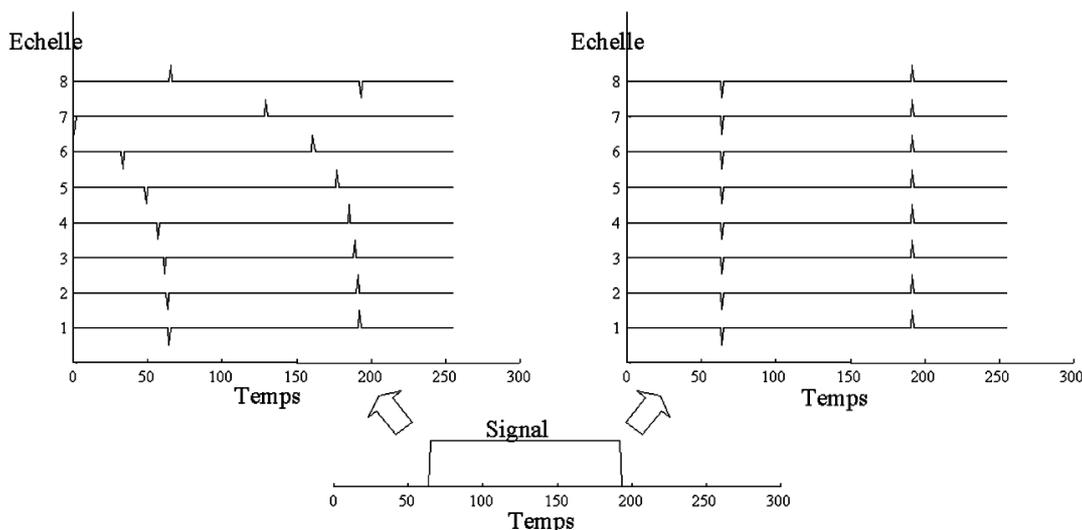


Figure 3 – Décomposition en maxima d'ondelettes d'un signal créneau : a) avec l'algorithme initial de décomposition (la position des maxima à la dernière échelle provient d'une rotation circulaire b) avec la version modifiée.

montré qu'une fonction f peut être singulière en un point x_1 si et seulement si il existe une séquence de maxima d'ondelettes qui converge vers x_1 aux fines échelles [16]. Nous utiliserons cette propriété pour la segmentation de signaux.

Les maxima d'ondelettes à l'échelle la plus grossière correspondent aux ruptures encore présentes dans une version lissée du signal. Il est donc important qu'une représentation en gradient multi-échelle ne crée pas de nouveaux maxima lorsque l'on tend vers les échelles les plus grossières mais plutôt que le nombre de maxima diminue. Si un maximum apparaît à une échelle grossière, il doit aussi être présent aux échelles plus fines. En d'autres termes, un maximum local à une échelle grossière doit être le résultat de la propagation de maxima présents à des échelles plus fines. Cette propriété d'évolution est un critère de qualité pour une représentation multi-échelle [26].

Dans le cadre de la décomposition continue en ondelettes, il est prouvé que si la fonction d'échelle est une fonction gaussienne alors la transformée en ondelettes vérifie la propriété d'évolution (ceci s'étendant au cas des transformées dyadiques). La base discrète proposée par Mallat et Zhong, introduite dans l'équation (6), et utilisée dans cet article, approxime cette décomposition continue. Elle ne vérifie donc pas au sens strict la propriété d'évolution mais simplement une variante discrète [26]. Toutefois, en pratique, comme le suggère Mallat, les signaux discrets pour lesquels les maxima ne vérifient pas le principe d'évolution sont rares. Comme pour l'algorithme de reconstruction à partir des maxima proposé par Mallat, il est possible de définir des contre-exemples synthétiques, mais dans les applications ([13], [26], [5]), ce principe d'évolution est considéré valide avec les filtres utilisés dans cet article.

3.1.4. recalage des maxima

Les filtres proposés par Mallat *et al* pour le calcul du gradient multi-échelle (équation (6)) ont une phase linéaire et ne provoquent donc pas de déphasage dans le signal analysé. Toutefois, ils possèdent un nombre pair de coefficients. Donc, lors du calcul numérique de la convolution entre le signal et l'un des filtres, le résultat de l'opération ne peut pas être stocké à une position centrale. Les deux filtres h et g étant définis suivant le même principe, le résultat du produit de convolution est placé à gauche du centre du filtre et cela provoque un décalage (même si ces filtres ne sont pas causaux). Cette particularité n'est pas sensible lors du calcul des premières échelles car les filtres sont de tailles réduites. En revanche, pour les échelles plus grossières, les filtres sont dilatés et le décalage vers la gauche (suivant la définition (6)) devient très important. Nous illustrons ce phénomène sur un signal synthétique de type créneau. La figure 3a présente la décomposition en maxima d'ondelettes du signal créneau.

Nous remarquons que les maxima se décalent vers la gauche au fur et à mesure que l'indice d'échelle augmente. Connaissant la nature des deux discontinuités, ce décalage ne peut pas être une conséquence de la forme du signal analysé mais bien de l'algorithme de décomposition. Cette caractéristique peut être prise en compte lors du suivi des maxima à travers les échelles. Toutefois, il est plus simple de corriger cette particularité dans l'algorithme de décomposition. Il suffit de modifier la définition d'un des deux filtres d'analyse pour que leurs actions se compensent. Par exemple, notre filtre dérivateur g s'écrit (rappel : w est la pulsation telle que $z = e^{iw}$)

$$G(w) = i \sin(w/2) \exp(-iw/2), \quad (7)$$

$$G(z) = \frac{1}{2} z^{-1} - \frac{1}{2}.$$

Dans ce cas, la représentation en maxima d'ondelettes du signal créneau ne présente plus de déphasage, comme nous pouvons le vérifier sur la figure 3b. Notons que cette modification du filtre « dérivateur » ne limite en rien la possibilité d'obtenir une reconstruction parfaite. Il suffit pour cela que le filtre de reconstruction associé à g subisse la modification inverse (au lieu d'être « retardé », il est « avancé »). Ceci, bien entendu, n'est possible que dans le cas d'une décomposition non-décimée.

Nous utiliserons par la suite le filtre dérivateur tel qu'il est défini par l'équation (7). Toutefois, la position des maxima correspondant à un même point d'inflexion peut subir une translation à travers les échelles due à la forme même de la courbe [26]. Il faut donc définir un algorithme de chaînage permettant de construire les lignes de maxima à travers les échelles.

3.2. algorithme de chaînage

Avec la décomposition discrète se pose le problème de l'étiquetage des maxima : comment savoir si deux maxima pris à deux échelles différentes correspondent à la même discontinuité. Pour une transformée continue la redondance d'information permet un suivi plus simple des maxima. Dans le cas discret, le problème est plus complexe : la position des maxima correspondant à une même discontinuité peut se modifier, pour un certain type de discontinuités [26], [13].

Afin d'associer à travers les échelles, les maxima qui correspondent aux mêmes discontinuités, nous proposons deux méthodes différentes qui seront appliquées en parallèle afin d'augmenter la robustesse du résultat.

Pour simplifier les équations, nous définissons M_j^l le $j^{\text{ème}}$ maximum présent à l'échelle l .

$$M_j^l = (x_j, d_l[x_j]) \text{ tel que } (x_j, d_l[x_j]) \in A_l.$$

$$\text{Nous notons } \begin{cases} \text{pos}(M_j^l) = x_j, \\ \text{ampl}(M_j^l) = d_l[x_j], \\ \text{sign}(M_j^l) = \text{sign}(d_l[x_j]). \end{cases}$$

Nous définissons les notations $\mathbf{P}(M_j^l)$ et $\mathbf{F}(M_j^l)$ qui permettent, respectivement, de symboliser les maxima père et fils de M_j^l . Le père d'un maximum M_j^l est le maximum à l'échelle $l+1$ (échelle plus grossière) chaîné au maximum M_j^l . Le fils d'un maximum M_j^l est le maximum à l'échelle $l-1$ (échelle plus fine) chaîné au maximum M_j^l .

3.2.1. méthodologie commune

Nous utilisons une stratégie « coarse to fine » : l'algorithme de chaînage débute à l'échelle la plus grossière, et pour chacun des maxima, nous recherchons sur l'échelle plus fine le maximum fils qui correspond à la même discontinuité. Cette procédure est répétée sur les différentes échelles, permettant ainsi de proche en proche, de construire les lignes de maxima qui correspondent à la même discontinuité.

Toutefois, le nombre de candidats pouvant être associés sur l'échelle plus fine peut être important. D'autant plus que l'on peut, comme nous l'avons vu, considérer empiriquement que le nombre de maxima diminue lorsque l'échelle devient plus fine. Il faut donc définir un critère mesurant la similarité entre deux maxima pour deux échelles successives. Nous noterons Θ cette mesure de correspondance entre deux maxima à deux échelles successives. Le maximum qui sera étiqueté comme « fils » est celui qui maximise la mesure Θ . Formellement,

$$\mathbf{F}(M_j^l) = \max_{j'=1..card(A_{l-1})} \Theta(M_j^l, M_{j'}^{l-1}),$$

avec $card(A_{l-1})$ cardinal de l'ensemble A_{l-1} .

Quelques précisions sont à apporter sur la relation précédente. Tout d'abord, la recherche du meilleur fils ne va pas s'effectuer sur la totalité des maxima de l'échelle précédente (plus fine) car le déplacement de la position entre deux échelles successives est limité. Un support temporel d'étude est donc défini : il sera de taille proportionnelle à l'échelle étudiée et positionné selon l'abscisse du père. Cet intervalle est noté $B_{M_j^l}$.

Ensuite, comme le suggère Mallat [16], deux maxima ne sont liés que s'ils présentent un signe identique (ils doivent correspondre à un sens de pente identique).

À partir de ces deux précisions, nous définissons un ensemble contenant des maxima, appartenant à l'échelle inférieure, qui sont susceptibles d'être associés au maximum étudié. Cet ensemble, noté $\text{candidat}_{M_j^l}$, est défini par :

$$\text{candidat}_{M_j^l} = \left\{ \begin{array}{l} M_{j'}^{l-1} \text{ pour } j' = 1..card(A_{l-1}) \text{ tel que } \\ \text{sign}(M_{j'}^{l-1}) = \text{sign}(M_j^l) \text{ et } \text{pos}(M_{j'}^{l-1}) \in B_{M_j^l} \end{array} \right\}.$$

Nous cherchons à construire à travers les échelles, les lignes de maxima qui correspondent aux mêmes discontinuités. À un maximum ne doit être associé au plus qu'un seul autre maximum. Il en résulte qu'à chaque fois qu'un maximum est retenu comme « fils », il est retiré de la liste des maxima susceptibles d'être éléments d'une ligne. L'ordre d'étude des pères de l'échelle l va alors être prépondérant pour les lignes ainsi construites. C'est pourquoi, les maxima sont étudiés selon un ordre décroissant fixé par leur amplitude prise en valeur absolue.

En résumé, l'algorithme de chaînage va se décliner de la façon suivante :

Pour l variant de L à 2,

Tri par ordre décroissant de A_l

Pour j variant de 1 à $\text{card}(A_l)$

$$\mathbf{F}(M_j^l) = \max_{(\text{candidat}_{M_j^l})} \Theta(M_j^l, M_{j'}^{l-1})$$

Marquer $\mathbf{F}(M_j^l)$ afin qu'il ne puisse plus être sélectionné

Nous allons maintenant proposer deux mesures Θ .

3.2.2. Θ_1 : choix par l'amplitude

Dans cette méthode, nous sélectionnons parmi les candidats, le maximum qui possède l'amplitude (en valeur absolue) la plus grande. La mesure Θ_1 est définie par :

$$\Theta_1(M_j^l, M_{j'}^{l-1}) = \left| \text{ampl}(M_{j'}^{l-1}) \right|.$$

Le succès de cette mesure nécessite tout d'abord une étude des maxima à l'échelle l selon un ordre décroissant fixé par leur amplitude ; les plus grands maxima de l'échelle l sont ainsi chaînés avec les plus grands de l'échelle inférieure. Cette démarche est proposée dans la méthodologie commune.

Ensuite, il faut que le support $B_{M_j^l}$ soit correctement défini. Pour cela, nous pouvons calculer le support temporel des filtres utilisés pour l'analyse et la reconstruction du gradient multi-échelle.

Toutefois, étant donné que la mesure de similarité ne prend pas en compte la position des différents fils, le support $B_{M_j^l}$ doit être affiné selon certaines contraintes. Pour cela, nous allons introduire une hypothèse.

Proposition 1 : Soit $\mathbf{F}^T(M_j^l)$ le maximum de l'échelle $l-1$ correspondant à la même discontinuité que le maximum étudié M_j^l (nous notons \mathbf{F}^T avec T pour théorique car nous ne connaissons pas par avance ce maximum). Autour de chaque maximum, il existe une zone où $\frac{d}{dx}(\phi_{l-1} * f)$ est de signe constant. Nous notons $\text{grad}_{M_j^l}$ la zone correspondant au maximum M_j^l . Alors nous formulons l'hypothèse que :

$$\text{pos}(M_j^l) \in \text{grad}_{\mathbf{F}^T(M_j^l)}.$$

Un changement de signe de la dérivée correspond à la modification du sens de la pente de la courbe. Il semble alors raisonnable de supposer que la position d'un maximum, pour la fonction

$\frac{df * \phi_l}{dx}$, est incluse dans la zone de même signe entourant le maximum de la fonction $\frac{df * \phi_{l-1}}{dx}$ correspondant au même point d'inflexion. Ceci est n'est vrai que si la translation est due à la forme de la courbe.

Puisque nous utilisons la représentation en maxima d'ondelettes, nous allons délimiter la zone $B_{M_j^l}$ selon les changements de signe des maxima à l'échelle $l-1$. Formellement, $B_{M_j^l}$ est défini par :

$$B_{M_j^l} =]x_{deb}, x_{fin}[,$$

avec

$$x_{deb} = \max_{j_2} \left(\text{pos}(M_{j_2}^{l-1}) / \begin{cases} \text{sign}(M_{j_2}^{l-1}) \neq \text{sign}(M_j^l) \\ \text{pos}(M_{j_2}^{l-1}) < \text{pos}(M_j^l) \end{cases} \right),$$

et

$$x_{fin} = \min_{j_2} \left(\text{pos}(M_{j_2}^{l-1}) / \begin{cases} \text{sign}(M_{j_2}^{l-1}) \neq \text{sign}(M_j^l) \\ \text{pos}(M_{j_2}^{l-1}) > \text{pos}(M_j^l) \end{cases} \right).$$

3.2.3 Θ_2 : choix par amplitude / position

Nous proposons dans cette méthode une mesure de similarité qui prend en compte à la fois l'amplitude et la position du maximum candidat. Nous estimons que la translation entre deux échelles successives est minimale. Nous définissons donc une fonction de poids Δ_l qui désavantage les maxima qui sont les plus éloignés de la position du père. La fonction Δ_l est indicée par une variable l car la définition de cette fonction dépend de l'échelle étudiée. En effet, la translation entre deux échelles successives augmente lorsque l'on tend vers les échelles grossières. Il faut donc que la pondération diminue lorsque l'indice d'échelle augmente.

La mesure de similarité va être définie par :

$$\Theta_2(M_j^l, M_{j'}^{l-1}) = \left| \text{ampl}(M_{j'}^{l-1}) \right| \cdot \Delta_l \left(\text{pos}(M_{j'}^{l-1}) - \text{pos}(M_j^l) \right).$$

La fonction Δ_l doit vérifier les conditions suivantes :

$$\begin{cases} \Delta_l(x) \geq 0 \text{ pour } \forall x, \\ \Delta_l(\cdot) \text{ est paire et maximum pour } x = 0, \\ \Delta_l(\cdot) \text{ est décroissante sur } [0, +\infty[. \end{cases}$$

Une telle fonction permet de privilégier les maxima qui sont proches de la position du père.

Nous proposons de choisir comme fonction Δ_l une gaussienne centrée en 0, et avec une variance σ_l^2 qui augmente lorsque l'on tend vers les échelles grossières, puisque la fonction d'échelle est dilatée. Ceci permet aussi de prendre en compte la translation plus importante dans les échelles grossières. Concrètement, la variance σ_1^2 à la première échelle est définie en fonction du support des filtres, et ensuite elle croît d'un facteur multiplicatif égal à 2 (dilatation dyadique).

3.2.4. confrontation des deux choix

Nous avons défini deux mesures de similarité qui, dans la très grande majorité des cas, sélectionnent le même fils, pour un maximum donné. Toutefois, dans certains cas, les fils sélectionnés ne sont pas identiques. Dans ce cas, une méthode permettant de faire un choix entre les deux fils doit être appliquée. Cette confrontation va reposer sur les caractéristiques d'évolution des maxima dans le plan temps-échelle. Ces propriétés sont précisées pour une décomposition discrète dans les thèses de Lu [12] et de Zhong [26]. Comme nous l'illustrons sur la figure 4, les maxima vont se diffuser à travers les échelles selon une direction régulière. Il peut arriver que pour certaines discontinuités, cette propriété ne soit pas vérifiée lors de la décomposition discrète, mais globalement elle résume correctement la diffusion des maxima discrets.

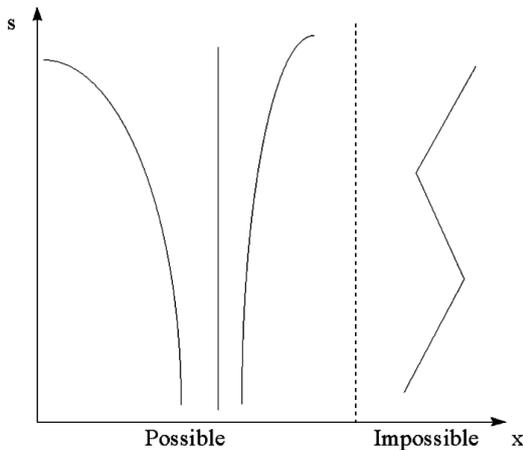


Figure 4 – Évolution possible et impossible des maxima à travers les échelles [12].

Lors de la confrontation des deux choix, le maximum retenu va être celui qui respecte le mieux la propriété de diffusion, c'est-à-dire qui forme avec le maximum père une ligne dont la direction est en accord avec l'évolution de la chaîne aux échelles plus grossières. Si nous notons $\widehat{M}_{j_1}^{l-1}$ et $\widehat{M}_{j_2}^{l-1}$ les deux fils sélectionnés par les mesures Θ_1 et Θ_2 pour un maximum M_j^l , alors le maximum chaîné avec M_j^l vérifie :

$$F(M_j^l) = \begin{cases} \widehat{M}_d^{l-1} \text{ tel que } \text{sign}(D_{\text{père}}) = \text{sign}(D_d), \text{ si } \text{sign}(D_{j_1}) \neq \text{sign}(D_{j_2}) \\ \min_{d=j_1, j_2} \left| \left| \frac{D_{\text{père}}}{2} \right| - |D_d| \right|, \text{ sinon} \end{cases}$$

avec

$$D_d = \text{pos}(\widehat{M}_d^{l-1}) - \text{pos}(M_j^l), \quad D_{\text{père}} = \text{pos}(M_j^l) - \text{pos}(P(M_j^l)).$$

Le lecteur constatera qu'un facteur de réduction 2 est introduit dans la deuxième condition. Ce facteur permet de diminuer la distance mesurée entre le maximum M_j^l et son père, et ainsi de prendre en compte l'augmentation de la translation de la position des maxima lorsque l'on tend vers les échelles grossières. Nous illustrons sur la figure 5 les différentes possibilités ainsi que les fils sélectionnés selon la relation précédente. La première condition permet d'écarter un maximum qui provoque un changement de sens dans l'évolution à travers les échelles de la ligne de maxima (figure 5.a). La seconde condition correspond au cas où les deux maxima sont placés du même côté par rapport au père. Nous sélectionnons alors celui qui s'inscrit le mieux dans la continuité de la ligne (figure 5.b).

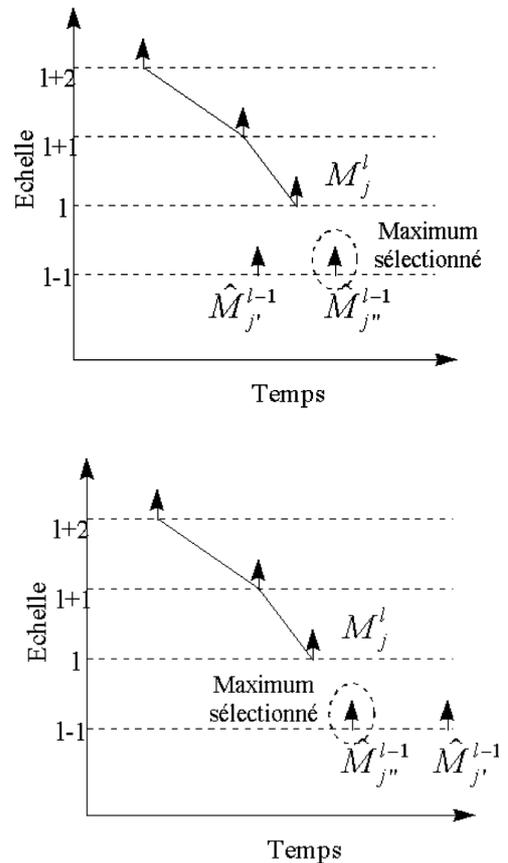


Figure 5 – Confrontation des deux choix ; deux cas de figure : a) les deux fils sont placés de part et autre du père b) les deux fils sont du même côté du père.

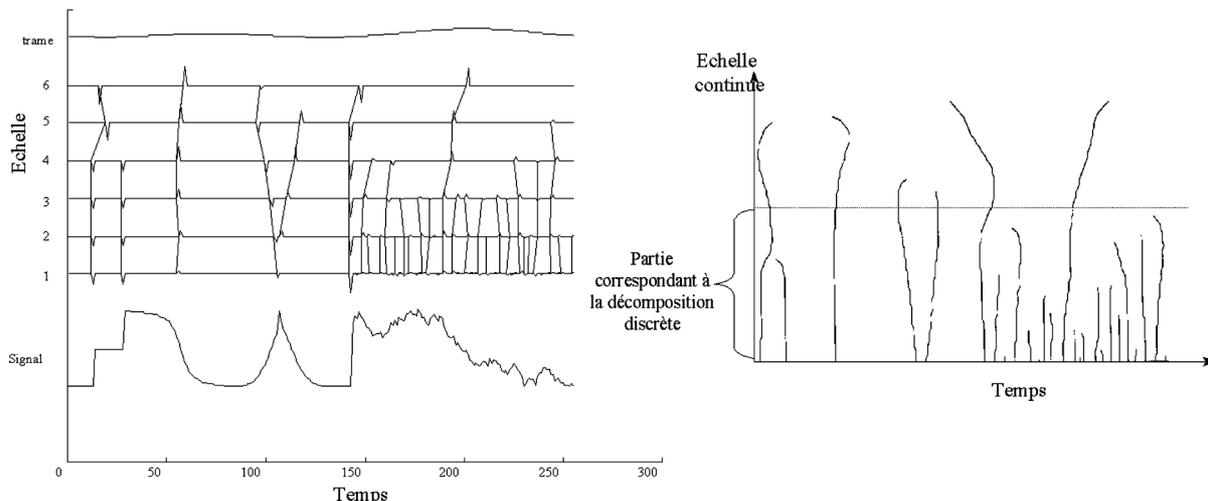


Figure 6 – Lignes de maxima extraites de la décomposition a) discrète b) en ondelettes (extrait du livre de S. Mallat [15]).

À ce stade, nous avons proposé une méthodologie permettant de chaîner les maxima qui correspondent à la même discontinuité. Afin d'illustrer notre algorithme, nous l'appliquons sur un signal de test construit par Mallat *et al* [16]. Comme le suggère Mallat, ce signal synthétique comprend différents types de discontinuités que l'on peut reconstruire dans des signaux réels. Les lignes extraites par notre algorithme sont présentées sur la figure 6a. À titre de comparaison, la figure 6b illustre les lignes de maxima extraites de la transformée en ondelettes continue (d'après [15]). On constate que les chaînes créées par notre algorithme approximent correctement celles calculées dans le cadre continu.

Nous allons maintenant proposer une méthode, basée sur un seuillage des lignes, permettant de sélectionner les lignes de maxima qui correspondent aux plus importantes discontinuités du signal.

3.2.5. seuillage et post-traitement

Selon le principe de propagation, l'évolution de l'amplitude des maxima est régie par la régularité locale de la fonction. Aussi seules les lignes correspondant à d'importantes discontinuités vont se propager aux échelles les plus grossières. C'est pourquoi, afin de segmenter le signal nous ne conservons que les chaînes qui se propagent jusqu'à une certaine échelle grossière L (fixée par l'application). Les autres sont supprimées, ainsi que les maxima associés. Ensuite, afin d'extraire les coordonnées des points de segmentation, il suffit de collecter les coordonnées des maxima encore présents à l'échelle la plus fine.

Il arrive quelques fois que certaines chaînes, sélectionnées par notre algorithme, ne se prolongent pas dans les échelles les plus fines. Ceci est en contradiction avec le principe de diffusion des maxima, à savoir que chaque maximum doit avoir un fils sur l'échelle inférieure qui correspond à la même discontinuité [15]. Comme le suggère Mallat *et al*, ce phénomène peut être une conséquence des discontinuités présentes dans le signal mais, étant donné la base d'ondelettes utilisée, cela ne se produit concrètement que très rarement (d'autant plus que nous débutons l'algorithme à l'échelle la plus grossière qui correspond aux discontinuités les plus importantes) [16]. Nous considérons donc ce cas comme une erreur de l'algorithme de chaînage. Un post-traitement est alors appliqué afin de corriger ces erreurs.

En partant du principe que tout maximum présent à une échelle l_1 se prolonge dans les échelles l plus fines (tout l tel que $l < l_1$), nous considérons que si une chaîne s'interrompt à l'échelle $l_2 + 1$ (avec $1 < l_2 < l_1$) alors le maximum, élément de l'échelle l_2 , qui devait être associé à la ligne interrompue, a été rattaché par erreur à une autre chaîne.

Seules les chaînes correspondant à d'importantes discontinuités sont conservées après le seuillage. D'une façon générale, ces lignes principales présentent peu d'erreur de chaînage (car les maxima associés ont une amplitude importante). Nous allons donc rechercher les fils permettant de prolonger les lignes interrompues parmi les maxima éléments de chaînes qui ne se diffusent pas dans les échelles grossières. Nous appliquons alors la procédure de chaînage présentée dans les paragraphes précédents, à partir de chaque maximum terminal non élément de l'échelle la plus fine, et nous prenons comme ensemble de maxima « candidats », ceux qui sont supprimés lors du seuillage.

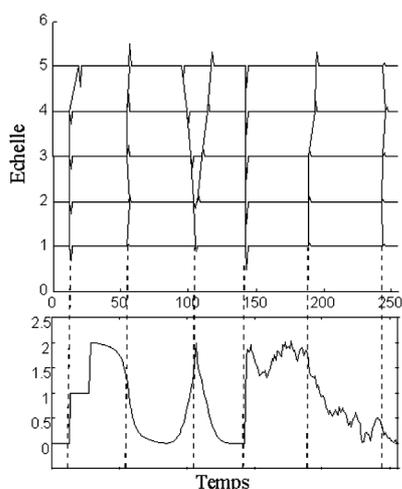


Figure 7 – Sélection des discontinuités se propageant aux échelles les plus grossières.

Une fois le seuillage et le post-traitement effectués, les points de segmentation sont définis comme les coordonnées des maxima sur l'échelle la plus fine qui sont associés à des chaînes. Si nous testons ce seuillage et ce post-traitement sur le signal d'exemple de Mallat (figure 6), nous constatons à partir de la figure 7 que toutes les discontinuités et singularités importantes sont détectées. Nous allons maintenant utiliser cet algorithme pour la segmentation de signaux mesurés.

4. méthode d'optimisation

Rappelons que le but de notre travail est d'optimiser le temps de calcul nécessaire à la prédiction d'une zone de couverture d'une station de base par application d'un modèle de propagation selon un pas optimal. Le principe de cette méthode repose sur l'hypothèse présentée dans le paragraphe 2 : l'environnement étudié peut être considéré comme une partition composée de différents éléments pour lesquels les variations des signaux reçus sont homogènes dans chacun d'eux et dues aux mêmes phénomènes électromagnétiques.

Cette hypothèse permet d'exécuter un modèle de propagation sur quelques points seulement dans chaque élément et d'extrapoler le résultat à l'élément tout entier.

Par rapport à la technique classique qui consiste à appliquer un modèle selon un pas spatial constant sur toute la zone géographique étudiée, un gain important en temps de calcul peut ainsi être obtenu [24].

L'objectif est dans un premier temps de vérifier expérimentalement l'hypothèse afin de montrer la faisabilité de notre méthode

d'optimisation. Ainsi, il faut s'assurer que notre algorithme de segmentation, appliqué sur des signaux mesurés sur le terrain par un récepteur mobile, fournit une segmentation qui présente une relation directe avec les mécanismes de propagation des ondes électromagnétiques.

Cette démarche repose sur l'algorithme de segmentation présenté dans le paragraphe 3 et sur la détermination d'une partition spatiale par notre logiciel réalisant une analyse électromagnétique de la zone géographique étudiée.

4.1. analyse électromagnétique

Ce logiciel d'analyse électromagnétique, développé au laboratoire, a comme paramètres le nombre et la nature des interactions électromagnétiques (diffraction et réflexion) subies par les ondes pris en compte pour le calcul de la partition. Ces paramètres sont essentiels car ils interviennent directement sur la finesse de la partition. Considérer des combinaisons complexes d'interactions revient à déterminer une partition constituée d'un grand nombre d'éléments. Aussi, comme le schématise la figure 2, nous considérons que les paramètres sont corrects si le signal reçu sur un parcours de mesures présente des changements significatifs de variations au voisinage immédiat des frontières des éléments de la partition spatiale.

Cette identification des paramètres est au cœur de la vérification de notre hypothèse pour l'optimisation de la prédiction de zone de couverture. Cette recherche fait l'objet du paragraphe 4.3.

Le logiciel d'analyse électromagnétique a comme informations d'entrée des données caractérisant l'environnement de propagation. Ce dernier est défini par des bases de données, établies par l'Institut Géographique National (I.G.N.), fournissant en 3D le sol et le sursol. Il s'agit d'une part du Modèle Numérique de Terrain qui repose sur un maillage régulier dont chaque noeud fournit l'altitude du sol par rapport au niveau de la mer. D'autre part, le sursol est défini par une succession de groupes de points ; chaque groupe représente les sommets d'un polygone correspondant aux contours au sol d'un objet du sursol. En outre, à chaque groupe de points est associé un code permettant d'identifier la nature de l'objet : bâtiment, zone boisée ou eau. La position des points est donnée avec une précision de 2 m.

En sortie, notre logiciel indique les coordonnées des sommets des zones composant les éléments de la partition spatiale avec la même résolution que les données géographiques, à savoir 2 m.

4.2. signaux mesurés

Les signaux mesurés sont issus d'une campagne de mesures sur le terrain qui s'est déroulée dans deux types d'environnement. L'un suburbain, permet de par les formes simples du sursol et sa densité relativement faible, de tester le logiciel d'analyse électromagnétique sur des cas simples afin d'identifier aisément des

combinaisons d'interactions électromagnétiques. L'autre est un milieu urbain, de façon à éprouver la robustesse de l'outil dans des situations plus complexes.

En pratique, la partie émission, située sur le toit d'un bâtiment à une hauteur de 35 m par rapport au sol, est constituée d'un synthétiseur de fréquence dont la fréquence est voisine de 2,2 GHz, d'un amplificateur de puissance et d'une antenne demi-onde. La partie réception, embarquée dans un véhicule, est composée d'un récepteur de champ électrique, d'une antenne quart d'onde positionnée sur le toit du véhicule, et d'un micro-ordinateur assurant l'acquisition numérique du signal ; celui-ci est également relié à un capteur de distance placé sur une roue du véhicule.

Les acquisitions sont réalisées avec une période spatiale de 2 cm, soit environ un huitième de la longueur d'onde. Ce pas d'acquisition permet d'échantillonner correctement les évanouissements des signaux ayant une profondeur de - 10 dB par rapport à la médiane locale du signal [10][22]. Le signal mesuré est alors de qualité satisfaisante pour notre application et représente l'évolution de la puissance reçue en dBm en fonction de la distance parcourue par le véhicule sur un parcours prédéfini.

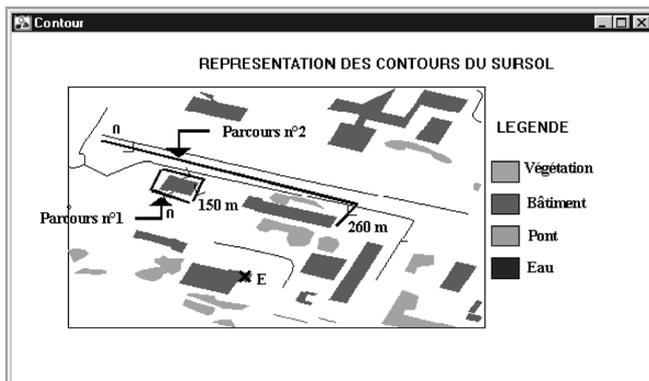


Figure 8 – Deux exemples de parcours dans l'environnement suburbain étudié.

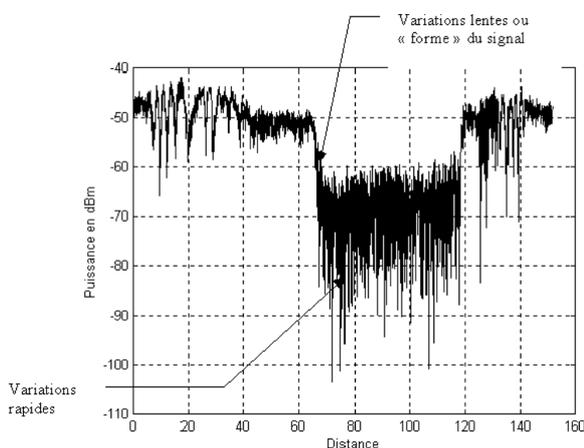


Figure 9 – Signal reçu sur le parcours 1 de mesures.

La figure 8 présente deux parcours de mesures suivis par le récepteur mobile lors de la campagne de mesures dans l'environnement suburbain décrit par cette même figure ; l'émetteur est matérialisé par une croix. Le signal obtenu sur le parcours 1 est proposé sur la figure 8.

Ce signal est la superposition de variations lentes et rapides caractérisant les différents mécanismes de propagation des ondes. Les variations lentes induisent les différents éléments de la partition recherchée par le logiciel d'analyse électromagnétique. Concernant les variations rapides, leur dynamique est aussi liée aux mécanismes de propagation mais elles ne sont pas directement exploitées dans notre méthode.

4.3. vérification de l'hypothèse

L'objet de ce paragraphe est de rendre compte de la vérification expérimentale de la validité de l'hypothèse formulée dans le paragraphe 2 qui est la base de notre méthode d'optimisation pour la prédiction de zone de couverture. Rappelons que cette hypothèse est qu'il existe une relation directe entre les variations lentes de signaux mesurés sur le terrain et les mécanismes de propagation des ondes radioélectriques. La technique utilisée pour valider cette hypothèse consiste à vérifier, sur un grand nombre de signaux, que la segmentation fournie par notre algorithme (§ 3) correspond effectivement à la partition spatiale obtenue par le logiciel d'analyse électromagnétique (§ 4.1).

Pour présenter cette technique dont l'organigramme est proposé sur la figure 10, deux exemples sont traités en détail.

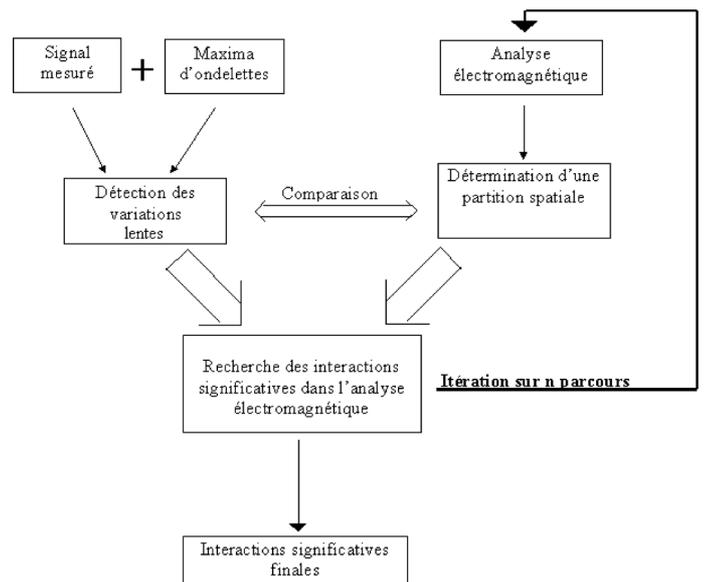


Figure 10 – Organigramme de la validation de l'hypothèse.

Considérons le signal de la figure 9 obtenu sur le parcours 1. Ce signal est analysé par notre algorithme de segmentation qui repose sur l'opération de chaînage des maxima d'ondelettes en partant d'une échelle grossière vers l'échelle la plus fine. Comme cela a été souligné dans le paragraphe 3.2.5, le choix de l'indice de l'échelle grossière est un paramètre important de notre algorithme. En effet, si une échelle trop fine est choisie pour initialiser le chaînage des maxima, des ruptures non significatives du signal seront retenues et il ne sera pas possible d'associer à certaines d'entre elles des changements notables de combinaisons d'interactions électromagnétiques. À l'opposé, si une échelle trop grossière est choisie, il y a le risque de ne pas prendre en compte des modifications significatives de combinaisons d'interactions. Après des tests sur de nombreux signaux, il a été constaté que dans notre contexte d'application, il est nécessaire d'effectuer l'opération de chaînage sur dix échelles.

Après application de l'algorithme de segmentation sur le signal correspondant au parcours 1, seuls deux maxima apparaissent à la dixième échelle. Après chaînage, on en déduit à l'échelle la plus fine, les abscisses de ces deux ruptures dans le signal, notées P_s1 et P_s2 : 65 m et 117 m (figure 11).

Il est ensuite nécessaire de déterminer les paramètres du logiciel d'analyse électromagnétique (nombre et nature des interactions électromagnétiques) qui conduisent à une partition du site étudié correspondant aux résultats de la segmentation.

La figure 12 présente l'interface et un exemple de partition du site de la figure 8 obtenue par le logiciel paramétré avec une diffraction et une réflexion. Chaque zone est caractérisée par une

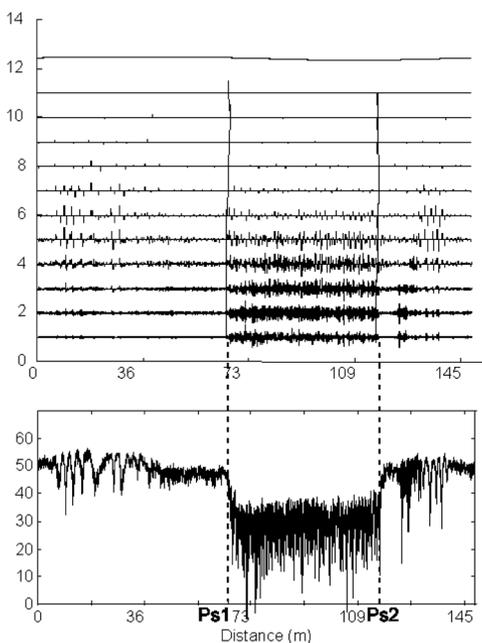


Figure 11 – Chaînage des maxima et identification des points de segmentation.

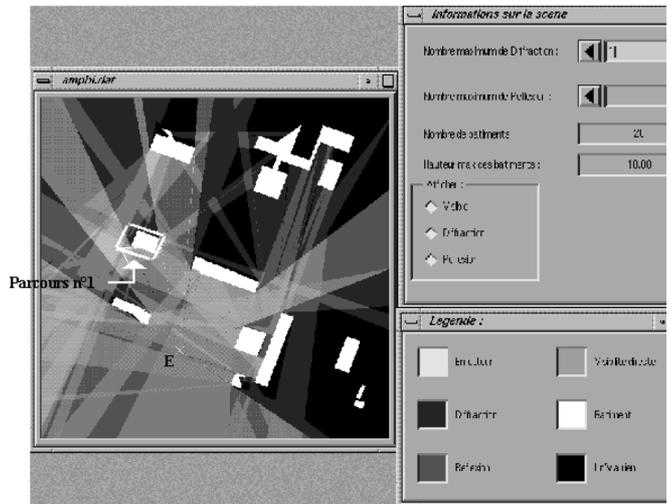


Figure 12 – Partition de la zone géographique étudiée obtenue avec 1 réflexion, 1 diffraction et leurs combinaisons.

couleur symbolisant une combinaison particulière d'interactions.

En observant les différentes zones obtenues par le logiciel qui sont traversées par le parcours 1, il apparaît qu'elles sont beaucoup trop nombreuses par rapport aux trois zones issues de la segmentation (figure 11). Cela signifie que la partition calculée repose sur des combinaisons trop complexes d'interactions qui ne sont pas significatives pour le signal mesuré. Il est donc nécessaire de les simplifier.

La figure 13 présente un zoom, sur la zone correspondant au parcours 1, de la partition obtenue pour une diffraction et aucune réflexion.

Le logiciel indique que les positions des points P_a1 et P_a2 sur le parcours sont respectivement égales à 70 m et 120 m. Ces points correspondent aux limites sur le parcours entre les zones en visibilité de l'émetteur et la zone d'ombre du bâtiment caractérisée par le phénomène de diffraction. On constate que ces deux points sont très proches des deux ruptures sur le signal de la figure 11 car P_s1 et P_s2 avaient respectivement comme abscisses : 65 et 117 m.

Sur cet exemple simple, l'hypothèse est vérifiée : les ruptures détectées dans le signal mesuré correspondent effectivement à des changements d'interactions électromagnétiques en choisissant

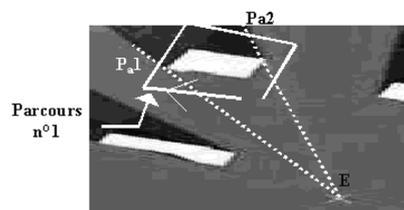


Figure 13 – Zoom sur le parcours 1 de la partition obtenue par le logiciel d'analyse spatiale pour 1 diffraction et 0 réflexion.

sant comme paramètres dans le logiciel d'analyse spatiale une diffraction et aucune réflexion.

Appliquons à nouveau la démarche sur un deuxième exemple correspondant au signal mesuré de la figure 14 relatif au parcours 2 présenté sur la figure 8. Ce signal possède des variations plus complexes que le précédent.

La segmentation de ce signal par notre algorithme fait apparaître 4 intervalles délimités par les points P_s1 à P_s3 dont les abscisses sont respectivement : 50, 115 et 165 m. L'outil d'analyse électromagnétique paramétré avec une diffraction et aucune réflexion définit quatre zones traversées par le parcours comme le montre le zoom de la partition autour du parcours 2 (figure 15). Ces quatre zones correspondent aux combinaisons d'interactions suivantes : (1) visibilité directe, (2) simple diffraction, (3) visibilité directe, (4) simple diffraction. Les limites de ces zones correspondent à des positions sur le parcours telles que : $P_a1 = 53$ m, $P_a2 = 121$ m et $P_a3 = 161$ m.

Comme pour le signal du parcours 1, nous avons vérifié que les limites des intervalles issues de la segmentation du signal mesuré coïncident avec les frontières des éléments de la partition spatiale en considérant comme paramètre de l'analyse électromagnétique une diffraction et aucune réflexion. La différence entre

les positions obtenues par segmentation et celles fournies par le logiciel d'analyse électromagnétique n'exède pas 6 m. Plusieurs raisons permettent d'expliquer cette imprécision : digitalisation du parcours de mesure, données géographiques, algorithme de segmentation, détermination des zones d'influence des phénomènes physiques. Toutefois cette incertitude est acceptable dans ce contexte de prédiction de zones de couverture.

En réitérant ce processus sur un grand nombre de signaux mesurés dans cet environnement comme le montre l'organigramme de la figure 10, une solution est obtenue pour les paramètres du logiciel d'analyse électromagnétique. Dans l'environnement testé, il faut considérer une diffraction et aucune réflexion.

La partition donnée par le logiciel d'analyse électromagnétique, correctement paramétré, dans l'environnement suburbain de la figure 8 est proposée sur la figure 16. Les frontières des éléments de cette partition coïncident ainsi avec la segmentation des signaux mesurés dans ce milieu.

Notre démarche s'applique de la même façon dans un environnement plus dense tel qu'un milieu urbain. Toutefois, dans ce cas il faut considérer des combinaisons d'interactions électromagnétiques légèrement plus complexes qu'en milieu suburbain car les ondes subissent plus d'interactions significatives avec le milieu de propagation puisque celui-ci est plus dense. À l'issue du traitement décrit par l'organigramme de la figure 10 appliqué à de nombreux signaux, nous avons déterminé qu'il est nécessaire de considérer deux diffractions et une réflexion comme paramètres d'entrée de l'analyse électromagnétique de l'environnement [24]. La partition ainsi obtenue est proposée sur la figure 17.

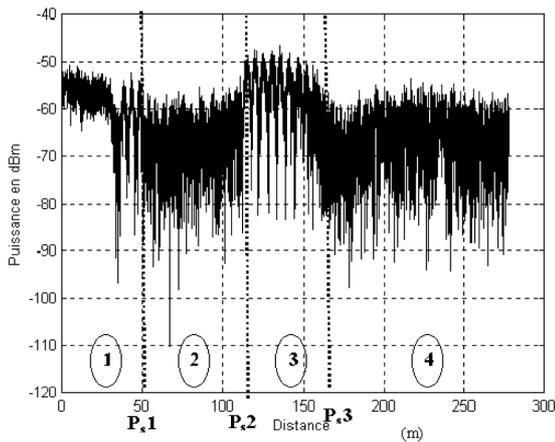


Figure 14 – Segmentation du signal associé au parcours 2

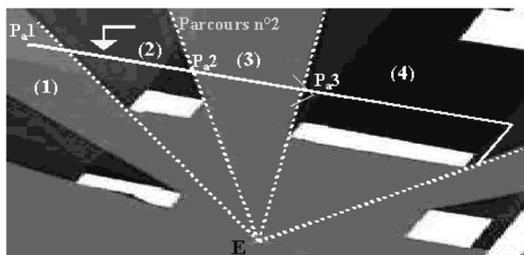


Figure 15 – Zoom sur le parcours 2 de la partition obtenue par le logiciel d'analyse spatiale pour 1 diffraction et 0 réflexion.

4.4. principe de la méthode d'optimisation

Le paragraphe précédent a permis de vérifier la validité de l'hypothèse proposée. La faisabilité de notre méthode d'optimisa-

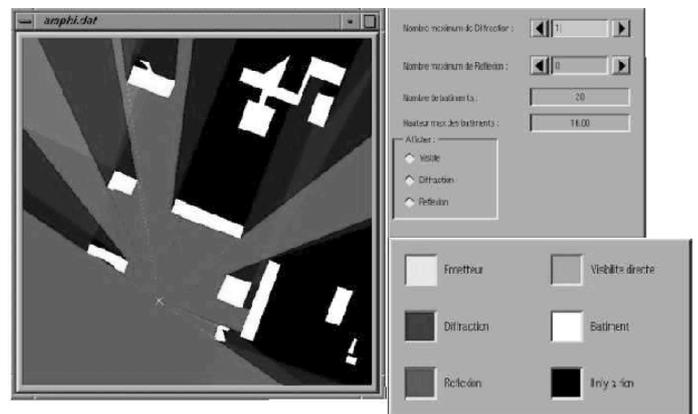


Figure 16 – Partition de la zone géographique étudiée obtenue avec 0 réflexion et 1 diffraction.

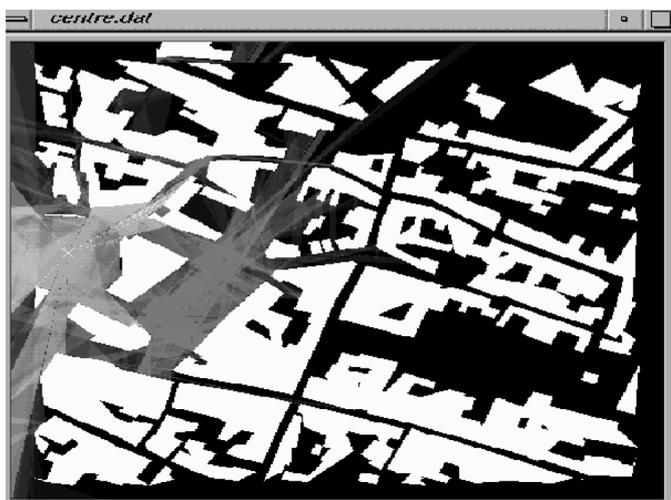


Figure 17 – Partition obtenue en milieu urbain avec 1 réflexion, 2 diffractions et leurs combinaisons.

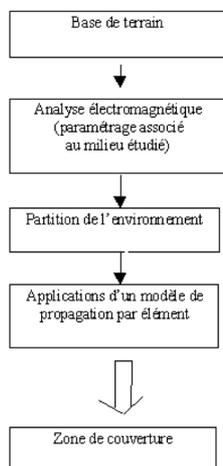


Figure 18 – Organigramme de la méthode d'optimisation.

tion est donc montrée. Pour calculer la zone de couverture d'un émetteur, l'organigramme de la figure 18 peut être utilisé.

Tout d'abord, la zone géographique étudiée est modélisée à partir des bases de données de terrain de l'I.G.N.. La densité de cette zone est alors évaluée pour identifier la classe d'environnement déjà étudiée (suburbain, urbain, ...) à laquelle cette zone appartient. Ensuite, il suffit d'appliquer le paramétrage associé à la classe concernée dans le logiciel d'analyse pour obtenir une partition sans disposer de mesures.

La zone de couverture est alors déterminée en appliquant un modèle de propagation sur quelques points dans chaque élément de la partition et en affectant à l'élément la moyenne des estimations.

Une première évaluation des performances de cette méthode a été effectuée. Par rapport à une technique classique de prédiction de zones de couverture un gain en temps de calcul pouvant

atteindre un facteur 50 est réalisé, sans dégradation de l'estimation [24].

5. conclusion

La problématique traitée dans cet article était de réduire le temps de calcul nécessaire à la prédiction d'une zone de couverture d'un émetteur de radiocommunications mobiles. Pour cela, la faisabilité d'une méthode d'optimisation permettant de réduire le nombre de points d'application d'un modèle de propagation a été présentée. Elle s'appuie sur une hypothèse selon laquelle il existe une relation directe entre les changements significatifs de « forme » d'un signal mesuré sur un parcours et les combinaisons d'interactions électromagnétiques subies par les ondes au cours de leur propagation et reçues sur ce même parcours. La vérification de cette hypothèse nécessite la segmentation de signaux mesurés et un logiciel d'analyse électromagnétique de l'environnement de mesures.

La segmentation des signaux est réalisée par un algorithme qui utilise les propriétés de diffusion des maxima d'ondelettes à travers les échelles. Dans ce cadre, une méthode de chaînage des maxima permettant de sélectionner les variations significatives d'un signal a été proposée. Globalement, notre technique de segmentation possède une faible complexité et un comportement robuste face aux signaux mesurés dans le contexte des radiocommunications.

Concernant le logiciel d'analyse électromagnétique, il a pour objectif de partitionner l'environnement de propagation à partir d'un traitement portant sur les combinaisons d'interactions électromagnétiques que subissent les ondes avec l'environnement.

La validation expérimentale de l'hypothèse formulée a consisté à vérifier, pour un grand nombre de signaux mesurés, que les frontières des éléments de la partition obtenue par le logiciel d'analyse électromagnétique coïncidaient avec la segmentation des signaux mesurés. Sur la base de cette validation expérimentale réalisée dans un environnement suburbain, nous avons montré le potentiel de notre méthode d'optimisation ; elle permet d'obtenir un gain important en temps de calcul sans dégradation de la précision par rapport à une technique de prédiction classique de zone de couverture.

Il est maintenant nécessaire d'évaluer statistiquement les performances de notre méthode aussi bien en précision qu'en temps de calcul dans différents types de milieux suburbains et urbains. Toutefois, il semble probable que, selon les environnements de propagation, l'analyse électromagnétique développée dans cet article ne soit pas en mesure de déterminer systématiquement les interactions électromagnétiques prépondérantes. En effet, la propagation des ondes étant un phénomène physique tridimensionnel, une analyse uniquement dans un plan horizontal peut s'avérer insuffisante. Cependant, plutôt que de développer direc-

tement une analyse en 3D, nous avons envisagé d'étendre l'analyse électromagnétique au plan vertical et éventuellement de fusionner les informations obtenues dans les plans horizontaux et verticaux. Ainsi, selon le système de radiomobile considéré, notre méthode utilisera l'analyse électromagnétique la plus appropriée. Notons enfin que l'algorithmie de ces nouveaux traitements devra être optimisée afin de minimiser le surcoût en temps de calcul qu'ils introduiront dans notre méthode.

6. remerciements

Les auteurs tiennent à remercier France Telecom R&D car ce travail a bénéficié de son soutien au titre du contrat numéro 98 1B491.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] G. Athanasiadou and A. Nix. Investigation into the sensitivity of the power predictions of a microcellular ray tracing propagation. *IEEE Trans. on Vehicular technology*, 49(4) : 1140-1151, July 2000.
- [2] L. Aveneau, Y. Pousset, R. Vauzelle, and M. Meriaux. Physical and computer optimisation for the 3d utd model. In AP2000, Switzerland, April 2000.
- [3] A. Bijaoui, J. Starck, and F. Murtagh. Restauration des images multi-échelles par l'algorithme à trous. *Traitement du Signal*, 11 : 232-243, 1994.
- [4] L. Boithias. *Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre*. Collection technique et scientifique des télécommunications. DUNOD, 1983.
- [5] S. Chang. Image interpolation using wavelet-based edge enhancement and texture analysis. Master's thesis, Berkeley University, May 1995.
- [6] J. Deygout. Correction factor for multiple knife-edge diffraction. *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, 39(8), 1991.
- [7] M. Hata. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. *IEEE Trans. on Vehicular Techn.*, 29(3) : 317-325, 1980.
- [8] M. Holschneider, R. Kronland-Martinet, J. Morlet, and P. Tchamitchian. A real-time algorithm for signal analysis with the help of the wavelet transform. In J.M. Combes, A. Grossmann, and P. Tchamitchian, editors, *Wavelet, Time-Frequency Methods and Phase Space*, pages 289-297. Springer-Verlag, Berlin, 1989.
- [9] X. Lagrange. *Les réseaux radiomobiles*. Hermes, 2000.
- [10] C. Lee. *Mobile cellular telecommunications systems*. Mc Gray-Hill international editions, New York, 1990.
- [11] W. Lee. *Mobile Communications Design Fundamentals*. Wiley Series in Telecommunications, New York, 1993.
- [12] J. Lu. *Signal Recovery and Noise Reduction with Wavelets*. PhD thesis, Dartmouth College, June 1993.
- [13] J. Lu, J. Weaver, D. Healy, and Y. Xu. Noise reduction with multiscale edge representation and perceptual criteria. In *International Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis*. IEEE, October 1992.
- [14] S. Mallat. A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet transform. *IEEE Trans. on PAMI*, 11(7) : 674-693, 1989.
- [15] S. Mallat. *A wavelet Tour of Signal Processing*. Academic Press, San Diego, 1998.
- [16] S. Mallat and W. Hwang. Singularity detection and processing with wavelets. *IEEE Trans. Information Theory*, 38(2) : 617-643, 1992.
- [17] S. Mallat and S. Zhong. Characterization of signals from multiscale edges. *IEEE Trans. on PAMI*, 14(7) : 710-732, July 1992.
- [18] Y. Meyer. *Ondelettes et opérateurs*, volume I. Hermann, Paris, 1990.
- [19] G. Nason and B. Silverman. The stationary wavelet transform and some statistical applications. In Anestis Antoniadis and Georges Oppenheim, editors, *Wavelets and Statistics*, volume 103 of *Lecture Notes in Statistics*, pages 281-299, New York, 1995. Springer-Verlag.
- [20] Y. Okumura. Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio service. *Review of the electrical communication laboratory*, 16 (9-10) : 825-873, 1968.
- [21] D. Parsons. *The mobile radio propagation channel*. Wiley-Pentech Publications, 1992.
- [22] J. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. Pentech Press, 1992.
- [23] J. Pesquet, H. Krim, and H. Carfantan. Time-invariant orthonormal wavelet representation. *IEEE Trans. Signal Processing*, 44(8) : 1964-1970, August 1996.
- [24] Y. Pousset. *Optimisations pour la prédiction des zones de couverture radioélectrique*. PhD thesis, Ircm-Sic Laboratory, University of Poitiers, July 1999.
- [25] M. Shensa. Wedding the à trous and Mallat algorithms. *IEEE Trans. Signal Processing*, 40(10) : 2464-2482, 1992.
- [26] S. Zhong. *Edge Representation from Wavelet Transform Maxima*. PhD thesis, New York University, September 1990.

Manuscrit reçu le 23 juillet 1999

LES AUTEURS

Philippe CARRÉ



Diplôme d'ingénieur en 1995, DEA de contrôle des systèmes en 1996 à l'université de technologie de Compiègne. Doctorat en 2000 sur « les méthodes numériques temps-échelle et temps-fréquence » à l'université de Poitiers. Maître de conférence au sein de l'équipe SIC du laboratoire IRCOM depuis novembre 2000. Axes des recherches : Traitement du signal et des images, Ondelettes, Temps-fréquence/Temps-échelle, Décomposition discrète, Algorithme numérique,

Filtrage, Segmentation, Classification, Analyse, Tatouage.

Rodolphe VAUZELLE



Doctorat en 1994 à l'université de Poitiers sur « un modèle de diffraction en 3D dans le premier ellipsoïde de Fresnel ». Maître de conférence au sein de l'équipe SIC du laboratoire IRCOM (discipline EEA). Axes des recherches : couverture radio, radiocommunication, caractérisation de canal.

Yannis POUSSET



DEA d'électronique de l'université de Limoges en 1994. Doctorat en 1999 à l'université de Poitiers sur « optimisations pour la prédiction de zones de couverture radioélectrique ». Maître de conférence au sein de l'équipe SIC du laboratoire IRCOM depuis septembre 2000. Axes des recherches : couverture radio, radiocommunication, caractérisation de canal.

Christine FERNANDEZ-MALOIGNE



Diplôme d'ingénieur en 1986, DEA de contrôle des systèmes en 1986 à l'université de technologie de Compiègne. Doctorat en 1989 à l'université de Poitiers. Professeur au sein de l'équipe SIC du laboratoire IRCOM depuis septembre 1996. Responsable de l'équipe de traitement d'images. Axes de recherches : images couleur, texture, segmentation, indexation.