

36100-0-2405

UNIVERSITÉ LAVAL,
Faculté des Sciences et de Génie,
Département de Génie Électrique,
LABORATOIRE de TÉLÉCOMMUNICATIONS.

Rapport final

ETUDE DES PROBLEMES DE PROPAGATION ASSOCIES
AUX STATIONS EMETTRICES ET MOBILES TERRESTRES
EN MILIEU URBAIN

par

Gilles Y. Delisle, Michel Lecours
Jean-Paul Lefèvre, Eloi Bossé

pour

Gouvernement du Canada
Ministère des Communications, Ottawa

sous

Contrat OSU80-00169 du Ministère
des Approvisionnements et Services

Période du 22 août 1980 au 31 mars 1981

Mars 1981

Rapport n° LT-81-8280

IC

RAPPORT FINAL

INTRODUCTION

Chapitre 1 ^{1/} ETUDE DES PROBLEMES DE PROPAGATION ASSOCIES
AUX STATIONS EMETTRICES ET MOBILES TERRESTRES
EN MILIEU URBAIN: ↑

- A) Approche de ...
- B) Approche de ... (Phase III)
- C) Approche de ...
- D) Comparaison de ces trois approches

1.1 Description statistique de la réponse impulsionnelle

- A) Etalonnage réalisé en la propagation multipath
- B) Distributions spatiales et temporelles des échos

Par : Dr Gilles Y. Delisle, Chercheur principal
Dr Michel Lecours, Collaborateur
M. Jean-Paul Lefèvre, Ingénieur
M. Eloi Bossé, Etudiant gradué

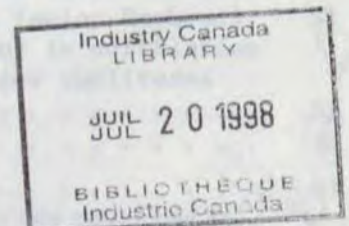
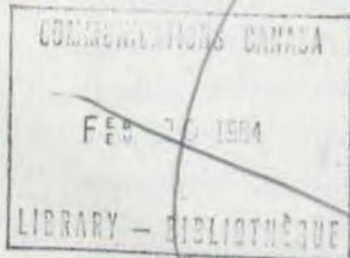
1.2 Conclusions

Laboratoire de Télécommunications
Département de Génie Electrique
Université Laval, Québec, Canada G1K 7P4

Chapitre 2

Pour : Ministère des Communications, Ottawa
Contrat OSU80-00169 du Ministère des
Approvisionnement et Services

Durée : 22 août 1980 au 31 mars 1981



Mars 1981

Rapport n° LT-81-8280

Table des Matières

	INTRODUCTION	1
Chapitre 1	APPROCHE METHODOLOGIQUE: ETUDE CRITIQUE ET SYNTHESE DE TRAVAUX ANTERIEURS	3
1.1	Analyse des différentes méthodes d'obtention de la réponse impulsionnelle du canal de transmission	4
	A) Approche de Nielson	4
	B) Approche de Turin	5
	C) Approche de Cox	6
	D) Comparaison de ces trois approches	6
1.2	Description statistique de la réponse impulsionnelle	9
	A) Etalement maximum dû à la propagation multivoie	12
	B) Distributions spatiale et temporelle des échos	13
	C) Délai moyen	14
	D) Dispersion du délai	15
1.3	Conclusions	16
Chapitre 2	MODELISATION ET SIMULATION DU CANAL - ASPECT IMPULSIONNEL	18
2.1	Rappel	19
2.2	Modélisation des temps d'arrivée	20
	2.2.1 Groupement des temps d'arrivée	21
	2.2.2 Corrélation spatiale des temps d'arrivée	22
2.3	Modélisation des amplitudes et simulation du canal	28
	2.3.1 Modèle 1	29
	2.3.1.1 Génération des amplitudes pour le premier profil	29
	2.3.1.2 Technique de génération des amplitudes pour les profils subséquents	30
	- Choix des moyennes et des variances des amplitudes des parcours (selon Hashemi)	31
	- Choix des paramètres pour la corrélation temporelle et spatiale des amplitudes des parcours	32
	2.3.1.3 Résultats	33
	2.3.2 Modèle 2	33
	2.3.2.1 Méthode simplifiée de choix des moyennes et des variances des amplitudes des parcours	33
	2.3.2.2 Résultats	34
	2.3.3 Modèle 3	34
2.4	Conclusions	36

Chapitre 3	ETUDE COMPARATIVE DES MODELES STATISTIQUES	37
3.1	Les travaux de Hata	38
3.2	Etude comparative des modèles en fonction de celui de Hata	42
3.2.1	Modèle de Egli	42
3.2.2	Modèles de Edwards & Durkin, de Blomquist & Ladell, de Allsebrook & Parsons	43
	A) Modèle de Edwards & Durkin	43
	B) Modèle de Blomquist & Ladell	44
	C) Modèle de Allsebrook & Parsons	45
3.3	Résultats des comparaisons initiales	46
3.4	Pertes par diffraction dues au terrain	53
3.5	Résultats des comparaisons incluant L_D	54
3.6	Etude du facteur γ	59
3.6.1	Milieu suburbain	60
3.6.2	Milieus urbains	60
	A) Milieu urbain	60
	B) Milieu urbain dense	63
3.7	Introduction des pertes dues au terrain dans le modèle de Hata	68
3.8	Considérations additionnelles	70
3.9	Conclusions et recommandations	72
Chapitre 4	CONCLUSIONS	73
	Bibliographie	75
Appendice A	Programme de génération des temps d'arrivée selon une distribution de Poisson modifiée à deux états (distri- bution Δ -K)	78
Appendice B	Programme de génération des temps d'arrivée selon une distribution de Poisson modifiée à deux états (distri- bution Δ -K) en tenant compte d'une corrélation spatiale des temps d'arrivée (entre deux profils successifs)	82
Appendice C	Simulation du canal radio-mobile - Modèle 1	86
Appendice D	Simulation du canal radio-mobile - Modèle 2	94
Appendice E	Simulation du canal radio-mobile urbain - Modèle 3	99
Appendice F	Formulation de Blomquist & Ladell - Calcul des pertes totales	103
Appendice G	Calcul des pertes par diffraction dues au terrain	104
Appendice H	Calcul du terme de pertes par diffraction dues au édifices L_B dans la formulation de Allsebrook & Parsons	114
Appendice I	Programme de calcul des pertes de propagation selon différentes approches	116
Appendice J	Bibliographie additionnelle	126

Introduction

Ce rapport présente l'ensemble des résultats obtenus par les auteurs dans le cadre du contrat de recherche OSU80-00169 portant sur les problèmes de propagation en milieu urbain. Globalement, la présentation des travaux est conforme aux objectifs énumérés dans notre proposition de contrat de juillet 1980.

Le chapitre 1 présente, tout d'abord, une étude critique et une synthèse des travaux de plusieurs auteurs avec, pour objectif essentiel, l'obtention des lignes directrices qui permettront d'établir des liens entre les conditions de propagation et la prédiction de la performance de systèmes de communications. Une analyse poussée des différentes méthodes d'obtention de la réponse impulsionnelle du canal de transmission, proposées par plusieurs auteurs, y est effectuée. On précise ensuite, avec beaucoup de soins, la signification des paramètres qui ont retenu notre attention pour la description statistique de la réponse impulsionnelle.

Au chapitre 2, on montre comment il a été possible de modéliser et de simuler un canal de transmission en tenant compte du caractère impulsionnel du problème à l'étude. Le modèle du canal, fidèle à la réalité physique, présente un caractère de nécessité lorsque le système étudié est à grande largeur de bande et à fort taux de transmission. Les simplifications retenues sont justifiées si l'on envisage une modélisation qui soit adéquate tout en étant relativement simple à mettre en oeuvre sur un ordinateur, et les résultats obtenus confirment l'aspect très prometteur de notre approche.

Le chapitre 3 met en valeur une étude comparative très élaborée de divers modèles statistiques connus pour prédire le niveau moyen du signal en milieu urbain. Le domaine d'application de chacun de ces modèles est bien cerné et les additions qu'il faut leur apporter pour effectuer une étude comparative sont identifiées. La mise en oeuvre de tous ces modèles sur ordinateur est présentée et de nombreux résultats montrent très clairement le comportement de chacun dans les divers milieux considérés. Finalement, on formule dans ce chapitre des recommandations précises aux autorités compétentes, afin que le Ministère des communications adopte un modèle spécifique, caractérisé par sa précision et sa simplicité.

On retrouvera également dans ce rapport, en plus des conclusions pertinentes et de la bibliographie consultée, des appendices qui facilitent la compréhension des détails de la mise en oeuvre sur ordinateur du modèle impulsional du canal et du calcul de certains paramètres introduits dans les divers modèles statistiques. Finalement, les programmes d'ordinateurs utilisés et des références bibliographiques additionnelles viennent le compléter.

En résumé, ce rapport fait donc ressortir très clairement l'état de nos travaux dans le cadre de l'objectif initial à plus long terme qui avait été fixé, à savoir une caractérisation adéquate des conditions de propagation de telle sorte que l'on puisse analyser et prédire la performance des divers types de communications en milieu urbain.

Chapitre 1

APPROCHE METHODOLOGIQUE: ETUDE CRITIQUE ET SYNTHESE DE TRAVAUX ANTERIEURS

L'un des objectifs spécifiques du présent contrat vise à mettre en évidence les relations pouvant exister entre les conditions de propagation et la performance de systèmes de communication. L'établissement de liaisons entre ces deux types d'études apparaît en effet comme un préalable indispensable à la mise en oeuvre de moyens de comparaisons entre les divers systèmes possibles. Pour aborder ce vaste problème, nous envisageons, tel que nous l'avons mentionné dans la proposition de recherche couvrant ce contrat, de préciser l'importance des paramètres statistiques décrivant les conditions de propagation en regard de la performance d'un système précis. Il est en effet fort concevable que certains paramètres ne soient significatifs que pour certains types de systèmes, voire même seulement pour certaines conditions d'utilisation d'un système donné.

La première étape du travail va donc tout naturellement consister en la recherche des paramètres caractéristiques des conditions de propagation, pouvant avoir ultérieurement une influence sur la performance d'un système. Cette recherche est déjà en soi relativement complexe, car les travaux réalisés jusqu'à maintenant dans le domaine laissent entrevoir une diversification considérable des paramètres utilisés pour caractériser le canal de transmission. Plusieurs groupes de chercheurs se sont depuis quelques années intéressés à ce problème, mais les objectifs distincts poursuivis peuvent sans doute expliquer les grandes différences dans les approches utilisées. Tenter d'unifier ces théories dépasserait de loin les buts de ce contrat, aussi allons-nous seulement mettre en évidence les traits communs et tenter de concilier les travaux de D.L. Nielson [1], de G.L. Turin [2] et de D.C. Cox [3]. Ces trois auteurs sont en effet représentatifs des différentes approches mises en oeuvre, comme nous avons pu le constater à la suite d'une recherche bibliographique très complète; l'ensemble des documents considérés est cité dans la bibliographie de notre rapport de l'année dernière [4] pour la majorité ou à la fin de ce rap-

port-ci pour les travaux les plus récents.

A notre connaissance, le canal de transmission est, dans toutes les études, caractérisé par des paramètres statistiques décrivant le signal reçu lors de la transmission d'un signal impulsionnel. Toutefois cette réponse impulsionnelle du canal est obtenue de façon très différente suivant les auteurs, et il ne nous apparaît pas inutile de rappeler ici les différentes méthodes utilisées, car souvent les paramètres statistiques dérivés auront une certaine corrélation avec l'approche retenue pour l'acquisition de la réponse impulsionnelle du canal.

1.1 ANALYSE DES DIFFERENTES METHODES D'OBTENTION DE LA REPOSE IMPULSIONNELLE DU CANAL DE TRANSMISSION

Comme nous l'avons mentionné ci-dessus nous allons nous intéresser successivement aux approches retenues par Nielson, par Turin et par Cox, en vue d'obtenir la réponse impulsionnelle du canal, cette réponse servant de base pour la recherche des paramètres caractéristiques des conditions de propagation.

A- Approche de Nielson

Les travaux de D.L. Nielson [1] ont pour but de connaître les limitations qu'un environnement urbain impose à des signaux de communication, en vue d'étudier la conception d'un système particulier. La réponse impulsionnelle du canal est obtenue expérimentalement. Le système utilisé opère à 1370 MHz et transmet des impulsions codées par une technique d'étalement spectral; la largeur de bande du signal transmis étant de 20 MHz, le temps de résolution minimum, c'est-à-dire l'intervalle de temps minimum entre deux impulsions, est de 6,35 μ s (correspondant à une fréquence de 157 kHz). Même si les mesures sont effectuées à une fréquence spécifique, il est clair que les résultats obtenus, du moins en majorité, peuvent être appliqués à une gamme de fréquences de plusieurs centaines de mégahertz localisée autour de la fréquence de mesure. La transmission s'effectue à partir d'un point fixe et relativement élevé, tandis que le récepteur mobile se déplace à travers des environnements très variés. La réponse à l'impulsion est échantillonnée sur 8 bits à la fréquence de 100 MHz (10 ns entre 2 échantillons). Un tel taux peut être obtenu grâce à l'utilisation de tampons auxiliaires dont les mémoires ne sont transférées vers le

calculateur qu'à l'issue de la mesure. Typiquement, une réponse impulsionnelle du canal, traitée ultérieurement comme donnée, sera en fait la moyenne d'une centaine de réponses reçues à la suite l'une de l'autre. L'approche proposée par Nielson est donc essentiellement expérimentale, au contraire de Turin, qui comme nous allons le voir maintenant base son travail sur un modèle mathématique.

B- Approche de Turin

Les études de Turin [2], complétées par les travaux de Hashemi [5] et de Suzuki [6], visent essentiellement à élaborer un modèle très précis du canal puis à simuler ce modèle sur ordinateur, dans le but de prédire par simulation numérique la réponse du canal à n'importe quel signal transmis. Un tel outil est utile pour comparer différents systèmes, sans avoir à procéder à des tests réels sur le terrain, tests toujours longs, difficiles et coûteux. L'hypothèse fondamentale utilisée consiste à supposer que le milieu de propagation se comporte comme un filtre linéaire. Ainsi que nous l'avons expliqué dans notre rapport précédent [4], la réponse impulsionnelle de ce filtre est modélisée en tenant compte de la distribution statistique des temps d'arrivée, de la distribution des amplitudes et de la distribution des phases des impulsions à chaque temps d'arrivée. L'ensemble de l'approche de Turin consiste donc à caractériser adéquatement ces paramètres statistiques de façon que la simulation du modèle pour certaines conditions précisées, donne des résultats qui soient le plus près possible de la réalité expérimentale. Les mesures ont été effectuées à trois fréquences différentes 488, 1280 et 2920 MHz, et les impulsions transmises ont une largeur d'environ 100 nanosecondes. Afin d'obtenir des statistiques significatives les mesures sont effectuées à différents points présentant des caractéristiques d'environnement presque semblables, et chaque point est lui-même visité un grand nombre de fois, typiquement une cinquantaine. Les données ainsi recueillies sont stockées sous forme d'enregistrements photographiques. A partir de ces mesures, les statistiques gouvernant les paramètres du modèle de réponse impulsionnelle sont déduites. La réponse impulsionnelle modélisée est calculée avec un pas entre deux échantillons de 100 ns (100 MHz) et une nouvelle réponse est obtenue pour des temps distants de seulement 0,016 ns. Toutefois, dans les applications, la résolution utilisée est cinq fois plus importante, soit 0,08 ns.

C- Approche de Cox

Si les travaux de Turin sont essentiellement orientés vers une utilisation sur ordinateur d'un modèle du canal afin de prédire la performance d'un système donné, ceux de Cox, quant à eux, visent à caractériser directement les propriétés statistiques du canal sous les aspects temporel et fréquentiel. Tout comme Turin et Nielson, Cox estime que la mesure de la réponse impulsionnelle d'un canal radio-mobile fournit une bonne description des conditions de propagation affectant ce canal. L'originalité des travaux de Cox repose sur la technique utilisée pour cette mesure. La réponse impulsionnelle est en effet obtenue par le truchement de la mesure de la fonction de corrélation du signal reçu à la sortie du canal radio avec une réplique du signal transmis, lequel est une séquence binaire pseudo-aléatoire de 511 états produite à une cadence de 10 MHz (0,1 μ s). Le système utilisé, qui opère à la fréquence de 910 MHz va donc fournir un résultat identique à celui que l'on obtiendrait si l'on utilisait une impulsion triangulaire ayant une base de 0,2 μ s. L'intervalle de temps minimum entre deux mesures va être de 51,1 μ s soit environ 20 kHz, et la réponse impulsionnelle est échantillonnée avec un pas équivalent à 200 ns. Le système permet l'enregistrement d'une durée de 15 μ s de réponse, ces 15 μ s pouvant être obtenus à tout endroit de la plage de base de 51,1 μ s. La caractéristique principale de cette méthode de mesure est de fournir une réponse impulsionnelle complexe, qui lorsqu'elle est transposée dans le domaine des fréquences donne accès à la fois à un module et à une phase. L'emploi de standards de fréquence très stables rend alors possible la mesure de l'effet Doppler à partir des variations de phase, ce qui permet de caractériser les différentes voies de transmission non seulement par leur temps d'arrivée mais également par leur direction d'arrivée. Cette méthode permet donc d'obtenir des informations beaucoup plus complètes que celles qui peuvent être extraites des simples transmission et réception d'impulsions RF.

D- Comparaison de ces trois approches

Ainsi que nous venons de le voir, l'approche de D.C. Cox a évidemment l'avantage de permettre d'obtenir les parties réelle et imaginaire de la réponse impulsionnelle et de donner ainsi la possibilité de mesurer l'effet Doppler, ce qui en pratique se traduit par une caractérisation spatiale des échos reçus. Au contraire, le modèle de canal développé par Turin ne prend pas en compte la direction des différentes composantes reçues. C'est même pour élimi-

ner une non-uniformité éventuelle à ce niveau que Turin réalise un grand nombre de mesures en différents points d'un milieu. Signalons enfin qu'à partir des mesures effectuées par Nielson, il n'est absolument pas possible d'extraire d'information relative à la distribution spatiale des échos.

Il apparaît donc particulièrement significatif que pour caractériser le canal, Turin ne s'intéresse aucunement à ce genre de mesure. En effet, il est certain que la nature des mesures effectuées va dépendre de l'usage auquel elles sont destinées. Or, si l'approche de Cox paraît intéressante du point de vue de la compréhension et de la vérification physique des phénomènes, par contre il ne semble pas nécessaire de détenir une telle information lorsque l'on veut étudier les conditions de propagation dans un canal radio-mobile classique. Néanmoins, la connaissance de l'influence de l'effet Doppler pourra être utile dans certains cas spéciaux, lorsque l'on cherchera à étudier avec précision les problèmes de dispersion créés par la propagation multivoie. En fait l'importance de l'effet Doppler étant liée directement à la vitesse de déplacement de l'unité mobile réceptrice, cet effet ne présente vraiment de l'intérêt que pour les systèmes où la vitesse des unités mobiles est très importante, ce qui n'est pas le cas pour la très grande majorité des systèmes opérant en milieu urbain. Mentionnons toutefois dans cette optique l'étude de Caples [7] qui simule une plate-forme mobile pouvant atteindre la vitesse de 675 milles à l'heure. Dans ce cas précis les fréquences Doppler atteignent 1800 Hz et deviennent un élément très important pour étudier par simulation la performance du canal. Par contre, pour l'étude de systèmes normaux, les mesures de séquences de réponse impulsionnelle du canal de transmission apparaissent comme suffisantes.

Par ailleurs la technique utilisée pour l'obtention de la réponse impulsionnelle peut également faire l'objet de certains commentaires. Il ne faut en effet pas oublier que cette réponse doit servir à caractériser les conditions de propagation dans le canal. Par conséquent il est essentiel que la mesure effectuée rende possible la reconnaissance des différentes voies de propagation. Dans les systèmes radio-mobiles, spécialement ceux opérant en milieu urbain, la distance entre l'émetteur et le récepteur sera le plus souvent limitée à quelques dizaines de kilomètres, voire même à seulement quelques kilomètres dans le cas des systèmes cellulaires opérant en milieu très densément construit. Par conséquent la propagation multivoie mettra en jeu des parcours pouvant avoir des longueurs ne variant que de quelques dizaines de mètres, par-

cours qui se traduiront donc par des échos distants de quelques centaines de nanosecondes. Le système utilisé doit donc répondre aux deux caractéristiques suivantes. D'une part, le signal généré doit avoir une largeur de bande supérieure à l'inverse de la différence temporelle entre deux échos, et ce afin de permettre la résolution de voies voisines. D'autre part, le signal reçu doit être échantillonné à un taux tel que ces échos soient suffisamment définis. Numériquement ces exigences se traduisent par une largeur d'impulsion de l'ordre de 100 ns, et par l'échantillonnage du signal reçu à une fréquence de l'ordre de 100 MHz.

Pour obtenir d'aussi grandes définitions, certaines des approches que nous avons rapportées précédemment font appel à des méthodes qui apparaissent maintenant moins justifiables compte tenu des progrès technologiques. En particulier la technique d'enregistrement photographique utilisée par Turin dès 1970 fournit des données peu compatibles avec un traitement numérique ultérieur, une importante étape intermédiaire d'acquisition et de réduction des enregistrements au moyen d'une table optique étant alors nécessaire. Pour pallier cet inconvénient, Cox, quant à lui en 1972, envisage d'échantillonner directement la réponse reçue, mais il trouve trop difficile de satisfaire directement aux exigences de bande passante de l'impulsion à générer, ce qui l'amène à proposer la technique basée sur la mesure d'une fonction d'autocorrélation, cette technique conduisant à des spécifications d'équipement plus acceptables pour l'époque. Il est vraisemblable qu'au moment où les mesures ont été effectuées, cette méthode assurait effectivement le maximum de précision et de définition. Toutefois les travaux de Nielson réalisés en 1977 montrent qu'il est maintenant possible d'obtenir par voie directe la réponse impulsionnelle cherchée. Assurément, une fois les problèmes techniques résolus, cette méthode est la plus simple puisqu'elle consiste simplement à échantillonner la réponse d'une impulsion RF transmise à travers le canal à l'étude. En employant les techniques décrites dans un paragraphe précédent, Nielson arrive même à obtenir une définition et un échantillonnage plus fins que ceux de Cox, comme le montrent les valeurs numériques que nous avons rappelées.

En résumé, pour les systèmes radio-mobiles habituels, *les conditions de propagation peuvent être suffisamment caractérisées par des paramètres statistiques dérivés de la seule connaissance du signal reçu (échantillonné à une fréquence d'au moins 100 MHz), en réponse à une impulsion de largeur de bande au moins égale à 10 MHz, transmise à travers le canal étudié.* L'état actuel de

la technologie permet l'acquisition de cette réponse impulsionnelle par mesure directe.

1.2 DESCRIPTION STATISTIQUE DE LA REPONSE IMPULSIONNELLE

A partir de la réponse impulsionnelle du canal de transmission, il est possible de décrire statistiquement les différents échos reçus, résultant de la propagation multivoie dans un milieu donné. Un choix adéquat des paramètres statistiques ainsi compilés permettra de caractériser correctement les conditions de propagation. Mais, comme nous le mentionnions dans les premières lignes de ce chapitre, les paramètres retenus par les différents groupes de chercheurs présentent une diversité considérable. Il nous a donc fallu interpréter la signification physique des différentes valeurs calculées, afin d'être en mesure de définir les variables fondamentales dont la connaissance paraît souhaitable; ces variables pouvant alors être traduites mathématiquement sous plusieurs formes (i.e. exprimées par des paramètres différents). Dans les prochains paragraphes nous allons nous attacher à décrire les différentes familles de paramètres que nous avons pu identifier, en cherchant en particulier à en préciser le sens physique et par conséquent à en déduire l'intérêt pour d'éventuelles études comparatives de performance. Toutefois, auparavant, nous pouvons formuler quelques commentaires suggérés par le simple examen des résultats publiés.

Tout d'abord il nous apparaît particulièrement fondamental de noter que *la réponse impulsionnelle est significative sur un intervalle de temps variant généralement entre 5 et 7 μ s (et ne dépassant jamais 10 μ s) à partir de la réponse en ligne directe.* Par conséquent, il est clair que la connaissance des caractéristiques de la réponse impulsionnelle ne présentera réellement de l'intérêt que pour l'étude de systèmes utilisant une très grande largeur de bande. Par contre, pour les systèmes simples, ne faisant pas appel à des techniques de codage complexes, et opérant à des taux de transmission de quelques kilobits par seconde, la connaissance des statistiques relatives à la réponse impulsionnelle semble être beaucoup moins importante. En effet, dans ces conditions, l'étalement dû à la propagation multivoie est négligeable devant la durée de transmission d'une information. Bien sûr le canal de transmission a toujours une influence sur la réception, puisque l'amplitude des signaux reçus

est affectée par la propagation multivoie. Mais alors il est suffisant de s'intéresser aux statistiques relatives au niveau moyen du signal reçu pour prédire la performance. Or il ne faut pas perdre de vue qu'actuellement une partie très importante de l'ensemble des installations de communication numérique utilisées en radio-mobile est justement opérée par de tels systèmes. Aussi, les travaux visant à déterminer la distribution du taux d'erreur de transmission à partir des densités de probabilité du signal reçu, travaux rapportés en détail dans notre rapport de l'an dernier, sont-ils toujours d'un grand intérêt. De plus les statistiques, maintenant bien connues, relatives aux fluctuations du niveau moyen du signal reçu vont pouvoir être utilisées pour décrire les fluctuations temporelles de chacun des échos causés par la propagation multivoie et identifiés dans la réponse impulsionnelle. Ainsi, par exemple, French [8] a montré que la distribution de l'enveloppe du signal reçu suit sensiblement une distribution de Rayleigh, légèrement modifiée en fonction de la déviation standard de l'atténuation (σ), laquelle dépend du milieu ambiant (figure 1-1). Ces résultats peuvent être comparés à ceux présentés par Cox [9] et relatifs à des mesures effectuées dans de petites villes de banlieue du New-Jersey. La figure 1-2 représente la distribution du niveau du signal extrait de la réponse impulsionnelle $0,12 \mu s$ après la réception du signal ayant

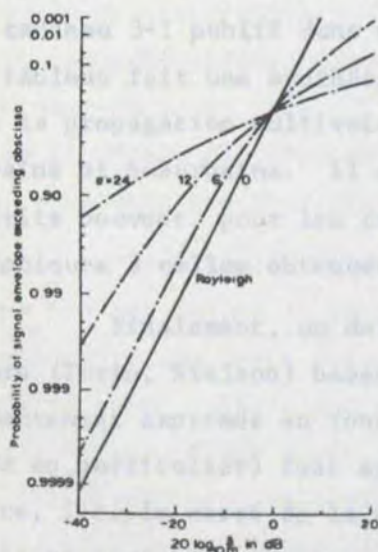


Figure 1-1

Distribution de l'enveloppe du signal prenant en compte les atténuations de type Rayleigh et log-normale. (Source: R.C. French [8]).

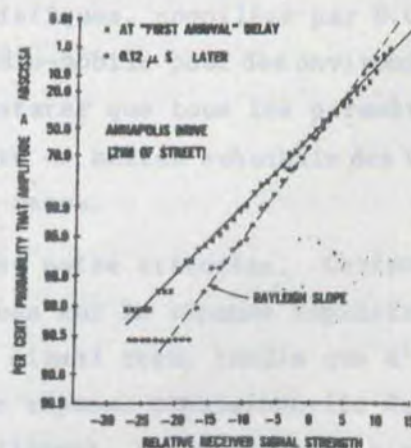


Figure 1-2

Distribution cumulée de l'amplitude des signaux reçus $0,12 \mu s$ après la réception du signal direct. (Source: D.C. Cox [9]).

suiwi la voie directe. Lorsqu'elle est ramenée aux résultats de French, la courbe ainsi obtenue correspond à une valeur de σ de l'ordre de 6 dB, valeur tout à fait compatible avec le genre de milieu où les relevés ont été effectués.

Dans un tout autre ordre d'idées, l'examen des différents résultats publiés nous montre qu'il est difficile de caractériser le degré d'urbanisation à partir des statistiques issues de la réponse impulsionnelle. Il semble en effet que même les régions les plus faiblement urbanisées peuvent entraîner des distorsions dues à la propagation multivoie comparable à celles observées au coeur des grandes villes. Toutefois des différences incontestables peuvent quand même être relevées entre des régions de nature vraiment opposées. Ainsi on peut prévoir aisément que dans les régions rurales, et à un degré moindre dans les zones exclusivement résidentielles, les échos sont peu nombreux, souvent même uniques et en général dus à des réflexions sur des obstacles importants faciles à identifier. Par contre, dès que le transmetteur n'est plus visible du récepteur, de nombreuses composantes multivoies apparaissent dans le signal reçu. Ces quelques constatations nous permettent de conclure que les différences perçues au niveau de la réponse impulsionnelle ne pourront guère servir qu'à donner une idée subjective du milieu où les mesures ont été effectuées, mais que cette réponse ne saurait permettre de qualifier avec certitude un type de milieu donné. Pour illustrer ces remarques, il suffit de reprendre le tableau 3-1 publié dans notre rapport de l'an passé ([4], pages 25 et 26). Ce tableau fait une synthèse des données statistiques, compilées par D.C. Cox, sur la propagation multivoie dans un canal radio-mobile pour des environnements urbains et suburbains. Il est facile d'y constater que tous les paramètres décrits peuvent, pour les cas extrêmes, prendre en milieu suburbain des valeurs identiques à celles obtenues en milieu urbain dense.

Finalement, un dernier point a retenu notre attention. Certains auteurs (Turin, Nielson) basent leurs statistiques sur la réponse impulsionnelle directement exprimée en fonction du niveau du signal reçu, tandis que d'autres (Cox en particulier) font appel à la notion de réponse impulsionnelle de puissance, i.e. le carré de la précédente. Actuellement, aucun argument significatif ne peut nous permettre de préférer l'une ou l'autre forme, et comme les niveaux des signaux sont exprimés en dB, il nous suffira de respecter le facteur d'échelle de 2 apparaissant entre ces deux approches. La discrétisation temporelle peut également prendre plusieurs formes. L'origine étant généralement fixée à l'instant de la réception en ligne de vue, nous avons été amenés

à rencontrer des échelles exprimées soit directement en unités de temps, soit en longueur de parcours excédentaire (correspondant au produit de la vitesse de propagation par le temps écoulé depuis la réception en ligne de vue), soit en segment correspondant à un temps d'intérêt particulier. Pour l'étude d'un système donné, cette dernière représentation nous apparaît comme étant la plus commode en particulier si l'on prend pour longueur du segment l'inverse de la largeur de bande de transmission. Alors, les statistiques décrivant la réponse impulsionnelle peuvent être reliées directement à un nombre de bits transmis, indépendamment du taux de transmission.

En suite à ces remarques précisant des points d'importance dans le contexte de cette étude, nous pouvons maintenant entreprendre l'analyse des paramètres dont la connaissance paraît souhaitable pour caractériser adéquatement les conditions de propagation. En fait, quatre paramètres ont retenu particulièrement notre attention.

A- Étalement maximum dû à la propagation multivoie

Si comme nous l'avons mentionné précédemment l'origine de l'axe des temps est fixé à l'instant de la réception en ligne de vue, nous pouvons définir l'étalement maximum relatif à un niveau de signal donné comme étant l'intervalle de temps entre l'origine et l'instant à partir duquel le signal reçu reste toujours inférieur au niveau considéré. En règle générale, ce niveau est le niveau de bruit reçu. Il est toutefois également envisageable d'utiliser un seuil absolu correspondant à une atténuation donnée par rapport, par exemple, au niveau maximum identifiable.

Physiquement, l'étalement maximum représente donc sensiblement le temps pendant lequel la réponse impulsionnelle est significative. Il est aisé de concevoir que cette durée va influencer directement la bande passante cohérente du canal. Par conséquent, ce paramètre est particulièrement important dans l'optique d'une étude de la performance puisque la limite qu'il impose à la largeur de bande va conditionner en grande partie le taux de transmission. Ainsi, pour des systèmes classiques à filtres adaptés, des taux de transmission sensiblement supérieurs à la moitié de l'inverse de l'étalement maximum pourront conduire à un taux d'erreur élevé dans le cas où les signaux reçus, provenant des parcours les plus longs, auront une amplitude significative par rapport au niveau maximum de signal reçu. Pour des systèmes numériques plus

complexes, y compris les systèmes à étalement spectral, il est théoriquement impossible d'éviter les interférences intersymboles lorsque le taux de transmission est supérieur à l'inverse de l'étalement maximum (cas binaire). Les systèmes opérant à des taux plus élevés doivent donc être conçus pour tenir compte de cet effet, d'où un éventuel accroissement de complexité.

Numériquement, l'étalement maximum d'une impulsion est de l'ordre de quelques microsecondes. En général cet étalement sera plus important dans les milieux très fortement urbanisés (les résultats de Cox montrent des valeurs d'une dizaine de microsecondes au coeur de New-York) que dans les milieux moins densément construits (de deux à cinq microsecondes). Toutefois, dans ce dernier type de milieu, des obstacles importants même s'ils sont peu nombreux peuvent fournir des échos d'amplitude non négligeable, échos qui vont contribuer à augmenter le temps où la réponse impulsionnelle est significative.

B- Distributions spatiale et temporelle des échos

Dans le paragraphe précédent, nous avons implicitement introduit l'idée d'un second paramètre faisant intervenir l'amplitude relative des échos dus à la propagation multivoie, et leur retard par rapport à la réception en ligne de vue. Un tel paramètre vise à décrire l'impact possible de la distorsion multivoie sur un système numérique. L'idée est donc d'évaluer la probabilité qu'une certaine composante due à la propagation multivoie soit reçue dans un certain intervalle de temps et dans un certain intervalle d'amplitude, ces intervalles étant définis par rapport à l'instant d'arrivée et à l'amplitude de la composante la plus importante. En pratique, on est donc amené à quadriller l'espace temps-amplitude et à évaluer la probabilité du contenu de chaque région ainsi définie. Pour mieux saisir l'importance de ce paramètre (qui dans la pratique sera multivariable), il n'est sans doute pas inutile de rappeler que le modèle développé par Turin [2] vise essentiellement à le reconstituer le plus fidèlement possible.

Il est clair que si toutes les composantes, autres que le maximum, sont relativement atténuées, alors quels que soient les temps d'arrivée de ces composantes, le résultat ne sera pas affecté. De la même façon, le taux d'erreur ne sera guère augmenté si tous les échos d'amplitudes importantes sont reçus très peu de temps après la réception du signal maximum. L'intérêt de ce paramètre est donc qu'il précise l'importance relative des échos. L'information

qu'il véhicule est primordiale en particulier pour les régions éloignées de la réception en ligne de vue, puisque les caractéristiques des échos localisés dans ces zones ont une influence directe sur la performance des systèmes. Par conséquent, une connaissance adéquate des distributions spatiale et temporelle des différents échos, contribuera d'une part à influencer ou à tout le moins à faciliter le choix éventuel de l'équipement, et d'autre part aidera à anticiper la performance globale du système. Mentionnons enfin que, sous cette forme, ce paramètre, qui ne fait intervenir que les pointes de chaque écho, est surtout utile pour l'étude des systèmes numériques car ceux-ci sont le plus souvent réalisés autour de détecteurs de pointes.

En pratique, les nombreuses mesures relatives à ce paramètre, effectuées en particulier par Nielson [1] et par Turin [2] ont montré que les échos sont spatialement distribués suivant sensiblement une loi log-normale et temporellement distribués suivant une loi relativement proche d'une loi de Poisson, ces différentes lois présentant des caractéristiques plus ou moins "adoucies". Une étude plus spécifique de ces estimations fait d'ailleurs l'objet du chapitre suivant de ce rapport.

C- Délai moyen

Dans le paragraphe ci-dessus, nous avons fait appel à la notion de distribution, ce qui nous a permis plus ou moins de caractériser chaque écho reçu dans la réponse impulsionnelle. Toutefois, lorsque l'on est en présence de telles probabilités, il est souvent intéressant de mettre en évidence des grandeurs, certes peu instructives au niveau de chaque écho, mais qui, par contre, rendent plus globalement compte du signal reçu. Dans cette optique, le paramètre le plus immédiat nous apparaît être celui introduisant l'idée de moyenne. Ainsi nous définissons un délai moyen qui correspond à la valeur du moment d'ordre un du profil moyen calculé sur l'intervalle de temps où la réponse impulsionnelle est significative. De plus, afin d'obtenir un paramètre plus explicite, l'origine temporelle utilisée pour ce calcul est telle que si la réponse impulsionnelle reproduit exactement l'impulsion générée par le système de mesure, alors le délai moyen est nul. Ainsi la valeur obtenue n'est due qu'à la propagation multivoie.

En pratique ce délai moyen est donc perçu comme une erreur globale moyenne due à la propagation multivoie. En d'autres termes, il est possible

de dire que le délai moyen correspond au temps supplémentaire moyen dû à la propagation multivoie mis globalement par le signal pour effectuer le parcours émetteur-récepteur. Dans cette optique, nous pouvons en particulier mentionner que ce paramètre présente un intérêt primordial dans le cas des systèmes de localisation, puisqu'il est relié à l'erreur moyenne de ces systèmes. En effet il ne faut pas oublier qu'une mauvaise estimation temporelle de 1 microseconde se traduit par une erreur de position de quelques centaines de mètres. Vu sous un angle différent, le délai moyen rend également compte de la répartition de l'énergie dans la réponse impulsionnelle. En général, dans la réponse impulsionnelle, les premiers échos reçus contiennent beaucoup plus d'énergie que ceux très retardés. Par conséquent, lors du calcul du moment d'ordre un du profil, ces échos ultimes apporteront une contribution bien moindre que dans le cas où l'énergie serait sensiblement uniformément distribuée sur tout l'intervalle d'étalement de la réponse impulsionnelle, cas pour lequel le délai moyen est égal à la moitié de l'étalement maximum.

Ce dernier point contribue à expliquer les différences qui peuvent être observées dans les valeurs numériques du délai moyen suivant le milieu. Dans les zones très urbanisées, les valeurs typiques varient entre 2 et 4 μ s, ce qui est relativement près du demi-étalement, alors que pour des régions moins densément construites le délai moyen est en général beaucoup plus faible (quelques dixièmes de microsecondes). Ces résultats concordent avec le fait qu'en banlieue, les obstacles responsables de la propagation multivoie sont en majorité relativement proches du récepteur. Par contre, en milieu urbain, la contribution d'obstacles éloignés du récepteur est souvent très importante. Le délai moyen est donc un paramètre assez significatif du milieu, même si là encore dans les cas extrêmes, les milieux suburbains peuvent présenter des résultats comparables à ceux obtenus en zone urbaine. Aussi l'analyse et l'étude de performance des systèmes amenés à opérer dans de telles régions devront-elles tenir compte de ce comportement "anormal" du milieu.

D- Dispersion du délai

Le dernier paramètre qui nous a semblé présenter un intérêt majeur dans l'optique de cette étude est la suite logique du précédent. En effet pour compléter l'information contenue dans une valeur moyenne, il apparaît indispensable d'introduire la notion de dispersion associée à cette moyenne. Par consé-

quent, on définit la dispersion du délai comme étant la racine carrée du moment central d'ordre deux du profil, cette valeur étant calculée sur le même intervalle et avec les mêmes conventions que celles utilisées pour le calcul du délai moyen.

La quantité ainsi calculée est une représentation globale de l'étalement d'un signal impulsionnel, causé par la propagation multivoie. Ce paramètre fournit donc une indication sur les possibilités d'interférences intersymboles et il est une mesure sensée de la dispersion des échos lorsque l'étalement est suffisant. En effet, Nielson [1] montre que le calcul de la dispersion du délai tel qu'exposé ci-dessus n'a plus beaucoup de sens dans le cas où la réponse impulsionnelle ne contient que quelques échos très étroits. Toutefois, de telles situations ne sont qu'exceptionnelles dans le cas de la radio-mobile, où elles ne peuvent apparaître qu'occasionnellement en milieu rural. Tel que mentionné par Cox [3], la valeur de la dispersion du délai peut être utilisée pour définir des limites sur plusieurs paramètres indicatifs de la performance de systèmes de communication. Puisqu'elle fournit une indication sur l'ordre de grandeur de la fluctuation des différents retards, la dispersion du délai est évidemment indicatrice des taux de transmission qu'un canal radio peut supporter et en ce sens complète l'information déjà extraite de la connaissance de l'étalement maximum.

Numériquement la dispersion du délai a un comportement similaire à celui du délai moyen lui-même, en fonction du milieu. Ainsi dans les zones très urbanisées les valeurs typiques relevées pour ce paramètre oscillent autour de 2 μ s, tandis qu'en région suburbaine la dispersion du délai est de l'ordre de 0,25 μ s. Evidemment, là encore dans les cas extrêmes milieux urbains et suburbains peuvent présenter des résultats comparables.

1.3 CONCLUSIONS

Ce chapitre a permis de préciser un certain nombre de points relatifs aux paramètres statistiques décrivant les conditions de propagation dans un canal radio-mobile, l'accent étant mis sur l'influence de ces paramètres sur la performance des systèmes. Il s'agit là d'une première mais néanmoins importante contribution à l'objectif visant à réaliser une étude spécifique des relations pouvant exister entre les conditions de propagation et la prédiction

de la performance des systèmes de communication.

Nous nous sommes en particulier attaché à dégager les traits communs aux différents travaux effectués dans le domaine. Nous avons ainsi pu mettre en évidence le fait que, à tout le moins pour les systèmes radio-mobiles habituels, les conditions de propagation sont adéquatement caractérisées par des paramètres statistiques dérivés de la seule connaissance de la réponse impulsionnelle du canal étudié. Nous avons également signalé que pour les systèmes simples opérant avec de faibles taux de transmission (de l'ordre de quelques kbits/seconde) l'étude des statistiques relatives au niveau moyen du signal reçu semble suffisante pour prédire la performance.

Quatre paramètres présentant un intérêt certain pour d'éventuelles études comparatives de performance ont été analysés plus spécifiquement. Ils visent à caractériser:

- l'étalement maximum dû à la propagation multivoie,
- les distributions spatiale et temporelle des échos,
- le délai moyen causé par la propagation multivoie,
- la distribution de ce délai moyen.

Ces paramètres sont très généraux, aussi n'est-il pas exclu que la connaissance d'autres grandeurs, dérivées de la réponse impulsionnelle du canal étudié, puisse être requise dans le cas d'applications particulières.

Les valeurs ainsi calculées imposent des limites aux grandeurs caractéristiques des systèmes de communication, lesquelles sont reliées à la performance de ces systèmes. En particulier, il a été montré que les quatre paramètres retenus ont une influence importante sur:

- les taux de transmission,
- les taux d'erreur et les problèmes de synchronisation dans les systèmes numériques,
- les niveaux d'interférences intersymboles ou entre canaux adjacents,
- la distorsion FM dans les systèmes à fort indice de modulation,
- l'efficacité des systèmes à diversité de réception,
- la précision de systèmes de localisation de véhicules.

Chapitre 2

MODELISATION ET SIMULATION DU CANAL ASPECT IMPULSIONNEL

Le travail présenté dans ce chapitre est dans la ligne de l'analyse faite au chapitre 4 du rapport final soumis par les auteurs en mars 1980 [4] qui traite également de la modélisation et de la simulation du canal. Nous allons tout d'abord résumer très brièvement le contenu et les conclusions de ce chapitre, et nous présenterons, par la suite, le travail que nous avons réalisé en vue de mettre sur ordinateur un modèle simplifié du canal radio-mobile urbain, modèle applicable aux études sur les systèmes à large bande et à fort taux de transmission.

Dans un système à large bande, l'affaiblissement multivoie a pour effet de produire une série d'échos retardés et atténués pour chacune des impulsions transmises. Il faut donc songer à modéliser le canal de transmission de façon à tenir compte non seulement des amplitudes des signaux mais également de leur temps d'arrivée et de la phase de chacun. Le nombre de variables qui doivent être prises en considération pour l'élaboration d'un modèle suffisamment adéquat est donc très élevé et il en résulte forcément une modélisation complexe. Ainsi que nous l'avons mentionné au chapitre 3 de notre rapport de mars 1980 [4], qui analysait plus particulièrement le travail de Cox [3,9,10,11,12,13,14], on peut caractériser le canal par des paramètres statistiques (le délai moyen et sa variance, la dispersion du délai et sa variance, la largeur de bande de cohérence, etc.): une telle approche ne donne toutefois pas, au bout du compte, une représentation physique du canal. On a rapporté cependant dans la littérature une approche très différente, celle de Turin [2,15,16] et de ses collaborateurs (Hashemi [5,18], Suzuki [6,17]); elle est orientée vers une reproduction et vers une simulation de la réalité physique, donc vers une utilisation sur ordinateur pour la prédiction des performances d'un système donné. Le postulat fondamental de Turin est que le milieu de propagation peut être représenté par un filtre linéaire, donc qu'il peut être caractérisé en spécifiant la réponse impulsionnelle de ce filtre.

Dans notre rapport de mars 1980 [4], nous avons fait une critique de l'approche de Turin, dont nous avons fait ressortir plusieurs inconvénients, notamment:

- la complexité de l'approche,
- les moyens élaborés de calcul qu'elle nécessite,
- le faible nombre d'utilisateurs connus,
- l'absence de mesure dans d'autres milieux urbains.

Le modèle a cependant un certain nombre de mérites qui le rendent unique, à savoir:

- il correspond à la réalité physique,
- il s'applique aux systèmes à large bande et à fort taux de transmission,
- il est basé sur des mesures prises à trois fréquences [488, 1280 et 2920 MHz], c'est-à-dire les canaux 1, 2, 3,
- il se base sur des mesures prises dans quatre types de régions urbaines soit les aires A, B, C, D:
 - A: milieu urbain très densément construit
 - B: centre-ville d'une ville de taille moyenne
 - C: centre-ville d'une ville plutôt petite
 - D: secteur résidentiel adjacent à une ville moyenne.

L'approche de Turin permet donc de simuler (sur ordinateur) un modèle du canal radio-mobile fidèle à la réalité physique. Ce modèle pourrait être utilisé pour des études de performance de systèmes, étant entendu que l'application d'un tel modèle n'est pertinente que pour des systèmes à grande largeur de bande et à fort taux de transmission, car la réponse impulsionnelle du canal simulé n'a une durée que d'une dizaine de microsecondes.

En conséquence, nous avons résolu d'implanter sur ordinateur notre propre modèle du canal de Turin, en introduisant le plus grand nombre de simplifications possible. La suite de ce chapitre présente donc les résultats obtenus dans l'implantation sur ordinateur de ce modèle et les simplifications retenues.

2.1 RAPPEL

La réponse impulsionnelle du filtre $h(t)$ représentant le milieu de propagation est écrite sous la forme:

$$h(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k \delta(t - t_k) e^{j\theta_k} \quad (2-1)$$

où les a_k , t_k et θ_k représentent respectivement les amplitudes, les temps d'arrivée et les phases des k différents parcours.

Les variables de phase $\{\theta_k\}_0^{\infty}$ sont supposées uniformément distribuées dans l'intervalle $(0, 2\pi)$.

La modélisation des temps d'arrivée $\{t_k\}$ et des amplitudes $\{a_k\}$ est discutée plus en détail ci-après.

Pour la simulation du canal, l'approche générale est la suivante:

- 1°) générer une séquence des temps d'arrivée,
- 2°) générer, pour chaque temps d'arrivée, une amplitude selon une distribution appropriée,
- 3°) générer, pour chaque paire (t_k, a_k) , une phase θ_k .

Il faut tenir compte, entre autres, de la corrélation entre ces différents paramètres.

2.2 MODELISATION DES TEMPS D'ARRIVEE

Si les objets responsables des réflexions et des multiples parcours étaient disposés au hasard, on serait en droit de s'attendre à ce que la distribution des temps d'arrivée de ces parcours obéisse à une loi de Poisson. Dans les faits, cependant, on s'approche de la réalité physique si le modèle tient également compte des facteurs suivants:

1. On ne peut utiliser le même modèle et pour le rayon direct qui arrive au temps initial $t = t_0$ et pour les parcours excédentaires. La probabilité d'un rayon direct, donc la probabilité d'un trajet en ligne de vue, est gouvernée statistiquement par une loi différente de celle qui gouverne la probabilité des réflexions et des multiples parcours. Ainsi, dans un milieu très densément peuplé, il est peu probable de trouver un trajet en ligne de vue directe alors que la probabilité des réflexions est forte. Dans la simulation présentée ici, le rayon direct est introduit séparément en fonction de la connaissance qu'on a de sa probabilité d'apparition pour les différentes régions urbaines.

2. Puisque les édifices ne sont pas disposés au hasard mais selon un certain groupement, il faut s'attendre à ce que les réflexions soient également groupées. De fait, ceci signifie que, si on a un parcours à un point de la réponse impulsionnelle, la probabilité qu'il y ait d'autres parcours pour des temps d'arrivée voisins est augmentée.
3. Lorsqu'on se déplace, on obtient une séquence de réponses impulsionnelles. Les réponses impulsionnelles successives sont très corrélées entre elles tant que la distance couverte en se déplaçant demeure faible par rapport aux caractéristiques topographiques du milieu.

2.2.1 Groupement des temps d'arrivée

Suivant la suggestion de Suzuki, on tient compte du groupement des temps d'arrivée en utilisant une distribution de Poisson modifiée à deux états, appelée distribution Δ -K: dans le cas où un parcours est observé, le taux d'arrivée moyen λ est augmenté par un facteur K pour les Δ prochaines secondes. Pour $K=1$ ou $\Delta=0$, la distribution obtenue est celle de Poisson; pour $K>1$, la probabilité d'obtenir un autre parcours dans l'intervalle de Δ secondes suivant est augmentée; elle est diminuée si $K<1$.

Les valeurs du paramètre K ont été optimisées par Suzuki [17]. Dans le but de simplifier la programmation au maximum, nous avons réduit les tableaux de Suzuki aux trois cas: $N \leq 5$, $5 < N < 20$, $N \geq 20$.

aire et canal	$N \leq 5$	$5 < N < 20$	$N \geq 20$
A-1	2.969	0.705	0.770
A-2	2.50	1.265	0.948
A-3	2.00	1.344	0.979
B-1	0.452	0.789	1.609
B-2	0.494	0.473	0.536
B-3	1.391	0.775	2.06
C-1	0.648	0.831	2.453
C-2	0.845	1.312	2.68
C-3	0.114	0.451	2.984
D-1	0.311	0.924	2.37
D-2	0.508	0.690	2.47
D-3	1.109	1.21	2.88

Tableau 2-1

La construction d'un algorithme incorporant ces caractéristiques est simple. Une version a été programmée et on en trouvera la description à l'appendice A.

La figure 2-1 donne une idée de la qualité des résultats obtenus. Sur cette figure, tirée de Hashemi [18], qui donne les probabilités d'occupation par un parcours pour chaque segment de 100 nanosecondes avec les données expérimentales de Turin et les données de la simulation de Hashemi, nous avons superposé en pointillés nos propres résultats de simulation avec le programme de l'appendice A. Le cas particulier présenté s'applique à l'aire B et au canal 2 mais est représentatif des résultats obtenus. L indique le nombre de profils générés pour calculer cette distribution, d est la distance entre les échantillons.

On peut aussi se convaincre, à la figure 2-2, que la distribution du nombre de parcours correspond bien aux données expérimentales. Sur cette figure, également tirée de Hashemi [18] et qui représente, pour un cas donné, la distribution du nombre de parcours observés par Turin et simulés par Hashemi dans les N premiers segments de 100 nanosecondes de la réponse impulsionnelle, nous avons superposé des points qui indiquent les résultats obtenus avec le programme de simulation de l'appendice A. Ces résultats sont manifestement de bonne qualité.

Comme on le constate, une simulation simple sur ordinateur permet d'obtenir un modèle des temps d'arrivée des parcours dont les propriétés statistiques correspondent bien à celles du canal radio-mobile urbain. Ce modèle néglige la corrélation spatiale des temps d'arrivée.

Un tel modèle simple devrait suffire pour un grand nombre d'applications.

2.2.2 Corrélation spatiale des temps d'arrivée

Les échantillons de la réponse impulsionnelle, pris à des points très rapprochés dans l'espace, se ressemblent puisque les principaux réflecteurs et diffracteurs qui sont à l'origine d'un profil multivoie particulier demeurent sensiblement les mêmes. Pour le modèle à simuler, l'apparition d'un parcours dans le $i^{\text{ème}}$ segment du $m^{\text{ème}}$ profil devrait accroître la possibilité d'occurrence qu'un parcours se produise dans le $i^{\text{ème}}$ segment du $(m+1)^{\text{ème}}$ profil. Par contre, l'absence d'un parcours dans un segment du $m^{\text{ème}}$ profil diminuera

PROBABILITY-OF-OCCUPANCY (B-2)

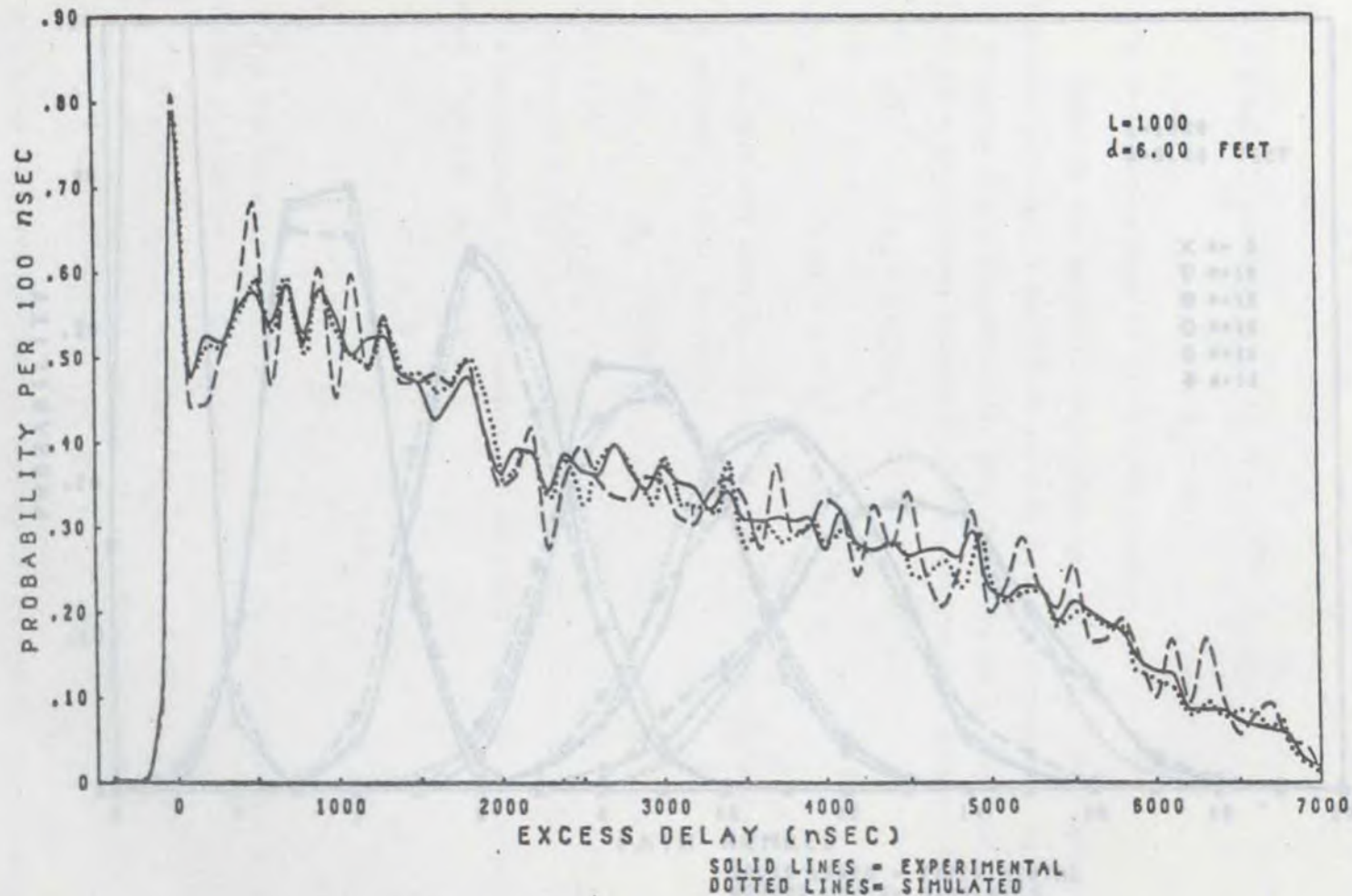


Figure 2-1. Probabilité d'occupation d'un segment par un parcours. Superposition (en pointillés) des résultats de simulation obtenus avec le programme de l'appendice A sur les données de Turin et la simulation de Hashemi. (Source: H. Hashemi [18]).

PATH NUMBER DISTRIBUTIONS (B-2)

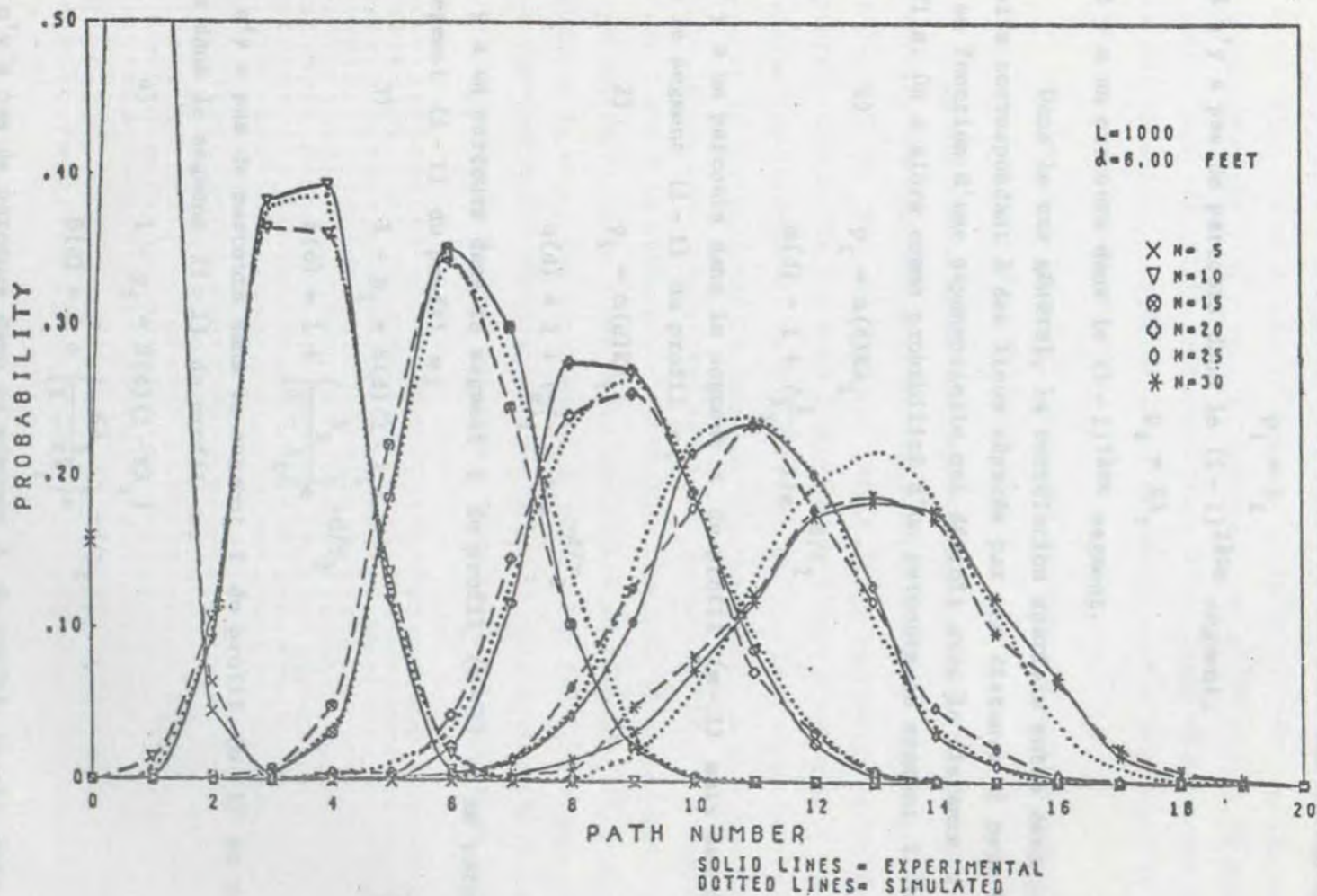


Figure 2-2. Probabilité d'un certain nombre de parcours dans les N premiers segments de 100 ns de la réponse impulsionnelle. Superposition (en pointillés) des résultats obtenus avec le programme de l'appendice A sur les données de Turin et la simulation de Hashemi. (Source: H. Hashemi [18]).

la probabilité d'apparition d'un parcours dans le même segment du $(m+1)$ ième profil.

Pour le premier profil ces probabilités sont les suivantes:

$$p_i = \lambda_i \quad (2-2)$$

s'il n'y a pas de parcours dans le $(i-1)$ ième segment,

$$p_i = K\lambda_i \quad (2-3)$$

s'il y a un parcours dans le $(i-1)$ ième segment.

Dans le cas général, la corrélation spatiale entre deux profils successifs correspondant à des lieux séparés par une distance d peut être exprimée en fonction d'une exponentielle qui décroît avec la distance d entre les profils. On a alors comme probabilité d'un parcours au segment i du profil m :

$$1) \quad p_i = \alpha(d)K\lambda_i \quad (2-4)$$

$$\alpha(d) = 1 + \left(\frac{1}{\lambda_i} - 1\right)e^{-d/\tau_1} \quad (2-5)$$

s'il y a un parcours dans le segment i du profil $(m-1)$ mais pas de parcours dans le segment $(i-1)$ du profil m ;

$$2) \quad p_i = \alpha(d)K\lambda_i \quad (2-6)$$

$$\alpha(d) = 1 + \left(\frac{1}{K\lambda_i} - 1\right)e^{-d/\tau_1} \quad (2-7)$$

s'il y a un parcours dans le segment i du profil $(m-1)$ et un parcours dans le segment $(i-1)$ du profil m ;

$$3) \quad 1 - p_i = \beta(d)(1 - \lambda_i) \quad (2-8)$$

$$\beta(d) = 1 + \left(\frac{\lambda_i}{1 - \lambda_i}\right)e^{-d/\tau_2} \quad (2-9)$$

s'il n'y a pas de parcours dans le segment i du profil $(m-1)$ et pas de parcours dans le segment $(i-1)$ du profil m ;

$$4) \quad 1 - p_i = \beta(d)(1 - K\lambda_i) \quad (2-10)$$

$$\beta(d) = 1 + \left(\frac{K\lambda_i}{1 - K\lambda_i}\right)e^{-d/\tau_2} \quad (2-11)$$

s'il n'y a pas de parcours dans le segment i du profil $(m-1)$ mais un parcours dans le segment $(i-1)$ du profil m ;

Suivant Suzuki, on fixe la valeur des paramètres τ_1 et τ_2 à 20 pieds, ce qui

donne des résultats qui s'approchent des valeurs expérimentales.

S'il y a un 1 dans le segment i du $(m-1)$ ^{ième} profil, nous augmentons la probabilité d'occupation du segment i du m ^{ième} profil en multipliant par $\alpha(d)$. S'il y a un 0 dans le segment i du $(m-1)$ ^{ième} profil, nous augmentons la probabilité d'un 0 dans le segment i du m ^{ième} profil en multipliant par $\beta(d)$. $\alpha(d)$ et $\beta(d)$ sont supérieurs à un; leurs valeurs ont été déterminées par Suzuki [17] après de nombreux essais pour s'approcher le plus possible des valeurs expérimentales.

Le programme simulant le modèle des temps d'arrivée avec la corrélation spatiale est reproduit à l'appendice B.

La différence entre les profils générés sans corrélation spatiale et avec corrélation spatiale peut être illustrée à l'aide de figures comme les figures 2-3 et 2-4. Sur ces figures, chaque ligne représente un profil: sur chaque profil, chaque chiffre 0 ou 1 représente l'état d'un segment de 100 ns de la réponse impulsionnelle, le 0 signifiant qu'il n'y a aucun parcours dans ce segment et le 1 signifiant la présence d'un parcours. A la figure 2-3, qui représente le cas sans corrélation spatiale, on voit qu'il n'y a pas de continuité d'une ligne à la suivante, c'est-à-dire d'un profil au suivant. A la figure 2-4, au contraire, il y a une forte continuité et l'image fait ressortir des groupements de un et des groupements de zéro. Sur les deux figures cependant, il y a une continuité sur chaque ligne (dans le sens horizontal): ceci est dû à la distribution de Poisson modifiée à deux états (distribution Δ -K).

```

110111011111101010100110100000101000001100010010110001000000000
00000101010101010101010100010001101010101000000000010100000101100
000001010101010101110000100010001000010100100100000100100010010010
0000100101010101001000100010101010011100001010101001001001000010
0000101001010101010110001100110011010100110000101000001000010000100
0000011001110101010011010110000101000100001000010010000000110000
0000110101011010011001000100000100101001000000000001110110010010
00001010111101100011010001010000100000111000010000000000000010
00001010111011001101100100100100000010011000000001010000010100
000010000101010011010101010100000001100100000001101001000000000
00011001011000011011000101010100100000101010010100000100000100100
000011001001100110100011010110001100101011000000001000000001000
00001100100100100100010101000011000000001010000000000000000000
0000111101011000001001011011011100110000100000000100000000000000
0000010101011000100011010001001010010000100100000010110100000101
00001110010101110111001011011010111000000010000001010001010001
0000010110010101111010001000010110011010111000000001011100000000

```

Figure 2-3: Illustration des temps d'arrivée des parcours avec le modèle sans corrélation spatiale. Les lignes représentent des profils successifs, chaque colonne correspond à un segment de 100 ns de la réponse impulsionnelle. 0 ou 1 indique l'absence ou la présence d'un parcours dans le segment. Le cinquième chiffre de chaque ligne correspond au trajet en ligne de vue.

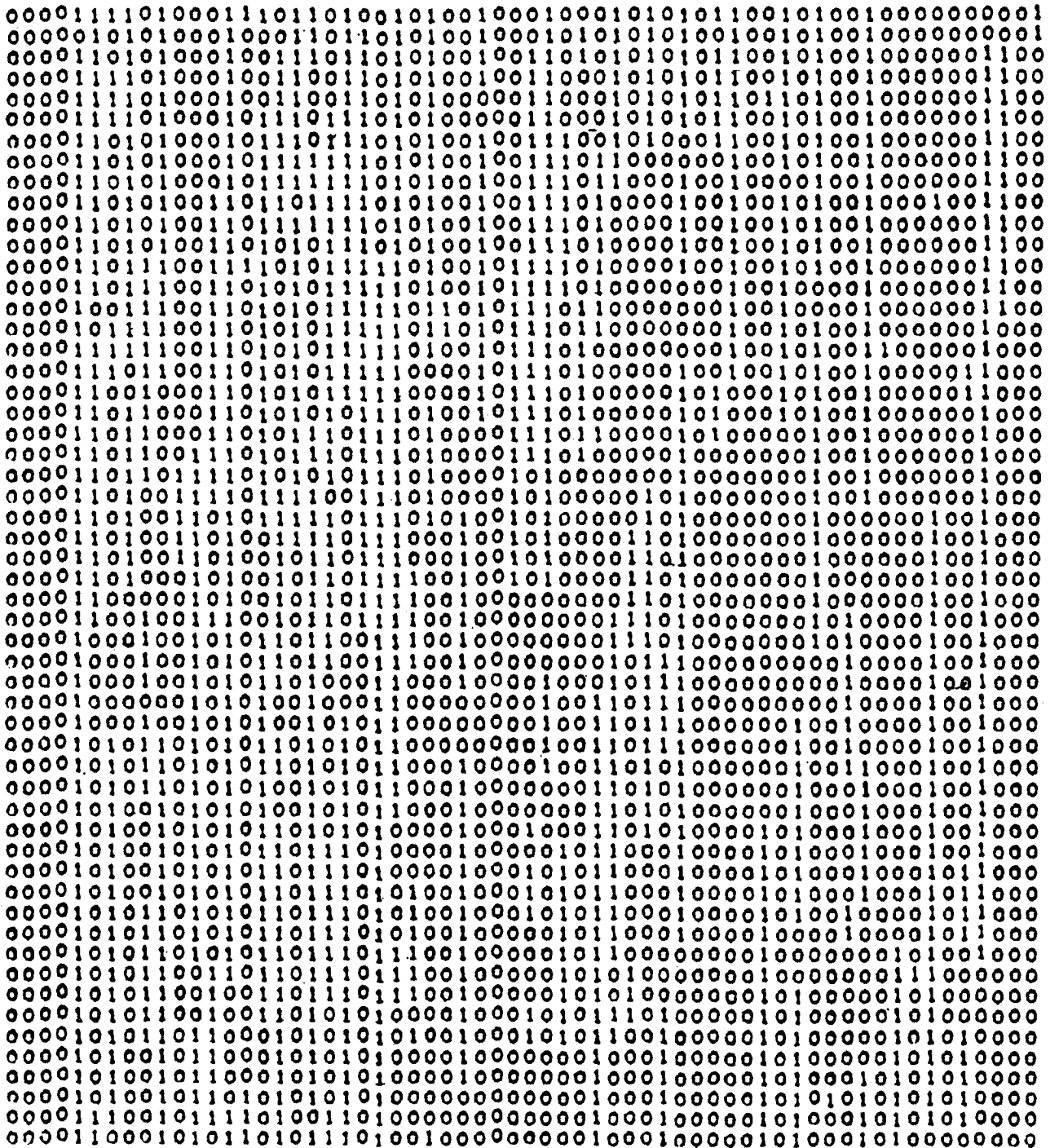


Figure 2-4: Illustration des temps d'arrivée des parcours avec le modèle incluant la corrélation spatiale. Les lignes représentent des profils successifs, chaque colonne correspond à un segment de 100 ns de la réponse impulsionnelle. 0 ou 1 indique l'absence ou la présence d'un parcours dans le segment. Le cinquième chiffre de chaque ligne correspond au trajet en ligne de vue.

Les courbes de probabilité d'occupation par un parcours pour chaque segment de 100 ns, de même que les courbes comparant la distribution du nombre de parcours pour les données expérimentales et la simulation, donnent des résultats de qualité comparable à celle des résultats illustrées aux figures 2-1 et 2-2.

On voit donc qu'il est possible, avec un modèle Δ -K simplifié des temps d'arrivée, d'obtenir une représentation du canal radio-mobile extrêmement satisfaisante. Dans la plupart des cas d'intérêt, la représentation sans corrélation spatiale devrait être suffisante. Cependant on voit qu'il est possible, en utilisant un programme comme celui présenté à l'appendice B, de tenir compte de la corrélation spatiale.

2.3 MODELISATION DES AMPLITUDES ET SIMULATION DU CANAL

Pour la modélisation des amplitudes des impulsions représentant les différents parcours, on utilise une distribution log-normale.

Dans cette modélisation, il faut tenir compte de ce qu'on appelle la corrélation temporelle et la corrélation spatiale, c'est-à-dire:

- corrélation temporelle: corrélation entre les amplitudes des parcours du même profil;
- corrélation spatiale: corrélation entre les amplitudes des parcours de profils adjacents, pour le même délai excédentaire ou pour des délais excédentaires voisins.

Nous introduirons du même coup dans le modèle les considérations vues précédemment concernant la modélisation des temps d'arrivée et nous présenterons la simulation du canal avec le modèle de plus complet pour procéder par la suite aux réalisations simplifiées. L'ensemble nous donne trois modèles possibles de simulation du canal radio-mobile urbain, soit:

modèle 1 (le plus complet)

incluant

- modélisation (Δ -K) simplifiée des temps d'arrivée des parcours d'un profil,
- corrélation spatiale des temps d'arrivée entre profils successifs,
- corrélation temporelle entre les amplitudes des parcours du même profil,

- corrélation spatiale entre les amplitudes des parcours de profils successifs.

modèle 2 (intermédiaire)

incluant:

- modélisation (Δ -K) simplifiée des temps d'arrivée des parcours d'un profil,
- corrélation temporelle entre les amplitudes des parcours du même profil,
- corrélation spatiale entre les amplitudes des parcours de profils successifs.

modèle 3 (le plus simple)

incluant:

- modélisation (Δ -K) simplifiée des temps d'arrivée des parcours d'un profil,
- corrélation temporelle entre les amplitudes des parcours du même profil.

Comme on le voit, le modèle 3 ne considère que la corrélation entre les temps d'arrivée et les amplitudes des parcours sur un seul profil, alors que le modèle 1 tient compte des corrélations entre les amplitudes et les temps d'arrivée des parcours entre profils successifs (pour des temps excédentaires voisins).

Pour l'étude de la performance des systèmes à haut taux de transmission, le modèle 3 qui est très simple devrait, de l'avis des soussignés, être suffisant dans la plupart des cas.

Nous présenterons tout d'abord la réalisation pour le modèle le plus complet (modèle 1) pour simplifier par la suite et présenter les modèles 2 et 3.

2.3.1 Modèle 1

2.3.1.1 Génération des amplitudes pour le premier profil.

L'amplitude du premier parcours du premier profil suit une distribution normale:

$$P_{A_1}(a_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_1} \exp \left\{ -(a_1 - m_1)^2 / 2\sigma_1^2 \right\} \quad (2-12)$$

où A_1 est l'amplitude en dBm, $m_1 = E\{A_1\}$ et $\sigma_1^2 = \text{var}\{A_1\}$.

Pour le $i^{\text{ème}}$ parcours du premier profil ($i = 2, 3, 4, \dots, N$), l'amplitude est

générée selon une distribution normale conditionnelle sur l'amplitude du dernier parcours. En changeant la notation, supposons maintenant que A_1 représente l'amplitude du parcours $i-1$ et A_2 l'amplitude du parcours i , on peut montrer que:

$$P_{A_2/A_1}(a_2/a_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{(a_2 - m)^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (2-13)$$

où

$$\sigma^2 = \sigma_2^2(1 - \sigma_{12}^2)$$

$$m = m_2 + \sigma_{12} \frac{\sigma_2}{\sigma_1} (a_1 - m_1)$$

$$\sigma_{12} = \frac{\text{cov}(A_1, A_2)}{\sqrt{\text{var}(A_1)\text{var}(A_2)}}$$

et m_2 et σ_2^2 sont définis de façon analogue à m_1 et σ_1^2 .

Donc, l'amplitude des parcours subséquents au premier ($i = 2, 3, 4, \dots, N$) est aussi générée par une distribution normale. On répète cette procédure jusqu'au dernier parcours du profil.

2.3.1.2 Technique de génération des amplitudes pour les profils subséquents.

Pour le premier parcours du $m^{\text{ième}}$ profil ($m > 1$), on emploie une corrélation spatiale seulement:

$$\begin{array}{rcc}
 & & A_1 \text{---}\downarrow \\
 \text{profil } m-1 & \rightarrow & 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \\
 \text{profil } m & \rightarrow & 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad - \quad - \quad - \quad - \\
 & & A_2 \text{---}\uparrow
 \end{array}$$

La distribution des amplitudes sera une loi normale à deux variables comme dans le cas précédent avec σ_{12} le coefficient de corrélation entre A_1 et A_2 .

Dans le cas des autres parcours ($i > 1$) du $m^{\text{ième}}$ profil ($m > 1$), on tiendra compte de la corrélation temporelle et spatiale. Une distribution normale à trois dimensions sera utilisée pour générer A_3 , l'amplitude du $j^{\text{ième}}$ parcours ($j > 1$) du $m^{\text{ième}}$ profil ($m > 1$), pour générer A_2 qui est l'amplitude du $(j-1)^{\text{ième}}$ parcours du $m^{\text{ième}}$ profil, et enfin pour générer A_1 qui est l'amplitude du parcours le plus proche de A_3 sur le $(m-1)^{\text{ième}}$ profil.

On peut montrer que:

$$P_{A_3/A_1, A_2}(a_3/a_1, a_2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left\{-\frac{(a_3 - m)^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (2-14)$$

$$\text{où} \quad m = m_3 + \frac{(\rho_{13} - \rho_{12}\rho_{23})\sigma_3}{(1 - \rho_{12}^2)\sigma_1} + \frac{\rho_{23} - \rho_{12}\rho_{13}}{(1 - \rho_{12}^2)} \frac{\sigma_3}{\sigma_2} (a_2 - m_2)$$

$$\sigma^2 = \frac{\sigma_3^2}{1 - \rho_{12}^2} (1 - \rho_{13}^2 - \rho_{23}^2 - \rho_{12}^2 + 2\rho_{12}\rho_{13}\rho_{23})$$

où les m , ρ et σ sont définis de façon analogue à ce qui a été vu plus haut.

Choix des moyennes et des variances des amplitudes des parcours (selon Hashemi):

Pour inclure dans le modèle les corrélations spatiales sur les moyennes et les amplitudes des parcours, Hashemi [5] utilise:

- une distribution gaussienne de la moyenne des amplitudes des parcours, c'est-à-dire que m_{im} (moyenne pour le segment i du m_i ème profil) est défini en fonction de sa moyenne $E\{m_{im}\}$ et de sa variance $\text{var}\{m_{im}\}$,
- une distribution gaussienne du logarithme de la variance des amplitudes, c'est-à-dire que $\log(v_{im})$ (logarithme de la variance pour le segment i du m_i ème profil) est défini en fonction de sa moyenne $E\{\log(v_{im})\}$ et de sa variance $\text{var}\{\log(v_{im})\}$.

Les valeurs pour $E\{m_{im}\}$, $\text{var}\{m_{im}\}$, $E\{\log(v_{im})\}$ et $\text{var}\{\log(v_{im})\}$ doivent être consignées dans des tableaux. Cependant, afin de réduire le nombre de segments i pour lesquels les valeurs doivent être consignées dans le tableau, Hashemi divise l'axe des délais excédentaires en cinq groupes caractéristiques:

gr-1	(-50, 50) ns	----->	segment (5)
gr-2	(50,150) ns	----->	segment (6)
gr-3	(250,750) ns	----->	segments (8,9,10,11,12)
gr-4	{ (1250,1750) ns (régions A-B)	->	segments (18,19,20,21,22)
	{ (750,1250) ns (régions C-D)		
gr-5	{ (3750,4250) ns (régions A-B)	->	segments (43,44,45,46,47)
	{ (1250,1750) ns (régions C-D)		

Les valeurs des paramètres pour les moyennes et les variances sont assignées aux segments centraux de chacun des cinq groupes, soit aux segments (5,6,10, 20,45) pour les régions (A,B) et (5,6,10,15,20) pour les régions (C,D).

La simulation s'effectue donc de la manière suivante pour les moyennes et les variances des cinq groupes déjà mentionnés.

Pour le premier profil, on génère une moyenne et une variance selon une loi log-normale avec $N(E\{m_{i_1}\}, \text{var}\{m_{i_1}\})$ et $N(E\{\log(v_{i_1})\}, \text{var}\{\log(v_{i_1})\})$ pour les segments centraux de chaque groupe. Au moyen de l'interpolation linéaire, les valeurs des paramètres pour tous les parcours entre les segments 5 et 76 sont obtenues. En employant l'interpolation linéaire entre les valeurs à certains segments particuliers, on impose indirectement une corrélation temporelle entre ces moyennes et ces variances.

Pour les profils subséquents, s'il n'y a pas de parcours dans le segment i du $(m-1)$ ième profil, on génère une moyenne et une variance sans tenir compte de la corrélation spatiale, selon une loi log-normale en prenant comme paramètres les valeurs consignées dans les tableaux.

Par contre, s'il existe un parcours pour le segment i du $(m-1)$ ième profil, on générera les moyennes et les variances selon une loi log-normale avec les paramètres suivants pour la moyenne:

$$\text{Moy} = E\{m_{im}\} + \rho_m (m_{i,m-1} - E\{m_{im}\}) \quad (2-15)$$

$$\text{Var} = \text{var}\{m_{im}\} (1 - \rho_m^2) \quad (2-16)$$

et, pour la variance:

$$\text{Moy} = E\{\log(v_{im})\} + \rho_v (\log(v_{im}) - E\{\log(v_{im})\}) \quad (2-17)$$

$$\text{Var} = \text{var}\{\log(v_{im})\} (1 - \rho_v^2) \quad (2-18)$$

ρ_v et ρ_m ont une forme exponentielle

$$\rho_v = \exp\{- (d)/\tau_v\} \quad (2-19)$$

$$\rho_m = \exp\{- (d)/\tau_m\} \quad (2-20)$$

Hashemi fixe τ_v et τ_m à 1000 pieds, ce qui donne des fluctuations typiques de l'amplitude d'environ 5 dB dans 100 pieds.

Choix des paramètres pour la corrélation temporelle et spatiale des amplitudes des parcours

Dans la distribution gaussienne à trois dimensions explicitée plus tôt le coefficient de corrélation temporelle est appelé ρ_{23} :

$$\rho_{23} = \exp(- \delta/\tau_{ti}) \quad (2-21)$$

où δ est la différence entre les temps d'arrivée de deux parcours; les valeurs de τ_{ti} apparaissent à l'appendice C.

$$\delta = 100(N_2 + 1) \quad \text{ns} \quad (2-22)$$

où N_2 est le nombre de segments de 100 ns de durée inoccupés entre deux parcours du même profil.

Quant à ρ_{12} et ρ_{13} , ils sont fixés de la même manière:

$$\rho_{1n} = \rho_{si} \exp\{-100(N_n + 1)/\tau_{ti}\} \quad (2-23)$$

Dans cette expression N_n est le nombre de segments de 100 ns de durée inoccupés entre les parcours d'amplitude A_1 et A_2 pour ρ_{12} et entre les parcours d'amplitude A_1 et A_3 pour ρ_{13} . Cette expression dépend aussi de ρ_{si} , qui exprime la corrélation spatiale pour un segment i et qui a été déterminé empiriquement comme:

$$\rho_{si} = \exp(-d/\tau_{si}) \quad (2-24)$$

avec $\tau_{si} = 10.8(-.02761 + 3.097)$.

2.3.1.3 Résultats.

On trouvera à l'appendice C un programme réalisant la modélisation décrite ci-dessus. Les distributions cumulatives de l'amplitude des parcours montrent que les résultats sont de bonne qualité et représentent bien le canal physique.

2.3.2 Modèle 2

Le modèle 2 se distingue du modèle 1 vu à la section précédente par les caractéristiques suivantes:

- 1) on laisse tomber la corrélation spatiale des temps d'arrivée, c'est-à-dire la corrélation des temps d'arrivée entre profils successifs;
- 2) on adopte un modèle plus simple pour choisir les moyennes et les variances des amplitudes des parcours.

Afin de ne pas inclure la corrélation spatiale des temps d'arrivée, il suffit de garder la distribution de Poisson modifiée (Δ -K) tel qu'explicité à la section 2.2.1 et de ne pas inclure les ajouts indiqués à la section 2.2.2.

2.3.2.1 Méthode simplifiée de choix des moyennes et des variances des amplitudes des parcours.

On a vu à la section précédente que Hashemi génère pour les segments centraux de certaines régions du profil une moyenne m_{im} et une variance $\log(v_{im})$: pour générer ces deux paramètres, il suppose qu'ils sont de distri-

bution gaussienne et il se base sur un estimé de la moyenne et un estimé de la variance pour chacun de ces deux paramètres.

Dans le but de simplifier, et puisque les données de Suzuki montrent que les variations sont faibles, nous allons prendre directement les valeurs des paramètres m_{im} et $\log(v_{im})$ à partir des tableaux de mesures expérimentales. Cependant, tout comme à la section précédente, le tableau couvre:

- les quatre régions A, B, C, D
- les trois canaux 1, 2, 3
- cinq groupes de segments sur chaque profil.

Pour les segments centraux des cinq groupes déjà mentionnés, m_{im} et $\log(v_{im})$ seront pris directement à même les valeurs consignées au tableau. Les valeurs pour les autres segments seront déterminées par interpolation linéaire.

2.3.2.2 Résultats.

On trouvera à l'appendice D un programme réalisant la modélisation décrite ci-dessus. Les distributions cumulatives de l'amplitude des parcours montrent que les résultats sont de bonne qualité et représentent bien le canal physique.

Il est clair cependant que, puisque la corrélation spatiale entre les temps d'arrivée des parcours entre profils voisins n'est pas incluse, l'utilisation de ce modèle est soumise à certaines limitations. Ces dernières seront discutées dans la conclusion de ce chapitre.

2.3.3 Modèle 3

Le modèle 3 correspond au canal mobile dans lequel les profils successifs sont générés de façon complètement indépendante. C'est-à-dire qu'on néglige complètement la corrélation spatiale entre les amplitudes et les temps d'arrivée des parcours.

Cependant ce modèle incorpore la corrélation temporelle des temps d'arrivée et des amplitudes des parcours sur le même profil puisque:

- on utilise la distribution de Poisson modifiée (Δ -K) pour générer les temps d'arrivée le long du profil;
- on détermine les amplitudes des parcours selon la méthode indiquée à la section 2.3.2.1.

PATH STRENGTH DISTRIBUTIONS (B-2)

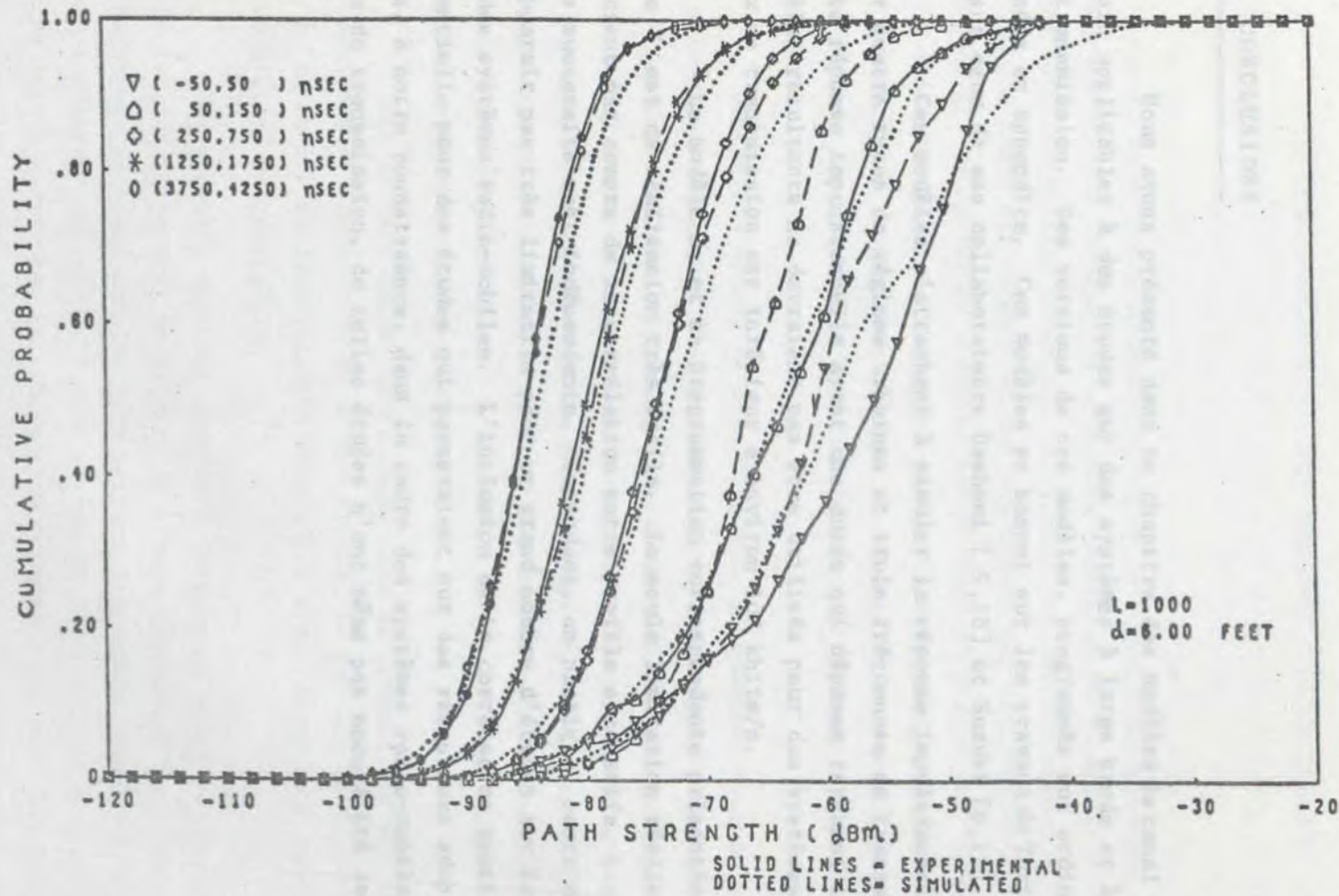


Figure 2-5. Probabilité cumulative (fonction de distribution des amplitudes des parcours pour différentes portions de la réponse impulsionnelle. Superposition (en pointillés) des résultats de simulation obtenus avec le programme de l'appendice E sur les données de Turin et la simulation de Hashemi. (Source: H. Hashemi [18]).

On trouvera à l'appendice E un programme réalisant cette modélisation. Comme dans les cas précédents, les distributions cumulatives de l'amplitude des parcours donnent des résultats très satisfaisants (figure 2-5).

2.4 CONCLUSIONS

Nous avons présenté dans ce chapitre des modèles du canal radio-mobile urbain applicables à des études sur des systèmes à large bande et à fort taux de transmission. Des versions de ces modèles, programmés sur ordinateur, sont données en appendice. Ces modèles se basent sur les travaux de Turin [2,15,16] et sur ceux de ses collaborateurs Hashemi [5,18] et Suzuki [6,17].

Ces modèles s'attachent à simuler la réponse impulsionnelle du canal pour quatre types de régions urbaines et trois fréquences de transmission. Cette réponse impulsionnelle ayant une durée qui dépasse rarement 10 μ s, les modèles résultants ne devraient pas être utilisés pour des systèmes dont le taux de transmission est inférieur à environ 100 kbits/s.

Le modèle 3, et sa programmation correspondante présentée à l'appendice E est de réalisation très facile. La seule limitation réelle est qu'il ne tient pas compte de la corrélation entre profils successifs, i.e.: les profils successifs sont indépendants. Cependant, en pratique, cette contrainte n'apparaît pas très limitative pour un grand nombre d'études sur la performance des systèmes radio-mobiles. L'inclusion de la corrélation spatiale serait essentielle pour des études qui porteraient sur des récepteurs adaptatifs, mais, à notre connaissance, dans le cadre des systèmes radio-mobiles à fort taux de transmission, de telles études n'ont même pas encore été amorcées.

Chapitre 3

ETUDE COMPARATIVE DES MODELES STATISTIQUES

Au cours de la première phase de ce travail de recherche [19], nous avons discuté des différentes approches possibles pour estimer le niveau du signal moyen en milieux suburbain et urbain. Un certain nombre de travaux [20-24] ont alors été retenus et une discussion des caractéristiques propres à chacune de ces approches a été effectuée dans l'optique où l'on ne pouvait pas, à toute fin pratique, comparer les différents résultats obtenus. En effet, la source de comparaison commune, à savoir les travaux de Okumura et al [20], n'était pas disponible sous une forme propice à son utilisation sur ordinateur.

Un article récent de Hata [25] nous a cependant fourni les éléments qui permettent maintenant d'effectuer une comparaison intéressante de ces diverses approches et d'en tirer des conclusions importantes sur les possibilités de modification du programme actuellement en usage au CRC pour la prédiction des conditions de propagation des systèmes radio-mobiles en milieu urbain. Les objectifs de ce chapitre sont donc de *présenter* les travaux récents de Hata, de les *relier* aux travaux précédents qui ont déjà été considérés et d'en *tirer* les recommandations pertinentes.

Afin de bien cadrer cette étude dans le contexte de nos travaux sur les problèmes de propagation en milieu urbain, il est bon de souligner à nouveau qu'il existe fondamentalement deux types d'approches pour la modélisation des conditions de propagation.

Une première approche cherche à dériver un modèle du canal urbain, modèle qui serait capable de prédire le niveau instantané du signal reçu en milieu urbain dans une zone de très petites dimensions (quelques mètres). Ce niveau instantané est soumis à deux sortes de fluctuations, à savoir: une fluctuation rapide causée par la propagation multivoie due aux réflexions sur les édifices et les autres obstacles, et une fluctuation plus lente résultant de la variation du niveau du signal moyen lorsque l'on passe d'un petit secteur ur-

bain (typiquement de l'ordre de 50 m) à un autre. Cette approche est celle de Turin [2] et nous avons présenté au chapitre précédent un modèle simplifié basé sur la modélisation statistique complète du canal de transmission.

En parallèle avec ce type de modélisation, on retrouve une seconde approche qui consiste à représenter le niveau du signal moyen en milieu urbain sur une zone d'étendue moyenne (environ 1 km) à partir d'une caractérisation quantitative du milieu. Le degré de précision avec lequel le milieu sera connu déterminera la performance des moyens de prédiction mis en oeuvre. Cette approche particulière fait appel à des paramètres tels les hauteurs effectives d'antennes, la fréquence, le pourcentage d'occupation du terrain, la polarisation, les hauteurs d'édifices, etc. Il s'agit donc d'un degré de raffinement intermédiaire entre l'approche de Turin [2] et les théories classiques de propagation au-dessus d'un sol irrégulier [26].

L'objectif à long terme de nos travaux est de modéliser entièrement le canal de transmission afin de pouvoir prédire la performance des systèmes. Cependant, nous croyons que la discussion, abordée dans ce chapitre, relative aux différents modèles statistiques est importante car elle permet de réaliser qu'une meilleure caractérisation quantitative du niveau du signal moyen peut être faite avec une méthode très simple d'application. Les résultats obtenus de cette façon pourront être utilisés lorsque les besoins ne justifient pas une précision aussi grande que celle qu'il sera éventuellement possible d'atteindre lorsque le modèle complet du canal sera disponible.

3.1 LES TRAVAUX DE HATA

L'approche de Hata est basée essentiellement sur la possibilité de dériver des expressions analytiques empiriques à partir des résultats expérimentaux d'Okumura et al [20]. Ces derniers ont en effet présenté des courbes de prédiction du niveau de signal moyen en fonction de paramètres comme la hauteur effective de l'antenne de la station de base, la fréquence et la hauteur de l'antenne de réception du véhicule, dans les bandes de fréquences VHF et UHF pour divers types de milieux rencontrés, à savoir, les milieux ouvert, suburbain, urbain et urbain dense. Ces résultats sont devenus classiques aux fins de comparaison pour les travaux subséquents mais ils présentent les désavantages de nécessiter un grand nombre de courbes pour tenir compte des divers

paramètres d'une part et, d'autre part, de recourir à l'utilisation de termes correctifs également présentés sous forme de courbes pour les corrections en fonction du milieu considéré. Typiquement, les courbes d'Okumura ressemblent sensiblement toutes à celles présentées à la figure 3-1 à titre d'illustration.

Dans l'optique de rendre ces courbes plus facilement utilisables dans la planification de système, Hata s'est donné comme objectif de dériver, à partir de ces résultats expérimentaux, des expressions empiriques pouvant facilement être mises en oeuvre sur ordinateur. L'ensemble des considérations dont il a tenu compte pour obtenir ces expressions empiriques sont très clairement exposées dans son article [25] et nous croyons suffisant de ne retenir ici que les résultats obtenus. Il faut cependant bien préciser que les hypothèses de travail d'Okumura et al sont nécessairement présentes dans les résultats de Hata et qu'il vaut la peine de les rappeler ici car elles seront un élément très important dans nos travaux visant à comparer les divers modèles statistiques.

Les hypothèses sont:

- a) les pertes de propagation sont calculées entre des antennes isotropes.
- b) le terrain est supposé lisse, i.e. que les obstacles naturels et les pertes additionnelles qui en résultent n'apparaissent pas dans les équations.
- c) la formulation de base pour les pertes de propagation est établie en milieu urbain. Pour tous les autres cas, une équation de correction est introduite dans la formulation de base.

Sous réserve de ces hypothèses, le tableau 3-1 présente l'ensemble des résultats empiriques obtenus par Hata pour les pertes de propagation en fonction du milieu considéré. Comme on peut le constater, les expressions analytiques obtenues se prêtent très bien à la programmation sur ordinateur.

Il faut cependant noter que, même si l'on dispose d'expressions analytiques pouvant servir à des comparaisons avec les autres modèles statistiques, il sera indispensable d'être très prudent lors d'une telle démarche car les différents modèles ont été élaborés sous diverses conditions. Une étude comparative ne pourra donc être établie que dans les zones communes. La section suivante présente justement une analyse des conditions pour lesquelles les différents modèles peuvent être comparés.

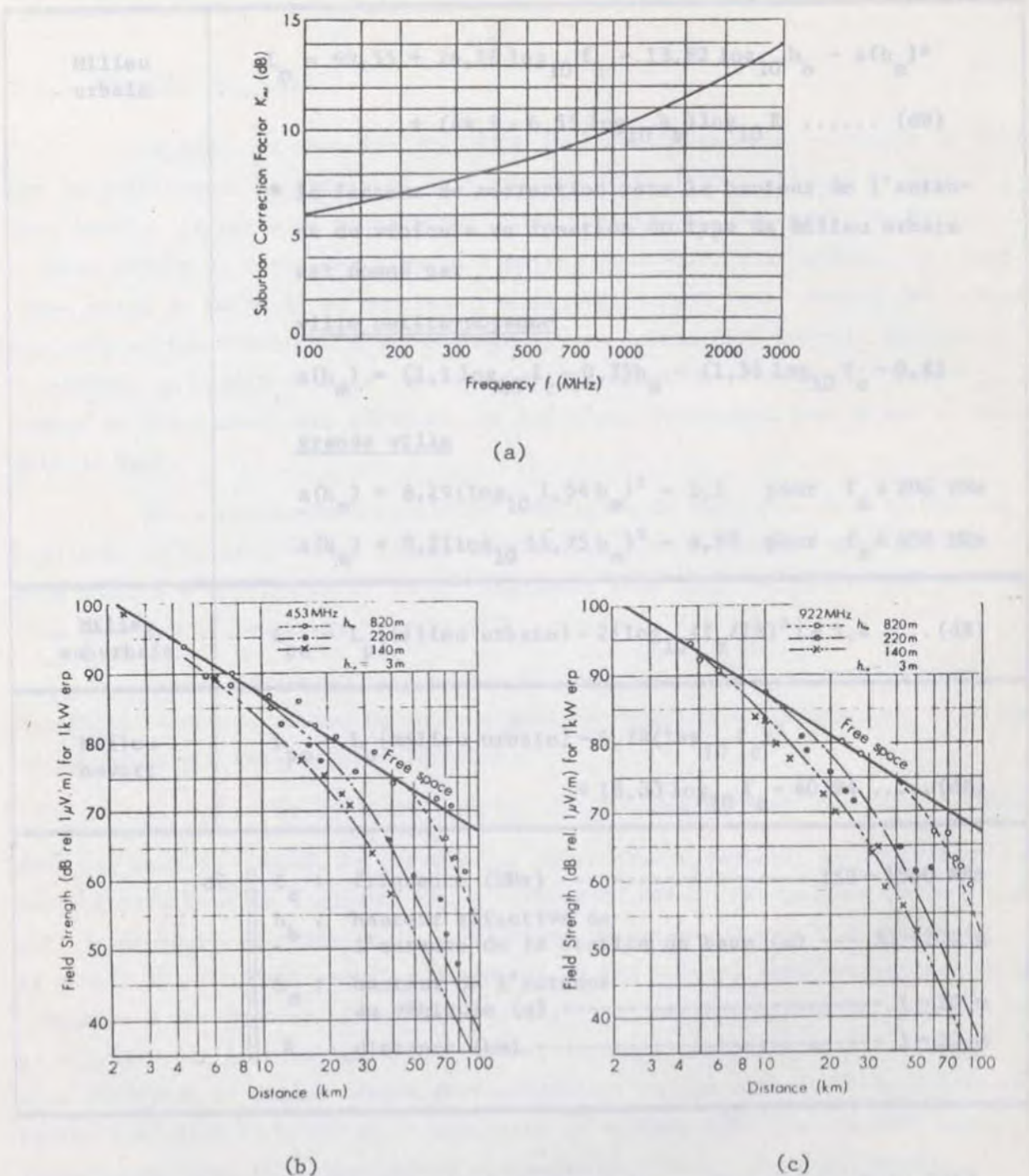


Figure 3-1. Formes typiques des résultats présentés par Okumura et al. [20].
 a) Variation du facteur de correction suburbain en fonction de la fréquence.
 b) Valeur maximale du champ en fonction de la distance à la fréquence de 453 MHz.
 c) similaire à (b) sauf que la fréquence est de 922 MHz.

Milieu urbain	$L_p = 69,55 + 26,16 \log_{10} f_c - 13,82 \log_{10} h_b - a(h_m)^* + (44,9 - 6,55 \log_{10} h_b) \log_{10} R \dots\dots (\text{dB})$ <p>* le facteur de correction pour la hauteur de l'antenne du véhicule en fonction du type de milieu urbain est donné par</p> <p><u>ville petite-moyenne</u></p> $a(h_m) = (1,1 \log_{10} f_c - 0,7) h_m - (1,56 \log_{10} f_c - 0,8)$ <p><u>grande ville</u></p> $a(h_m) = 8,29 (\log_{10} 1,54 h_m)^2 - 1,1 \quad \text{pour } f_c \leq 200 \text{ MHz}$ $a(h_m) = 8,2 (\log_{10} 11,75 h_m)^2 - 4,97 \quad \text{pour } f_c \geq 400 \text{ MHz}$																
Milieu suburbain	$L_{ps} = L_p \{\text{milieu urbain}\} - 2 \{ \log_{10} (f_c / 28)^2 \} - 5,4 \dots (\text{dB})$																
Milieu ouvert	$L_{po} = L_p \{\text{milieu urbain}\} - 4,78 (\log_{10} f_c)^2 + 18,33 \log_{10} f_c - 40,94 \dots (\text{dB})$																
où	<table style="border: none;"> <tr> <td style="border-right: 1px solid black; padding-right: 5px;">f_c</td> <td style="padding-right: 10px;">: fréquence (MHz)</td> <td style="padding-right: 10px;">-----</td> <td>150 ~ 1500 MHz</td> </tr> <tr> <td style="border-right: 1px solid black; padding-right: 5px;">h_b</td> <td style="padding-right: 10px;">: hauteur effective de l'antenne de la station de base (m)</td> <td style="padding-right: 10px;">---</td> <td>30 ~ 200 m</td> </tr> <tr> <td style="border-right: 1px solid black; padding-right: 5px;">h_m</td> <td style="padding-right: 10px;">: hauteur de l'antenne du véhicule (m)</td> <td style="padding-right: 10px;">-----</td> <td>1 ~ 10 m</td> </tr> <tr> <td style="border-right: 1px solid black; padding-right: 5px;">R</td> <td style="padding-right: 10px;">: distance (km)</td> <td style="padding-right: 10px;">-----</td> <td>1 ~ 20 m</td> </tr> </table>	f_c	: fréquence (MHz)	-----	150 ~ 1500 MHz	h_b	: hauteur effective de l'antenne de la station de base (m)	---	30 ~ 200 m	h_m	: hauteur de l'antenne du véhicule (m)	-----	1 ~ 10 m	R	: distance (km)	-----	1 ~ 20 m
f_c	: fréquence (MHz)	-----	150 ~ 1500 MHz														
h_b	: hauteur effective de l'antenne de la station de base (m)	---	30 ~ 200 m														
h_m	: hauteur de l'antenne du véhicule (m)	-----	1 ~ 10 m														
R	: distance (km)	-----	1 ~ 20 m														

Tableau 3-1. Ensemble des résultats empiriques obtenus par Hata [25] pour les pertes de propagation en fonction du milieu considéré.

3.2 ETUDE COMPARATIVE DES MODELES EN FONCTION DE CELUI DE HATA

3.2.1 Modèle de Egli

On peut, en première approximation, considérer que le modèle de Hata est un raffinement du modèle de Egli qui est actuellement utilisé au CRC [27] pour prédire la perte de propagation en milieu urbain. Le modèle de Egli en milieux urbain ou rural est élaboré à partir de données statistiques et, tout comme celui de Hata, il ne contient pas de termes pour tenir compte des pertes par diffraction résultant d'une propagation au-dessus d'un terrain accidenté. Toutefois, le modèle de Hata contient implicitement des termes qui tiennent compte de l'influence des édifices, ce qui n'est évidemment pas le cas du modèle de Egli.

Une comparaison initiale des résultats de Hata avec ceux de Egli ne peut donc se faire que dans le cas d'un milieu ouvert (rural), zone où les deux modèles s'appliquent et où ils négligent tous deux les pertes par diffraction dues aux fluctuations du terrain.

Il est également intéressant de noter que le modèle de Egli prédit une décroissance du niveau moyen du signal en fonction de la distance de 40 dB/décade alors que Hata utilise le terme

$$44,9 - 6,55 \log_{10} h_b \quad \text{dB/décade} \quad (3-1)$$

dans son modèle. Ainsi, on prévoit une décroissance variable en fonction de la hauteur effective de l'antenne de la station de base. Une hauteur de 30 m conduit à une perte calculée de 35,2 dB/décade et une de 70 m à 32,8 dB/décade. Il s'agit là d'un raffinement additionnel et les valeurs obtenues peuvent être comparées à des mesures effectuées par d'autres chercheurs dans le domaine, en particulier Ott et Plitkins [28], qui ont conclu à une perte de l'ordre de 38,4 dB/décade en milieu urbain (Philadelphie), et aux membres du Bell Laboratories qui, dans le cadre de l'évaluation du système AMPS discuté dans notre rapport précédent [4], concluent à une perte de l'ordre de 43 dB/décade.

Pour tenir compte des pertes additionnelles subies pour ces deux modèles dans le cas d'un terrain accidenté, il faut évidemment composer avec les données disponibles, à savoir, soit employer des modèles analytiques basés sur une connaissance statistique du terrain (une telle approche sera ultérieurement utilisée dans ce chapitre), soit faire un calcul détaillé des pertes par dif-

fraction. Dans ce cas, on doit donc avoir une connaissance exacte de la topographie du milieu considéré, ce qui implique naturellement des banques de données pour le milieu telle celle dont dispose actuellement le CRC pour la ville d'Ottawa.

Finalement, on peut mentionner que ce type de modèle statistique nécessite un terme correctif qui va soit diminuer les pertes lorsque le modèle de base est réalisé à partir de données obtenues en milieu urbain (type Hata), soit les augmenter lorsque le modèle de base est réalisé à partir de mesures effectuées en milieu suburbain (type Allsebrook & Parsons - ce modèle sera discuté plus loin). Les termes correctifs sont en général traités indépendamment du modèle de base.

3.2.2 Modèles de Edwards & Durkin, Blomquist & Ladell, Allsebrook & Parsons

Les trois modèles statistiques qui se rapprochent le plus de celui présenté par Hata sont ceux de Edwards et Durkin [23], de Blomquist et Ladell [24] et de Allsebrook et Parsons [22], ce dernier ayant d'ailleurs déjà fait l'objet de considérations importantes dans un rapport précédent [19, pp. 17-21]. Ils reposent essentiellement sur le même principe mais sont de plus en plus raffinés selon la date de leur parution dans la littérature. Puisque ces modèles ne vont nous servir qu'à titre de comparaison pour discuter les résultats obtenus avec le modèle de Hata, nous ne présenterons que les éléments les plus essentiels à une compréhension des résultats que nous rapporterons par la suite, les détails pouvant être obtenus en consultant les références citées.

Les termes communs sont:

- L_P les pertes de propagation calculées avec l'hypothèse d'une terre plane pour des conditions telles que le système ne peut être assimilé à un système en ligne de vue.
- L_F les pertes de propagation dans l'espace libre.
- L_D les pertes par diffraction dues au terrain.
- L_B les pertes de propagation causées par les édifices.

A) Modèle de Edwards et Durkin:

Dans ce modèle on établit que les pertes de propagation totales sont comprises entre

$$L_F + L_D \quad \text{et} \quad L_P + L_D \quad .$$

On montre que pour la majorité des mesures effectuées, la valeur $L_T = L_P + L_D$ donne des résultats qui sont plus près de la réalité expérimentale et par conséquent on retient uniquement cette expression. Celle de L_F est exacte et classique [29]. La perte de propagation entre deux doublets demi-onde est donnée par

$$L'_F = 28,85 + 20 \log_{10} f + 20 \log_{10} R \quad (\text{dB}) \quad (3-2)$$

où f est la fréquence en MHz et R la distance en km.

Pour des antennes isotropes, l'expression devient:

$$L_F = 32,45 + 20 \log_{10} f + 20 \log_{10} R \quad (\text{dB}) \quad (3-3)$$

où les unités sont les mêmes que précédemment.

Dans le cas de L_P , Edwards et Durkin utilisent une expression empirique classique issue des travaux de Bullington [30], qui s'écrit en unités métriques, dans le cas d'une transmission entre deux doublets demi-onde, par:

$$L'_P = 115,1 - 20 \log h_m - 20 \log h_b + 40 \log_{10} R \quad (\text{dB}) \quad (3-4)$$

et, entre antennes isotropes, par:

$$L_P = 118,7 - 20 \log h_m - 20 \log h_b + 40 \log_{10} R \quad (\text{dB}) \quad (3-5)$$

où h_m et h_b , définis au tableau 3-1, s'expriment en mètres.

B) Modèle de Blomquist et Ladell:

Pour ce modèle, le calcul des pertes totales se fait en considérant les mêmes types de pertes qu'auparavant mais combinées différemment. Maintenant la perte totale est exprimée par:

$$L_T = L_F + [(L_P - L_F)^2 + L_D^2]^{\frac{1}{2}} \quad (3-6)$$

Ceci revient en fait à prendre pour perte totale une combinaison linéaire de:

- 1°) la perte en espace libre L_F ;
- 2°) les pertes additionnelles dues à la nature du sol, à la sphéricité de la terre et à d'autres facteurs sauf la diffraction; ces pertes sont représentées par le terme $L_P - L_F$;
- 3°) la perte par diffraction L_D .

L'équation (3-6) résultante permet de s'assurer que, d'une part, en aucun temps, la perte totale ne sera inférieure à celle que l'on calcule pour l'espace libre

et que, d'autre part, si les pertes par diffraction sont nulles, le résultat obtenu coïncidera avec celui de Edwards et Durkin dans le cas $L_D = 0$, à savoir:

$$L_T = L_P$$

L'évaluation du terme L_P est basée sur des résultats et expressions empiriques qui ont été initialement proposés par Norton [31] et dont on trouvera un résumé intéressant dans le livre de Jordan et Balmain [32]. Certains détails supplémentaires sur la formulation de Blomquist et Ladell sont donnés à l'appendice F.

Dans le cas des modèles de Edwards et Durkin et de Blomquist et Ladell, l'évaluation du terme de pertes par diffraction L_D est effectuée à partir des théories classiques de la diffraction des ondes. Ces théories nécessitent évidemment une connaissance détaillée de la topographie ou alors doivent se satisfaire de cas canoniques idéaux. En particulier, celle de Fresnel ne peut s'appliquer simplement qu'à certains profils idéalisés. Dans ce cas cependant, les résultats obtenus se prêtent facilement à une résolution numérique sur ordinateur. *En l'absence d'informations précises sur la topographie, si l'on désire comparer ces deux modèles à d'autres, il nous faut modéliser analytiquement les pertes par diffraction dues au terrain selon certains paramètres tels ceux utilisés par Longley et Rice [33]; ceci sera fait dans une section ultérieure afin d'amener des points importants de comparaison.*

C) Modèle de Allsebrook et Parsons:

L'étude de Allsebrook et Parsons [23] a été effectuée subséquentement aux travaux discutés précédemment et le modèle résultant pour les pertes totales est donné par:

$$L_T = L_F + [(L_P - L_F)^2 + L_D^2] + L_B + \gamma \quad (3-7)$$

dans laquelle on reconnaît d'une part le modèle de Blomquist et Ladell et, d'autre part, deux termes additionnels, à savoir:

- un terme L_B qui tient compte des pertes supplémentaires dues aux édifices en milieu urbain;
- un facteur de correction γ , appelé facteur de correction UHF, qui se veut un correctif additionnel à L_B lorsque les fréquences impliquées sont supérieures à 200 MHz et dont nous avons d'ailleurs déjà donné une expression analytique approximative dans un rapport précédent [19, p. 19].

On peut donc conclure de cette étude qu'il est initialement possible de comparer les modèles (i.e. sans y introduire de modifications) dans les con-

ditions exposées au tableau 3-2 ci-dessous:

<u>Comparaison en milieu ouvert</u>	
- Hata	
- Egli (CRC)	
- Edwards/Durkin, terre plane ($L_D = 0$), i.e.	$L_T = L_P$
- Blomquist/Ladell, terre plane ($L_D = 0$), i.e.	$L_T = L_F + (L_P - L_F)$
<u>Comparaison en milieu urbain</u>	
- Hata	
- Allsebrook/Parsons, terre plane ($L_D = 0$)	
	$L_T = L_F + (L_P - L_F) + L_B + \gamma$

Tableau 3-2. Tableau synthèse des comparaisons possibles des différents modèles si aucune modification n'y est apportée.

3.3 RESULTATS DES COMPARAISONS INITIALES

Afin, d'une part, de vérifier si la programmation que nous avons effectuée de ces divers modèles était exacte et, d'autre part, de comparer les résultats obtenus avant de faire les modifications appropriées, nous avons étudié divers cas possibles. Les résultats sont discutés ici dans l'optique où l'on peut déjà dégager certaines tendances générales de leur comportement.

La figure 3-2 présente les résultats de la comparaison en *milieu ouvert* des modèles de Hata, Egli, Blomquist et Ladell, et Edwards et Durkin lorsque les pertes par diffraction sont prises égales à zéro. Quoique les résultats obtenus soient comparables, on remarque une décroissance du niveau moyen en fonction de la distance qui est plus faible dans le cas du modèle de Hata que pour les autres.

La figure 3-3 présente une comparaison des niveaux moyens obtenus avec les divers modèles en fonction de la fréquence sous les mêmes conditions que la figure 3-2. On constate que les modèles de Hata et de Egli ont un comportement similaire et l'on vérifie bien que la formulation de Edwards et Durkin est insensible à la fréquence tel que le laissait prévoir l'équation (3-5).

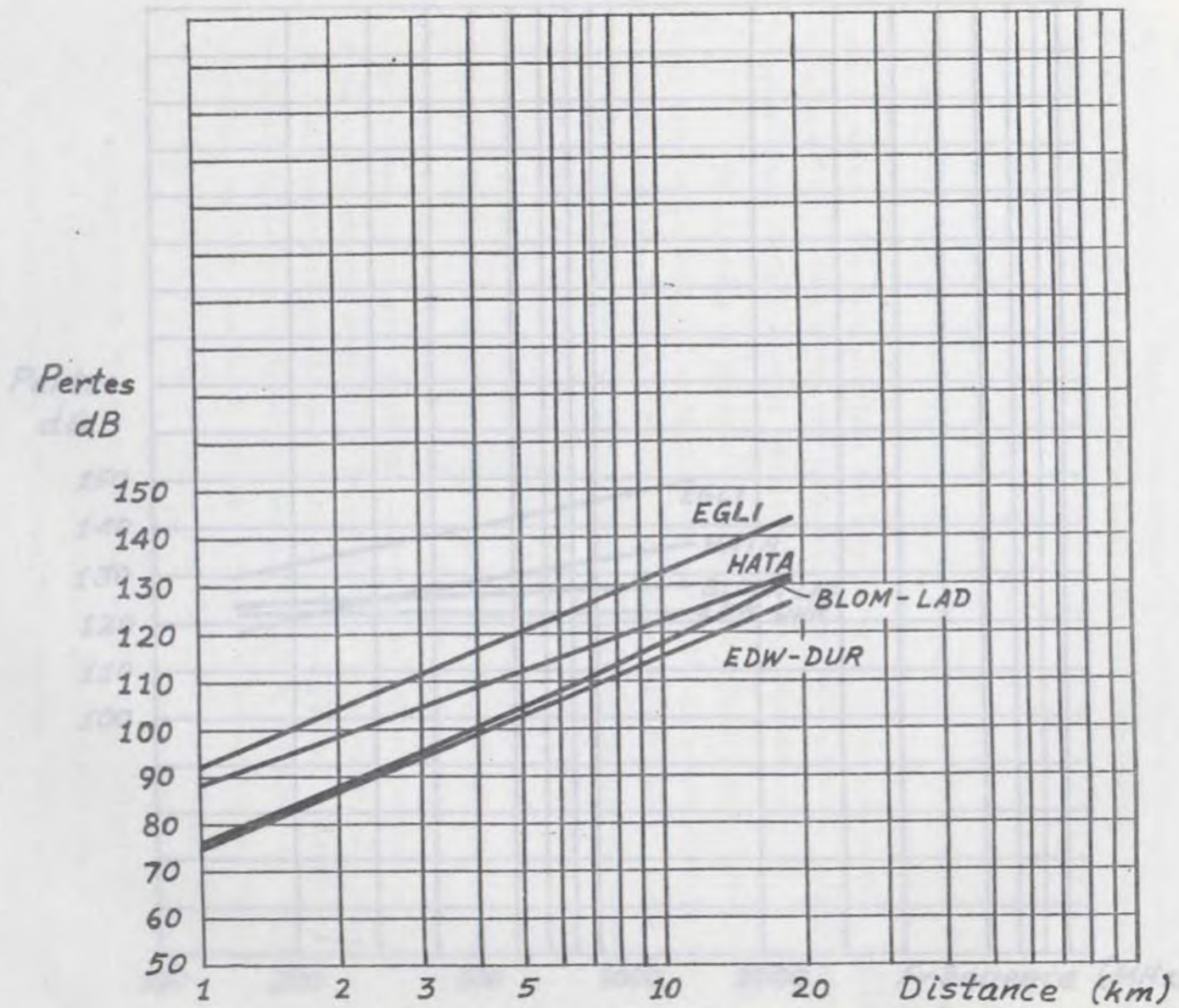


Figure 3-2. Niveau moyen du signal en fonction de la distance pour les différents modèles. Comparaison en milieu ouvert avec les pertes par diffraction prises égales à zéro.

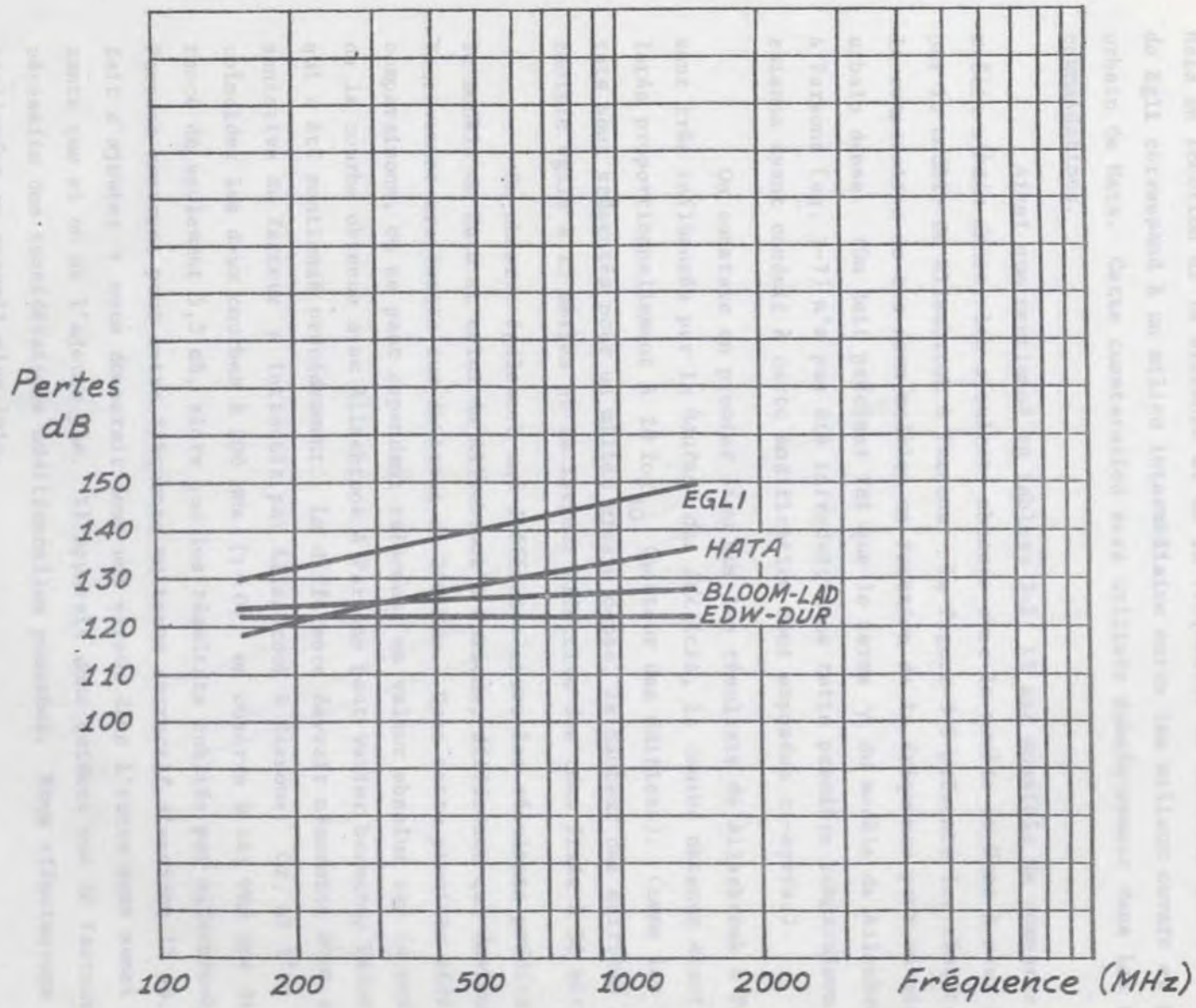


Figure 3-3. Niveau moyen du signal en fonction de la fréquence pour les différents modèles. Comparaison en milieu ouvert avec les pertes par diffraction prises égales à zéro.

Le modèle de Egli étant celui utilisé au CRC, nous avons particulièrement comparé ses résultats à ceux obtenus avec le modèle de Hata. Les figures 3-4 et 3-5 comparent donc, respectivement, le modèle de Egli à celui de Hata en fonction de la distance et de la fréquence; on constate que le modèle de Egli correspond à un milieu intermédiaire entre les milieux ouvert et suburbain de Hata. Cette constatation sera utilisée subséquemment dans les recommandations.

Ainsi que mentionné au tableau 3-2, il est possible de comparer, en milieu urbain dense, les résultats obtenus avec le modèle de Hata à ceux donnés par le modèle de Allsebrook & Parsons. La figure 3-6 présente les résultats de la comparaison de ces deux modèles en fonction de la fréquence pour un milieu urbain dense. (On doit préciser ici que le terme γ du modèle de Allsebrook & Parsons [eq. 3-7] n'a pas été introduit dans cette première comparaison. Les raisons ayant conduit à cette modification sont exposées ci-après.)

On constate en premier lieu que les résultats de Allsebrook & Parsons sont très influencés par la hauteur des édifices, la courbe obtenue étant translatée proportionnellement à $20 \log_{10}$ (hauteur des édifices). Comme les résultats sont présentés pour un milieu urbain dense, la hauteur des édifices a été choisie égale à 15 mètres et la largeur effective des rues fixée à 30 mètres.

On observe également une différence entre les résultats prédits par le modèle de Hata et celui de Allsebrook & Parsons, différence qui devient effectivement croissante aux environs de 200 MHz. Dans cette première série de comparaisons, on ne peut cependant raisonner en valeur absolue car la position de la courbe obtenue avec Allsebrook & Parsons peut varier beaucoup selon ce qui a été mentionné précédemment. La différence devrait néanmoins être représentative du facteur γ introduit par Allsebrook & Parsons. Or, si l'on fait coïncider les deux courbes à 200 MHz ($\gamma = 0$), on observe à 441 MHz une différence de seulement 5,3 dB, alors que les résultats publiés par Allsebrook & Parsons montrent pour cette fréquence un terme correctif d'environ 12 dB. Le fait d'ajouter γ nous donnerait donc une erreur dans l'autre sens aussi importante que si on ne l'ajoute pas. Il apparaît donc évident que le facteur γ nécessite des considérations additionnelles poussées. Nous effectuerons partiellement ce travail plus loin.

Globalement, l'ensemble des conclusions qui ressortent de cette première série de comparaisons (figures 3-2 à 3-6) est donné ci-après.

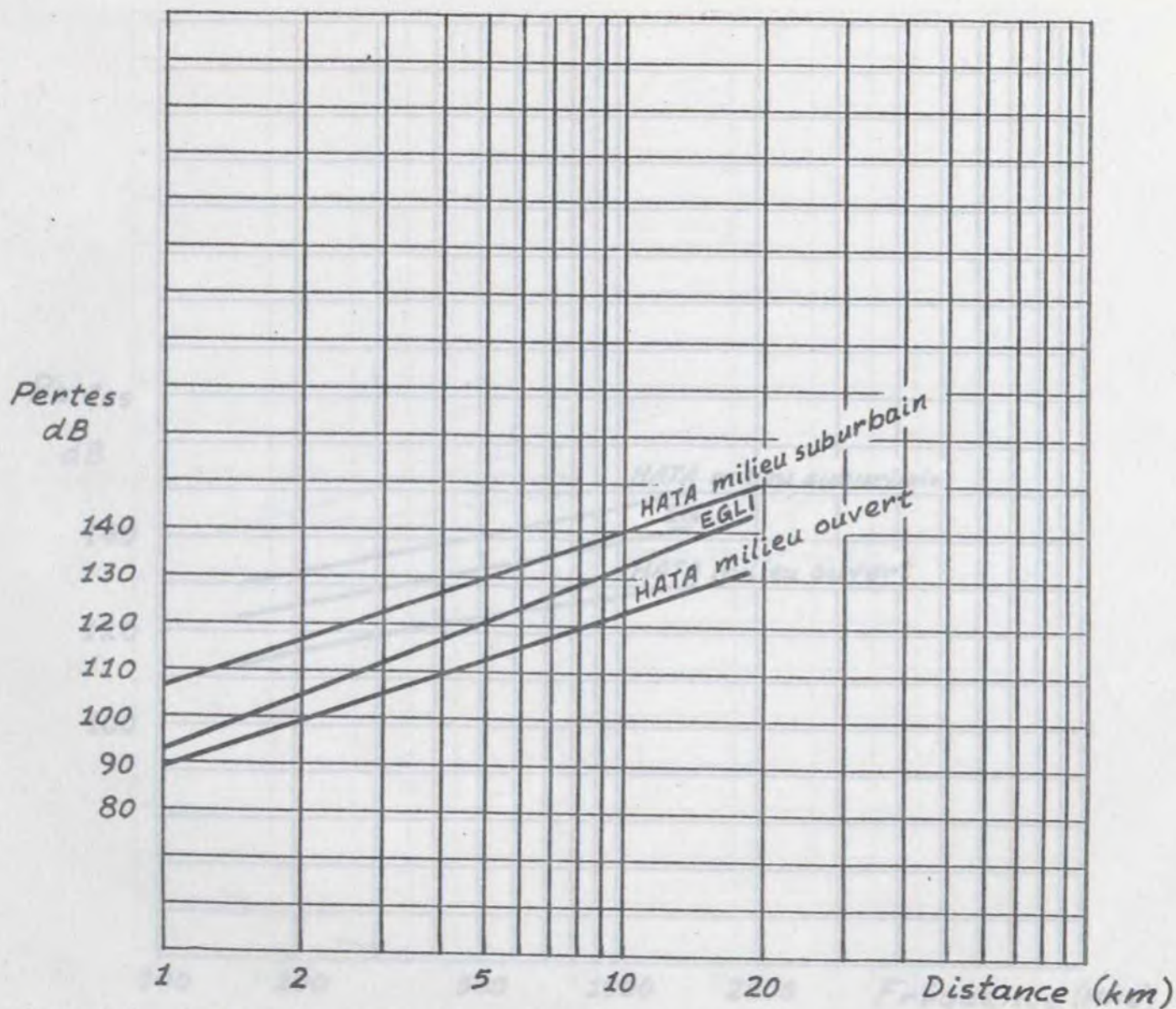


Figure 3-4. Comparaison des résultats du modèle de Egli avec ceux du modèle de Hata en milieux ouvert et suburbain. Niveau du signal moyen en fonction de la distance.

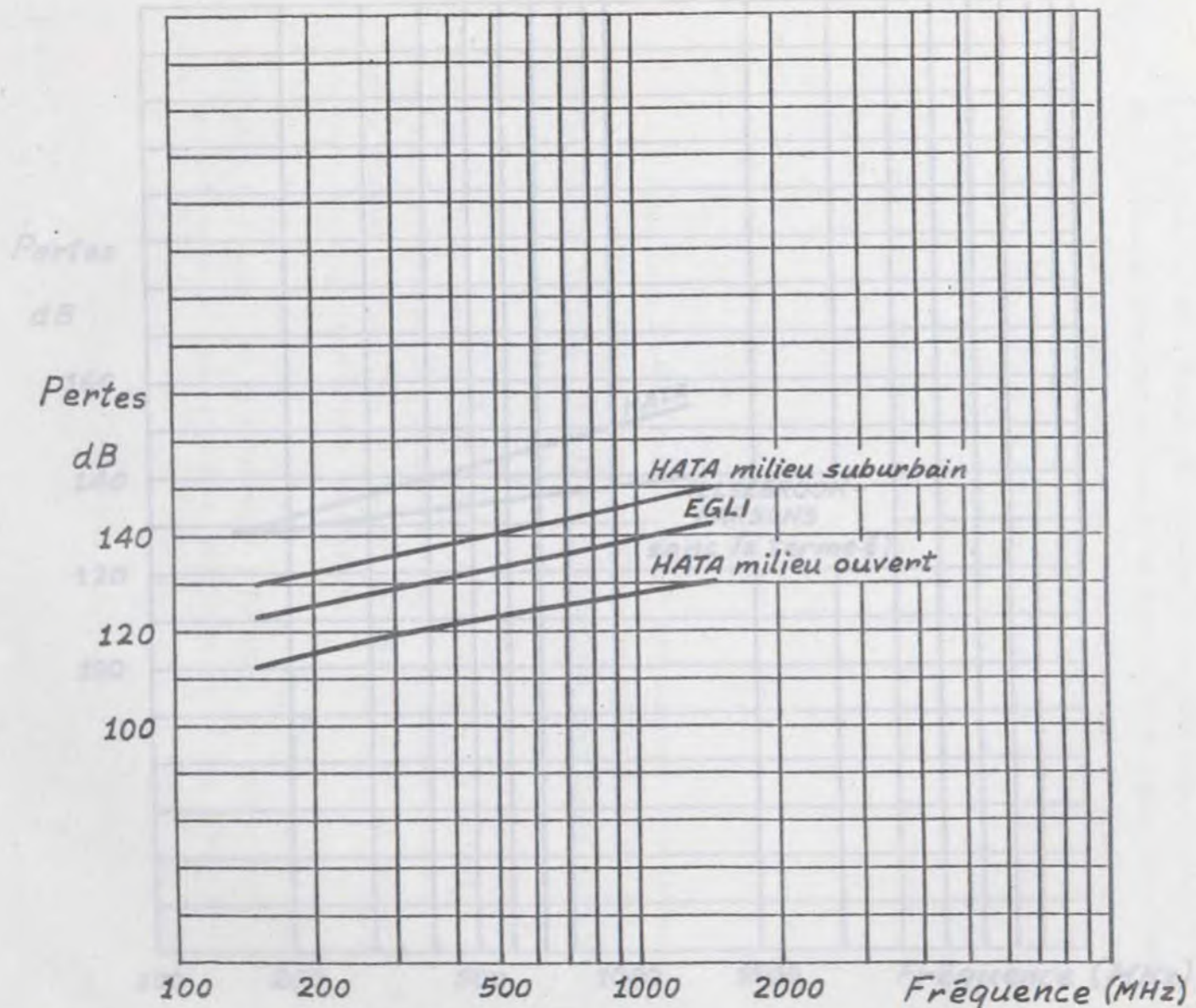


Figure 3-5. Comparaison des résultats du modèle de Egli avec ceux du modèle de Hata en milieux ouvert et suburbain. Niveau du signal moyen en fonction de la distance.

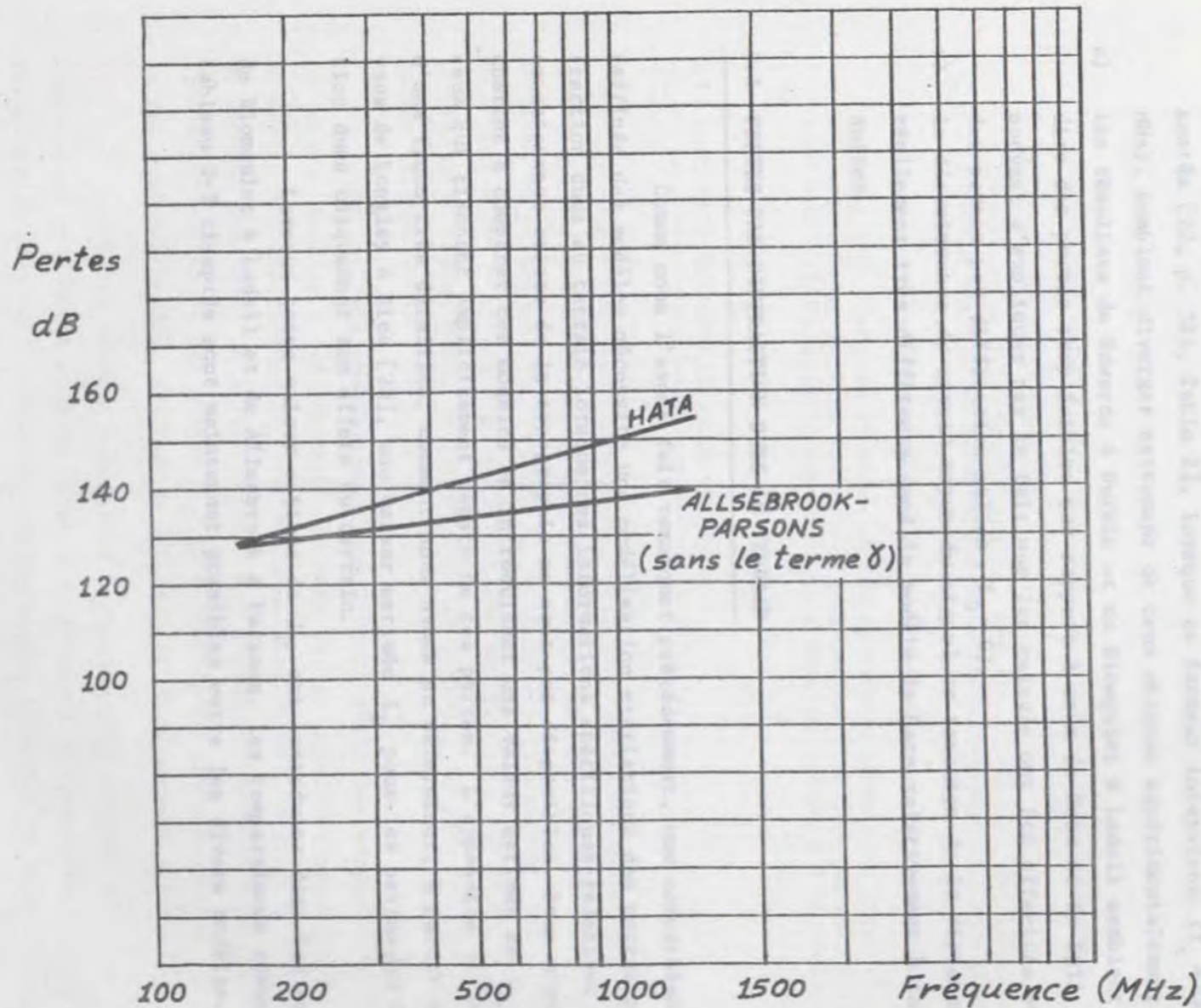


Figure 3-6. Comparaison des résultats du modèle de Hata avec ceux du modèle de Allsebrook & Parsons en milieu urbain dense ($h_b = 50$ m, $h_m = 2$ m, $\gamma = 0$, hauteur des édifices = 15 m, largeur effective de rues = 30 m).

- a) les résultats de Egli sont intermédiaires entre ceux des milieux ouverts et ceux des milieux suburbains de Hata.
- b) le rôle du facteur γ introduit par Allsebrook & Parsons n'est pas clair et l'on note d'ailleurs avec une certaine surprise que les résultats présentés [22, p. 321, Table 2], lorsque ce facteur intervient ($f_c = 441,025$ MHz), semblent diverger nettement de ceux obtenus expérimentalement.
- c) les résultats de Edwards & Durkin et de Blomquist & Ladell semblent prédire des pertes trop faibles par rapport à ceux de Hata et de Egli, cela pouvant s'expliquer par le fait que les calculs ont été effectués avec des pertes par diffraction nulles ($L_D = 0$).
- d) la décroissance du niveau moyen du signal en fonction de la distance est réellement très différente dans le modèle de Hata relativement à tous les autres.

3.4 PERTES PAR DIFFRACTION DUES AU TERRAIN

Comme nous l'avons fait remarquer précédemment, une comparaison plus raffinée des modèles nécessite une modélisation statistique des pertes par diffraction dues au terrain lorsque des informations spécifiques relatives à une connaissance exacte de la topographie ne sont pas disponibles. Nous avons donc cherché à comparer ces modèles en introduisant une valeur estimée de L_D dans ceux qui tiennent explicitement compte de ces pertes. L'appendice G montre, d'une façon très détaillée, comment nous avons pu déterminer, à partir des travaux de Longley & Rice [33], une valeur estimée L_D pour les pertes par diffraction dues uniquement aux effets du terrain.

Lorsque cette valeur estimée de L_D est introduite dans les modèles de Blomquist & Ladell et de Allsebrook & Parsons, les comparaisons résumées au tableau 3-3 ci-après sont maintenant possibles entre les divers modèles.

<p><u>Milieu ouvert</u></p> <ul style="list-style-type: none"> - Hata - Egli - Edwards/Durkin, terrain plat, L_D calculé statistiquement - Blomquist/Ladell, terrain plat, L_D calculé statistiquement <p><u>Milieu urbain</u></p> <ul style="list-style-type: none"> - Hata - Allsebrook/Parsons, terrain plat, L_D calculé statistiquement <p><u>Comparaisons additionnelles</u></p> <ul style="list-style-type: none"> - Résultats de Allsebrook/Parsons, terrain <i>accidenté</i>, milieu urbain - Calculs suivant la formulation Allsebrook/Parsons, terrain <i>accidenté</i>, L_D calculé statistiquement, milieu urbain
--

Tableau 3-3. Tableau synthèse des comparaisons possibles entre les différents modèles lorsque les pertes par diffraction dues au terrain L_D sont modélisées statistiquement selon la méthode exposée à l'appendice G.

3.5 RESULTATS DES COMPARAISONS INCLUANT L_D

En premier lieu, nous avons repris les résultats discutés à la section 3.3 en milieu ouvert mais en introduisant, tel que précisé au tableau 3-3, le terme de pertes par diffraction L_D calculé statistiquement selon l'exposé de l'appendice G. Les figures 3-7 et 3-8 montrent les résultats obtenus pour le niveau du signal moyen en fonction de la distance (figure 3-7) et de la fréquence (figure 3-8).

On constate immédiatement que l'écart entre les résultats prédits par les divers modèles a été substantiellement réduit par l'introduction du terme de pertes par diffraction L_D . En comparant les figures 3-2, 3-3, 3-7 et 3-8, on conclut donc que, *en milieu ouvert, les différents modèles prédisent des résultats voisins si les pertes L_D sont modélisées statistiquement et introduites dans les modèles de Edwards & Durkin et de Blomquist & Ladell.*

En milieu urbain, Allsebrook & Parsons [22] avaient effectué une comparaison systématique (sous forme d'un tableau) de leurs résultats avec ceux publiés dans la littérature ou prévisibles à partir de modèles existants, dans le cas de sept profils urbains différents [que nous reproduisons à la figure 3-9 et notons également (a) à (g)]. Nous avons décidé d'introduire le terme de pertes par diffraction L_D , obtenu par modélisation statistique, dans

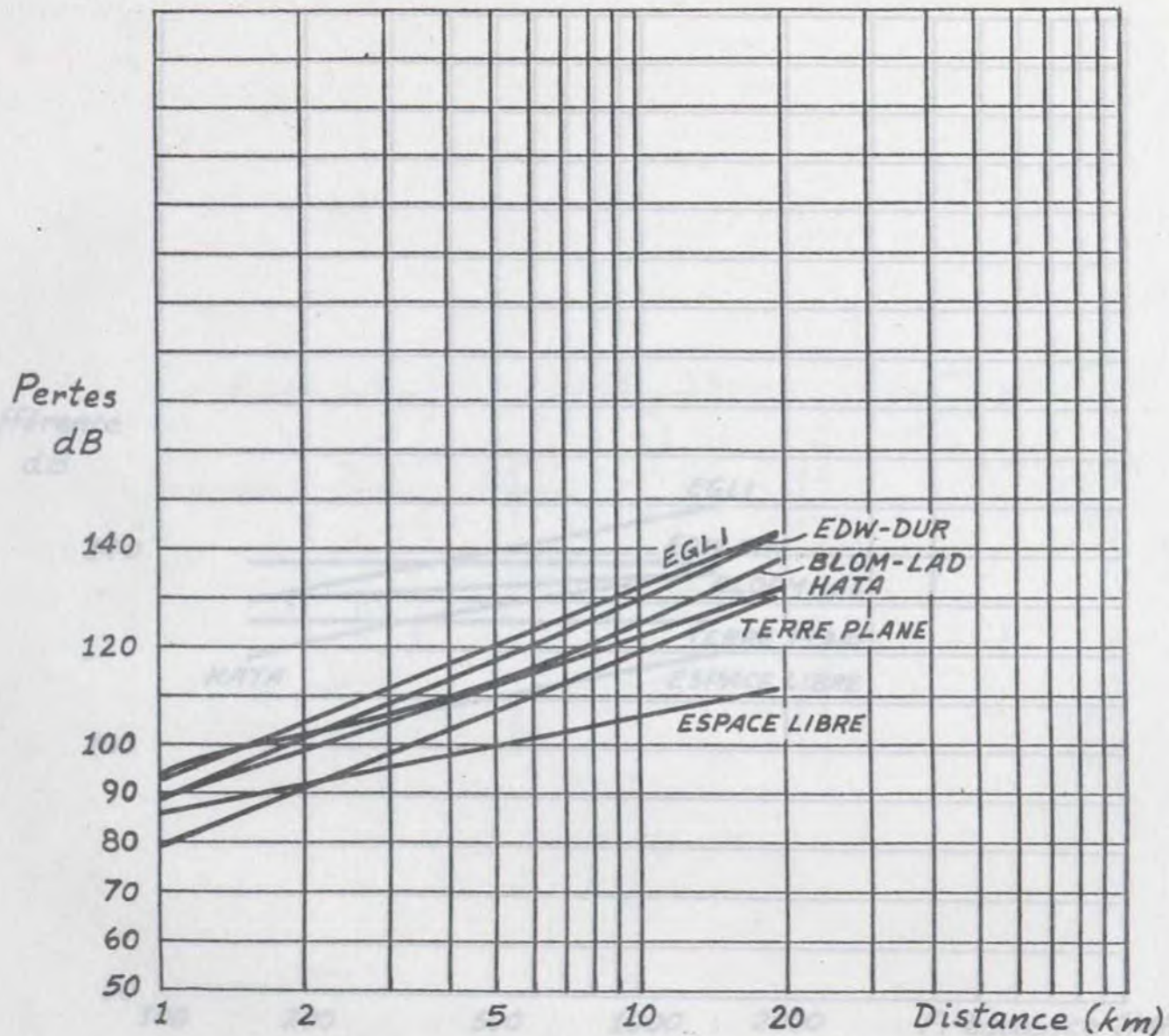


Figure 3-7. Niveau moyen du signal en fonction de la distance pour les différents modèles lorsque les pertes par diffraction L_D sont modélisées statistiquement. Comparaison en milieu ouvert.

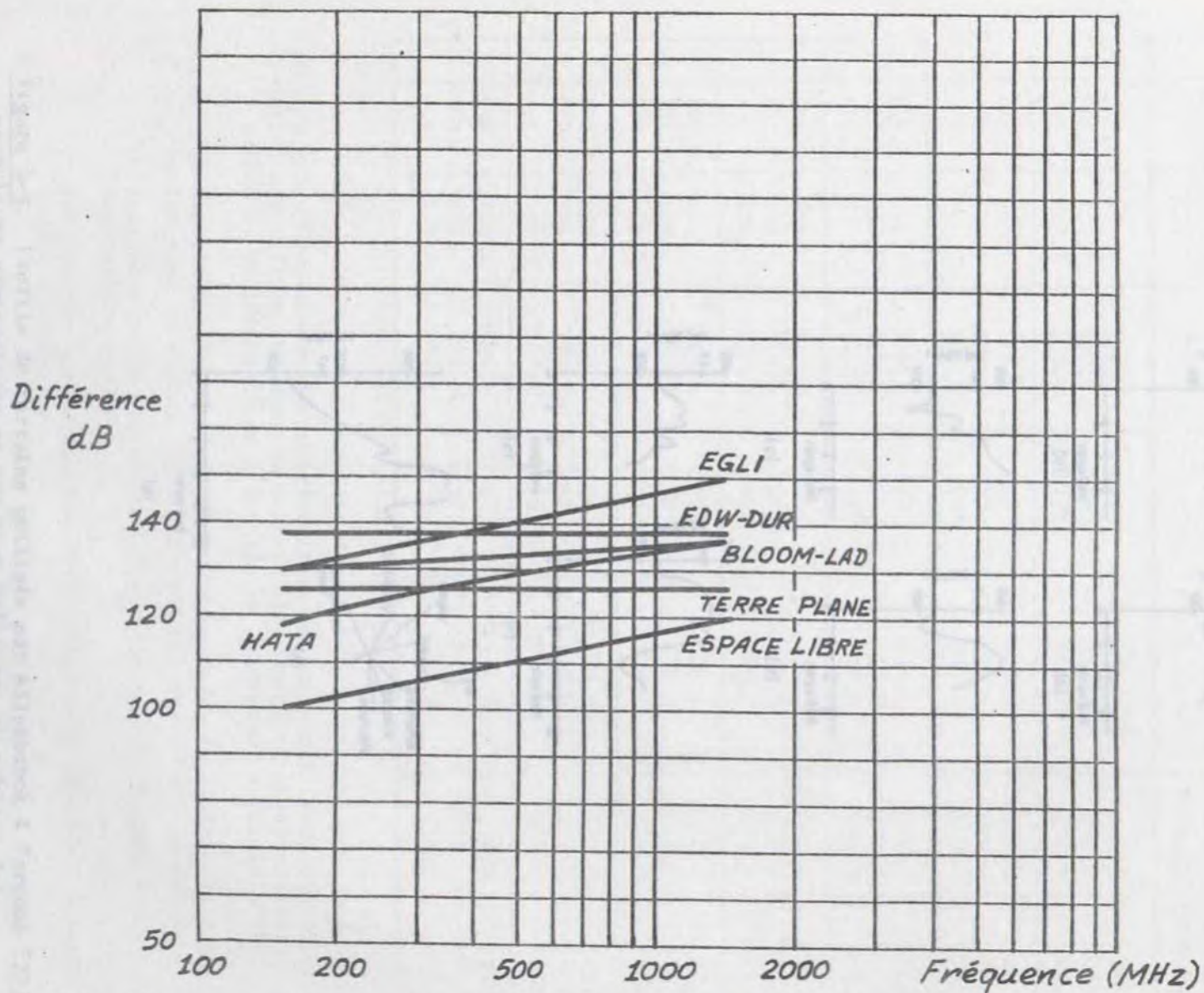


Figure 3-8. Niveau moyen du signal en fonction de la fréquence pour les différents modèles lorsque les pertes par diffraction L_D sont modélisées statistiquement. Comparaison en milieu ouvert.

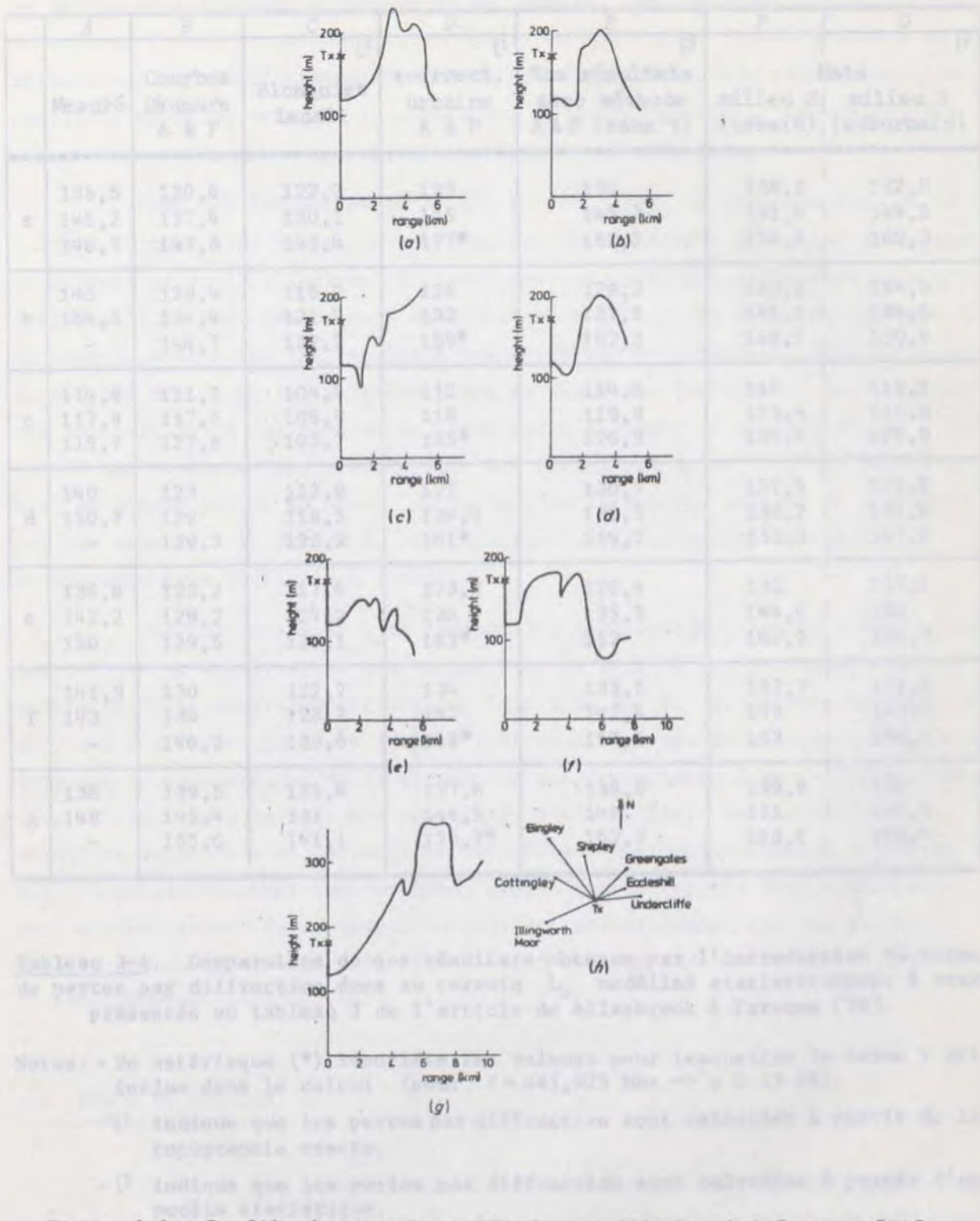


Figure 3-9. Profils de terrains utilisés par Allsebrook & Parsons [22] pour leurs comparaisons et que nous utilisons au tableau 3-4.

	A	B	C	D	E	F	G
	Mesuré	Courbes Okumura A & P	Blomquist Ladell	+correct. urbaine A & P	Nos résultats avec méthode A & P (sans γ)	Hata	
			[¹]	[¹]	[²]	milieu 2 (urbain)	milieu 3 (suburbain)
a	135,5	130,6	122,3	133	135	138,8	132,9
	145,2	137,4	130,1	145	145,7	151,4	144,8
	148,7	147,8	143,4	177*	163,2	170,6	162,3
b	145	128,4	115,2	125	128,2	130,1	124,3
	154,5	134,4	121,2	132	137,1	141,1	134,5
	-	144,7	132,2	159*	152,3	158,7	150,4
c	114,8	111,5	104,5	112	114,6	116	110,1
	117,9	117,5	106,9	116	119,9	123,4	116,8
	119,7	127,8	109,7	135*	126,9	134,1	125,9
d	140	123	112,8	127	130,7	127,5	121,6
	150,7	129	118,5	134,4	139,3	138,2	131,6
	-	139,3	129,2	161*	154,2	155,3	147,0
e	136,8	123,2	117,6	123,2	126,4	133	127,1
	142,2	129,2	124,2	136	135,9	144,6	138
	150	139,5	136,1	163*	152	162,9	154,7
f	141,3	130	122,7	134	133,5	137,7	131,8
	143	136	128,7	142	142,4	149	142,4
	-	146,2	139,6	169*	157,5	167	158,7
g	136	139,5	125,4	137,6	139,5	139,8	134
	148	145,4	131	146,5	148	151	144,4
	-	155,6	141,1	175,7*	162,3	168,6	160,4

Tableau 3-4. Comparaison de nos résultats obtenus par l'introduction du terme de pertes par diffraction dues au terrain L_D modélisé statistiquement à ceux présentés au tableau 2 de l'article de Allsebrook & Parsons [22].

Notes: - Un astérisque (*) identifie les valeurs pour lesquelles le terme γ est inclus dans le calcul (pour $f = 441,025$ MHz $\Rightarrow \gamma \approx 13$ dB).

- [¹] indique que les pertes par diffraction sont calculées à partir de la topographie exacte.

- [²] indique que les pertes par diffraction sont calculées à partir d'un modèle statistique.

- pour chaque parcours, les trois lignes réfèrent respectivement aux fréquences 85,875, 167,2 et 441,025 MHz.

le modèle de Allsebrook & Parsons et de comparer nos résultats à ceux publiés au tableau 2 de leur article [22, p. 321]. On notera que leurs résultats sont obtenus par un *calcul direct des pertes par diffraction*: ils offrent donc un excellent moyen de vérifier la pertinence de notre approche. Le tableau 3-4 résume l'ensemble des comparaisons que nous avons effectuées.

Pour les fréquences de 85,875 et 167,2 MHz, on constate que les résultats obtenus avec notre approche (colonne E) concordent très bien avec ceux de Okumura et al [20] (colonne B), avec ceux calculés par Allsebrook & Parsons (colonne D) et avec les valeurs expérimentales qu'ils ont obtenues (colonne A). On note cependant que les résultats présentés par ces derniers, à la fréquence de 441,025 MHz, i.e. la troisième ligne de résultats (colonne D) pour chacun des parcours (a) à (g) considérés, semblent s'éloigner de la réalité; on y retrouve une surévaluation systématique des pertes subies et cela est attribuable, en grande partie du moins, au facteur de correction urbaine γ introduit par ces auteurs. En regard de ces résultats, l'introduction du facteur γ semble donc très difficile à justifier.

Les colonnes F et G du tableau 3-4 correspondent aux résultats obtenus lorsque la modélisation des pertes dues au terrain est introduite dans le modèle de Hata; nous élaborerons plus loin à ce sujet. Toutefois, la topographie des différents parcours (figure 3-9) nous a permis de constater d'ores et déjà que le parcours (c) de la figure 3-4 est assimilable à un trajet au-dessus d'un terrain plat, la distance considérée étant faible. Par conséquent, les résultats relatifs à ce parcours peuvent être comparés directement à ceux de Hata, lesquels tiennent implicitement compte des pertes par diffraction au-dessus d'un terrain de ce genre; on constate effectivement que les résultats pour ce parcours (c) sont très près de ceux obtenus avec le modèle de Hata en milieu suburbain (colonne G).

3.6 ETUDE DU FACTEUR γ

Comme on l'a vu précédemment, l'introduction du facteur de correction urbaine γ semble être difficile à justifier compte tenu des résultats présentés au tableau 3-4. Afin d'améliorer nos connaissances sur ce facteur dans le but de préciser si son introduction dans les calculs est pertinente, nous avons effectué une comparaison systématique entre les résultats obtenus avec le modèle

de Hata et ceux prévus par Allsebrook & Parsons (sans γ). Cette comparaison est effectuée sur un terrain plat pour les milieux urbain et suburbain, et a pour but de vérifier s'il y a réellement lieu d'introduire un facteur γ fonction de la fréquence.

3.6.1 Milieu suburbain

Nous avons effectué une comparaison pour un milieu suburbain (milieu noté de type 3) dans lequel la hauteur des édifices est prise égale à 7,5 m et la largeur effective de rues est prise égale à 70 m (i.e. la distance édifice-unité mobile). Le tableau 3-5 résume les résultats obtenus pour ce milieu en fonction de la distance et de la fréquence.

On constate que les résultats obtenus sont très voisins et que les différences associées aux deux modèles sont toujours faibles. Il ne semble pas y avoir, a priori du moins, de corrélation de l'erreur avec la distance ou la fréquence; il ne nous apparaît donc pas utile d'introduire un facteur γ pour ce milieu. Pour un milieu de ce genre, la modélisation des pertes additionnelles dues aux édifices, telle que proposée par Allsebrook & Parsons, peut être justifiée sur la base que le terme γ ne présente réellement pas d'avantages dans ce cas.

3.6.2 Milieux urbains

Afin d'effectuer une comparaison plus poussée en milieu urbain, nous divisons celui-ci en deux: un milieu urbain normal (type 2) et un milieu urbain dense (type 1).

A) Milieu urbain:

Dans le cas du milieu de type 2, deux séries de calculs ont été réalisées avec les paramètres suivants:

	Série A	Série B
Hauteur antenne - unité mobile (h_m)	2 m	5 m
Hauteur des édifices	10 m	12 m
Distance édifices - unité mobile	30 m	25 m

Les résultats obtenus sont donnés au tableau 3-6. Il est bien évident, dans le cas du milieu de type 2, que les erreurs deviennent un peu plus importantes. On note toutefois, pour la série A, qu'il y a une certaine continuité des er-

Milieu suburbain (3)				Hauteur des édifices: 7,5 m						Largeur effective de rue: 70 m					
Dist. →	2 km			5 km			10 km			15 km			20 km		
Fréq. ↓	Hata	A & P	Diff.	Hata	A & P	Diff.	Hata	A & P	Diff.	Hata	A & P	Diff.	Hata	A & P	Diff.
150 MHz	105,9	105,6	0,3	119,3	120	-0,7	129,5	131,9	-2,4	135,5	139,2	-3,7	139,7	144,7	-5
200 "	108,7	108	1,7	122,1	122	0,1	132,3	133,9	-1,6	138,2	141,2	-3	142,5	146,9	-4,4
400 "	115,2	114,6	0,6	128,6	126,7	1,9	138,8	138,3	0,5	144,7	145,8	-1,1	148,9	151,9	-3
800 "	121,3	121,9	-0,6	134,7	132,3	2,4	144,9	142,9	2	150,8	150,7	0,1	155,1	157,3	2,2
1500 "	126,5	*	∕	139,9	139	0,9	150,1	147,9	2,2	156,1	155,8	0,3	160,3	162,9	-2,6

Tableau 3-5. Comparaison des résultats obtenus avec le modèle de Hata et celui de Allsebrook & Parsons dans lequel les pertes par diffraction sont calculées par modèle statistique.

Milieu suburbain

(terrain plat [$\Delta h = 15$ m], $h_b = 50$ m, $h_m = 2$ m) (* modèle non valide dans ces conditions).

Série A

Milieu urbain (2) $h_m = 2$ m				Hauteur des édifices: 10 m						Largeur effective de rue: 30 m					
Dist. →	2 km			5 km			10 km			15 km			20 km		
Fréq. ↓	Hata	A & P	Diff.	Hata	A & P	Diff.	Hata	A & P	Diff.	Hata	A & P	Diff.	Hata	A & P	Diff.
150 MHz	112,4	112,5	-0,1	125,8	126,9	-1,1	136	138,8	-2,8	141,9	146,2	-4,3	146,1	151,6	- 5,5
200 "	115,6	114,9	0,7	129	128,9	0,1	139,2	140,8	-1,6	145,1	148,1	-3	149,3	153,8	- 4,5
400 "	123,2	121,5	1,7	136,7	133,7	3	146,8	145,2	1,6	152,8	152,7	0,1	157	158,8	- 1,8
800 "	130,9	128,9	2	144,4	139,2	5,2	154,5	149,9	4,6	160,5	157,7	2,8	164,7	164,3	0,4
1500 "	137,9	*	↗	151,3	145,9	5,4	161,5	154,8	6,7	167,4	162,7	4,7	171,7	169,8	1,9

Série B

Milieu urbain (2) $h_m = 5$ m				Hauteur des édifices: 12 m						Largeur effective de rue: 25 m					
Dist. →	2 km			5 km			10 km			15 km			20 km		
Fréq. ↓	Hata	A & P	Diff.	Hata	A & P	Diff.	Hata	A & P	Diff.	Hata	A & P	Diff.	Hata	A & P	Diff.
150 MHz	107,3	109,6	-2,3	120,7	121,5	-0,8	130,9	132,7	-1,8	136,8	139,8	-3	141,1	145,2	- 4,1
200 "	110,1	113,1	-3	123,5	123,8	-0,3	133,7	134,6	-0,9	139,6	141,7	-2,1	143,8	147,2	- 3,4
400 "	116,8	120	-3,2	130,2	130,5	-0,3	140,4	139,8	-0,6	146,3	146,7	-0,3	150,5	152,4	- 1,9
800 "	123,4	*	↗	136,9	138,3	-1,4	147	146,3	0,7	153	152,7	0,3	157,2	158,5	- 1,3
1500 "	129,5	*	↗	142,9	141,5	1,4	153,1	153,4	-0,3	159,1	159	0,1	163,3	164,8	- 1,5

Tableau 3-6. Comparaison des résultats obtenus avec le modèle de Hata et celui de Allsebrook & Parsons dans lequel les pertes par diffraction sont calculées par modèle statistique.
Milieux urbains (Série A et série B). (* modèle non valide dans ces conditions).

reurs et cela devient particulièrement évident si l'on porte sur un graphique la différence entre les résultats des deux modèles en fonction de la fréquence comme le montre la figure 3-10. Dans le cas de la série B, le même type de graphique (figure 3-11) donne des résultats qui sont beaucoup moins cohérents.

Globalement, on peut certainement conclure qu'un terme correctif s'avère nécessaire mais il semble qu'il doive être beaucoup plus complexe que le terme γ proposé par Allsebrook & Parsons *tout en ayant des valeurs plus faibles*. En effet, ces auteurs proposent une correction de l'ordre de +13 dB à 400 MHz alors que nos résultats indiquent une correction entre +3 et -8,7 dB.

Ce terme correctif semble d'ailleurs être une fonction du milieu (possiblement de la densité de construction), de la distance, et dépend, en tout cas, très fortement de paramètres autres que la fréquence. Sur la base des résultats de la série A (figure 3-10), on peut supposer qu'il s'exprimerait par une fonction de la forme:

$$K_0 + K_1 \log_{10} f_c + K_2 (\log_{10} f_c)^2 + K_3 f(R) \quad (3-8)$$

quoique cela devienne beaucoup moins certain à la lumière des résultats mis en évidence à la figure 3-11 (série B).

B) Milieu urbain dense (type 1):

Dans le cas d'un milieu urbain dense (hauteur des édifices = 20 m, largeur effective de rues = 20 m), les résultats obtenus sont présentés au tableau 3-7. On constate que l'erreur moyenne est encore plus forte que dans les cas précédents tout en restant néanmoins du même ordre de grandeur. Si l'on porte en graphique l'écart observé entre les deux modèles en fonction de la fréquence pour diverses distances R (figure 3-12), on peut déceler qu'une relation du type de l'équation (3-8) semble se dégager des résultats mais, là encore, il faudrait disposer de beaucoup plus de résultats pour pouvoir dégager une expression applicable d'une manière plus générale.

L'ensemble des comparaisons que nous avons effectuées (tableaux 3-5 à 3-7, figures 3-10 à 3-12) permet cependant de conclure que:

- en aucun cas, il ne semble y avoir un comportement différent pour les fréquences situées de part et d'autre de 200 MHz, ce qui contraste avec les résultats de Allsebrook & Parsons qui introduisent un facteur de correction γ différent de zéro au-delà de 200 MHz.
- selon Allsebrook & Parsons, le γ calculé vaudrait environ +13 dB à 400 MHz.

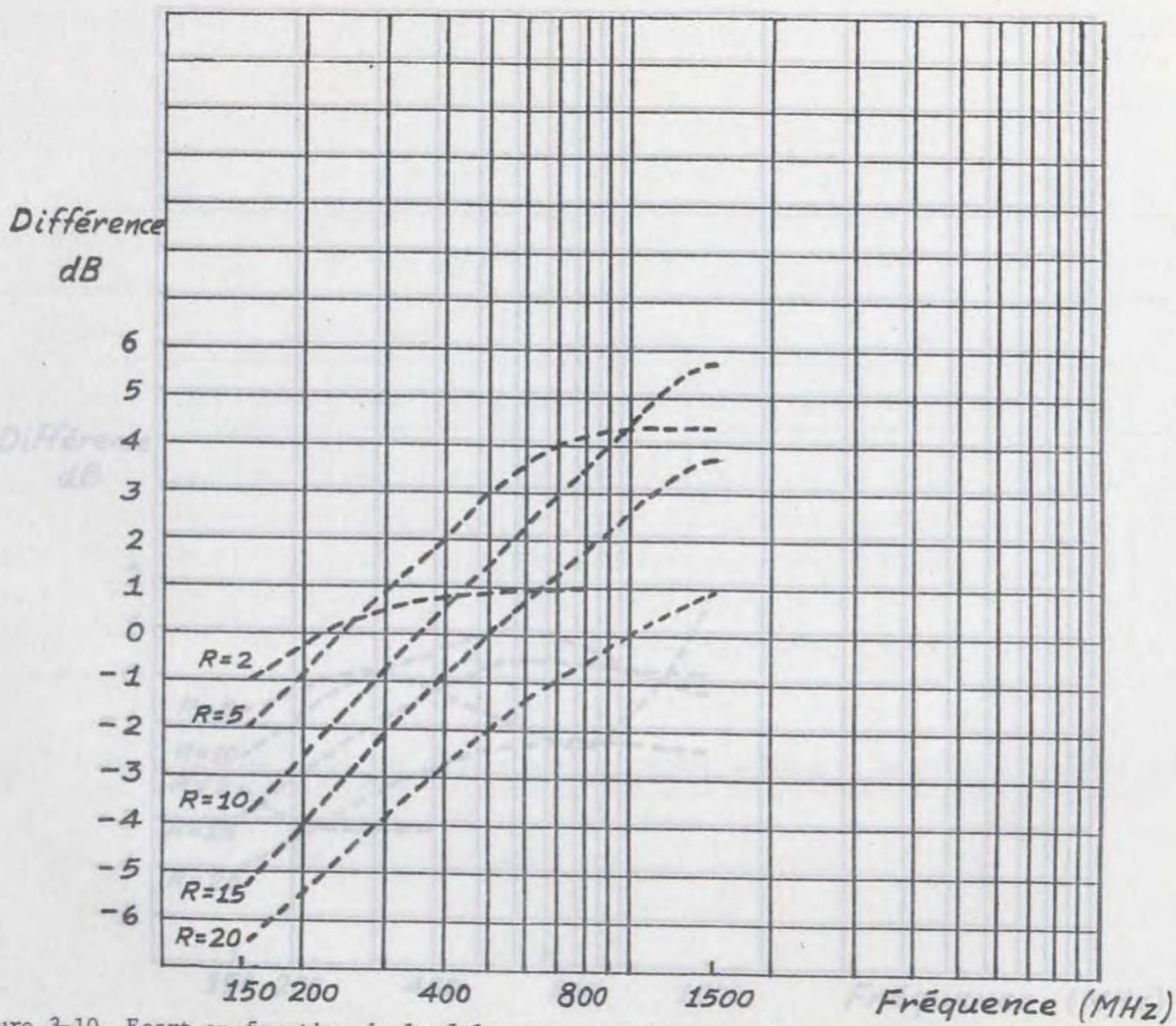


Figure 3-10. Ecart en fonction de la fréquence pour diverses distances (R) entre les résultats obtenus avec Allsebrook & Parsons et ceux de Hata pour un milieu urbain (type 2). Les valeurs en ordonnée sont celles du tableau 3-6 (série A) avec les paramètres qui y sont indiqués.

Différence
dB

2
1
0
-1
-2
-3
-4
-5

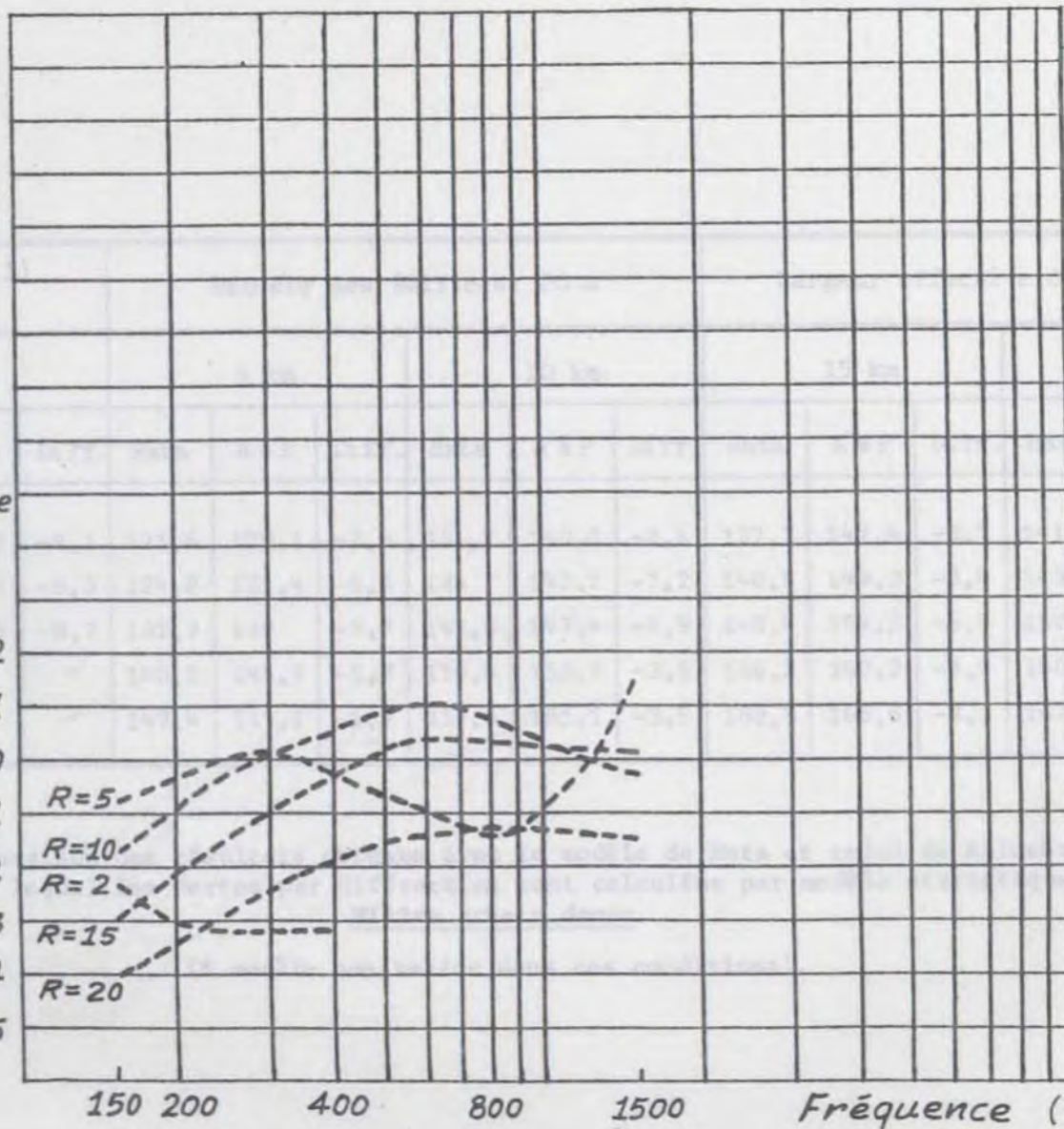


Figure 3-11. Ecart en fonction de la fréquence pour diverses distances (R) entre les résultats obtenus avec Allsebrook & Parsons et ceux de Hata pour un milieu urbain (type 2). Les valeurs en ordonnée sont celles du tableau 3-6 (série B) avec les paramètres qui y sont indiqués.

Milieu urbain (1) $h_m = 5 \text{ m}$				Hauteur des édifices: 20 m						Largeur effective de rue: 20 m					
Dist. →	2 km			5 km			10 km			15 km			20 km		
Fréq. ↓	Hata	A & P	Diff.	Hata	A & P	Diff.	Hata	A & P	Diff.	Hata	A & P	Diff.	Hata	A & P	Diff.
150 MHz	108,1	117,2	-9,1	121,6	129,1	-7,5	131,7	140,3	-8,6	137,7	147,4	-9,7	141,9	152,7	-10,8
200 "	111,4	120,7	-9,3	124,8	131,4	-6,6	135	142,2	-7,2	140,9	149,3	-8,4	145,2	154,7	- 9,5
400 "	118,9	127,6	-8,7	132,3	138	-5,7	142,5	147,4	-4,9	148,4	154,3	-5,9	152,7	160	- 7,3
800 "	126,8	*	↗	140,2	145,9	-5,7	150,4	153,9	-3,5	156,3	160,2	-3,9	160,5	166,1	- 5,6
1500 "	133,9	*	↗	147,4	149,1	-1,7	157,5	161,1	-3,6	163,5	166,6	-3,1	167,7	172,4	- 4,7

Tableau 3-7. Comparaison des résultats obtenus avec le modèle de Hata et celui de Allsebrook & Parsons dans lequel les pertes par diffraction sont calculées par modèle statistique.

Milieu urbain dense.

(* modèle non valide dans ces conditions).

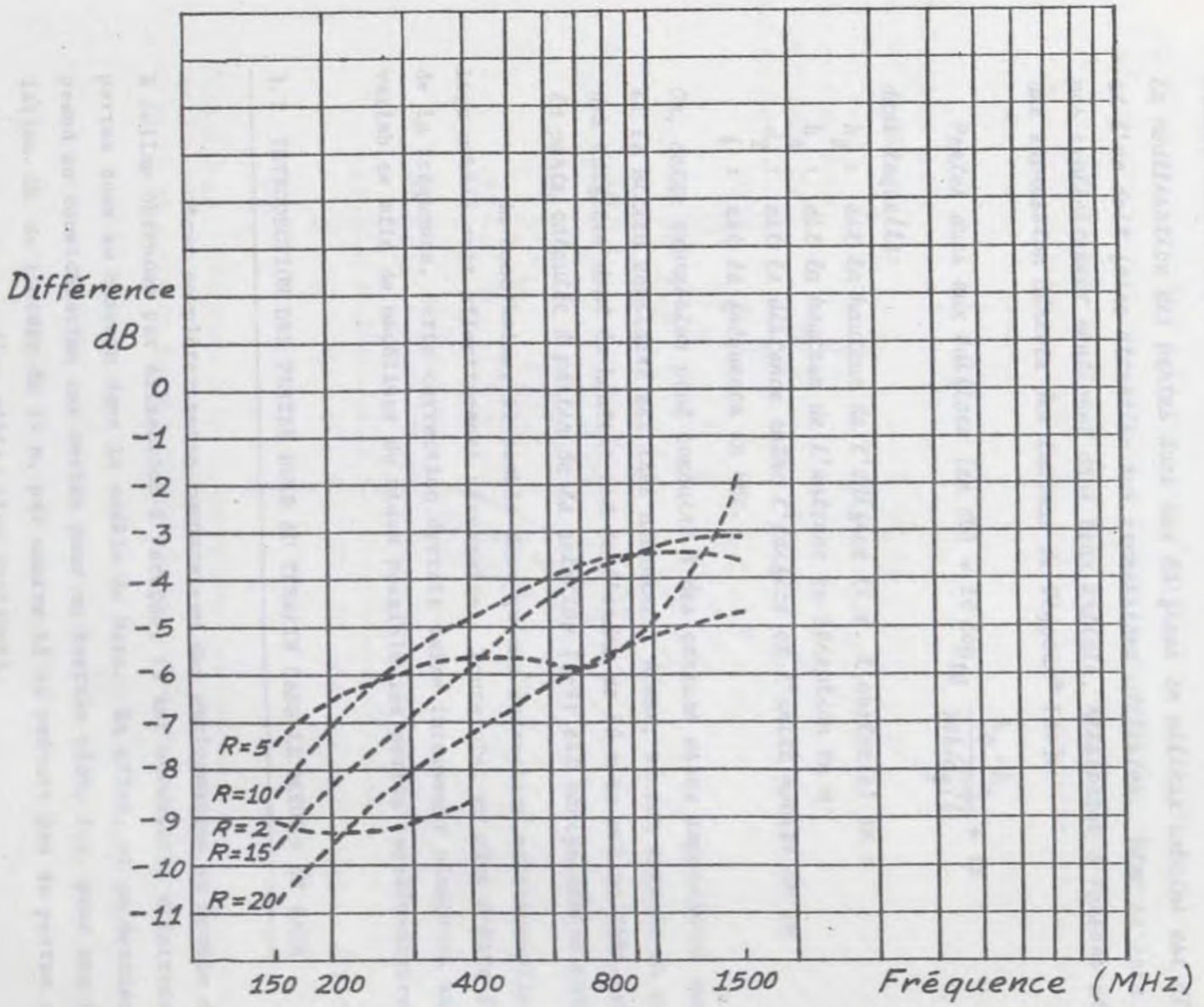


Figure 3-12. Ecart en fonction de la fréquence pour diverses distances (R) entre les résultats obtenus avec Allsebrook & Parsons et ceux de Hata pour un milieu urbain dense (type 1). Les valeurs en ordonnée sont celles du tableau 3-7 avec les paramètres qui y sont indiqués.

Dans tous nos calculs, la différence est beaucoup plus faible, variant de +3 à -8,7 dB avec une moyenne de l'ordre de 0 dB pour le cas en milieu urbain, série A, -1 pour le cas en milieu urbain, série B et -7 dB pour le cas en milieu urbain dense.

- la modélisation des pertes dues aux édifices en milieux urbains est délicate et l'on doit faire attention aux expressions utilisées. Même si cela n'est pas explicitement mentionné dans leur article, Allsebrook & Parsons utilisent une expression dérivée des travaux de Deygout* [34]:

$$\text{Pertes dues aux édifices (en dB)} = 20 \log_{10} \frac{h_0 - h_r}{548 \sqrt{d_2 / f}} + 16 \quad (3-9)$$

dans laquelle:

h_0 : est la hauteur de l'édifice (i.e. l'obstacle) en m

h_r : est la hauteur de l'antenne en réception en m

d_2 : est la distance entre l'édifice et l'unité mobile en km

f : est la fréquence en MHz.

Or, cette expression peut conduire à des erreurs assez importantes surtout si le milieu considéré est très urbanisé. Ainsi, si par exemple on considère des édifices dont la hauteur est de l'ordre de 50 m en milieu très urbanisé, la perte calculée à partir de la relation (3-9) est manifestement surévaluée.

En conclusion, il semble donc qu'une correction additionnelle en milieu urbain soit effectivement nécessaire. Toutefois, en plus d'être fonction de la fréquence, cette correction devrait faire intervenir plusieurs autres variables afin de modéliser du mieux possible les pertes supplémentaires subies.

3.7 INTRODUCTION DES PERTES DUES AU TERRAIN DANS LE MODELE DE HATA

Pour compléter notre comparaison des performances du modèle de Hata à celles obtenues par Allsebrook & Parsons, il est nécessaire d'introduire les pertes dues au terrain dans le modèle de Hata. En effet, si ce dernier modèle prend en considération ces pertes pour un terrain plat, i.e. pour une dénivellation Δh de l'ordre de 15 m, par contre il ne prévoit pas de pertes additionnelles dans le cas d'un milieu plus accidenté.

* cette expression est dérivée à l'appendice H à partir des travaux de Deygout [34].

Puisque nous disposons d'une modélisation statistique de ces pertes, il suffit donc d'ajouter le différentiel des pertes subies pour Δh supérieur à 15 m dans le modèle de Hata pour pouvoir effectuer une comparaison globale de la performance en milieux urbains et suburbain. Si l'on se base sur les données de Allsebrook & Parsons pour les milieux considérés (tableau 3-4, a à g), on peut établir une certaine correspondance entre les milieux utilisés par Hata et les paramètres de Allsebrook & Parsons. La figure 3-13 ne saurait toutefois être utilisée de façon quantitative, les différentes courbes n'indiquant que des ordres de grandeur.

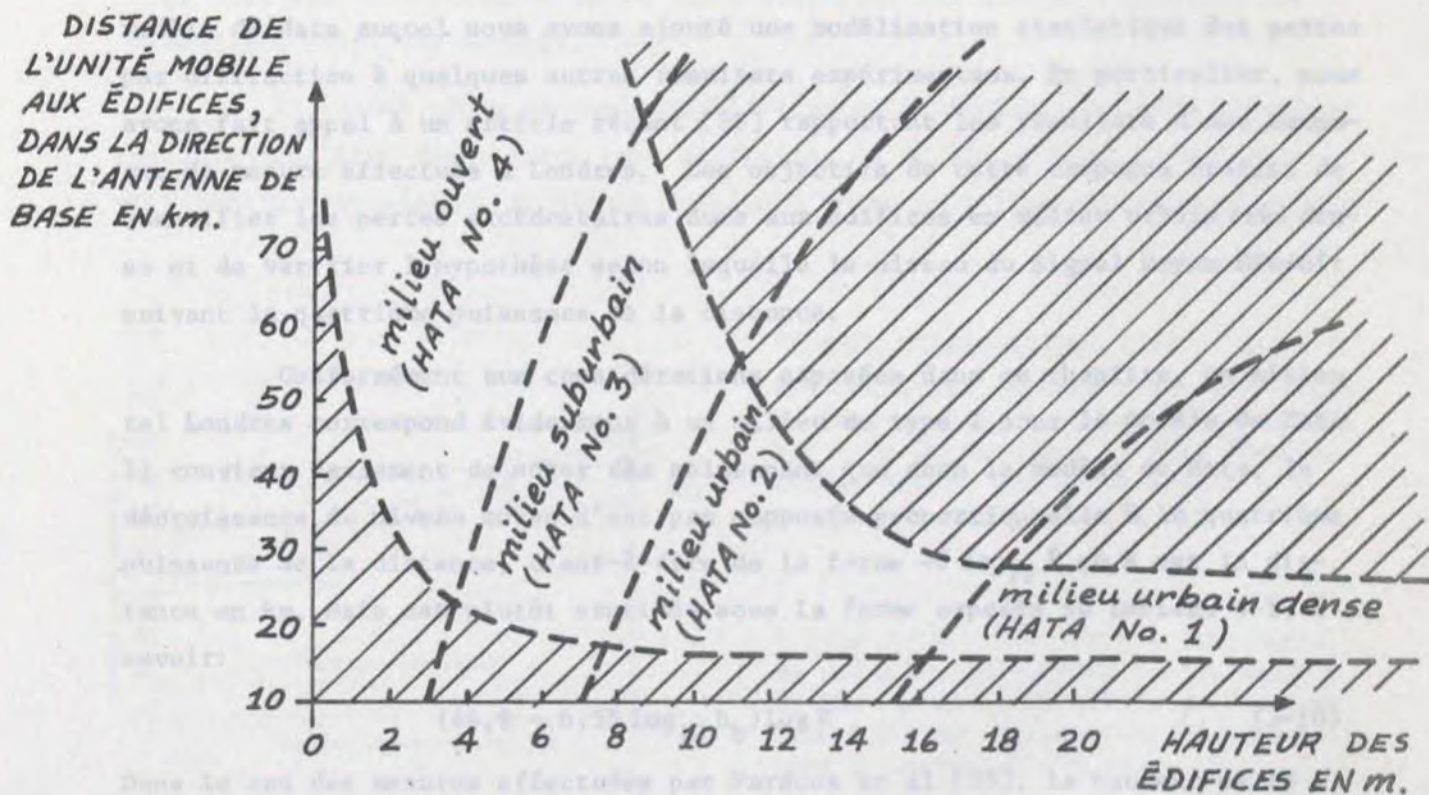


Figure 3-13. Comparaison entre les milieux considérés par Hata et ceux définis par les paramètres de Allsebrook & Parsons (les régions hachurées (///) donnent un ordre de grandeur des limites pratiques des zones considérées).

Cette division qualitative des milieux nous amène à constater que les milieux où les mesures de Allsebrook & Parsons ont été effectuées sont intermédiaires entre les milieux (2) et (3) de Hata.

On remarque en particulier une bonne corrélation entre les paramètres liés aux édifices et le type de résultats obtenus. Ainsi, le cas (e) du tableau 3-4, qui correspond nettement à un milieu suburbain ($h = 7,75$ m, $d = 50$ m), corres-

pond très bien au milieu 3 de Hata et les résultats prédits par les autres méthodes, de même que les mesures, sont très cohérents avec ceux donnés au tableau 3-4. De même, il est très facile de se rendre compte que le cas (d) correspond à un milieu nettement urbain (colonne F, tableau 3-4) et que le parcours (g) correspond à une situation intermédiaire.

3.8 CONSIDERATIONS ADDITIONNELLES

Nous avons également été en mesure de comparer les performances du modèle de Hata auquel nous avons ajouté une modélisation statistique des pertes par diffraction à quelques autres résultats expérimentaux. En particulier, nous avons fait appel à un article récent [35] rapportant les résultats d'une campagne de mesure effectuée à Londres. Les objectifs de cette campagne étaient de quantifier les pertes excédentaires dues aux édifices en milieu urbain très dense et de vérifier l'hypothèse selon laquelle le niveau du signal moyen décroît suivant la quatrième puissance de la distance.

Conformément aux considérations exposées dans ce chapitre, un milieu tel Londres correspond évidemment à un milieu de type 1 pour le modèle de Hata. Il convient également de noter dès maintenant que dans le modèle de Hata, la décroissance du niveau moyen n'est pas supposée proportionnelle à la quatrième puissance de la distance, c'est-à-dire de la forme $40 \log_{10} R$ où R est la distance en km, mais est plutôt exprimée sous la forme exposée au tableau 3-1, à savoir:

$$(44,9 - 6,55 \log_{10} h_b) \log R \quad (3-10)$$

Dans le cas des mesures effectuées par Parsons et al. [35], la hauteur de la station de base est fixée à 46 m, ce qui donne une décroissance de $34 \log_{10} R$ et contraste donc quelque peu avec les hypothèses de base des auteurs britanniques.

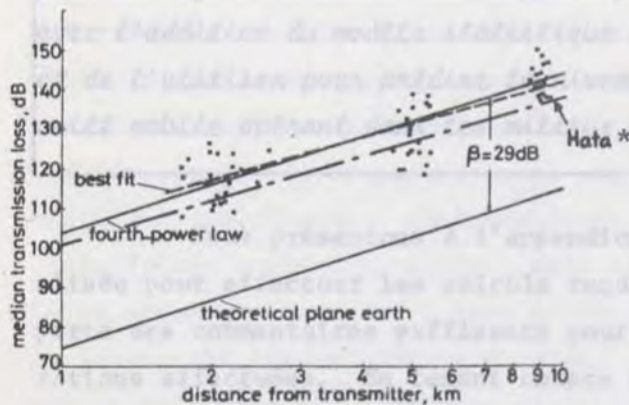
En appliquant le modèle de Hata aux deux fréquences où les résultats sont disponibles, c'est-à-dire 168 et 455 MHz, on évalue le facteur β de correction, dû à l'éparpillement en milieu urbain (urban clutter factor):

Fréquence		à 1 km	à 10 km	moyen (à 4 km)
168 MHz	β (dB)	25,4	19,4	21,7
455 MHz	β (dB)	36,9	30,9	33,2

Les résultats vont dans le même sens que ceux présentés dans l'article de Parsons et al. et que nous reproduisons aux figures 3-14 et 3-15. Le facteur β indiqué vaut respectivement 29 et 37 dB. Nous avons de plus superposé sur ces figures les résultats obtenus avec le modèle de Hata. Nous réalisons que:

- à 168 MHz, les calculs selon Hata sont toujours environ 5 dB au-dessous des résultats mesurés et approximés par la courbe des meilleures approximations (best fit);
- à 455 MHz, les calculs permettent de constater une différence appréciable à une distance de l'ordre de 10 km alors que, pour les autres distances, les résultats sont plus proches.

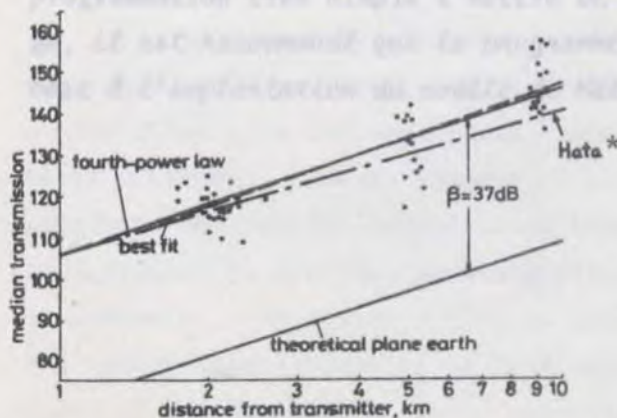
En résumé, même si quelques différences persistent, on peut néanmoins conclure que, même dans ce cas très difficile, le modèle de Hata permet de prévoir très convenablement le niveau du signal moyen en milieu urbanisé très dense.



*figure originale modifiée:

les résultats obtenus avec le modèle de Hata ont été superposés directement sur ceux de Parsons. Il faut donc se rendre compte que cette droite n'apparaît pas dans l'article cité [35].

Figure 3-14. Comparaison du niveau du signal moyen prédit par le modèle de Hata avec les résultats que Parsons et al. [35] ont obtenus expérimentalement à Londres à 168 MHz.



*voir remarque ci-dessus.

Figure 3-15. Comparaison du niveau du signal moyen prédit par le modèle de Hata avec les résultats que Parsons et al. [35] ont obtenus expérimentalement à Londres à 455 MHz.

3.9 CONCLUSIONS ET RECOMMANDATIONS

Les résultats présentés dans ce chapitre démontrent de façon non équivoque que le modèle de Hata, auquel on adjoint un modèle statistique des pertes par diffraction dues au relief du milieu envisagé, permet d'obtenir une très bonne approximation du niveau du signal moyen qui sera reçu par une unité mobile sous diverses conditions. Les résultats obtenus sont suffisamment précis pour être très facilement comparés à ceux donnés par les autres méthodes de prédiction couramment utilisées (Okumura, Allsebrook & Parsons, Blomquist & Ladell, etc.). L'avantage du modèle de Hata sur tous les autres est sa mise en oeuvre très facile sur ordinateur en comparaison avec les autres méthodes mentionnées ci-dessus.

En conséquence,

il est recommandé aux chercheurs du Centre de Recherches en Communications, responsables des calculs de pertes de propagation en milieu urbain pour les systèmes radio-mobiles, d'implanter sur ordinateur le modèle de Hata avec l'addition du modèle statistique des pertes par diffraction dues au relief et de l'utiliser pour prédire le niveau du signal moyen qui sera reçu par une unité mobile opérant dans les milieux urbain, suburbain et ouvert.

Nous présentons à l'appendice I l'ensemble de la programmation réalisée pour effectuer les calculs requis dans ce chapitre. Ce programme comporte des commentaires suffisants pour identifier facilement les diverses opérations effectuées. En tenant compte du fait que tous les éléments nécessaires à une bonne compréhension sont contenus dans ce rapport et qu'il s'agit de programmation très simple à mettre en oeuvre ou à adapter dans un autre langage, il est recommandé que le programme détaillé de l'appendice I serve de base à l'implantation du modèle de Hata sur l'ordinateur du CRC.

Chapitre 4

CONCLUSIONS

Cette étude nous a permis d'atteindre des objectifs très précis et elle constitue une étape majeure vers la réalisation de notre objectif ultime, c'est-à-dire l'établissement d'une liaison très étroite entre les conditions de propagation et la prédiction de la performance des systèmes de communications en milieux urbains. Cet objectif, qui découle évidemment des préoccupations les plus légitimes des autorités du Ministère des Communications ainsi que des scientifiques du Centre de Recherche sur les Communications, se situe maintenant beaucoup plus en vue à la suite des résultats que nous avons obtenus au cours du présent contrat.

En effet, nous avons initialement présenté une analyse critique et une synthèse des travaux antérieurs de divers auteurs et fait ressortir les distinctions fondamentales entre les approches possibles. Nous avons montré très clairement que nous pouvons maintenant tenter d'unifier les concepts véhiculés par ces diverses approches car nous avons acquis, plus que partiellement, une compréhension des mécanismes physiques mis en jeu et la façon de les caractériser mathématiquement. Cela nous a d'ailleurs permis de discuter certains paramètres qui ont retenu notre attention pour la description statistique de la réponse impulsionnelle du canal. Il s'agit évidemment d'une première approche mais elle est néanmoins significative d'une direction vers laquelle nos efforts devront être dirigés.

Nous avons également réussi à modéliser d'une façon simple le canal de transmission en tenant compte de l'aspect impulsionnel de celui-ci, c'est-à-dire qu'en plus des amplitudes des signaux, nous pouvons tenir compte du temps d'arrivée et de la phase de chacun. Ce type de modélisation s'avérera absolument nécessaire lorsque l'on voudra faire des études de prédiction de performances de systèmes de communications à large bande et à fort taux de transmission. Or il est facile de constater que, de plus en plus, on assiste à l'introduction graduelle de la technologie des systèmes numériques basse vitesse en radio mobile et qu'il est prévisible que des systèmes à haute vitesse

verront le jour dans un avenir rapproché. Les possibilités offertes par ce modèle sont donc multiples car, en plus d'être déjà disponible sous une forme simplifiée, il devrait permettre aux personnes concernées d'effectuer très bientôt des études de prédiction de performance des systèmes qui pourraient être proposés et d'en définir les exigences techniques.

Une étude comparative quasi-exhaustive des modèles statistiques disponibles pour la prédiction du niveau du signal moyen en milieu urbain nous a, par ailleurs, permis d'identifier ce que nous croyons être le modèle le plus complet et le plus simple pour faire les études de propagation des systèmes actuellement en usage. Nous avons, en effet, comparé l'ensemble des modèles sous toutes les conditions rencontrées dans la pratique et en avons conclu que le modèle de Hata, tel que nous l'avons modifié, devrait être implanté dans les meilleurs délais au CRC. Pour ce faire, nous avons fourni, en plus des résultats comparatifs en milieux ouvert, suburbain et urbain, les programmes et explications nécessaires pour que cela puisse être réalisé très facilement.

Globalement, nous croyons que cette étude constitue un travail important vers la réalisation de notre objectif final. Il est certain cependant que des études additionnelles sont requises pour en arriver à le réaliser complètement. En particulier, nous croyons que certaines étapes intermédiaires doivent être approfondies et les plus logiques nous semblent être

- a) généraliser les résultats obtenus pour l'estimation du taux d'erreur de transmission à un certain nombre de systèmes de communications utilisant des techniques de modulations différentes;
- b) étudier les procédures de transmission, de détection et de correction d'erreurs des systèmes numériques basse vitesse à partir de modèles simples d'affaiblissement en milieu urbain;
- c) pour les systèmes à taux de transmission élevé, poursuivre le travail de modélisation du chapitre 2 afin d'en faire ressortir toutes les applications possibles.

Finalement, la complexité des études en cours et l'ensemble des résultats très significatifs obtenus permettent de croire que nous pourrions réaliser l'objectif final au cours des prochaines étapes.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] D.L. NIELSON, "Microwave propagation measurements for mobile digital radio application", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-27, n° 3, pp. 117-132, août 1978.
- [2] G.L. TURIN, F.D. CLAPP, T.L. JOHNSTON, S.B. FINE, D. LAVRY, "A statistical model of urban multipath propagation", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-21, n° 1, pp. 1-9, février 1972.
- [3] D.C. COX, "Time-and frequency-domain characterizations of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile-radio environment", Radio Sci., vol. 7, n° 12, pp. 1069-1077, décembre 1972.
- [4] G.Y. DELISLE, M. LECOURS, J.P. LEFEVRE, "Etude des problèmes de propagation associés aux stations émettrices et mobiles terrestres en milieu urbain (Phase II), Rapport final n° LT-80-8223, Contrat OSU79-00219, mars 1980.
- [5] H. HASHEMI, "Simulation of the urban radio propagation channel", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-28, n° 3, pp. 213-225, août 1979.
- [6] H. SUZUKI, "A statistical model for urban radio propagation", IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, n° 7, pp. 673-680, juillet 1977.
- [7] E.L. CAPLES, K.E. MASSAD, T.R. MINOR, "A UHF channel simulator for digital mobile radio", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-29, n° 2, pp. 281-289, mai 1980.
- [8] R.C. FRENCH, "Error rate predictions and measurements in the mobile radio data channel", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-27, n° 3, pp. 110-116, août 1978.
- [9] D.C. COX, "Delay doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile radio environment", IEEE Trans. Antennas Propagat. vol. AP-20, n° 5, pp. 625-635, septembre 1972.
- [10] D.C. COX, "A measured delay-doppler scattering function for multipath propagation at 910 MHz in an urban mobile radio environment", Proc. IEEE, vol. 61, n° 4, pp. 479-480, avril 1973.
- [11] D.C. COX, "910 MHz urban mobile radio propagation: multipath characteristics in New York City", IEEE Trans. Commun., vol. COM-21, n° 11, pp. 1188-1194, novembre 1973; a également paru dans: IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-22, n° 4, pp. 104-110, novembre 1973.
- [12] D.C. COX, R.P. LECK, "Distributions of multipath delay spread and average excess delay for 910 MHz urban mobile radio paths", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-23, n° 2, pp. 206-213, mars 1975.
- [13] D.C. COX, R.P. LECK, "Correlation bandwidth and delay spread multipath propagation statistics for 910 MHz urban mobile radio channels", IEEE Trans. Commun., vol. COM-23, n° 11, pp. 1271-1280, novembre 1975.
- [14] D.C. COX, "Multipath delay spread and path loss correlation for 910 MHz urban mobile radio propagation", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-26, n° 4, pp. 340-344, novembre 1977.

- [15] G.L. TURIN, W.S. JEWELL, T.S. JOHNSTON, "Simulation of urban vehicle-monitoring systems", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-21, n° 1, pp. 9-16, février 1972.
- [16] G.L. TURIN, "Introduction to spread spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio", Proc. IEEE, vol. 68, n° 3, pp. 328-353, mars 1980.
- [17] H. SUZUKI, "A statistical study for urban radio propagation", Ph.D. thesis, Univ. of California, Berkeley, CA., 1975.
- [18] H. HASHEMI, "Simulation of the urban radio propagation channel", Ph.D. thesis, Univ. of California, Berkeley, CA., 1977.
- [19] G.Y. DELISLE, M. LECOURE, "Etude des problèmes de propagation associés aux stations émettrices et mobiles terrestres en milieu urbain", Rapport final n° LT-79-8229, Contrat OSU78-00243, mars 1979.
- [20] Y. OKUMURA, E. OHMORI, T. KAWANO, K. FUKUDA, "Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio-service", Rev. Elec. Commun. Lab. vol. 16, n°s 9-10, septembre-octobre 1968.
- [21] S. KOZONO, K. WATANABE, "Influence of environmental buildings on UHF land mobile radio propagation", IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, n° 10, pp. 1133-1143, octobre 1977.
- [22] K. ALLSEBROOK, J.D. PARSONS, "Mobile radio propagation in British cities at frequencies in the VHF and UHF bands", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-26, n° 4, pp. 313-323, novembre 1977.
- [23] R.E. EDWARDS, J. DURKIN, "Computer prediction of field strength in the planning of radio systems", Proc. IEE, vol. 116, n° 9, pp. 1493-1500, septembre 1969.
- [24] A. BLOMQUIST, L. LADELL, "Prediction and calculation of transmission loss in different types of terrain", NATO AGARD Conf. Publ. CP 144, Research Institute of National Defense, Dept. 3, S-10450, Stockholm 80, Sweden, pp. 32/1-32/17, 1974.
- [25] M. HATA, "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-29, n° 3, pp. 317-325, août 1980.
- [26] J.J. EGLI, "Radio propagation above 40 Mc over irregular terrain", Proc. IRE, vol. 45, n° 10, pp. 1383-1391, octobre 1957.
- [27] F.H. PALMER, "The CRC VHF/UHF propagation prediction program: description and comparison with field measurements", AGARD Symposium, Ottawa, avril 1978.
- [28] G.D. OTT, A. PLITKINS, "Urban path-loss characteristics at 820 MHz", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-27, n° 4, pp. 189-197, novembre 1978.
- [29] P.F. PANTER, Communication Systems Design, McGraw-Hill, 1972.
- [30] K. BULLINGTON, "Radio propagation for vehicular communications", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-26, n° 4, pp. 295-308, novembre 1977.
- [31] K.A. NORTON, "The calculation of ground-wave field intensity over a finitely conducting spherical earth", Proc. IRE, vol. 29, pp. 623-639, décembre 1941.
- [32] E.C. JORDAN, K.G. BALMAIN, Electromagnetic waves and radiating systems, 2nd edition, Prentice-Hall, 1968.

- [33] A.G. LONGLEY, P.L. RICE, "Prediction of tropospheric radio transmission loss over irregular terrain - A computer method", ESSA Tech. Rep., ERL79-ITS67, 1968.
- [34] J. DEYGOUT, "Multiple knife-edge diffraction of microwaves", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-14, n° 14, pp. 480-489, juillet 1966.
- [35] J.D. PARSONS, M.F. IBRAHIM, R.J. SAMUEL, "Median field strength prediction for mobile radio propagation in London", Electronics Letters, vol. 16, n° 5, pp. 172-173, 28 février 1980.
- [36] J. DURKIN, "Computer prediction of service areas for VHF and UHF for land mobile radio services", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-26, n° 4, pp. 323-327, novembre 1977.
- [37] J. EPSTEIN, D.W. PETERSON, "An experimental study of wave propagation at 850 Mc", Proc. IRE, vol. 41, n° 5, pp. 595-611, mai 1953.

Appendice A

PROGRAMME DE GENERATION DES TEMPS D'ARRIVEE
SELON UNE DISTRIBUTION DE POISSON MODIFIEE A DEUX ETATS
(DISTRIBUTION Δ -K)

Δ : 100 ns

K : voir tableau 2-1

```

C *****
C *
C * GENERATION DES TEMPS D'ARRIVEE SANS CORRELATION SPATIALE *
C * R: VECTEUR CONTENANT LES DONNEES EMPIRIQUES *
C * N: NOMBRE DE SEGMENTS *
C * L1: NOMBRE DE PROFILS A GENERER *
C * D: DISTANCE ENTRE LES PROFILS *
C * L: VECTEUR DE SORTIE CONTENANT LES 0 ET LES 1 *
C * PLS: VECTEUR CONTENANT LA DISTRIBUTION DES TEMPS D'ARRIVEE *
C *
C *****
DIMENSION R(100),PA(76),L(76),LP(76),PLS(76),PR(76),PI(76)
READ(1,10) L1,D,N,A1RE
FORMAT(15,F8.2,I3,A3)
10 READ(1,20) (R(I),I=1,100)
20 FORMAT(8F8.3)
DO 1 I=1,76
1 PLS(I)=0.0
PA(1)=R(1)
DO 30 I=2,N
PA(I)=R(I)/((R(77)-1.)*R(I-1)+1.)
30 CONTINUE
DO 500 IP=1,L1
PR(1)=PA(1)
A=RAND(1.)
L(1)=0
IF(A.LT.PR(1))L(1)=1
PLS(1)=PLS(1)+L(1)
DO 40 I=2,N
PR(I)=PA(I)
IF(L(I-1).EQ.1)PR(I)=R(77)*PA(I)
A=RAND(1.)
L(I)=0
IF(A.LT.PR(1))L(I)=1
PLS(I)=PLS(I)+L(I)
40 CONTINUE
500 CONTINUE
DO 45 K=1,N
45 PLS(K)=PLS(K)/L1
WRITE(3,900)
900 FORMAT(1H1,'PROBABILITE DES TEMPS D'ARRIVEE',//)
WRITE(3,904)A1RE,L1,D,N
904 FORMAT(1X,'REGION = ',A3, '// NOMBRE DE PROFILS = ',I5, '// DISTANCE E
ANTRE LES POINTS = ',F8.2, '// NOMBRE DE BINS = ',I3, '//)
WRITE(3,51) (K,PLS(K),K=1,N)
51 FORMAT(1X,I2,4X,F5.3)
STOP
END

```

PROBABILITES EMPIRIQUES DES TEMPS D'ARRIVEE

A-1	A-2	A-3	B-1	B-2	B-3	C-1	C-2	C-3	D-1	D-2	D-3
0.010	0.001	0.001	0.006	0.003	0.003	0.008	0.015	0.005	0.002	0.010	0.005
0.002	0.002	0.001	0.001	0.003	0.001	0.022	0.027	0.025	0.005	0.003	0.004
0.002	0.002	0.001	0.026	0.002	0.003	0.057	0.072	0.089	0.049	0.022	0.013
0.042	0.015	0.004	0.400	0.100	0.080	0.228	0.276	0.224	0.460	0.316	0.193
0.347	0.265	0.131	0.683	0.787	0.735	0.626	0.704	0.626	0.615	0.756	0.839
0.522	0.459	0.409	0.499	0.477	0.422	0.526	0.540	0.474	0.547	0.591	0.449
0.478	0.485	0.522	0.449	0.526	0.511	0.453	0.500	0.418	0.415	0.597	0.511
0.454	0.501	0.525	0.433	0.518	0.535	0.402	0.531	0.435	0.349	0.540	0.524
0.497	0.544	0.526	0.357	0.558	0.523	0.373	0.506	0.410	0.267	0.555	0.553
0.493	0.569	0.570	0.409	0.578	0.478	0.382	0.465	0.448	0.337	0.540	0.498
0.557	0.571	0.597	0.549	0.541	0.414	0.421	0.458	0.414	0.680	0.503	0.405
0.507	0.606	0.592	0.455	0.587	0.433	0.426	0.442	0.352	0.352	0.534	0.308
0.485	0.576	0.590	0.392	0.529	0.393	0.370	0.465	0.343	0.426	0.493	0.344
0.488	0.594	0.572	0.400	0.581	0.375	0.391	0.409	0.286	0.361	0.484	0.263
0.508	0.590	0.539	0.362	0.549	0.306	0.368	0.429	0.234	0.338	0.449	0.224
0.506	0.575	0.502	0.316	0.504	0.320	0.355	0.389	0.188	0.455	0.423	0.184
0.562	0.583	0.609	0.342	0.523	0.272	0.352	0.396	0.149	0.516	0.432	0.153
0.507	0.564	0.567	0.290	0.526	0.254	0.347	0.374	0.117	0.363	0.373	0.124
0.476	0.539	0.511	0.281	0.480	0.179	0.280	0.379	0.104	0.299	0.362	0.107
0.531	0.559	0.527	0.205	0.470	0.188	0.236	0.365	0.083	0.225	0.309	0.111
0.508	0.565	0.547	0.183	0.427	0.157	0.193	0.314	0.068	0.215	0.273	0.079
0.503	0.545	0.516	0.162	0.452	0.161	0.185	0.310	0.046	0.197	0.276	0.080
0.502	0.579	0.578	0.152	0.477	0.154	0.159	0.289	0.041	0.145	0.234	0.051
0.497	0.548	0.518	0.121	0.417	0.109	0.118	0.263	0.024	0.119	0.235	0.060
0.492	0.539	0.504	0.108	0.363	0.088	0.096	0.266	0.019	0.102	0.233	0.031
0.514	0.535	0.485	0.088	0.392	0.107	0.074	0.234	0.026	0.089	0.216	0.040
0.504	0.564	0.552	0.096	0.388	0.099	0.083	0.242	0.020	0.076	0.177	0.032
0.487	0.531	0.499	0.088	0.343	0.082	0.059	0.220	0.020	0.043	0.159	0.034
0.477	0.508	0.529	0.071	0.386	0.068	0.050	0.233	0.017	0.049	0.166	0.027
0.517	0.546	0.480	0.061	0.366	0.073	0.041	0.182	0.007	0.047	0.151	0.034
0.512	0.540	0.504	0.043	0.361	0.075	0.034	0.172	0.010	0.037	0.115	0.029
0.503	0.497	0.513	0.047	0.397	0.077	0.024	0.170	0.010	0.028	0.115	0.024
0.540	0.473	0.493	0.053	0.367	0.068	0.018	0.158	0.008	0.021	0.115	0.037
0.497	0.537	0.457	0.049	0.344	0.079	0.017	0.138	0.015	0.028	0.097	0.019
0.472	0.518	0.513	0.045	0.372	0.077	0.020	0.141	0.006	0.022	0.109	0.023
0.488	0.469	0.428	0.031	0.353	0.060	0.014	0.105	0.010	0.018	0.091	0.013
0.472	0.469	0.407	0.028	0.347	0.040	0.010	0.091	0.006	0.020	0.100	0.016
0.460	0.418	0.398	0.024	0.320	0.045	0.010	0.099	0.006	0.021	0.092	0.020

PROBABILITES EMPIRIQUES DES TEMPS D'ARRIVEE
(SUITE)

A-1	A-2	A-3	B-1	B-2	B-3	C-1	C-2	C-3	D-1	D-2	D-3
0.427	0.451	0.381	0.034	0.342	0.050	0.011	0.083	0.008	0.017	0.102	0.022
0.392	0.407	0.329	0.025	0.308	0.059	0.006	0.086	0.003	0.014	0.094	0.021
0.431	0.398	0.297	0.032	0.306	0.046	0.004	0.062	0.007	0.013	0.079	0.007
0.389	0.368	0.271	0.018	0.311	0.045	0.011	0.076	0.006	0.011	0.082	0.013
0.365	0.357	0.271	0.023	0.306	0.039	0.009	0.056	0.001	0.011	0.083	0.012
0.347	0.371	0.207	0.015	0.311	0.050	0.006	0.053	0.005	0.007	0.068	0.007
0.356	0.339	0.193	0.024	0.273	0.050	0.002	0.059	0.002	0.010	0.067	0.012
0.328	0.285	0.197	0.015	0.317	0.068	0.003	0.047	0.003	0.008	0.072	0.008
0.281	0.274	0.138	0.016	0.279	0.047	0.004	0.040	0.005	0.006	0.068	0.009
0.240	0.271	0.135	0.014	0.272	0.044	0.002	0.033	0.002	0.013	0.062	0.015
0.230	0.245	0.116	0.006	0.281	0.030	0.002	0.037	0.003	0.004	0.058	0.009
0.180	0.222	0.093	0.008	0.265	0.030	0.003	0.034	0.001	0.007	0.049	0.016
0.179	0.212	0.086	0.010	0.272	0.029	0.003	0.029	0.002	0.006	0.056	0.011
0.158	0.203	0.053	0.008	0.274	0.029	0.001	0.015	0.001	0.009	0.053	0.009
0.151	0.175	0.042	0.012	0.263	0.031	0.002	0.024	0.001	0.008	0.039	0.001
0.150	0.173	0.038	0.005	0.295	0.026	0.003	0.016	0.002	0.006	0.037	0.009
0.127	0.133	0.025	0.005	0.227	0.026	0.002	0.023	0.001	0.005	0.037	0.008
0.093	0.116	0.015	0.015	0.216	0.027	0.003	0.016	0.001	0.008	0.033	0.003
0.102	0.095	0.014	0.019	0.230	0.021	0.004	0.011	0.001	0.002	0.035	0.003
0.104	0.076	0.013	0.016	0.228	0.026	0.004	0.012	0.001	0.008	0.032	0.001
0.083	0.074	0.006	0.013	0.188	0.018	0.001	0.010	0.001	0.008	0.025	0.002
0.093	0.063	0.002	0.010	0.212	0.011	0.001	0.010	0.001	0.004	0.013	0.002
0.081	0.053	0.006	0.008	0.199	0.010	0.001	0.005	0.001	0.002	0.018	0.001
0.071	0.040	0.004	0.019	0.187	0.008	0.002	0.008	0.001	0.001	0.012	0.001
0.080	0.036	0.001	0.013	0.177	0.014	0.001	0.004	0.001	0.001	0.012	0.001
0.071	0.025	0.001	0.013	0.143	0.009	0.001	0.005	0.001	0.005	0.009	0.001
0.066	0.024	0.001	0.007	0.131	0.011	0.001	0.008	0.001	0.002	0.012	0.001
0.045	0.011	0.001	0.001	0.128	0.003	0.001	0.003	0.001	0.001	0.006	0.001
0.032	0.007	0.001	0.001	0.086	0.006	0.001	0.003	0.001	0.002	0.003	0.001
0.029	0.002	0.001	0.002	0.086	0.007	0.001	0.001	0.001	0.001	0.006	0.001
0.018	0.004	0.001	0.001	0.085	0.011	0.001	0.003	0.001	0.001	0.002	0.001
0.025	0.001	0.001	0.001	0.073	0.008	0.001	0.002	0.001	0.002	0.001	0.001
0.013	0.001	0.001	0.001	0.067	0.003	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001
0.025	0.001	0.001	0.001	0.063	0.001	0.001	0.003	0.001	0.001	0.002	0.001
0.010	0.001	0.001	0.001	0.058	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001
0.010	0.001	0.001	0.001	0.029	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001
0.018	0.001	0.001	0.001	0.019	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001
0.028	0.001	0.001	0.001	0.015	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001

Appendice B

PROGRAMME DE GENERATION DES TEMPS D'ARRIVEE
SELON UNE DISTRIBUTION DE POISSON MODIFIEE A DEUX ETATS
(DISTRIBUTION Δ -K)
EN TENANT COMPTE D'UNE CORRELATION SPATIALE
DES TEMPS D'ARRIVEE (ENTRE DEUX PROFILS SUCCESSIFS)

Δ : 100 ns

K : voir tableau 2-2

corrélacion spatiale : voir section 2.2.2

```

C *****
C *
C * GENERATION DES TEMPS D'ARRIVEE AVEC LA CORRELATION SPATIALE *
C *
C * R: VECTEUR CONTENANT LES DONNEES EMPIRIQUES *
C * N: NOMBRE DE SEGMENTS *
C * L1: NOMBRE DE PROFILS A GENERER *
C * D: DISTANCE ENTRE LES PROFILS *
C * L: VECTEUR DE SORTIE CONTENANT LES 0 ET LES 1 *
C * PLS: VECTEUR CONTENANT LA DISTRIBUTION DES TEMPS D'ARRIVEE *
C *
C *****
10 DIMENSION R(100),PA(76),L(76),LP(76),PLS(76),PR(76),PI(76)
10 READ(1,10)L1,D,N,AIRE
10 FORMAT(15,F8.2,13,A3)
20 READ(1,20)(R(I),I=1,100)
20 FORMAT(MF8.3)
1 D0 1 I=1,76
1 PLS(I)=0.0
1 PA(I)=R(I)
1 D0 30 I=2,N
1 PA(I)=R(I)/((R(77)-1.)*R(I-1)+1.)
30 CONTINUE
1 D0 500 IP=1,L1
1 IF(IP.GT.1)GO TO 301
1 P0(1)=PA(1)
1 A=RAND(1.)
1 L(1)=0
1 IF(A.LT.PR(1))L(1)=1
1 PLS(1)=PLS(1)+L(1)
1 D0 40 I=2,N
1 PR(I)=PA(I)
1 IF(L(I-1).EQ.1)PR(I)=R(77)*PA(I)
1 A=RAND(1.)
1 L(I)=0
1 IF(A.LT.PR(I))L(I)=1
1 PLS(I)=PLS(I)+L(I)
40 CONTINUE
301 GO TO 22
1 P0(1)=PA(1)
1 ALPHA=1.+(1./PA(1)-1.)*EX
1 BETA=1.+(PA(1)/(1.-PA(1)))*EX
1 IF(LP(1).EQ.0)PR(1)=1.-BETA*(1.-PR(1))
1 IF(LP(1).EQ.1)PR(1)=ALPHA*PR(1)
1 A=RAND(1.)
1 L(1)=0
1 IF(A.LT.PR(1))L(1)=1
1 PLS(1)=PLS(1)+L(1)
1 D0 41 I=2,N
1 P0(I)=PA(I)
1 ALPHA=1.+(1./PA(I)-1.)*EX
1 BETA=1.+(PA(I)/(1.-PA(I)))*EX
1 IF(LP(I).EQ.0)PR(I)=1.-BETA*(1.-PR(I))
1 IF(LP(I).EQ.1)PR(I)=ALPHA*PR(I)
1 IF(L(I-1).EQ.0)GO TO 302
1 P0(I)=R(77)*PA(I)
1 ALPHA=1.+(1./R(77)*PA(I)-1.)*EX
1 BETA=1.+(R(77)*PA(I)/(1.-R(77)*PA(I)))*EX

```

```

IF(LP(1).EQ.0)PR(I)=1.-BETA*(1.-PR(I))
IF(LP(1).EQ.1)PR(I)=ALPHA*PR(I)
302 CONTINUE
A=RAND(1.)
L(I)=0
IF(A.LT.PR(I))L(I)=1
PLS(I)=PLS(I)+L(I)
41 CONTINUE
22 CONTINUE
500 CONTINUE
DO 45 K=1,N
45 PLS(K)=PLS(K)/L1
WRITE(3,900)
900 FORMAT(1H1,'PROBABILITE DES TEMPS D'ARRIVEE',//)
WRITE(3,904)AIRE,L1,D,N
904 FORMAT(1X,'REGION = ',A3,/' NOMBRE DE PROFILS = ',I5,/' DISTANCE E
ANTRE LES POINTS = ',F8.2,/' NOMBRE DE BINS = ',I3,/' )
WRITE(3,51) (K,PLS(K),K=1,N)
51 FORMAT(1X,I2.4X,F5.3)
STOP
END

```

```

C *****
C *
C * LA SOUS-ROUTINE GAUSS GENERE UN NOMBRE ALEATOIRE
C * SUIVANT UNE LOI NORMALE DE MOYENNE RMOY ET DE VARIANCE
C * SD**2
C *
C *****
C SUBROUTINE GAUSS(SD,RMOY,OUT)
LOGICAL FF
DATA FF/.TRUE./
FF=.NOT.FF
IF(FF)GO TO 10
R0=SQRT(-2.*ALOG(RAND(1.)))
ANG=6.283185*RAND(1.)
OUT=SD*R0*COS(ANG)+RMOY
RETURN
10 OUT=SD*R0*SIN(ANG)+RMOY
RETURN
END

```


C
C
C
C
C

```
*****  
*  
* LA FONCTION RAND GENERE UN NOMBRE ALEATOIRE ENTRE 0 ET RMAX *  
* SUIVANT UNE LOI UNIFORME. *  
*  
*****  
REAL FUNCTION RAND(RMAX)  
DATA IRAND/137462873/,MULT/65539/,LARGE/2147483647/  
IRAND=IRAND*MULT  
IF(IRAND.LT.0)IRAND=(IRAND+LARGE)+1  
RAND=RMAX*(IRAND-1)/(LARGE-1)  
RETURN  
END
```

Appendice C

SIMULATION DU CANAL RADIO-MOBILE

Modèle 1

Le modèle inclut:

- modélisation (Δ -K) simplifiée des temps d'arrivée des parcours d'un profil (section 2.2.1)
- corrélation spatiale des temps d'arrivée entre profils successifs (section 2.2.2)
- corrélation temporelle entre les amplitudes des parcours du même profil (section 2.3.1.1)
- corrélation spatiale entre les amplitudes des parcours de profils successifs (section 2.3.1.2)

```

C *****
C *
C * GENERATION DES AMPLITUDES EN TENANT COMPTE:
C *
C * 1) CORRELATION SPATIALE DES TEMPS D'ARRIVEE
C * 2) DISTRIBUTION LOG-NORMALE DES MOY. ET VAR.
C * 3) CORRELATIONS SPATIALE ET TEMPORELLE DES AMPLITUDES.
C *
C *****
DIMENSION B(1000,76),CC(55),P(55,76),NCOUNT(55,76)
DIMENSION R(100),PA(76),XM(76),XV(76),AMP(76),TA(76),Z(76),L(76),
10 RS(76),ACD(76),LP(76),PLS(76),PR(76)
DIMENSION XMM(76),XVM(76),XMV(76),XVV(76)
20 READ(1,10)L1,D,N,AIRE
FORMAT(15,F8,2,I3,A3)
READ(1,20)(R(I),I=1,100)
FORMAT(8F8,3)
READ(1,21)XMM(5),XMM(6),XMM(10),XMM(20),XMM(45)
READ(1,21)XMV(5),XMV(6),XMV(10),XMV(20),XMV(45)
READ(1,21)XVM(5),XVM(6),XVM(10),XVM(20),XVM(45)
21 READ(1,21)XVV(5),XVV(6),XVV(10),XVV(20),XVV(45)
FORMAT(5F8,3)
RK=R(77)
GAMMA=5.81
RNM=EXP(-D/1000.)
IF(N.LT.20)RK=R(100)
EX=0.0
IF(D.LT.100.)EX=EXP(-D/20.)

C
C CALCUL DE TA RS
C
Dn 69 K=1,5
69 TA(K)=R(94)
Dn 70 K=6,11
TA(K)=R(K+88)
70 CONTINUE
Dn 80 K=12,N
TA(K)=TA(11)
80 CONTINUE
Dn 170 I=1,N
RS(I)=0.0
IF(D.LT.200.)RS(I)=EXP(-D/(R(93)*(-0.0276*I+3.0297)))
AMP(I)=-150.
A=RAND(1.)
170 CONTINUE

C
C CALCUL DES MOYENNES ET VARIANCES
C
Dn 61 I=1,76
IF(I.EQ.5)GO TO 61
T=I
CALL INTE(T,6.,10.,20.,45.,XMM(6),XMM(10),XMM(20),XMM(45),XMM(I))
CALL INTE(T,6.,10.,20.,45.,XVM(6),XVM(10),XVM(20),XVM(45),XVM(I))
CALL INTE(T,6.,10.,20.,45.,XMV(6),XMV(10),XMV(20),XMV(45),XMV(I))
CALL INTE(T,6.,10.,20.,45.,XVV(6),XVV(10),XVV(20),XVV(45),XVV(I))
IF(I.GT.45)XMV(I)=XMV(45)
IF(I.GT.45)XVV(I)=XVV(45)
IF(XMM(I).LT.-100.)XMM(I)=-100.

```

```

61 CONTINUE
C
C GENERATION DES TEMPS D ARRIVEE
C
Dn 1 I=1,76
PLS(I)=0.0
PA(I)=R(I)
Dn 30 I=2,N
    PA(I)=R(I)/((R(77)-1.)*R(I-1)+1.)
30 CONTINUE
Dn 500 IP=1,L1
IF(IP.GT.1)GO TO 301
PR(I)=PA(I)
A=RAND(1.)
L(I)=0
IF(A.LT.PR(I))L(I)=1
PLS(I)=PLS(I)+L(I)
Dn 40 I=2,N
PR(I)=PA(I)
IF(L(I-1).EQ.1)PR(I)=R(77)*PA(I)
    A=RAND(1.)
    L(I)=0
IF(A.LT.PR(I))L(I)=1
PLS(I)=PLS(I)+L(I)
40 CONTINUE
GO TO 22
301 PR(I)=PA(I)
ALPHA=1.+(1./PA(I)-1.)*EX
BETA=1.+(PA(I)/(1.-PA(I)))*EX
IF(LP(I).EQ.0)PR(I)=1.-BETA*(1.-PR(I))
IF(LP(I).EQ.1)PR(I)=ALPHA*PR(I)
A=RAND(1.)
L(I)=0
IF(A.LT.PR(I))L(I)=1
PLS(I)=PLS(I)+L(I)
Dn 41 I=2,N
PR(I)=PA(I)
ALPHA=1.+(1./PA(I)-1.)*EX
BETA=1.+(PA(I)/(1.-PA(I)))*EX
IF(LP(I).EQ.0)PR(I)=1.-BETA*(1.-PR(I))
IF(LP(I).EQ.1)PR(I)=ALPHA*PR(I)
IF(L(I-1).EQ.0)GO TO 302
PR(I)=R(77)*PA(I)
ALPHA=1.+(1./R(77)*PA(I)-1.)*EX
BETA=1.+(R(77)*PA(I)/(1.-R(77)*PA(I)))*EX
IF(LP(I).EQ.0)PR(I)=1.-BETA*(1.-PR(I))
IF(LP(I).EQ.1)PR(I)=ALPHA*PR(I)
302 CONTINUE
A=RAND(1.)
L(I)=0
IF(A.LT.PR(I))L(I)=1
PLS(I)=PLS(I)+L(I)
41 CONTINUE
22 L(I)=0
L(2)=0
L(3)=0
L(4)=0
IF(IP.EQ.1)GO TO 63

```

```

Dn 91 I=1,N
IF(L(I).EQ.0)GO TO 91
IF(LP(I).FO.0)GO TO 92
SM=XMM(I)+(XM(I)-XMM(I))*ROM
SV=SQRT(XMV(I)*(1.-ROM**2))
CALL GAUSS(SV,SM,XM(I))
XV(I)=ALOG10(XV(I))
SM=XVM(I)+ROM*(XV(I)-XVM(I))
SV=SQRT(XVV(I)*(1.-ROM**2))
CALL GAUSS(SV,SM,XV(I))
XV(I)=10**XV(I)
GO TO 91
92   SV=SQRT(XMV(I))
    CALL GAUSS(SV,XMM(I),XM(I))
    SV=SQRT(XVV(I))
    CALL GAUSS(SV,XVM(I),XV(I))
    XV(I)=10**XV(I)
91   CONTINUE
    GO TO 89
63   SV=SQRT(XMV(5))
    CALL GAUSS(SV,XMM(5),XM(5))
    SV=SQRT(XMV(6))
    CALL GAUSS(SV,XMM(6),XM(6))
    SV=SQRT(XMV(10))
    CALL GAUSS(SV,XMM(10),XM(10))
    SV=SQRT(XMV(20))
    CALL GAUSS(SV,XMM(20),XM(20))
    SV=SQRT(XMV(45))
    CALL GAUSS(SV,XMM(45),XM(45))
    SV=SQRT(XVV(5))
    CALL GAUSS(SV,XVM(5),XV(5))
    XV(5)=10**XV(5)
    SV=SQRT(XVV(6))
    CALL GAUSS(SV,XVM(6),XV(6))
    XV(6)=10**XV(6)
    SV=SQRT(XVV(10))
    CALL GAUSS(SV,XVM(10),XV(10))
    XV(10)=10**XV(10)
    SV=SQRT(XVV(20))
    CALL GAUSS(SV,XVM(20),XV(20))
    XV(20)=10**XV(20)
    SV=SQRT(XVV(45))
    CALL GAUSS(SV,XVM(45),XV(45))
    XV(45)=10**XV(45)
Dn 62 I=1,N
    IF(I.EQ.5)GO TO 62
    T=I
    CALL INTE(T,6.,10.,20.,45.,XM(6),XM(10),XM(20),XM(45),XM(I))
    CALL INTE(T,6.,10.,20.,45.,XV(6),XV(10),XV(20),XV(45),XV(I))
    IF(T.GT.45)XM(I)=XM(45)
    IF(T.GT.45)XV(I)=XV(45)
62   CONTINUE
C
C   GENERATION DES AMPLITUDES
C
89   I=1
    I=I+1
    IF(I.GT.N)GO TO 240

```

```

                IF(L(I).EQ.0)GO TO 90
                IF(IP.GT.1)GO TO 110
                JJ=I
                SV=SQRT(XV(I))
                CALL GAUSS(SV,XM(I),AMP(I))
101             I=I+1
                IF(I.GT.N)GO TO 240
                    IF(L(I).EQ.0)GO TO 101
                R23=EXP(-100*IABS(I-JJ)/TA(I))
150             SM=XM(I)+R23*(AMP(JJ)-XM(JJ))*SQRT(XV(I)/XV(JJ))
                SV=SQRT(XV(I)*(1.-R23**2))
                CALL GAUSS(SV,SM,AMP(I))
                    JJ=I
                    GO TO 101
110             JJ=1
195             JJ=JJ+1
                IF(JJ.GT.N)GO TO 108
                    IF(LP(JJ).EQ.0)GO TO 95
                R23=EXP(-100*IABS(I-JJ)/TA(I))
                SM=XM(I)+R23*(ACP(JJ)-XM(JJ))*SQRT(XV(I)/XV(JJ))
                SV=SQRT(XV(I)*(1.-R23**2))
                CALL GAUSS(SV,SM,AMP(I))
108             JJ=I
103             I=I+1
                IF(I.GT.N)GO TO 240
                IF(L(I).EQ.0)GO TO 103
                II=I
                III=1
107             IF(LP(II).EQ.1)GO TO 151
                IF(LP(III).EQ.1)GO TO 152
                II=II-1
                III=III+1
                IF(II.LT.4)II=4
                IF(III.GT.N)III=N
                GO TO 107
151             K=II
                N1=I-II
                GO TO 109
152             K=III
                N1=III-I
109             R12=RS(I)*EXP(-100*IABS(I-K)/TA(I))
                R13=RS(I)*EXP(-100*N1/TA(I))
                R23=EXP(-100*(I-JJ)/TA(I))
                SM1=(R13-R12*R23)*(ACP(K)-XM(K))*SQRT(XV(I)/XV(K))/(1.-R12**2)
                SM2=(R23-R12*R13)*(AMP(JJ)-XM(JJ))*SQRT(XV(I)/XV(JJ))/(1.-R12**2)
                SM=XM(I)+SM1+SM2
                R0=1.-R13**2-R23**2-R12**2+2.*R12*R13*R23
                IF(R0.LT.0.0)R0=0.01
                SV=SQRT(XV(I)*R0/(1.-R12**2))
                CALL GAUSS(SV,SM,AMP(I))
                IF((I.LT.8).OR.(I.GT.10.))GO TO 108
                GO TO 95
240             DO 241 K=1,N
                    R(IP,K)=AMP(K)
                    LP(K)=L(K)
                    Z(K)=0.0
                    ACP(K)=AMP(K)
                    AMP(K)=-150.

```

```

                IF(L(K).EQ.0)GO TO 241
                Z(K)=RAND(6.283185)
241  CONTINUE
500  CONTINUE
C
C   CALCUL DE LA DISTRIBUTION
C
      DO 3  I=1,N
      C=-122.
      DO 2  I=1,51
      C=C+2.
      CC(I)=C
      NCOUNT(I,I)=0
      DO 5  J=1,L1
      IF((B(J,I).LT.C).AND.(B(J,I).NE.-150.))NCOUNT(I,I)=NCOUNT(I,I)
1+1
5     CONTINUE
      IF(PLS(I).EQ.0.)PLS(I)=1.
      P(I,I)=NCOUNT(I,I)/PLS(I)
2     CONTINUE
3     CONTINUE
      DO 123 J=1,51
      P(J,1)=P(J,5)
      P(J,2)=P(J,6)
      P(J,3)=(P(J,8)+P(J,9)+P(J,10)+P(J,11)+P(J,12))/5.
      P(J,4)=(P(J,18)+P(J,19)+P(J,20)+P(J,21)+P(J,22))/5.
      P(J,5)=(P(J,43)+P(J,44)+P(J,45)+P(J,46)+P(J,47))/5.
123  CONTINUE
      DO 45 K=1,N
45   PLS(K)=PLS(K)/L1
      WRITE(3,900)
900  FORMAT(1H1,'PROBABILITE DES TEMPS D'ARRIVEE',//)
      WRITE(3,904)AIRE,L1,D,N
904  FORMAT(1X,'REGION = ',A3, '// NOMBRE DE PROFILS = ',I5, '// DISTANCE E
      ANTE LES POINTS = ',F8.2, '// NOMBRE DE BINS = ',I3, '//)
      WRITE(3,51) (K,PLS(K),K=1,N)
51   FORMAT(1X,I2,4X,F5.3)
      WRITE(3,901)
901  FORMAT(1H1,'DISTRIBUTION DE PROBABILITE DES AMPLITUDES',//)
      WRITE(3,903)
903  FORMAT(6X,'AXE EN DB',5X,'GR-1',7X,'GR-2',7X,'GR-3',7X,'GR-4',7X,
1'GR-5',//)
      DO 122 I=1,51
      WRITE(3,902)CC(I),(P(I,I),I=1,5)
902  FORMAT(5X,F10.2,5(5X,F6.3))
122  CONTINUE
      STOP
      END

```

```

C *****
C *
C * LA SOUS-ROUTINE GAUSS GENERE UN NOMBRE ALEATOIRE
C * SUTVANT UNE LOI NORMALE DE MOYENNE RMOY ET DE VARIANCE
C * SD**2
C *
C *****
SUBROUTINE GAUSS(SD,RMOY,OUT)
LOGICAL FF
DATA FF/.TRUE./
FF=.NOT.FF
IF(FF)GO TO 10
  RD=SQRT(-2.*ALOG(RAND(1.)))
  ANG=6.283185*RAND(1.)
  OUT=SD*RD*COS(ANG)+RMOY
  RETURN
10  OUT=SD*RD*SIN(ANG)+RMOY
  RETURN
END

SUBROUTINE INTE(X,X1,X2,X3,X4,Y1,Y2,Y3,Y4,Y)
IF(X.GE.X3)GO TO 10
IF(X.LE.X2)GO TO 9
Y=((Y2-Y3)/(X2-X3))*(X-X2)+Y2
GO TO 11
9  Y=((Y1-Y2)/(X1-X2))*(X-X1)+Y1
GO TO 11
10 Y=((Y3-Y4)/(X3-X4))*(X-X3)+Y3
11 CONTINUE
IF(X.LE.4.)Y=Y1
RETURN
END

```


TABLEAU DES VALEURS DU PARAMETRE τ_{ti}

	I=6	I=7	I=8	I=9	I=10	I=11
A-1	750	750	800	700	700	200
A-2	800	800	800	700	700	200
A-3	800	800	800	800	800	200
B-1	850	850	850	850	850	200
B-2	900	900	900	800	800	200
B-3	600	600	800	800	800	200
C-1	800	800	800	800	800	200
C-2	200	800	800	800	700	200
C-3	650	650	650	650	600	200
D-1	650	850	850	850	850	200
D-2	200	800	800	800	700	200
D-3	300	800	850	850	800	200

Appendice D

SIMULATION DU CANAL RADIO-MOBILE

Modèle 2

La modélisation inclut:

- modélisation (Δ -K) simplifiée des temps d'arrivée des parcours d'un profil (section 2.2.1)
- corrélation temporelle simplifiée entre les amplitudes des parcours du même profil (sections 2.3.1.1 et 2.3.2.1)
- corrélation spatiale simplifiée entre les amplitudes des parcours de profils successifs (sections 2.3.1.2 et 2.3.2.1)

```

C      * *****
C      *
C      * GENERATION DES AMPLITUDES EN TENANT COMPTE:
C      * 2) CORRELATIONS SPATIALE ET TEMPORELLE DES AMPLITUDES.
C      *
C      * *****
DIMENSION H(1000,76),CC(55),P(55,76),NCOUNT(55,76)
DIMENSION R(100),PA(76),XM(76),XV(76),AMP(76),TA(76),Z(76),L(76),
10  IR(76),ACP(76),LP(76),PLS(76),PR(76)
    READ(1,10)LI,D,N,AIRE
    FORMAT(15,F8,2,I3,A3)
    READ(1,20)(R(I),I=1,100)
    FORMAT (8F8,3)

C      CALCUL DE TA RS
C
D0 69 K=1,5
    TA(K)=R(94)
D0 70 K=6,11
    TA(K)=R(K+88)
70  CONTINUE
D0 80 K=12,N
    TA(K)=TA(11)
80  CONTINUE
D0 170 I=1,N
    RS(I)=0.0
    IF(D.LT.200.)RS(I)=EXP(-D/(R(93)*(-0.0276*I+3.0297)))
    AMP(I)=-150.
    A=RAND(1.)
170 CONTINUE

C      CALCUL DES MOYENNES ET VARIANCES
C
D0 50 K=83,87
    XM(R(K-5))=R(K)
    XV(R(K-5))=R(K+5)
50  CONTINUE
D0 60 I=1,N
    IF(I.EQ.5)GO TO 60
    T=I
    CALL INTE(T,R(79),R(80),R(81),R(82),XM(R(79)),XM(R(80)),XM(R(81)),
1  XM(R(82)),XM(I))
    CALL INTE(T,R(79),R(80),R(81),R(82),XV(R(79)),XV(R(80)),XV(R(81)),
1  XV(R(82)),XV(I))
    IF(T.GT.R(82))XM(I)=XM(R(82))
    IF(T.GT.R(82))XV(I)=XV(R(82))
60  CONTINUE

C      GENERATION DES TEMPS D ARRIVEE
C
D0 1 I=1,76
    PLS(I)=0.0
    PA(1)=R(1)
D0 30 I=2,N
    PA(I)=R(I)/((R(77)-1.)*R(I-1)+1.)
30  CONTINUE
D0 500 IP=1,L1
    PR(IP)=PA(IP)

```

```

A=RAND(1.)
L(1)=0
IF(A.LT.PR(1))L(1)=1
PLS(1)=PLS(1)+L(1)
DO 40 I=2,N
PR(I)=PA(I)
IF(L(I-1).EQ.1)PR(I)=R(77)*PA(I)
    A=RAND(1.)
    L(1)=0
IF(A.LT.PR(I))L(I)=1
PLS(I)=PLS(I)+L(I)
40 CONTINUE
22 L(1)=0
    L(2)=0
    L(3)=0
    L(4)=0

C
C GENERATION DES AMPLITUDES
C
89 I=1
90 I=I+1
    IF(I.GT.N)GO TO 240
        IF(L(I).EQ.0)GO TO 90
        IF(IP.GT.1)GO TO 110
            JJ=I
            SV=SQRT(XV(I))
            CALL GAUSS(SV,XM(I),AMP(I))
            I=I+1
            IF(I.GT.N)GO TO 240
                IF(L(I).EQ.0)GO TO 101
                R23=EXP(-100*ABS(I-JJ)/TA(I))
            150 SM=XM(I)+R23*(AMP(JJ)-XM(JJ))*SQRT(XV(I)/XV(JJ))
                SV=SQRT(XV(I)*(1.-R23**2))
                CALL GAUSS(SV,SM,AMP(I))
                JJ=I
                GO TO 101
            110 JJ=1
            95 JJ=JJ+1
                IF(JJ.GT.N)GO TO 108
                    IF(LP(JJ).EQ.0)GO TO 95
                    R23=EXP(-100*ABS(I-JJ)/TA(I))
                    SM=XM(I)+R23*(AMP(JJ)-XM(JJ))*SQRT(XV(I)/XV(JJ))
                    SV=SQRT(XV(I)*(1.-R23**2))
                    CALL GAUSS(SV,SM,AMP(I))
            108 JJ=I
            103 I=I+1
                IF(I.GT.N)GO TO 240
                IF(L(I).EQ.0)GO TO 103
                II=I
                III=I
                IF(LP(III).EQ.1)GO TO 151
                IF(LP(III).EQ.1)GO TO 152
                II=II-1
                III=III+1
                IF(II.LT.A)II=A
                IF(III.GT.N)III=N
                GO TO 107
            151 K=II

```

```

N1=I-I1
GO TO 109
152 K=I11
N1=I11-I
109 R12=RS(I)*EXP(-100*IAHS(I-K)/TA(I))
R13=RS(I)*EXP(-100*N1/TA(I))
R23=EXP(-100*(I-JJ)/TA(I))
SM1=(R13-R12*R23)*(ACP(K)-XM(K))*SORT(XV(I)/XV(K))/(1.-R12**2)
SM2=(R23-R12*R13)*(AMP(JJ)-XM(JJ))*SORT(XV(I)/XV(JJ))/(1.-R12**2)
SM=XM(I)+SM1+SM2
RD=1.-R13**2-R23**2-R12**2+2.*R12*R13*R23
IF(RD.LT.0.0)RD=0.01
SV=SORT(XV(I)*RD/(1.-R12**2))
CALL GAUSS(SV,SM,AMP(I))
IF((I.LT.8).OR.(D.GT.10.))GO TO 108
GO TO 95
240 DO 241 K=1,N
      B(IP,K)=AMP(K)
      ACP(K)=AMP(K)
      LP(K)=L(K)
      Z(K)=0.0
      AMP(K)=-150.
      IF(L(K).EQ.0)GO TO 241
      Z(K)=RAND(6.283185)
241 CONTINUE
500 CONTINUE
DO 3 I=1,N
C=-122.
DO 2 I=1,51
C=C+2.
CC(I)=C
NCOUNT(I,I1)=0
DO 5 J=1,L1
IF((B(J,I1).LT.C).AND.(B(J,I1).NE.-150.))NCOUNT(I,I1)=NCOUNT(I,I1)
+1
5 CONTINUE
PLS(I1)=(PLS(I1).EQ.0.)PLS(I1)+1.
P(I,I1)=NCOUNT(I,I1)/PLS(I1)
2 CONTINUE
3 CONTINUE
DO 123 J=1,51
P(J,1)=P(J,5)
P(J,2)=P(J,6)
P(J,3)=(P(J,8)+P(J,9)+P(J,10)+P(J,11)+P(J,12))/5.
P(J,4)=(P(J,18)+P(J,19)+P(J,20)+P(J,21)+P(J,22))/5.
P(J,5)=(P(J,43)+P(J,44)+P(J,45)+P(J,46)+P(J,47))/5.
123 CONTINUE
DO 45 K=1,N
PLS(K)=PLS(K)/L1
WRITE(3,900)
900 FORMAT(1H1,'PROBABILITE DES TEMPS D'ARRIVEE',//)
WRITE(3,904)AIRE,L1,D,N
904 FORMAT(1X,'REGION = ',A3, '// NOMBRE DE PROFILS = ',I5, '// DISTANCE E
NTRE LES POINTS = ',F8.2, '// NOMBRE DE RINS = ',I3, '//)
WRITE(3,51) (K,PLS(K),K=1,N)
51 FORMAT(1X,12,4X,F5.3)
WRITE(3,901)
901 FORMAT(1H1,'DISTRIBUTION DE PROBABILITE DES AMPLITUDES',//)

```

```
WRITE(3,903)
903  FORMAT(6X,'AXE EN DB',5X,'GR-1',7X,'GR-2',7X,'GR-3',7X,'GR-4',7X,
1'GR-5',//)
DO 122 I=1,51
WRITE(3,902)CC(I),(P(I,II),II=1,5)
902  FORMAT(5X,F10.2,5(5X,F6.3))
122  CONTINUE
STOP
END
```

II

Appendice E

SIMULATION DU CANAL RADIO-MOBILE URBAIN

Modèle 3

La modélisation inclut:

- modélisation (Δ -K) simplifiée des temps d'arrivée des parcours d'un profil (section 2.2.1)
- corrélation temporelle simplifiée entre les amplitudes des parcours du même profil (sections 2.3.1.1 et 2.3.2.1)

```

C      * *****
C      *
C      * GENERATION DES AMPLITUDES EN TENANT COMPTE:
C      * 1) CORRELATION TEMPORIELLE DES AMPLITUDES.
C      *
C      * *****
DIMENSION H(1000,76),CC(55),P(55,76),NCOUNT(55,76)
DIMENSION H(100),PA(76),XM(76),XV(76),AMP(76),TA(76),Z(76),L(76),
1RS(76),ACP(76),IP(76),PLS(76),PR(76)
10  READ(1,10)L1,D,N,AIRE
    FORMAT(15,F8.2,I3,A3)
20  READ(1,20)(R(I),I=1,100)
    FORMAT(8F8.3)
C
C      CALCUL DE TA RS
C
Dn 69 K=1,5
69  TA(K)=R(94)
Dn 70 K=6,11
    TA(K)=R(K+88)
70  CONTINUE
Dn 80 K=12,N
    TA(K)=TA(11)
80  CONTINUE
Dn 170 I=1,N
RS(I)=0.0
IF(D.LT.200.)RS(I)=EXP(-D/(R(93)*(-0.0276*I+3.0297)))
AMP(I)=-150.
A=RAND(1.)
170 CONTINUE
C
C      CALCUL DES MOYENNES ET VARIANCES
C
Dn 50 K=83,87
XM(R(K-5))=R(K)
XV(R(K-5))=R(K+5)
50  CONTINUE
Dn 60 I=1,N
    IF(I.EQ.5)GO TO 60
T=I
CALL INTE(T,R(79),R(80),R(81),R(82),XM(R(79)),XM(R(80)),XM(R(81)),
1XM(R(82)),XM(I))
CALL INTE(T,R(79),P(80),R(81),R(82),XV(R(79)),XV(R(80)),XV(R(81)),
1XV(R(82)),XV(I))
IF(T.GT.R(82))XM(I)=XM(R(82))
IF(T.GT.R(82))XV(I)=XV(R(82))
60  CONTINUE
C
C      GENERATION DES TEMPS D ARRIVEE
C
Dn 1 I=1,76
1  PLS(I)=0.0
PA(1)=R(1)
Dn 30 I=2,N
    PA(I)=R(I)/((P(77)-1.)*R(I-1)+1.)
30  CONTINUE
Dn 500 IP=1,L1
PP(1)=PA(1)

```



```

A=RAND(1.)
L(1)=0
IF(A.LT.PR(1))L(1)=1
PLS(1)=PLS(1)+L(1)
DO 40 I=2,N
PR(I)=PA(I)
IF(L(I-1).EQ.1)PR(I)=R(77)*PA(I)
      A=RAND(1.)
      L(I)=0
IF(A.LT.PR(I))L(I)=1
PLS(I)=PLS(I)+L(I)
40 CONTINUE
22 L(1)=0
   L(2)=0
   L(3)=0
   L(4)=0

C
C GENERATION DES AMPLITUDES
C
89 I=1
90 I=I+1
   IF(I.GT.N)GO TO 240
     IF(L(I).EQ.0)GO TO 90
       JJ=I
       SV=SQRT(XV(I))
       CALL GAUSS(SV,XM(I),AMP(I))
101 I=I+1
    IF(I.GT.N)GO TO 240
      IF(L(I).EQ.0)GO TO 101
        R23=EXP(-100*|ABS(I-JJ)|/TA(I))
150 SM=XM(I)+R23*(AMP(JJ)-XM(JJ))*SQRT(XV(I)/XV(JJ))
      SV=SQRT(XV(I)*(1.-R23**2))
      CALL GAUSS(SV,SM,AMP(I))
      JJ=I
      GO TO 101
240 DO 241 K=1,N
     B(ID,K)=AMP(K)
     ACP(K)=AMP(K)
     LP(K)=L(K)
     Z(K)=0.0
     AMP(K)=-150.
     IF(L(K).EQ.0)GO TO 241
     Z(K)=RAND(6,283185)

241 CONTINUE
500 CONTINUE
   DO 3 II=1,N
     C=-122.
     DO 2 I=1,51
       C=C+2.
       CC(I)=C
       NCOUNT(I,II)=0
       DO 5 J=1,L1
         IE((B(J,II).LT.C).AND.(B(J,II).NE.-150.))NCOUNT(I,II)=NCOUNT(I,II)
5       I+1
       CONTINUE
       IF(PLS(II).EQ.0.)PLS(II)=1.
       P(I,II)=NCOUNT(I,II)/PLS(II)
2     CONTINUE

```

```

3      CONTINUE
      DN 123 J=1,51
      P(J,1)=P(J,5)
      P(J,2)=P(J,6)
      P(J,3)=(P(J,8)+P(J,9)+P(J,10)+P(J,11)+P(J,12))/5.
      P(J,4)=(P(J,18)+P(J,19)+P(J,20)+P(J,21)+P(J,22))/5.
      P(J,5)=(P(J,43)+P(J,44)+P(J,45)+P(J,46)+P(J,47))/5.
123    CONTINUE
      DN 45 K=1,N
45     PLS(K)=PLS(K)/L1
      WRITE(3,900)
900    FORMAT(1H1,'PROBABILITE DES TEMPS D'ARRIVEE',//)
      WRITE(3,904)ATRE,L1,D,N
904    FORMAT(1X,'REGION = ',A3,/' NOMBRE DE PROFILS = ',I5,/' DISTANCE E
      ANTRE LES POINTS = ',F8.2,/' NOMBRE DE BINS = ',I3,//)
      WRITE(3,51) (K,PLS(K),K=1,N)
51     FORMAT(1X,12.4X,F5.3)
      WRITE(3,901)
901    FORMAT(1H1,'DISTRIBUTION DE PROBABILITE DES AMPLITUDES',//)
      WRITE(3,903)
903    FORMAT(6X,'AXE EN DB',5X,'GR-1',7X,'GR-2',7X,'GR-3',7X,'GR-4',7X,
1      'GR-5',//)
      DN 122 I=1,51
      WRITE(3,902)CC(I),(P(I,II),II=1,5)
902    FORMAT(5X,F10.2,5(5X,F6.3))
122    CONTINUE
      STOP
      END

```

Appendice F

FORMULATION DE BLOMQUIST ET LADELL

CALCUL DES PERTES TOTALES

Tel que mentionné à la section 3.2, cet appendice vise à éclaircir les expressions utilisées par Blomquist et Ladell [24] pour calculer la perte totale L_T donnée à l'équation (3-6). Le terme calculé, appelé facteur de propagation F , est la différence entre les pertes de base en espace libre L_F et les pertes réelles L_T

$$F = L_F - L_T \quad (F-1)$$

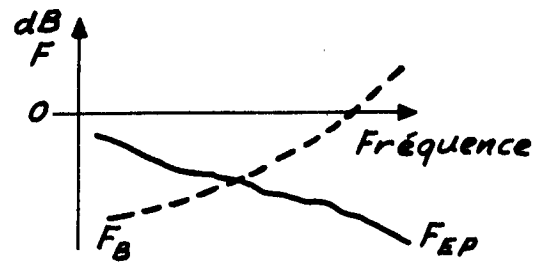
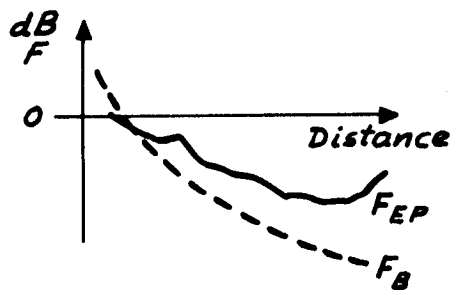
$$L_T = L_F - F \quad \text{dB} \quad (F-2)$$

ce qui explique que le terme F calculé est en général négatif.

Le terme F est une combinaison de deux termes:

- d'une part F_B : facteur de propagation sur terre,
- d'autre part F_{EP} : facteur de diffraction dû aux obstacles.

Il est bien certain que F_{EP} sera toujours négatif, par contre F_B peut être théoriquement dans certains cas positif.



Pour respecter l'idée de Blomquist et Ladell,

→ si F_B et F_{EP} sont tous les deux négatifs alors:

$$F = -\sqrt{F_B^2 + F_{EP}^2} \quad \text{d'où} \quad L_T = L_F + \sqrt{F_B^2 + F_{EP}^2} \quad (F-3)$$

→ si $F_{EP} \leq 0$ et $F_B > 0$:

$$|F| = \sqrt{|F_B^2 - F_{EP}^2|}$$

$$\text{si } |F_{EP}| > F_B \quad \text{alors} \quad L_T = L_F + \sqrt{|F_B^2 - F_{EP}^2|} \quad (F-4)$$

$$\text{si } |F_{EP}| < F_B \quad \text{alors} \quad L_T = L_F - \sqrt{|F_B^2 - F_{EP}^2|} \quad (F-5)$$

Appendice G

CALCUL DES PERTES PAR DIFFRACTION DUES AU TERRAIN

G.1 Introduction

Dans une liaison radio, l'analyse des différentes formes de pertes rencontrées entre l'émetteur et le récepteur est effectuée afin de caractériser adéquatement la propagation sur cette liaison. En général, la contribution propre à chaque type de perte est calculée de manière indépendante. La quasi-totalité des termes ainsi explicités est exprimée sous forme de relations simples, soit théoriquement exactes, soit déduites de travaux expérimentaux, ne faisant appel qu'à un nombre restreint de paramètres facilement accessibles dans le cas d'un système donné.

Le calcul des pertes par diffraction dues au terrain fait exception à cette règle. En effet, chaque obstacle rencontré peut éventuellement apporter, suivant ses caractéristiques propres, une contribution significative au résultat final, et, par conséquent, une solution simple n'est guère envisageable dans ce cas. Théoriquement, le calcul exact nécessite la connaissance détaillée de la topographie entre l'émetteur et le récepteur. Alors il est possible, en appliquant les théories géométriques classiques, de connaître l'importance des pertes par diffraction. Même si seule cette technique permet d'identifier les régions où, localement et dû à certaines caractéristiques spécifiques de terrain, le niveau de signal reçu est affaibli, elle présente néanmoins l'inconvénient majeur de nécessiter une connaissance très détaillée du terrain. Or, une telle information n'est acquise qu'au prix d'importantes campagnes de mesures. Par ailleurs, il ne faut toutefois pas perdre de vue que la précision requise pour caractériser la propagation n'est pas très grande; des erreurs de quelques dB étant parfaitement acceptables. Par conséquent, en l'absence d'informations topographiques spécifiques, il apparaît souhaitable de pouvoir évaluer empiriquement les pertes par diffraction à l'aide de modèles analytiques basés sur une connaissance statistique du terrain.

G.2 Modèle statistique

La modélisation retenue s'apparente à celle proposée par Longley & Rice [33]. De ce modèle très complexe nous ne conservons toutefois que les

éléments relatifs aux pertes par diffraction, les autres types de pertes pouvant, comme nous l'avons déjà signalé, être en général exprimés d'une manière indépendante et beaucoup plus simple. De plus, nous avons essentiellement centré l'emploi éventuel de cette étude en radio-mobile, ce qui nous a permis d'introduire quelques simplifications. Mentionnons enfin, à titre d'information, que Durkin [36], dans une optique un peu différente, a, d'une manière analogue à celle que nous envisageons, utilisé également en partie ce modèle de Longley & Rice.

A partir de la connaissance des caractéristiques du système étudié et d'un paramètre indicateur de l'état de surface (plaines, collines, montagnes, ...), il est possible d'évaluer les coordonnées de deux points de façon qu'ils soient localisés avec certitude dans la région où les pertes par diffraction dues aux obstacles existent. Avec les grandeurs mises en jeu en radio-mobile, les calculs conduisent à des points situés à des distances, d'une part de 50-60 km et d'autre part de 130-160 km, de l'émetteur. Les atténuations dues à la diffraction entre l'émetteur et chacun de ces points sont alors calculées, en utilisant la théorie classique de Fresnel-Kirchhoff et en supposant la présence de deux obstacles idéaux sur la voie de propagation. Une simple approximation linéaire permet ensuite d'obtenir l'atténuation à toute distance de l'émetteur, donc en particulier au niveau de l'unité mobile.

Le modèle développé nécessite la connaissance de quatre paramètres fondamentaux à savoir la fréquence porteuse f_c en MHz, la distance émetteur-récepteur R en km, et les hauteurs des antennes émettrices et réceptrices h_M et h_B en mètres. De plus, il est également nécessaire de fournir la valeur du paramètre indicateur de l'état de surface Δh , exprimé lui aussi en mètres. Lorsque l'on a une connaissance suffisante de la topographie, il est possible d'évaluer Δh à partir de l'intervalle interdécile des hauteurs des fluctuations de terrain, calculé en plusieurs points. En général, lorsque l'on s'éloigne de l'émetteur, c'est-à-dire lorsque la longueur de profil impliquée dans le calcul augmente, on observe une croissance asymptotique de l'intervalle interdécile. Le paramètre Δh , utilisé pour caractériser le terrain, correspond à cette asymptote. En l'absence de renseignements relatifs au terrain, le tableau G-1 ci-après peut être utilisé pour estimer Δh .

Il est impératif de remarquer que si Δh est représentatif de l'importance relative des fluctuations du terrain, par contre il n'est pas lié immédiatement à la hauteur absolue des obstacles présents entre l'émetteur et le récep-

Type de terrain	Δh (en mètres)
Etendue d'eau	0 - 5
Plaine	5 - 80
Colline	80 - 150
Montagne	150 - 700
Montagne (très accidentée)	> 700

Tableau G-1. Valeurs estimées de Δh
(Source: A.G. Longley, P.L. Rice [33]).

teur, en particulier pour les profils relativement courts tels ceux rencontrés en radio-mobile. En effet, comme nous l'avons précédemment mentionné, Δh est la valeur asymptotique de l'intervalle interdécile des hauteurs des fluctuations, et ces deux valeurs diffèrent sensiblement lorsque la distance est faible. Ainsi les résultats publiés par Longley & Rice [33] laissent voir un rapport de l'ordre de trois entre l'intervalle interdécile et son asymptote pour des distances de l'ordre de dix kilomètres. A la suite d'un grand nombre de mesures ces auteurs ont même pu proposer une relation liant l'intervalle interdécile $\Delta h(R)$ à Δh en fonction de la distance R:

$$\Delta h(R) = \Delta h[1 - 0,8 \exp(-0,02R)] \quad (G-1)$$

Quelques paramètres additionnels, dérivés des paramètres fondamentaux, doivent être évalués avant d'entreprendre le calcul proprement dit de l'estimée des pertes par diffraction. Ainsi, il est nécessaire de connaître les distances à l'horizon d_{LB} et d_{LM} et les angles d'horizon θ_{eB} et θ_{eM} . La figure G-1 montre la signification de ces grandeurs.

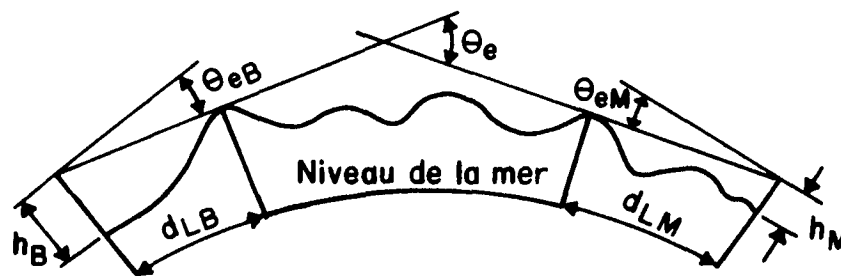


Figure G-1. Géométrie d'un parcours radio transhorizon.
(Source: A.G. Longley, P.L. Rice [33]).

La distance à l'horizon pour chaque antenne sur terrain plat s'exprime comme:

$$d_{LS_{B,M}} = \sqrt{17 h_{e_{B,M}}} \quad \text{km} \quad (G-2)$$

où $h_{e_{B,M}}$ sont les hauteurs effectives des antennes exprimées en mètres.

Il convient de noter que dans le cas d'un système radio-mobile la po-

sition relative des antennes est complètement aléatoire, aussi les hauteurs effectives sont-elles tout simplement prises égales aux hauteurs réelles des antennes.

La somme des distances à l'horizon est:

$$d_{LS} = d_{LSB} + d_{LSM} \quad (G-3)$$

Sur terrain irrégulier (figure G-1) on estime les distances à l'horizon par:

$$d_{LB,M} = d_{LSB,M} \exp(-0,07\sqrt{\Delta h/h_e}) \text{ km} \quad (G-4)$$

$$\text{avec } h_e = \begin{cases} h_{eB,M} & \text{si } h_{eB,M} \geq 5 \text{ m} \\ 5 & \text{dans les autres cas} \end{cases} \quad (G-5)$$

La distance total, d_L , entre les antennes et leur horizon respectif est alors:

$$d_L = d_{LB} + d_{LM} \quad (G-6)$$

Les angles d'horizon représentés sur la figure G-1, quant à eux, sont estimés par:

$$\theta_{eB,M} = \frac{0,0005}{d_{LSB,M}} \left[1,3 \left(\frac{d_{LSB,M}}{d_{LB,M}} - 1 \right) \Delta h - 4h_{eB,M} \right] \text{ radians} \quad (G-7)$$

Enfin, on définit la distance angulaire pour tout trajet transhorizon par:

$$\theta_i = \text{Max} \left(\theta_{eB} + \theta_{eM}, \frac{-d_L}{8495} \right) + \frac{d_1}{8495} \text{ radians} \quad (G-8)$$

où d_1 représente la longueur du trajet.

Les distances à l'horizon étant maintenant connues, il est possible d'évaluer les coordonnées de deux points localisés avec certitude dans la région où les pertes par diffraction dues aux obstacles existent. La distance d_1 entre l'émetteur et le premier point est obtenue par:

$$d_1 = \begin{cases} d_{LS} & \text{si } d'_1 \leq d_{LS} \\ d'_1 & \text{si } d'_1 > d_{LS} \end{cases} \quad (G-9)$$

$$\text{avec } d'_1 = d_L + 0,5(72165000 / f_c)^{1/3} \text{ km} \quad (G-10)$$

Quant à la distance d_2 entre l'émetteur et le second point, elle est déduite de d_1 par:

$$d_2 = d_1 + (72165000 / f_c)^{1/3} \text{ km} \quad (G-11)$$

Aux distances, d_1 et d_2 , les atténuations A_k dues aux diffractions entre l'émetteur et chacun de ces points sont calculées en utilisant les formules suivantes. Celles-ci ont été établies en assimilant les obstacles à l'horizon à des arêtes vives. De plus, l'hypothèse de deux obstacles idéaux présents sur la voie de propagation a été assumée.

$$v_{B,M \cdot i} = 1,2915 \theta_i \sqrt{f_c d_{LB,M} (d_i - d_L) / (d_i - d_{LM,B})} \quad (G-12)$$

$$\begin{cases} A(v) = 6,02 + 9,11v - 1,27v^2 & 0 \leq v \leq 2,4 \\ A(v) = 12,953 + 20 \text{ Log}(v) & v > 2,4 \end{cases} \quad (G-13)$$

$$A_{ki} = A(v_{B \cdot i}) + A(v_{M \cdot i}) \quad \text{dB} \quad (G-14)$$

Les termes A_{k1} et A_{k2} ainsi calculés représentent uniquement les pertes par diffraction dues aux obstacles à des distances d_1 et d_2 de l'émetteur.

A partir de la droite passant par les deux points obtenus, on peut estimer l'atténuation par diffraction due aux obstacles à n'importe quelle distance de l'émetteur donc en particulier à la distance R correspondant à la position de l'unité mobile. Par conséquent, la perte par diffraction L_D dans une liaison radio est finalement exprimée par:

$$L_D = m_d \times R + A_0 \quad \text{dB} \quad (G-15)$$

$$\text{avec} \quad m_d = \frac{A_{k2} - A_{k1}}{d_2 - d_1} \quad (G-16)$$

$$\text{et} \quad A_0 = A_{f0} + A_{k2} - m_d \times d_2 \quad (G-17)$$

Dans cette dernière relation Longley & Rice [33] ont introduit un terme correctif empirique (clutter factor), A_{f0} , fonction en particulier de la rugosité du profil. A_{f0} est estimé comme suit:

$$A_{f0} = \text{Min}(A'_{f0}, 15) \quad \text{dB} \quad (G-18)$$

$$\text{avec} \quad A'_{f0} = 5 \text{ Log} \left[1 + 10^{-5} \times h_M h_B f_c^\sigma (d_{LS}) \right] \quad \text{dB} \quad (G-19)$$

où $\sigma(d)$ est une fonction de rugosité définie par:

$$(d) = 0,78 \Delta h(d) \exp\{-0,5[\Delta h(d)]^{1/4}\} \quad \text{mètres} \quad (G-20)$$

G.3 Vérification du modèle statistique

Le modèle développé dans le paragraphe précédent a été implanté sur ordinateur. Ayant été incorporé au programme général de calcul des caractéris-

tiques de la propagation dans une liaison radio, on pourra retrouver ce programme à l'appendice I.

Afin de vérifier le réalisme du modèle proposé, nous avons effectué quelques tests utilisant des données publiées dans la littérature, et avons comparé les résultats obtenus par ce modèle statistique avec ceux calculés selon d'autres méthodes faisant appel à une connaissance détaillée du terrain. Pour ces comparaisons, nous avons retenu d'une part les travaux de Allsebrook & Parsons [22] et d'autre part l'étude publiée par Blomquist & Ladell [24].

G.3.1 *Vérfications par comparaison avec les résultats présentés par Allsebrook & Parsons.*

Dans leur étude visant à caractériser la propagation en milieu urbain pour un système radio-mobile, Allsebrook & Parsons [22] ont cherché, en particulier, à évaluer les pertes par diffraction le long de différents profils extrêmement accidentés rencontrés dans la ville de Bradford en Grande-Bretagne. A partir d'une connaissance détaillée du terrain, ces auteurs ont calculé les pertes dues à la diffraction par différentes méthodes approchées. Le tableau G-2 résume l'ensemble de leurs résultats. Les détails relatifs aux techniques utilisées peuvent être trouvés dans [22]. Mentionnons seulement ici que la méthode la plus précise semble être, selon Allsebrook & Parsons, celle mise au point par les postes japonaises [20]. Les profils des parcours étudiés sont, quant à eux, reproduits par ailleurs dans ce rapport (chapitre III, figure 3-9).

Pour effectuer des comparaisons intéressantes nous avons adopté la procédure suivante. Pour chaque profil envisagé, nous avons ajusté le paramètre Δh de façon que les pertes par diffraction, à la fréquence de 167,2 MHz, obtenues avec le modèle statistique, aient sensiblement les valeurs calculées par la méthode des postes japonaises. La critique du modèle statistique est alors effectuée au niveau des valeurs de Δh ainsi ajustées, ainsi qu'au niveau des résultats obtenus pour les autres fréquences.

Le tableau G-2 nous permet de constater une concordance très acceptable entre les valeurs des pertes par diffraction calculées par le modèle statistique développé dans cet appendice et les valeurs obtenues par d'autres méthodes. Les calculs que nous avons effectués donnent des résultats toujours très proches de ceux fournis par la technique utilisée par les postes japonaises quelle que soit la fréquence considérée. Mentionnons de plus que les écarts entre résultats sont particulièrement faibles dans les cas où le nombre d'obstacles réels le long du profil est égal à deux, cette valeur correspondant à

Profil	Nombre d'obstacles	Distance R (km)	Pertes par diffraction (dB)					Modèle statistique	Δh (mètres)
			Méthode de Bullington	Méthode Epstein-Peterson	Méthode japonaise Atlas	Méthode de Deygout			
a	2	5,85	20,5	27,0	28,4	30,8	28,3	300	
			23,4	31,5	33,0	35,5	33,2		
			27,6	39,0	40,7	43,3	41,3		
b	1	5,1	16,4				21,6	205	
			19,1				25,0		
			23,1				31,3		
c	0	3,9					11,3	15	
							11		
							10,5		
d	1	4,55	14,9				20,6	190	
			17,5				23,6		
			21,4				29,5		
e	3	5,4	13,7	23,7	25,4	24,5	23,7	235	
			16,0	25,6	27,8	26,6	27,6		
			19,9	29,3	32,2	29,9	33,8		
f	2	7,8	12,7	22,7	24,5	25,1	23,1	225	
			14,9	24,4	26,8	27,5	26,9		
			18,7	27,8	30,9	31,9	33,8		
g	2	9,5	17,4	20,7	22,3	25,8	22,5	215	
			20,0	23,7	25,8	29,7	26,0		
			24,1	29,6	32,5	36,2	32,8		

Tableau G-2. Comparaison des résultats présentés par Allsebrook & Parsons [22] avec ceux obtenus par le modèle statistique.

- [1] L'identification des profils correspond au tableau 2 publié par Allsebrook & Parsons.
- Pour chaque profil, les trois lignes correspondent respectivement aux fréquences 85,875, 167,2 et 441,025 MHz.
- Pour tous ces résultats: $h_B = 50$ m, $h_M = 2$ m.

celle retenue dans le modèle statistique.

Les valeurs de Δh estimées, de l'ordre de 200, sont typiques, si l'on se réfère au tableau G-1, de régions de petites montagnes. Effectivement, les profils étudiés (figure 3-9) laissent imaginer un relief de ce type. De plus, on observe facilement la corrélation existant entre les fluctuations plus ou moins importantes du relief pour un profil donné et la valeur relative du Δh correspondant à ce profil. Ainsi le Δh le plus élevé correspond au profil "a", lequel d'après la figure 3-9 est bien celui présentant l'obstruction la plus contraignante entre l'émetteur et le récepteur. Dans le cas "c" la valeur très faible retenue pour Δh s'explique par le fait que nous sommes là en présence d'une transmission en ligne de vue.

G.3.2 *Vérifications par comparaison avec les résultats présentés par Blomquist & Ladell.*

L'étude de Blomquist & Ladell [24] met elle aussi en évidence la contribution des pertes par diffraction dues au terrain. Les calculs relatifs à ce terme sont effectués à l'aide de la méthode de Epstein-Peterson [37], l'une des méthodes déjà retenue par Allsebrook & Parsons. Il convient toutefois de noter que Blomquist & Ladell ont effectué leurs mesures dans une région densément boisée. Aussi ont-ils incorporé à leurs calculs de pertes par diffraction un terme correctif pour tenir compte de l'influence de l'effet de la végétation. Le modèle statistique développé ici ne prenant pas en compte ce facteur supplémentaire, il est indispensable de retrancher des résultats présentés la correction effectuée pour tenir compte de la végétation si l'on veut réaliser une étude comparative cohérente. En l'absence d'informations précises, nous avons retenu la solution adoptée par le CRC [27] pour évaluer l'atténuation due à la végétation. Dans ce modèle, cette atténuation est supposée constante, indépendante de la fréquence et de la distance et a une valeur correspondant à la hauteur des arbres (en mètres). Ainsi, empiriquement, nous avons évalué à 15 dB le terme correctif introduit par Blomquist & Ladell pour tenir compte de la végétation.

Les comparaisons entre les résultats publiés et ceux calculés ont été réalisées selon une procédure identique à celle retenue au paragraphe précédent. (Ajustement du Δh pour obtenir la concordance pour une fréquence particulière). Le tableau G-3 regroupe l'ensemble des calculs effectués. Là encore les valeurs concordent très bien quel que soit le cas. L'examen topographique des parcours considérés par Blomquist & Ladell [24] nous montre que celui de leur figure 9

figure [1]	distance R (km)	fréquence f_c (MHz)	Pertes par diffraction (dB)		Δh (mètres)
			Blomq.Ladell [2]	modèle statistique	
6	5,2	90	25	26,2	375
		300	35	35	
		900	44	44,9	
7	10	60	25	24,9	400
		300	35	36,9	
8	14	50	25	25,1	430
		100	29,5	29,6	
		200	35	35,1	
9	16	70	15	18,7	210
		100	17	19,7	
		400	26	26,1	
		800	30	30,2	

Tableau G-3. Comparaison des résultats présentés par Blomquist & Ladell [24] avec ceux obtenus par le modèle statistique.

- Pour tous ces résultats: $h_B = h_M = 10$ m

[1] ces numéros correspondent aux figures de la publication de Blomquist & Ladell.

[2] valeur du terme F_{EP} lu sur les figures publiées - 15 dB.

correspond à un profil bien moins accidenté que les autres. Cette constatation est cohérente avec la valeur du paramètre indicateur de l'état de surface, nettement plus faible pour cet essai. De plus, généralement, ces profils apparaissent plus accidentés que ceux présentés par Allsebrook & Parsons, et là aussi cette constatation se retrouve au niveau de Δh .

G.4 Conclusion

Les études comparatives réalisées dans les paragraphes précédents nous amènent à conclure que le modèle statistique proposé pour calculer les pertes par diffraction dues au terrain présente un comportement réaliste. La simplicité relative des calculs et surtout le peu de données requises permettent résolument d'envisager l'emploi de cette technique dans des modèles plus généraux appelés à caractériser les conditions de propagation.

Evidemment, il n'est pas exclu que dans quelques cas particuliers les résultats obtenus soient entachés d'une grossière erreur. De telles situations pourraient éventuellement apparaître lorsque les profils étudiés contiennent des accidents de terrain statistiquement peu probables.

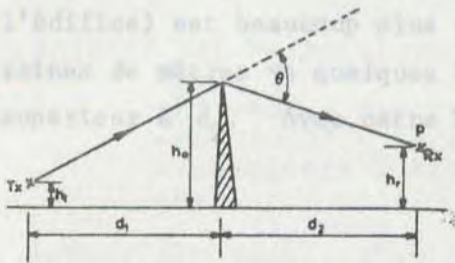
La donnée fondamentale nécessaire au modèle est le paramètre indicateur de l'état de surface Δh . Comme nous l'avons expliqué précédemment son choix est assez délicat puisqu'il n'est pas relié directement à la hauteur des obstacles, mais représente plutôt l'importance relative des fluctuations de terrain. Toutefois, une marge d'erreur raisonnable ne porte guère à conséquence. En effet, nous avons constaté que des variations de Δh de 10 mètres n'entraînent une altération du résultat que de l'ordre de 0,5 dB.

Finalement, les essais effectués nous ont conduits à proposer des valeurs standards utilisables pour les systèmes radio-mobiles opérant un milieu urbain. Ainsi, pour une ville de plaine nous avons retenu la valeur $\Delta h = 15$ m. Une valeur du même ordre de grandeur est également acceptable lorsque la transmission s'effectue en ligne de vue. Pour une ville au relief très accidenté, un choix de Δh de l'ordre de 300-350 mètres donne une estimation réaliste des pertes par diffraction dues au terrain, et évidemment toute la gamme comprise entre ces limites peut être choisie, en accord avec la topographie locale.

hauteurs en m, Deygout [34] donne l'expression ci-dessous (éq. H-2) pour le premier ellipsoïde de Fresnel: Appendice H

CALCUL DU TERME DE PERTES PAR DIFFRACTION DUES AUX EDIFICES L_B DANS LA FORMULATION DE ALLSEBROOK & PARSONS

Dans le cas où... Ainsi que nous l'avons mentionné à la section 3.5 (éq. 3-8), la modélisation des pertes en milieux urbains est délicate et, dans le cas des travaux de Allsebrook & Parsons, ce calcul est effectué à partir de la théorie classique de Fresnel [29]. En utilisant la figure H-1 ci-dessous, on montre que la perte par diffraction sur une arête vive de ce type s'exprime comme une intégrale de Fresnel:



$$v = \sqrt{\frac{2d_1 d_2}{\lambda(d_1 + d_2)}} \theta$$

$$L_B = K \int_0^\infty e^{-j \frac{\pi}{2} v^2} dv \quad (H-1)$$

dans laquelle l'expression de v est celle indiquée sous la figure H-1 avec les paramètres qui y sont mentionnés.

Figure H-1. Diffraction sur une arête vive. Formulation de Allsebrook & Parsons [22].

L'intégrale (H-1) est connue et dans la zone qui nous intéresse elle peut être approximée par une courbe logarithmique.

Comme l'a démontré Deygout [34], qui traite ce problème en détail, la perte par diffraction due à un obstacle unique idéal (arête vive) peut s'exprimer en fonction du rapport h/r où h est la hauteur de l'obstacle et r le rayon du premier ellipsoïde de Fresnel. Ceci est illustré à la figure H-2 ci-contre. Lorsque les distances sont exprimées en km, les fréquences en MHz et les

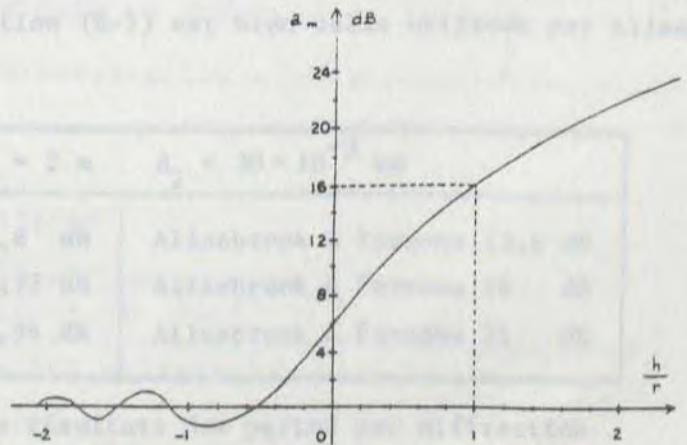


Figure H-2. Approximation logarithmique des pertes par diffraction en fonction du rapport h/r. (Source: J. Deygout [34]).

hauteurs en m, Deygout [34] donne l'expression ci-dessous (éq. H-2) pour le premier ellipsoïde de Fresnel:

$$r = 548 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f(d_1 + d_2)}} \quad (\text{H-2})$$

Dans le cas où $h/r > 1$, on peut approximer la courbe de la figure H-2 par l'expression

$$L_B = 20 \log (h/r) + 16 \quad \text{en dB} \quad (\text{H-3})$$

En fait, l'approximation reste très bonne jusqu'à $h/r > 0,7$, ce qui permet de l'utiliser pour tous les cas que l'on va rencontrer en pratique.

Allsebrook & Parsons admettent par hypothèse que l'obstacle (i.e. l'édifice) est beaucoup plus près du récepteur que de l'émetteur (quelques dizaines de mètres vs quelques kilomètres) et que, en conséquence, d_1 est très supérieur à d_2 . Avec cette hypothèse, l'équation (H-2) devient:

$$r \approx 548 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f d_1}} = 548 \sqrt{\frac{d_2}{f}} \quad (\text{H-4})$$

et l'expression donnant la valeur des pertes par diffraction dues aux édifices s'écrit alors:

$$L_B = 20 \log_{10} \left(\frac{h_0 - h_r}{548 \sqrt{d_2/f}} \right) + 16 \quad \text{dB} \quad (\text{H-5})$$

La validité de cette dernière expression est vérifiée avec les résultats publiés par Allsebrook & Parsons. Le tableau H-1 montre une concordance très nette qui nous permet d'affirmer que la relation (H-5) est bien celle utilisée par Allsebrook & Parsons.

$h_0 = 10 \text{ m} \quad h_r = 2 \text{ m} \quad d_2 = 30 \times 10^{-3} \text{ km}$		
$f_c = 85 \text{ MHz}$	Pertes = 13,8 dB	Allsebrook & Parsons 13,8 dB
$f_c = 167 \text{ MHz}$	Pertes = 16,72 dB	Allsebrook & Parsons 16 dB
$f_c = 441 \text{ MHz}$	Pertes = 20,96 dB	Allsebrook & Parsons 21 dB

Tableau H-1. Comparaison des résultats des pertes par diffraction dues aux édifices calculées avec l'équation (H-5) et ceux publiés par Allsebrook & Parsons [22].

Appendice i

PROGRAMME DE CALCUL DES PERTES DE PROPAGATION
SELON DIFFERENTES APPROCHES

```
C*****
C
C  ETUDE COMPARATIVE DE DIFFERENTES METHODES DE CALCUL DES
C  PERTES DE PROPAGATION
C
C  ANALYSE DES FORMULATIONS PROPOSEES PAR
C  -EGLI (PROC. TEE, 1957, PP. 1383-1391)
C  -EDWARDS + DURKIN (PROC. TEE, 1969, PP. 1493-1500)
C  -BLOMQUIST + LADELL (AGARD CONF., 1974, PP. 32.1-32.17)
C  -ALLSEBROOK + PARSONS (PROC. TEE, 1977, PP. 95-103)
C  -HATA (IEEE VT-29, 1980, PP. 317-325)
C
C  AUTEUR / AUTHOR J.P. LEFEVRE - 27 JANVIER 1981
C  DEPT DE GENIE ELECTRIQUE
C  UNIVERSITE LAVAL, QUEBEC
C
C  CLEF A -ON LES PERTES SONT CALCULEES SEULEMENT POUR LES VALEURS
C  DE LA VARIABLE ENTREES MANUELLEMENT
C  -OFF LES PERTES SONT TABULEES SUR TOUT L'INTERVALLE DE
C  VALIDITE DES FONCTIONS (TEL QUE DEFINI PAR HATA)
C  CLEF B -ON LES PERTES PAR DIFFRACTION DUES AU TERRAIN SONT
C  EGALLES A ZERO
C  CLEF C -ON LES PERTES PAR DIFFRACTION DUES AU TERRAIN NE SONT PAS
C  INTRODUITES DANS LA FORMULATION DE HATA
C*****
C
C  LOGICAL LOG1,SENSW
C  DIMENSION ITITRE(25)
C  DIMENSION LISTE(8),TABLE(45,8)
C  DOUBLE PRECISION TITRE(8),TEXTE(9)
C
C  DATA TEXTE(1),TEXTE(2)/8H DIST=KM,8HFREQ=MHZ/
C  DATA TEXTE(3),TEXTE(4)/8H HATA ,8H EGLI /
C  DATA TEXTE(5),TEXTE(6),TEXTE(7)/8HEOW=DURK,8HBLOM=LAD,8HALLS=PAR/
C  DATA TEXTE(8),TEXTE(9)/8HESP=LIRR,8HTEP=PLAT/
C  DATA PI/3.141592/
C  DATA CEL,TERRE/299792.5,8495.2/
C  DATA ROUI,RNGN/3HOUI,3HNON/
C  DATA NTOT/5/
C  DATA INTEK,IOUTEK,ICUT/51,53,6/
```


C FONCTIONS IMPLICITES

C

FOA(7)=6.02+9.11+Z-1.27+7+7
FOB(7)=12.953+20.0+ALOG(FOA(7))

C

9000 FORMAT(45H ENTRER LE TITRE DE L'ESSAI (MAXI 50 CARACT.),/)
9010 FORMAT(10X,23H= TYPE DE MILIEU ETUDIE)
9015 FORMAT(10X,45H= TYPE DE TERRAIN (PARAM. DELTA(H) EN METRES))
9020 FORMAT(10X,40H= HAUTEUR DE LA STATION DE BASE (METRES))
9030 FORMAT(10X,39H= HAUTEUR DE LA STATION MOBILE (METRES))
9040 FORMAT(10X,49H= LA VAR. EST LA DISTANCE (1) OU LA FREQUENCE (2))
9045 FORMAT(10X,37H= VALEUR DES CONSTANTES DIELECTRIQUES)
9046 FORMAT(10X,31H= HAUTEUR DES EDIFICES (METRES))
9047 FORMAT(10X,35H= LARGEUR EFFECTIVE DE RUE (METRES))
9050 FORMAT(10X,23H= FREQUENCE (MEGAHERTZ))
9060 FORMAT(10X,23H= DISTANCE (KILOMETRES))
9090 FORMAT(/,12X,40HFORMULATION(S) RETENUE(S) POUR CET ESSAI,/,23X,
117HENTRER OUI OU NON)
9100 FORMAT(25A2)
9110 FORMAT(I4)
9120 FORMAT(8F10.3)
9130 FORMAT(10X,4H... ,A8)
9140 FORMAT(A3)
9200 FORMAT(1H,/,5X,70HCALCUL DES PERTES DE PROPAGATION SELON DIFFEREN
1TES FORMULES EMPIRIQUES)
9205 FORMAT(1H=,10X,4H*** ,25A2,4H ***)
9210 FORMAT(1H0,10X,21HTYPE DE MILIEU ETUDIE,32X,2H= ,I5)
9215 FORMAT(1H ,10X,43HTYPE DE TERRAIN (PARAM. DELTA(H) EN METRES),10X,
12H= ,F8.2)
9220 FORMAT(1H ,10X,55HHAUTEUR DE L'ANTENNE DE LA STATION DE BASE (METR
1ES) = ,F8.2)
9230 FORMAT(1H ,10X,55HHAUTEUR DE L'ANTENNE DE LA STATION MOBILE (METRE
1S) = ,F8.2)
9235 FORMAT(1H ,10X,24HCONSTANTES DIELECTRIQUES,29X,2H= ,F8.2)
9236 FORMAT(1H ,10X,29HHAUTEUR DES EDIFICES (METRES),24X,2H= ,F8.2)
9237 FORMAT(1H ,10X,33HLARGEUR EFFECTIVE DE RUE (METRES),20X,2H= ,F8.2)
9240 FORMAT(1H ,10X,23HFREQUENCE D'ETUDE (MHZ),30X,2H= ,F8.2)
9250 FORMAT(1H ,10X,46HDISTANCE STATION DE BASE - STATION MOBILE (KM),
17X,2H= ,F8.2)
9260 FORMAT(1H=,8(2X,A8))
9300 FORMAT(1H ,8F10.3)

C

C INITIALISATION DU SYSTEME

C

CALL QSHYIN(1ER,680)
CALL RGIN(2400)
CALL FRASE

C

C DONNEES INITIALES

C

WRITE(IOUTEK,9000)
READ(INTEK,9100)ITITRE
WRITE(IOUTEK,9010)
READ(INTEK,9110)MILIEU

```

WRITE(IQUTEK,9015)
READ(INTEK,9120)DELH
WRITE(IQUTEK,9020)
READ(INTEK,9120)HB
WRITE(IQUTEK,9030)
READ(INTEK,9120)HM
WRITE(IQUTEK,9045)
READ(INTEK,9120)EPSM
EPSB=EPSM
WRITE(IQUTEK,9046)
READ(INTEK,9120)H0
WRITE(IQUTEK,9047)
READ(INTEK,9120)D2
WRITE(IQUTEK,9040)
READ(INTEK,9110)IVAR
GO TO (10,20),IVAR
10 WRITE(IQUTEK,9050)
READ(INTEK,9120)FC
TITRE(1)=TEXTE(1)
GO TO 30
20 WRITE(IQUTEK,9060)
READ(INTEK,9120)R
TITRE(1)=TEXTE(2)
30 CONTINUE
WRITE(IQUTEK,9090)
CALL INCP(0.0,19.0)
DO 50 I=1,NTOT
LISTE(I)=0
40 WRITE(IQUTEK,9130)TEXTE(I+2)
READ(INTEK,9140)X
IF(X.EQ.RNON) GO TO 50
IF(X.NE.ROUI) GO TO 40
LISTE(I)=1
50 CONTINUE
C
LOG1=.FALSE.
IFIN=45
NTAB=3
RL20=ALOG10(20.0)
RL1351=ALOG10(1351.0)
RLN10=ALOG(10.0)
C
C   CALCUL DES PERTES   = DANS L'ESPACE LIBRE
C                       = SUR TERRE SANS OBSTACLE
C   (ENTRE ANTENNES ISOTROPES)
C
TITRE(2)=TEXTE(2)
TITRE(3)=TEXTE(9)
ASSIGN 110 TO IPET
DO 120 I=1,IFIN
GO TO 10000
110 TABLE(I,2)=32.45+20.0+ALOG10(FC)+20.0+ALOG10(P)
TABLE(I,3)=118.7-20.0+ALOG10(HM)-20.0+ALOG10(HB)+40.0+ALOG10(P)
120 CONTINUE

```

```

C      CALCUL DES PERTES D APRES LA FORMULATION DE HATA
C
1000  IF(LISTE(1).EQ.0) GO TO 2000
      NTAB=NTAB+1
      TITRE(NTAB)=TEXTE(3)
      ASSIGN 1010 TO IPET
      GO 1100 I=1,IFIN
      GO TO 10000
1010  IF(I.FQ.1) GO TO 1040
      IF(IVAR.EQ.1) GO TO 1110
C
1040  SUP=0.0
      GO TO (1070,1090,1060,1050),MILIEU
1050  SUP=4.78*(ALOG10(FC))*+2-18.33*ALOG10(FC)+40.94
      GO TO 1090
1060  SUP=2.0*(ALOG10(FC/28.0))*+2+5.4
      GO TO 1090
1070  X=(FC-200.0)/400.0
      IF(FC.GE.400.0) X=1.0
      IF(FC.LE.200.0) X=0.0
      AHM=0.0
      IF(X.EQ.0.0) GO TO 1080
      AHM=X*(8.29*(ALOG10(1.54+HM))*+2-1.10)
      IF(Y.FQ.1.0) GO TO 1100
1080  AHM=AHM+(1.0-X)*(3.2*(ALOG10(11.75+HM))*+2-4.97)
      GO TO 1100
1090  AHM=(1.1*ALOG10(FC)-0.7)*HM-(1.56*ALOG10(FC)-0.9)
1100  PER1=69.55+26.16*ALOG10(FC)-13.82*ALOG10(HB)-AHM-SUP
      IF(I.EQ.1) GO TO 1110
      IF(IVAR.EQ.2) GO TO 1120
1110  PER2=(44.9-6.55*ALOG10(HB))*ALOG10(P)
1120  PERTE=PER1+PER2
      IF(SENSW(3)) GO TO 1150
      IF(DELH.LE.15.0) GO TO 1150
      DEL15=DELH
      DELH=15.0
      LOG1=.FALSE.
      ASSIGN 1130 TO IRREG
      GO TO 11000
1130  PER15=PERC
      DELH=DEL15
      LOG1=.FALSE.
      ASSIGN 1140 TO IRREG
      GO TO 11000
1140  PERTE=PERTE+PERD-PER15
1150  IF(PERTE.LT.TABLE(I,2)) PERTE=TABLE(I,2)
      TABLE(I,NTAB)=PERTE
1160  CONTINUE

```

C CALCUL DES PERTES D APRES LA FORMULATION DE EGLI

C

2000 CONTINUE
 IF(LISTE(2).EQ.0) GO TO 3000
 NTAB=NTAB+1
 TITRE(NTAB)=TEXTE(4)
 ASSIGN 2010 TO IRET
 DO 2040 I=1,IFIN
 GO TO 10000
 2010 PER1=20.0+ALOG10(FC)+40.0+ALOG10(R)-20.0+ALOG10(HR)
 IF(HM.GT.10.0) GO TO 2020
 PER2=76.3-10.0+ALOG10(HM)
 GO TO 2030
 2020 PER2=85.9-20.0+ALOG10(HM)
 2030 PERTE=PER1+PER2
 IF(PERTE.LT.TABLE(I,2)) PERTE=TABLE(I,2)
 TABLE(I,NTAB)=PERTE
 2040 CONTINUE

C

C CALCUL DES PERTES DI APRES LA FORMULATION DE EDWARDS-DURKIN

C

3000 CONTINUE
 IF(LISTE(3).EQ.0) GO TO 4000
 NTAB=NTAB+1
 TITRE(NTAB)=TEXTE(5)
 ASSIGN 3010 TO IRET
 ASSIGN 3020 TO IRREG
 DO 3030 I=1,IFIN
 GO TO 10000
 3010 GO TO 11000
 3020 PERTE=PERD+TABLE(I,3)
 IF(PERTE.LT.TABLE(I,2)) PERTE=TABLE(I,2)
 TABLE(I,NTAB)=PERTE
 3030 CONTINUE

C CALCUL DES PERTES D'APRES LA FORMULATION DE BLOMQUIST-LADPELL

C

```

4000 CONTINUE
IF(LISTE(4).EQ.0) GO TO 5000
NTAB=NTAB+1
TITRE(NTAB)=TEXTE(6)
ASSIGN 4010 TO IRET
ASSIGN 4040 TO IRREG
IRL=1
DC 4050 I=1,IFIN
GO TO 10000
4010 A=4.0*PI/(CEL*R/FC)
AM=A*HM*HF
AP=A*HR*HF
B=CEL/(FC*PI*R*1.0E6)
BM=R*EPSM*EPSM/(EPSM-1.0)
BP=B*EPSB*EPSB/(EPSB-1.0)
PER2=10.0*ALOG10((AM+BM)*(AP+BP))
X=((2.0*FI)/(CEL/(FC*1.0E6)))**0.33333
X=X*R*(TEPRE**(-0.66667))
IF(X.GE.0.55) GO TO 4020
Y=-2.8*X
GO TO 4030
4020 Y=6.7+10.0*ALOG10(X)-10.2*X
4030 PER2=PER2+Y
GO TO 11000
4040 IF(PER2.GT.0.0) GO TO 4045
X=SQRT(PER2**2+PERD**2)
GO TO 4047
4045 X=SQRT(ABS(PER2**2-PERD**2))
IF(ABS(PERD).LT.PER2) X=-X
4047 PERTE=TABLE(I,2)+X
GO TO (4050,5010),IRL
4050 IF(PERTE.LT.TABLE(I,2)) PERTE=TABLE(I,2)
TABLE(I,NTAB)=PERTE
4060 CONTINUE

```

C

C CALCUL DES PERTES D'APRES LA FORMULATION DE ALLSEBROOK-PARSONS

C

```

5000 CONTINUE
IF(LISTE(5).EQ.0) GO TO 8000
NTAB=NTAB+1
TITRE(NTAB)=TEXTE(7)
ASSIGN 4010 TO IRET
ASSIGN 4040 TO IRREG
IRL=2
DC 5030 I=1,IFIN
GO TO 10000
5010 IF(H0.LE.HM) GO TO 5020
PER1=(H0-HM)/SQRT(D2*1.0E-3/FC)
PER1=16.0+20.0*ALOG10(PER1/548.0)
IF(PER1.LT.0.0) GO TO 5020
PERTE=PERTE+PER1
5020 IF(PERTE.LT.TABLE(I,2)) PERTE=TABLE(I,2)
TABLE(I,NTAB)=PERTE
5030 CONTINUE

```

```

C      IMPRESSION DES RESULTATS
C
8000  WRITE(IOUT,9200)
      WRITE(JOUT,9205)ITITRE
      WRITE(JOUT,9210)MILIEU
      WRITE(JOUT,9215)DELTA
      WRITE(IOUT,9220)HR
      WRITE(IOUT,9230)HM
      WRITE(IOUT,9235)EPSM
      WRITE(IOUT,9236)H2
      WRITE(IOUT,9237)D2
      GO TO (8010,8020),IVAR
8012  WRITE(IOUT,9240)FC
      GO TO 8030
8020  WRITE(IOUT,9250)R
8030  CONTINUE
      WRITE(IOUT,9260)(TITRE(I),I=1,NTAR)
      WRITE(IOUT,9300)
      DO 8040 I=1,IFIN
      WRITE(IOUT,9300)(TABLE(I,J),J=1,NTAR)
8040  CONTINUE
C
C      TRACE DES COURBES CORRESPONDANTES
C
C      AXE VERTICAL      - ECHELLE LINEAIRE
C                       - PERTES EN DB (FENETRE 50-250)
C      AXE HORIZONTAL   - ECHELLE LOGARITHMIQUE
C                       - SOIT DIST. EMET-RECEPT EN KM (FENETRE 1-100)
C                       - SOIT FREQUENCE EN MHZ (FENETRE 100-10000)
C
      IF(IFIN.NE.45) GO TO 8600
      CALL XPLOTS(0.0,0.0,0.0)
      PAUSE 0
      DO 8540 J=2,NTAR
      DO 8530 I=1,IFIN
      X=TABLE(I,1)
      GO TO (8500,8510),IVAR
8500  X=ALOG10(X)/2.0
      GO TO 8520
8510  X=(ALOG10(X)-2.0)/2.0
8520  Y=(TABLE(I,J)-50.0)/200.0
      CALL XPLOTS(X,Y,I-1)
8530  CONTINUE
      CALL XPLOTS(0.0,0.0,0.0)
8540  CONTINUE
C
C      FIN DU PROGRAMME
C
8600  CALL EXIT

```

```

C      CALCUL DE LA VARIABLE EN FONCTION DU PAS
C
10000 IF(NTAB.LE.3) GO TO 10100
      XI=I-1
      GO TO (10010,10030).IVAR
10010 IF(.NOT.SENSW(1)) GO TO 10020
      WRITE(IOUTEK,0060)
      READ(INTEK,9120)P
      IF(P.LT.1.0E-3) GO TO 10050
      TABLE(J,1)=R
      GO TO 10200
10020 X=(XI/44.P)*RL20
      R=EXP(RLN10*X)
      TABLE(J,1)=P
      GO TO 10200
10030 IF(.NOT.SENSW(1)) GO TO 10040
      WRITE(IOUTEK,0050)
      READ(INTEK,9120)FC
      IF(FC.LT.1.0E-3) GO TO 10050
      TABLE(I,1)=FC
      GO TO 10200
10040 X=(XI/44.P)*RL1351
      FC=EXP(RLN10*X)+149.2
      TABLE(J,1)=FC
      GO TO 10200
10050 IFIN=I-1
      GO TO 1000

C
10100 GO TO (10110,10120).IVAR
10110 R=TABLE(I,1)
      GO TO 10200
10120 FC=TABLE(I,1)

C
10200 GO TO IPET, (110,1010,2010,3010,4010)

C
C      CALCUL DES PERTES PAR DIFFRACTIONS DUES AU TERRAIN
C
11000 IF(.NOT.SENSW(2)) GO TO 11010
      PERD=0.0
      GO TO 11100

C
C      DEFINITION DE PARAMETRES ADDITIONNELS
C      CALCULES SEULEMENT LORS DU PREMIER PASSAGE
C
11010 IF(LOG1) GO TO 11015
      LOG1=.TRUE.

C      HAUTEURS EFFECTIVES DES ANTENNES
      HRE=HR
      HME=HM

C      DISTANCES A L'HORIZON SUR TERRAIN PLAT
      DLSR=SQRT(0.002*TERRE+HRE)
      DLSM=SQRT(0.002*TERRE+HME)
      DLS=DLSR+DLSM

```

```

C      DISTANCES A L'HORIZON SUR TERRAIN IRREGULIER
DLB=DLSB*EXP(-0.07*SQRT(DELH/AMAX1(HBF,5.0)))
DLM=DLSM*EXP(-0.07*SQRT(DELH/AMAX1(HMF,5.0)))
DL=DLB+DLM
C      ANGLES D'HORIZON
TEB=(0.00065/DLSB)*((DLSB/DLB-1.0)+DELH-3.077+HBE)
TEM=(0.00065/DLSM)*((DLSM/DLM-1.0)+DELH-3.077+HME)
TE=AMAX1((TEB+TEM),(-DL/TERRE))
C
11015 X=(TERRE*TEPRE/FC)**0.33333
      D3=DL+0.5*X
      IF(D3.LT.DLS) D3=DLS
      D4=D3+X
      T3=TE+D3/TERRE
      T4=TE+D4/TERRE
      V13=1.2915*T3+SQRT(FC+DLB*(D3-DL)/(D3-DLM))
      V23=1.2915*T3+SQRT(FC+DLM*(D3-DL)/(D3-DLB))
      V14=1.2915*T4+SQRT(FC+DLB*(D4-DL)/(D4-DLM))
      V24=1.2915*T4+SQRT(FC+DLM*(D4-DL)/(D4-DLB))
      IF(V13.GT.2.4) GO TO 11020
      AV13=FCTA(V13)
      GO TO 11030
11020 AV13=FCTB(V13)
11030 IF(V23.GT.2.4) GO TO 11040
      AV23=FCTA(V23)
      GO TO 11050
11040 AV23=FCTB(V23)
11050 IF(V14.GT.2.4) GO TO 11060
      AV14=FCTA(V14)
      GO TO 11070
11060 AV14=FCTB(V14)
11070 IF(V24.GT.2.4) GO TO 11080
      AV24=FCTA(V24)
      GO TO 11090
11080 AV24=FCTB(V24)
11090 AK3=AV13+AV23
      AK4=AV14+AV24
C
      PENTE=(AK4-AK3)/(D4-D3)
      AQ=AK4-PENTE*D4
      DHOLS=DELH*(1.0-0.8*EXP(-0.02*DLS))
      SHOLS=0.78*DHOLS*EXP(-0.5*(DHOLS**0.25))
      AF0=5.0*ALOG10(1.0+HM+HB+FC+SHOLS*1.0E-5)
      AF0=AMIN1(AF0,15.0)
      PERD=PENTE*P+AQ+AF0
11100 GO TO IRREG.(1130,1140,3020.4040)
C
      END

```


CALCUL DES PERTES DE PROPAGATION SELON DIFFERENTES FORMULES EMPIRIQUES

*** EXEMPLE N° 1 (MILIEU OUVERT PFU ACCIDENTE)

TYPE DE MILIEU ETUDIE	■	4
TYPE DE TERRAIN (PARAM. DELTA(H) EN METRES)	■	15.00
HAUTEUR DE L ANTENNE DE LA STATION DE BASE (METRES)	■	50.00
HAUTEUR DE L ANTENNE DE LA STATION MOBILE (METRES)	■	2.00
CONSTANTES DIELECTRIQUES	■	10.00
HAUTEUR DES EDIFICES (METRES)	■	5.00
LARGEUR EFFECTIVE DE RUE (METRES)	■	70.00
FREQUENCE D ETUDE (MHZ)	■	450.00

DIST-KM	ESP-LIBR	TER-PLAT	HATA	EGLI	EDW-DURK	BIOM-LAD
1.000	85.514	78.700	88.425	92.375	88.802	93.085
2.000	91.535	90.741	98.591	104.416	100.982	101.797
3.000	95.267	97.785	104.538	111.459	108.165	106.301
5.000	99.494	106.659	112.030	120.333	117.317	113.472
10.000	105.514	118.700	122.196	132.375	130.053	124.950
20.000	111.535	130.741	132.383	144.416	143.485	138.675

*** EXEMPLE N° 2 (ALLSEBROOK-PARSONS, SITE A)

TYPE DE MILIEU ETUDIE	■	2
TYPE DE TERRAIN (PARAM. DELTA(H) EN METRES)	■	300.00
HAUTEUR DE L ANTENNE DE LA STATION DE BASE (METRES)	■	50.00
HAUTEUR DE L ANTENNE DE LA STATION MOBILE (METRES)	■	2.00
CONSTANTES DIELECTRIQUES	■	10.00
HAUTEUR DES EDIFICES (METRES)	■	9.00
LARGEUR EFFECTIVE DE RUE (METRES)	■	30.00
DISTANCE STATION DE BASE - STATION MOBILE (KM)	■	5.85

FREQ-MHZ	ESP-LIBR	TFR-PLAT	HATA	ALLS-PAR
85.875	80.470	109.386	138.784	134.987
167.200	02.258	109.386	151.363	145.698
441.025	106.682	109.386	170.409	163.172

Appendice J

BIBLIOGRAPHIE ADDITIONNELLE

1. M. MATSUMOTO, G.R. COOPER, "Multiple narrow-band interferers in an FH-DPSK spread-spectrum communication system", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-30, n° 1, pp. 37-42, février 1981.
2. D. SHKLARSKY, L.B. MILSTEIN, P.K. DAS, "The use of the Hilbert transform to double the information rate in spread-spectrum communications", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-30, n° 1, pp. 29-36, février 1981.
3. R.W. NETTLETON, G.R. COOPER, "Performance of a frequency-hopped differentially modulated spread-spectrum receiver in a Rayleigh fading channel", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-30, n° 1, pp. 14-29, février 1981.
4. O.C. YUE, "Hard-limited versus linear combining for frequency-hopping multiple-access systems in a Rayleigh fading environment", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-30, n° 1, pp. 10-14, février 1981.
5. C.L. WEBER, G.K. HUTH, B.H. BATSON, "Performance considerations of code division multiple-access systems", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-30, n° 1, pp. 3-10, février 1981.
6. K. OTANI, H. OMORI, "Distribution of burst error lengths in Rayleigh fading radio channels", Electronics Letters, vol. 16, n° 23, pp. 889-891, novembre 1980.
7. K.S. SHANMUGAM, P. BALABAN, "A modified Monte-Carlo simulation technique for the evaluation of error rate in digital communication systems", IEEE Trans. Commun., vol. COM-28, n° 11, pp. 1916-1924, novembre 1980.
8. W. GOSLING, "A simple mathematical model of co-channel and adjacent channel interference in land mobile radio", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-29, n° 4, pp. 361-364, novembre 1980.
9. R.J. TURNER, "Evaluation of cellular mobile telephone data receivers", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-29, n° 4, pp. 353-360, novembre 1980.
10. O.C. YUE, "Useful bounds on the performance of a spread-spectrum mobile communication system in various fading environments", IEEE Trans. Commun., vol. COM-28, n° 10, pp. 1819-1823, octobre 1980.
11. D.J. GOODMAN, P.S. HENRY, V.K. PRABHU, "Frequency-hopped multilevel FSK for mobile radio", Bell Syst. Tech. J., vol. 59, n° 7, pp. 1257-1275, septembre 1980.
12. G. EINARSSON, "Address assignment for a time-frequency-coded, spread-spectrum system", Bell Syst. Tech. J. vol. 59, n° 7, pp. 1241-1255, septembre 1980.
13. L.J. GREENSTEIN, B.A. CZEKAJ, "A polynomial model for multipath fading channel responses". Bell Syst. Tech. J., vol. 59, n° 1197-1225, septembre 1980.

14. G.H. HAGN, "VHF radio system performance model for predicting communications operational ranges in irregular terrain", IEEE Trans. Commun., vol. COM-28, n° 9, pp. 1637-1644, septembre 1980.
15. R.F. ORMONDROYD, M.S. SHIPTON, "The feasibility of using spread-spectrum communications systems for the land mobile service on a non-interference basis with other users", Radio and Electronic Engineer, vol. 50, n° 8, pp. 407-418, août 1980.
16. M.HATA, "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-29, n° 3, pp. 317-325, août 1980.
17. R.J. SAMUEL, "The application of spread spectrum modulation to land mobile radio", IEE Conference on Radio Spectrum Conservation Techniques, Londres, pp. 29-34, 7-9 juillet 1980.
18. R.W. LORENZ, "Field strength prediction method for a mobile telephone system using a topographical data bank", IEE Conference on Radio Spectrum Conservation Techniques, Londres, pp. 6-11, 7-9 juillet 1980.
19. O. YUE, "Frequency-hopping, Multiple-access, Phase-shift-keying system performance in a Rayleigh fading environment", Bell Syst. Tech. J., vol. 59, n° 6, pp. 861-879, juillet-août 1980.
20. F. IKEGAMI, S. YOSHIDA, "Analysis of multipath propagation structure in urban mobile radio environments", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-28, n° 4, pp. 531-537, juillet 1980.
21. W. GOSLING, "Protection ratio and economy of spectrum use in land mobile radio", Proc. IEE, vol. 127, section F, n° 3, pp. 174-178, juin 1980.
22. M. ISHIZUKA, K. HIRADE, "Optimum gaussian filter and deviated-frequency-locking scheme for coherent detection of MSK", IEEE Trans. Commun., vol. COM-28, n° 6, pp. 850-857, juin 1980.
23. J. SYROTA, "Les services de radiotéléphonie sortent de leur immobilisme", L'Onde Electrique, pp. 47-50, mai 1980.
24. P.M. PETROVIC, "Spectral shaping of digitised speech for mobile radio applications", Electronics Letters, vol. 16, n° 10, pp. 363-365, mai 1980.
25. W.D. RUMMLER, "Time- and frequency-domain representation of multipath fading on line-of-sight microwave paths", Bell Syst. Tech. J. vol. 59, n° 5, pp. 763-796, mai-juin 1980.
26. E.L. CAPLES, K.E. MASSAD, T.R. MINOR, "A UHF channel simulator for digital mobile radio", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-29, n° 2, pp. 281-289, mai 1980.
27. W.C.Y. LEE, "Studies of base-station antenna height effects on mobile radio", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-29, n° 2, pp. 252-260, mai 1980.
28. M. HATA, T. NAGATSU, "Mobile location using signal strength measurement in a cellular system", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-29, n° 2, pp. 245-252, mai 1980.
29. F.H. BLECHER, "Advanced mobile phone service", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-29, n° 2, pp. 238-244, mai 1980.
30. K. YAMADA, K. DAIKOKU, "Error performance of frequency-hopped D.P.S.K. system", Electronics Letters, vol. 16, n° 8, pp. 305-306, avril 1980.

31. R.C. FRENCH, "The mobile radio data channel", International Zurich Seminar on Digital Communications, Zurich, Suisse, pp. D1.1-D1.9, 4-6 mars 1980.
32. G.L. TURIN, "Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio", Proc. IEEE, vol. 68, n° 3, pp. 328-353, mars 1980.
33. G.Y. DELISLE, M. LECOURS, J.P. LEFEVRE, "Etude des problèmes de propagation associés aux stations émettrices et mobiles terrestres en milieu urbain (Phase II)", Rapport final n° LT-80-8223, Contrat OSU79-00219, pour le Ministère des Communications, Ottawa, mars 1980.
34. J.D. PARSONS, M.F. IBRAHIM, R.J. SAMUEL, "Median signal strength prediction for mobile radio propagation in London", Electronics Letters, vol. 16, n° 5, pp. 172-173, février 1980.
35. I. KORN, "Error probability and bandwidth of digital modulation", IEEE Trans. Commun., vol. COM-28, n° 2, pp. 287-290, février 1980.
36. H. ALBRECHT, W. HEIDE, "On coverage planification for land mobile radio services. III. More effective coverage planning for land mobile radio services by using electronic data processing including terrain configuration", RFZ Technische Mitteilungen, vol. 23, n° 4, pp. 73-80, décembre 1979.
37. M. ROORYCK, "Validity of two-path model for calculating quality of digital radio links: determination of model from measurements on analogue links", Electronics Letters, vol. 15, n° 24, pp. 783-784, novembre 1979.
38. J.E. MAZO, "Some theoretical observations on spread-spectrum communications", Bell Syst. Tech. J., vol. 58, n° 9, pp. 2013-2023, novembre 1979.
39. P.A. MATTHEWS, "Spread spectrum signalling in land mobile radio systems", Int. Conf. on Land Mobile Radio, Bailrigg, Lancaster, G.B., pp. 319-324, 4-6 septembre 1979.
40. J.D. PARSONS, "Prediction of signal strength in urban area [mobile radio systems]", Int. Conf. on Land Mobile Radio, Bailrigg, Lancaster, G.B., pp. 49-50, 4-6 septembre 1979.
41. H. ALBRECHT, W. HEIDE, "On coverage planning for land mobile radio services. II. Field-strength interface monograms to solve coverage problems in the land mobile service", RFZ Technische Mitteilungen, vol. 23, n° 2-3, pp. 43-48, septembre 1979.
42. H. ALBRECHT, W. HEIDE, "On coverage planning for land mobile radio services. I. Methods to reduce inter-channel-modulation distortions in transmitter networks of the land mobile radio service", RFZ Technische Mitteilungen, vol. 23, n° 2-3, pp. 38-43, septembre 1979.
43. E.S. GOLOVIN, "The effectiveness of a method of combating signal fading in mobile communications systems", Telecomm. Radio Engng., vol. 33, n° 10, pp. 70-73, octobre 1978.
44. W.D. RUMMLER, "A multipath channel model for line-of-sight digital radio systems", Conf. Rec. IEEE Intl. Conf. on Communications, Toronto, pp. 47.5.1-47.5.4, 4-7 juin 1978.
45. W.C. JAKES, "An approximate method to estimate an upper bound on the effect of multipath delay distortion on digital transmission", Conf. Rec. IEEE Intl. Conf. on Communications, Toronto, pp. 47.1.1-47.1.5, 4-7 juin 1978.

46. M.N. LUSTGARTEN, J.A. MADISON, "An empirical propagation model (EPM-73)", IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-19, n° 3, pp. 301-309, août 1977.
47. J.H. McMAHON, "Analysis of land-mobile channel-occupancy sampling errors", IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-19, n° 3, pp. 292-300, août 1977.
48. G.H. HAGN, T.I. DAYHARSH, "Land-mobile radio communication channel occupancy waiting time, and spectrum saturation", IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-19, n° 3, pp. 281-284, août 1977.
49. D.N. HATFIELD, "Measures of spectral efficiency in land mobile radio", IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-19, n° 3, pp. 266-268, août 1977.
50. E.S. GOLOVIN, "Influence of the antenna on the signal-envelope statistical characteristics in communication systems with moving objects", Telecomm. Radio Engng., vol. 32, n° 2, pp. 90-95, février 1977.
51. Cantel Engineering Associates Ltd., "MRDS project. Study report of characterization of digital mobile radio systems", MacDonald Dettwiler and Associates Ltd., Vancouver, B.C., août 1976.

