

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

RAPPORT FINAL

Etude des problèmes de propagation associés
aux stations émettrices et mobiles terrestres
en milieu urbain

par

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

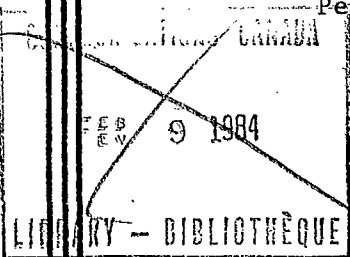
pour

Gouvernement du Canada
Ministère des Communications, Ottawa

sous

Contrat OSU79-00219 du Ministère
des Approvisionnements et Services

Période du 9 novembre 1979 au 31 mars 1980



Mars 1980

Rapport n° LT-80-8223

RAPPORT FINAL

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

(Phase II)

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

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

Pour : Ministère des Communications, Ottawa

Contrat OSU79-00219 du Ministère des
Approvisionnements et Services

Durée : 9 novembre 1979 au 31 mars 1980

Mars 1980

Rapport n° LT-80-8223

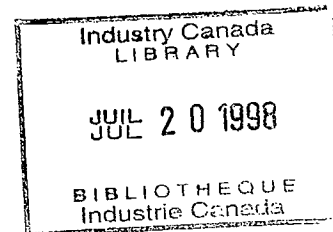


Table des Matières

Chapitre 1	INTRODUCTION	1
Chapitre 2	ESTIMATION DU TAUX D'ERREUR DE TRANSMISSION	5
2.1	Niveau du signal reçu	7
2.2	Evaluation du taux d'erreur de transmission	10
2.3	Erreurs dues au bruit d'allumage	13
2.4	Calcul pratique du taux d'erreur de transmission	15
Chapitre 3	CARACTERISATION DU CANAL DANS LES DOMAINES TEMPORELS ET FREQUENTIELS	18
3.1	Caractéristiques du système de mesure	18
3.2	Définition des paramètres statistiques	21
3.3	Résultats expérimentaux	22
Chapitre 4	MODELISATION ET SIMULATION DU CANAL - ASPECT IMPULSIONNEL	27
4.1	Les paramètres du modèle	28
4.2	Hypothèses sur les paramètres	30
4.3	Résultats expérimentaux obtenus	31
	A) Résultats sur les temps d'arrivée	32
	B) Résultats sur les amplitudes	34
4.4	Modèle de simulation proposé	35
4.5	Caractérisation des amplitudes et des temps d'arrivée	36
4.6	Applications du modèle par Turin et Hashemi	38
4.7	Conclusion	43
Chapitre 5	LE SYSTEME RADIO MOBILE AMERICAIN AMPS	44
5.1	Eléments du système AMPS	45
5.2	Description du système cellulaire	46
	A) Hiérarchie des opérations	46
	B) Les propriétés des géométries cellulaires	46
	C) Les facteurs affectant les dimensions des cellules	48
	D) L'acheminement d'un appel	49
	E) Le passage d'une cellule à l'autre	50
5.3	Conclusions	51

Chapitre	6	LE SYSTEME JAPONAIS DE RADIO MOBILE A GRANDE CAPACITE . .	52
	6.1	Objectifs et caractéristiques du système	53
	6.2	Configuration spatiale du réseau	54
	6.3	Traits caractéristiques du système	55
	6.4	Influence des conditions de propagation	58
	6.5	Résumé des paramètres et caractéristiques principales . .	60
Chapitre	7	SYSTEMES A ETALEMENT SPECTRAL	62
	7.1	Description du système	63
	7.2	Performance et utilisation du spectre	65
	7.3	Conclusion	65
Chapitre	8	CONCLUSION	67
		Bibliographie	71
Annexe	I	Programme de calcul de la distribution du taux d'erreur d'erreur de transmission	74
Annexe	II	Bibliographie complète	93

Chapitre 1

INTRODUCTION

Dans une première phase (Contrat OSU78-00243 [5]), nos travaux de recherche sur l'étude des problèmes de propagation associés aux stations émettrices et mobiles terrestres se sont concentrés sur une analyse exploratoire des différentes méthodes de prédiction des conditions de propagation en milieu urbain. Une analyse comparative a permis d'identifier les avantages et inconvénients de chacune et a fait ressortir les diverses possibilités pour caractériser l'influence des édifices avec une technique de complexité intermédiaire. De même, les méthodes proposées étaient intégrables au programme actuellement en usage au CRC [9] sans nécessiter une connaissance très détaillée des lieux ou la poursuite de campagnes de mesure en vue d'établir des paramètres statistiques.

Essentiellement, les conclusions les plus importantes qui se sont dégagées de cette étude initiale sont:

1°) il est possible de raffiner les méthodes statistiques générales de prédiction du niveau moyen du signal reçu en milieu urbain à partir de la connaissance de paramètres comme le pourcentage de la surface de terrain occupée par les édifices ou le volume d'occupation des bâtiments ou une mesure de la largeur effective d'une rue.

2°) le niveau instantané du signal, exprimé en dB, que rencontre une station mobile en milieu urbain peut être décrit statistiquement par la superposition d'une densité de probabilité log-normale et d'une densité de probabilité de Rayleigh. La première représente la variation lente du signal reçu, c'est-à-dire la variation du niveau moyen du signal lorsqu'on passe d'un petit secteur urbain à un autre, alors que la seconde représente les variations rapides dues aux réflexions sur les édifices et les autres obstacles.

Les objectifs de la deuxième phase (Contrat OSU79-00219) sont formulés dans le sens d'une extension logique des travaux précédents et visent particulièrement l'analyse des systèmes de communications numériques. Essentiel-

lement, les objectifs retenus pour ces premiers travaux dans le secteur très vaste des communications numériques se lisent comme suit:

a) identifier les modifications et additions souhaitables aux méthodes de prédiction actuellement disponibles en vue de pouvoir les utiliser pour l'analyse des performances des systèmes numériques;

b) identifier les paramètres d'intérêt les plus importants et indiquer de quelle façon on peut les caractériser en utilisant des méthodes de simplicité suffisante pour être introduites facilement dans un programme interactif avec un ordinateur;

c) faire un relevé de quelques systèmes de communications actuellement à l'état de développement ou qui sont proposés.

Ce rapport traite donc de l'ensemble des résultats que nous avons obtenus en considérant les objectifs à atteindre et des implications que ces données pouvaient avoir sur les utilisateurs, à savoir les membres du CRC. Globalement, les conclusions générales que nous pouvons tirer de cette étude sont très nombreuses et les résultats des divers chapitres de ce rapport sont là pour le démontrer. Cependant, les points saillants qui ressortent de ces travaux sont les suivants:

A) le taux d'erreur de transmission est un paramètre d'intérêt majeur dans les systèmes de communications numériques et les travaux très récents [1-4] qui nous ont servi d'éléments de base pour l'étude confirment ce fait. Le chapitre 2 de notre rapport étudie très systématiquement les techniques d'estimation du taux d'erreur de transmission et tient compte des travaux précédents effectués dans le domaine [6-8].

Une analyse théorique montre que, connaissant l'intensité du signal [3], il est possible d'estimer le taux d'erreur de transmission en tenant compte, d'une part, des deux types de fluctuations (variations rapide et lente) subies par le signal et, d'autre part, de la caractéristique de l'équipement.

Une sous-routine, programmée en Fortran et intégrable au programme du CRC est également présentée à l'annexe I et fait suite aux résultats du chapitre 2.

B) la description statistique du signal reçu lors de la transmission d'un signal de type impulsionnel est fort complexe et peut impliquer un grand nombre de paramètres. On peut cependant obtenir une bonne description des conditions de propagation pour un canal radio-mobile en fonction de la distance

par la mesure de la réponse impulsionnelle complexe. Il est alors possible d'obtenir à peu près n'importe quel paramètre statistique qui décrit la liaison radio dans les limites de la largeur de bande du système de la mesure et, en particulier, une estimation de la dispersion du délai dans le canal et de la largeur de bande de cohérence.

Le chapitre 3 traite donc les divers aspects de la caractérisation du canal dans les domaines temporels et fréquentiels en utilisant l'approche de la mesure de la réponse impulsionnelle de Cox [14-20]. On y montre que les valeurs des paramètres statistiques extraites de ces mesures permettent de définir les limites sur plusieurs paramètres indicatifs de la performance de systèmes de communications numériques.

C) la modélisation du canal en tenant compte des amplitudes des signaux, des temps d'arrivée et de la phase de chacun est très complexe. Elle nécessite des moyens numériques très importants, même si l'approche est effectuée dans l'optique d'obtenir une modélisation qui soit essentiellement orientée vers une utilisation sur ordinateur pour la prédiction des performances d'un système donné.

Le chapitre 4 fait une synthèse critique des approches de modélisation de Turin [21], Hashemi [22] et Suzuki [23] qui sont toutes fondamentalement inspirées du même modèle. On y montre que les résultats obtenus avec cette approche sont valables mais que la complexité additionnelle requise ne justifie pas son utilisation, du moins actuellement, dans le cadre des programmes de simulation du CRC.

D) les systèmes en voie de développement, aux Etats-Unis (AMPS) et au Japon sont déjà très avancés et sont d'un intérêt très immédiat pour le Canada.

Les chapitres 5 et 6 couvrent les détails de ces deux systèmes et cernent les solutions techniques qui sont actuellement proposées pour réduire le spectre utilisé en radio-mobile et permettre une accessibilité plus grande aux éventuels utilisateurs.

E) les systèmes à étalement spectral sont encore à l'étape des concepts et de nombreuses questions techniques fondamentales demeurent encore sans réponse.

Le chapitre 7 couvre les divers systèmes proposés et les concepts qui sont avancés pour leur permettre de devenir opérationnels dans un proche avenir.

On y montre que, contrairement aux systèmes classiques, c'est l'interférence qui tend à être le principal facteur limitatif de la performance des systèmes à étalement spectral.

F) L'annexe I présente le programme servant au calcul du taux d'erreur de transmission dont les détails sont présentés au chapitre 2. L'annexe II présente une bibliographie très complète de tous les documents qui ont été considérés dans le cadre de ce travail de recherche.

Chapitre 2

ESTIMATION DU TAUX D'ERREUR DE TRANSMISSION

La recherche de paramètres d'intérêt important pour l'analyse des systèmes de communication numérique constitue l'un des buts spécifiques du présent contrat. Les caractériser en utilisant des méthodes de simplicité suffisante pour être introduites aisément dans un programme interactif d'analyse, représente également l'un de nos objectifs. Dans cette optique, et en nous référant en particulier aux travaux récents de Hansen et Meno [1], ainsi qu'à ceux de French [2,3], nous avons identifié le taux d'erreur de transmission comme étant un paramètre d'intérêt majeur.

Dans les systèmes terrestres de radio mobile, la transmission de signaux sous forme numérique devient de plus en plus fréquente avec l'apparition de facilités sophistiquées, parmi lesquelles nous pouvons, par exemple, citer la composition automatique des numéros depuis le véhicule, ou encore l'utilisation de terminaux numériques embarqués. Afin d'optimiser le compromis toujours nécessaire, entre la performance, la capacité et le coût d'un système, il est souhaitable de connaître la fiabilité des signaux transmis. Par exemple, dans un système téléphonique automatique, les numéros à atteindre et les signaux de contrôle doivent être transmis dans les deux sens entre les stations fixe et mobile. Dans un tel système, les erreurs de transmission doivent être traitées de façon efficace, et pour ce faire la même information sera généralement transmise plusieurs fois consécutives. Le taux de cette répétition est particulièrement important. En effet, il doit être suffisant pour assurer un acheminement correct de l'appel, en évitant en particulier les faux numéros, mais également ne doit pas être excessif, afin de ne pas gruger inconsidérément la capacité du système. Une connaissance précise du taux d'erreur de transmission est indispensable pour solutionner ces questions.

Dans les systèmes mobiles de communications numériques, la majorité des erreurs de transmission est causée par les variations de niveau de l'enveloppe du signal reçu, lesquelles réduisent le signal à un niveau proche de celui du bruit. De nombreuses erreurs sont également causées par le bruit que

gènèrent les systèmes d'allumage des véhicules dans la rue, y compris le véhicule récepteur, du moins tant qu'il n'a pas été correctement protégé. De plus, French [2] estime que l'on pourrait attribuer un nombre significatif d'erreurs de transmission aux interférences entre canaux, interférences dues soit aux autres utilisateurs, soit aux produits d'intermodulation. Un article très récent [4], jette les bases de l'étude de ces causes d'erreurs.

Le niveau instantané du signal reçu par une station mobile en milieu urbain est soumis à deux types de fluctuations. La première est une variation rapide causée par la propagation multivoie due aux réflexions sur les édifices et les autres obstacles. Ce type de propagation produit des interférences qui conduisent à des pics ou à des atténuations dans le signal reçu, suivant que les composantes s'additionnent ou s'annulent. La seconde est une fluctuation plus lente résultant de la variation du niveau moyen du signal lorsque l'on passe d'un petit secteur urbain à un autre. Ce niveau moyen est essentiellement fonction de la topographie. Ces deux aspects ont été clairement mis en évidence dans la première phase de cette étude [5].

L'estimation du niveau du signal moyen met en oeuvre des techniques qui tiennent compte de travaux majeurs effectués dans le domaine, en particulier [6,7,8]. Ces modèles de propagation, programmés sur ordinateur (mentionnons ici le programme utilisé au CRC et mis au point par F.H. Palmer [9]) permettent de prédire l'intensité du signal. A partir de ce résultat, il sera possible d'estimer le taux d'erreur de transmission en tenant compte d'une part des deux types de fluctuations subies par le signal et d'autre part de la caractéristique de l'équipement. Nous présentons à la fin du présent chapitre une sous-routine, programmée sur ordinateur, qui solutionne ce problème.

Le bruit électrique émis par les systèmes d'allumage des véhicules actuels cause des erreurs de transmission pour les systèmes numériques dans un rayon d'une dizaine de mètres [10]. Le véhicule de l'utilisateur peut, à un coût raisonnable, être équipé de façon à supprimer l'influence de l'allumage sur le système de transmission. Toutefois le problème des autres véhicules n'est pas résolu; aussi les systèmes numériques doivent-ils être conçus pour tolérer ces erreurs, et par conséquent une prévision de la fréquence des erreurs liées à ce phénomène est souhaitable.

2.1 NIVEAU DU SIGNAL REÇU

Dans la plupart des régions urbaines, le signal résultant de la propagation multivoie suit la distribution de Rayleigh [7,11]. Il faut toutefois préciser que l'amplitude de l'enveloppe du signal reçu, que l'on notera s , pour suivre cette distribution, doit au préalable avoir été normalisée par rapport au niveau du signal local moyen (\bar{s}), cette moyenne étant calculée sur une distance qui sera grande devant la distance entre les minima du patron d'onde stationnaire, patron résultant de la présence de réflecteurs (obstacles naturels ou édifices). Par contre cette distance devra être petite par rapport aux caractéristiques topographiques, et, typiquement, *une longueur de l'ordre de 50 mètres apparaît comme un bon compromis*. Ainsi, la probabilité du niveau du signal est donnée par la fonction de densité de Rayleigh:

$$P\left(\frac{s}{\bar{s}}\right) = \frac{\pi s}{2\bar{s}^2} \exp\left[-\frac{\pi s^2}{4\bar{s}^2}\right] \quad (2-1)$$

Le niveau du signal local moyen, quant à lui, fluctue en fonction de la topographie; le signal étant plus ou moins affaibli par la présence de collines, édifices importants, etc., ce niveau médian du signal reçu dans une petite zone (de l'ordre de 40 à 50 mètres de diamètre) suit généralement une loi log-normale [11]. On peut donc dire que le niveau local moyen exprimé en dB ($\bar{s}_d = 20 \log \bar{s}$) est normalement distribué autour d'une valeur moyenne m_d , appelée "moyenne de zone" et égale à la moyenne de \bar{s}_d . Ainsi la densité de probabilité du signal local moyen s'écrit:

$$P(\bar{s}_d) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(\bar{s}_d - m_d)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (2-2)$$

σ représente la déviation standard de l'atténuation et est évaluée à un maximum de 10 dB par Ott et Plitkins en milieu urbain [11], à 6 dB par French à Londres [13], et à une valeur variant entre 8 et 12 dB par Jakes pour les villes américaines et japonaises [11]. Toutefois, comme nous l'avons indiqué dans le rapport de l'an passé [5], ces valeurs semblent fortement tributaires de la présence d'obstacles dans le voisinage de l'antenne principale, et *il apparaît souhaitable de ne les utiliser qu'en l'absence d'informations spécifiques sur le cas étudié*.

Il est intéressant de noter que dans la plupart des travaux théoriques, le niveau du signal local moyen est supposé constant; le niveau instantané du signal étant alors décrit statistiquement uniquement par une densité de probabilité de Rayleigh.

Ainsi la figure 2-1, extraite d'un travail de French [3], montre, d'une part, la performance théorique calculée en tenant compte simplement des variations instantanées de l'intensité suivant une distribution de Rayleigh, et, d'autre part, le résultat de mesures expérimentales. Il apparaît clairement sur cette figure que le taux d'erreur mesuré est plus fort que celui prévu. Les autres causes d'erreurs (bruit de l'allumage, etc.) ayant été annihilées, on peut penser que les taux d'erreurs plus élevés mesurés expérimentalement sont dus à l'effet de la variation du niveau du signal local médian.

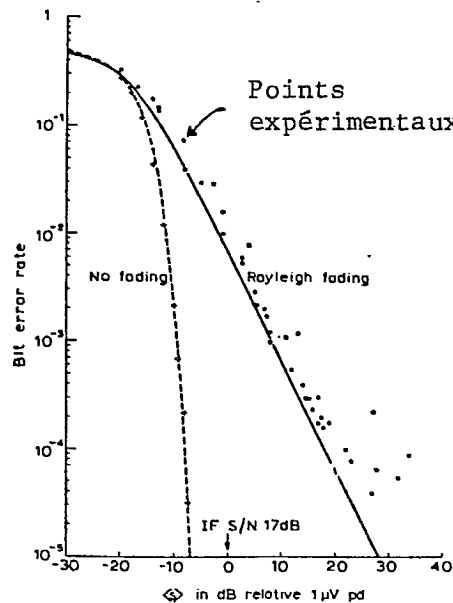


Figure 2-1 Comparaison entre le taux d'erreur mesurée et le taux d'erreur calculé en ne tenant compte que de l'atténuation de type Rayleigh. (Source: R.C. French [3]).

La densité de probabilité du niveau instantané du signal subissant la superposition d'une atténuation rapide suivant une densité de probabilité de Rayleigh, et d'une variation du signal local moyen suivant une densité de probabilité log-normale est obtenue en combinant les équations (2-1) et (2-2):

$$P(s) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(s/\bar{s}_d) P(\bar{s}_d) d\bar{s}_d \quad (2-3)$$

$$P(s) = \sqrt{\frac{\pi}{8\sigma^2}} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s}{\bar{s}_d/10} \exp\left[-\frac{\pi s^2}{4 \cdot 10 \bar{s}_d/10}\right] \cdot \exp\left[-\frac{(\bar{s}_d - m_d)^2}{2\sigma^2}\right] d\bar{s}_d \quad (2-4)$$

Cette intégrale peut être évaluée numériquement en restreignant les bornes d'intégration typiquement à une valeur de l'ordre de $\pm 2.5\sigma$. La figure 2-2 montre les résultats obtenus par French pour différentes valeurs de σ , tandis que la figure 2-3 présente, dans les mêmes cas, l'allure de la distribution de l'enveloppe du signal. On notera que l'introduction de la variation log-normale se traduit dans la densité de probabilité par l'apparition d'un pic d'autant plus étroit et à plus basse amplitude que la déviation standard σ est plus grande.

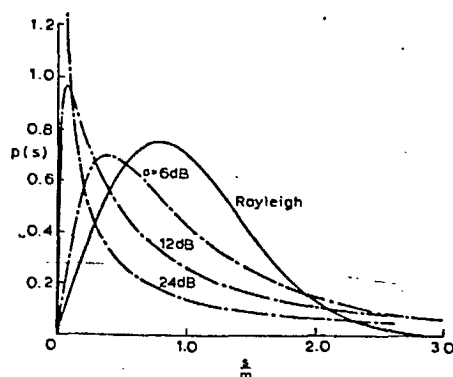


Figure 2-2 Densité de probabilité de l'enveloppe du signal prenant en compte les atténuations de type Rayleigh et log-normale.
(Source: R.C. French [3]).

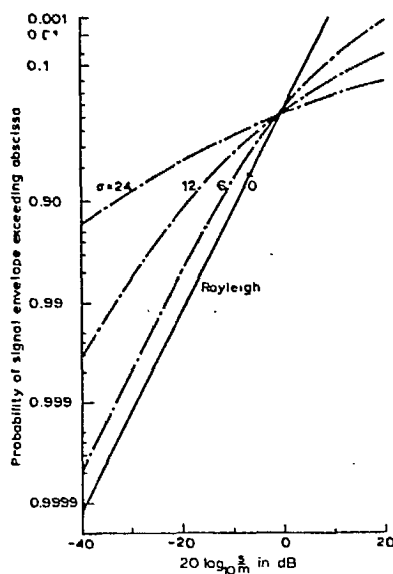


Figure 2-3 Distribution de l'enveloppe du signal prenant en compte les atténuations de type Rayleigh et log-normale.
(Source: R.C. French [3]).

2.2 EVALUATION DU TAUX D'ERREUR DE TRANSMISSION

Le taux d'erreur de transmission peut être évalué à partir du niveau du signal en prenant en compte d'une part les deux types de fluctuations préalablement décrites, et, d'autre part, la caractéristique d'erreur du système. Le calcul exact du taux d'erreur d'un canal de transmission numérique recevant un signal soutenu est pratiquement irréalisable. Par contre cette caractéristique propre à un système donné, peut être assez facilement mesurée au banc d'essai. La figure 2-4 montre l'allure de la réponse obtenue.

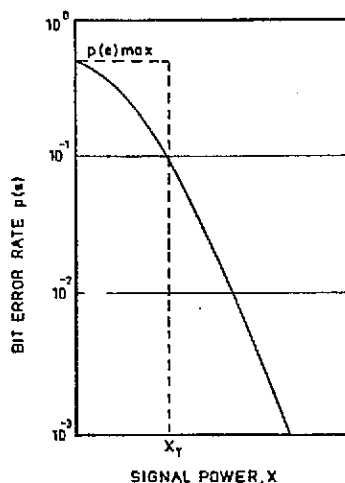


Figure 2-4 Taux d'erreur statique en fonction du niveau de signal reçu. (Source: F. Hansen [1]).

La probabilité d'erreur dans le cas pratique [$P_e(m_d)$] sera donc obtenue en combinant cette probabilité $p_e(s)$ obtenue avec un signal ayant une enveloppe constante avec la probabilité $P(s)$ du niveau du signal soumis aux deux types de fluctuations, probabilité explicitée à l'équation (2-4).

$$P_e(m_d) = \int_0^{\infty} p_e(s)P(s)ds \quad (2-5)$$

Le dernier point restant à préciser, pour la résolution de cette équation, est la définition analytique de $p_e(s)$.

Hansen et Meno [1] constatent que si le signal est en dessous d'un certain seuil s_T le taux d'erreur est pratiquement constant et égal à $p_e \max$, alors qu'au-dessus de ce seuil le taux décroît très rapidement. Remarquant, d'autre part, qu'en régime de fonctionnement normal, les niveaux des signaux sont habituellement de 10 à 20 dB au-dessus du seuil s_T , ces deux auteurs ap-

proximement $p_e(s)$ par un tout ou rien:

$$p_e(s) = \begin{cases} p_e^{\max} & 0 \leq s \leq s_T \\ 0 & s_T < s \end{cases} \quad (2-6)$$

French [3], quant à lui, utilise plutôt une technique de lissage, pour approximer les points expérimentaux relevés par une exponentielle de la forme:

$$p_e(s) = 0.5 \exp(-Qs^R) \quad (2-7)$$

Typiquement Q s'établit entre 20 et 50 alors que R peut varier entre 0.3 et 3.

Cette deuxième approche conduit à des calculs plus complexes lors de la résolution de l'équation (2-5); ce qui toutefois n'est pas un problème majeur puisque un tel calcul n'est théoriquement effectué qu'une seule fois pour un système donné. De plus, en pratique, nous montrerons que l'on peut aisément s'affranchir de la résolution de l'équation (2-5). Par contre, cette approche semble fournir un taux d'erreur plus proche des relevés expérimentaux: la méthode de Hansen et Meno conduisant à une estimation plus pessimiste.

Quelle que soit la formulation adoptée pour $p_e(s)$, l'allure de la famille de courbes, fonctions de σ , solutions de l'équation (2-5), reste toujours la même (fig. 2-5).

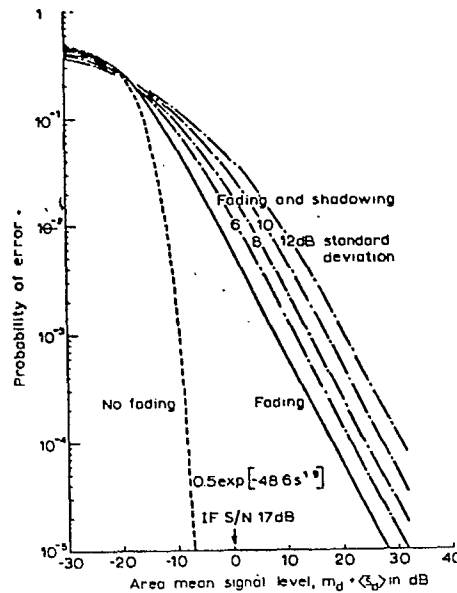


Figure 2-5 Estimée de la probabilité d'erreur en présence des atténuations de type Rayleigh et log-normale (Source: R.C. French [3]).

Il apparaît plus intéressant de donner ces résultats en terme de "moyennes de zone" (m_d) plutôt qu'en terme de niveau moyen car la moyenne de zone est indépendante de σ et est directement proportionnelle à la puissance de l'émetteur, même lorsque σ change. Le passage d'une variable à l'autre demeure toutefois aisé, puisqu'on se rappellera qu'une propriété importante d'une distribution log-normale est:

$$20 \log \langle s \rangle = m_d + \frac{\sigma^2}{20 \log e} \quad (2-8)$$

$$(20 \log e \simeq 8.686)$$

Sur la figure 2-5 il convient de remarquer que:

- la forme des courbes est peu influencée par l'introduction de la variation suivant une loi log-normale du niveau du signal local moyen;
- à toutes fins pratiques, dans la zone utile, les courbes peuvent être assimilées à leurs asymptotes. Par exemple, pour $\sigma \leq 10$ dB, cette approximation donnera une précision très acceptable pour tout taux d'erreur ≤ 0.01 ;
- les asymptotes ont toutes la même pente, y compris lorsque $\sigma = 0$ (niveau du signal local moyen supposé constant), cette pente correspond à une diminution du taux d'erreur d'une décade lorsque le niveau du signal augmente de 10 dB. Lorsque $\sigma = 0$, nous avons pu, après quelques manipulations algébriques, dériver l'équation de cette asymptote:

$$\log (\text{taux erreur}) = - \frac{1}{10} \langle s \rangle_{\text{dB}} + \log \left[\frac{\pi}{4R} \times Q^{-2/R} \times \Gamma \left(\frac{2}{R} \right) \right] \quad (2-9)$$

Ces remarques pourront s'avérer particulièrement utiles lors de la recherche d'une méthode pratique d'estimation du taux d'erreur à l'aide d'un programme d'ordinateur. Généralement, lors de l'analyse d'un système de communications numériques, on se fixe un taux d'erreur de transmission maximum admissible et on cherche à estimer le niveau minimum de signal requis par le système. Supposons, par exemple, que l'on désire estimer la performance d'un système numérique FSK à 4800 bits/seconde, dont les caractéristiques correspondent à la figure 2-5, que le taux d'erreur maximum souhaité soit de 10^{-2} et que la déviation standard dans la zone envisagée vaille 6 dB. De la figure 2-5, il est alors aisé de déduire qu'un niveau de -11 dB sera suffisant pour que le taux d'erreur dû seulement au canal de transmission ne dépasse pas 10^{-2} . Par contre, l'influence de l'affaiblissement suivant la densité de probabilité de

Rayleigh va produire une perte de niveau de 10 dB, et la variation du niveau du signal local moyen introduire une perte supplémentaire de 3.5 dB en terme de m_d . Par conséquent, globalement, le niveau minimum de signal, exprimé en terme de moyenne de zone, requis pour satisfaire les spécifications sera de +2 dB. Il est intéressant de noter ici que le taux d'erreur, qui, comme on l'a vu, dépend du système à l'étude [c'est ce système qui définit $p_e(s)$], va être fonction du taux de transmission lui-même. Toutefois, une étude exhaustive de French [2] sur la question montre que, *pour les taux de transmission couramment utilisés dans les systèmes mobiles à transmissions numériques* (de 150 à 9600 bits/seconde), et lorsque tous les autres paramètres sont conservés identiques, *le taux d'erreur de transmission ne varie que dans un rapport de 1 à 2.*

Il est également intéressant de noter que le taux d'erreur de transmission prédit précédemment ne représente qu'une valeur moyenne, puisqu'il tient compte de la variation du signal local moyen. Or, pour un message donné, ne durant que de l'ordre de la seconde, le niveau local moyen reste constant, et par conséquent le taux d'erreur de transmission, dans ce cas particulier, peut être différent.

2.3 ERREURS DUES AU BRUIT D'ALLUMAGE

Des mesures effectuées par French [10] à Londres ont montré que le bruit généré par les systèmes d'allumage des véhicules dans la rue pouvait être la cause, dans certains cas, d'environ vingt pour cent des erreurs de transmission.

L'étude du taux d'erreur de transmission, dû à cette cause, peut être entreprise de la même façon que précédemment. Des mesures expérimentales permettent encore d'exprimer ce taux par une exponentielle analogue à celle définie à l'équation (2-7). La figure 2-6 montre l'allure des résultats obtenus. Pour cette figure, chaque point expérimental représente le taux d'erreur de transmission moyen, chaque mesure durant sept minutes, tandis que le véhicule se déplace dans une rue à sens unique où le trafic est normal pour une ville. On y remarquera, en particulier, que le bruit généré par l'allumage, peut être la cause d'un nombre significatif d'erreurs, même pour des niveaux de signal reçu de 20 ou 30 dB.

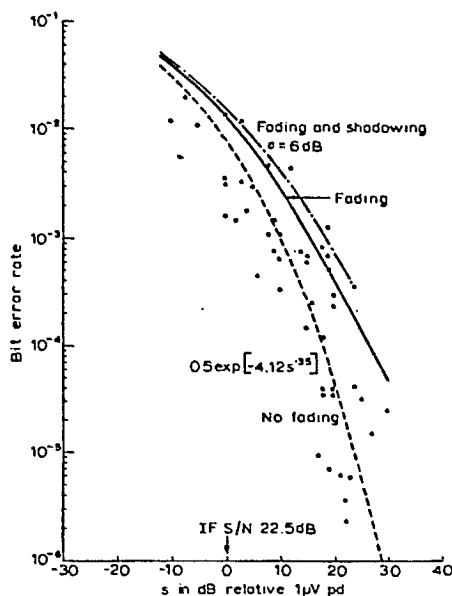


Figure 2-6 Erreurs de transmission dues aux bruits générés par les systèmes d'allumage (Source: R.C. French [3]).

En utilisant les mêmes relations que précédemment (2-5), French [3] a étudié l'influence de l'atténuation rapide suivant une densité de probabilité de Rayleigh, et de la variation du signal local moyen suivant une densité de probabilité log-normale, lorsque la seule source d'erreurs est le bruit dû à l'allumage.

Il obtient ainsi une dégradation supplémentaire de la performance de quelque 6 dB, dégradation due à l'affaiblissement du niveau du signal suivant la densité de probabilité de Rayleigh, tandis que la variation du signal local moyen introduit une perte supplémentaire de 3 dB.

Ces résultats théoriques ont toutefois peu d'intérêt pratique. Des mesures expérimentales ont en effet montré que le bruit dû à l'allumage se présente sous la forme d'impulsions très brèves et intenses, impulsions qui n'affectent la transmission numérique que pour un seul bit transmis. Rappelons, en comparaison, que les phénomènes préalablement étudiés peuvent causer des pertes d'information sur une trentaine de bits consécutifs. Par ailleurs, French a également étudié la distribution temporelle de ces erreurs. Un exemple d'un tel histogramme est fourni à la figure 2-7. French conclut que, sauf aux plus hauts taux de transmission, où des séquences de deux ou trois peuvent apparaître, la très grande majorité des erreurs apparaissent isolément.

En résumé, les erreurs dues au bruit causé par l'allumage des véhi-

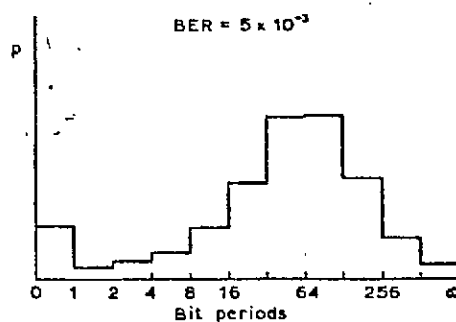


Figure 2-7 Histogramme des intervalles de temps écoulé entre deux erreurs (Source: R.C. French [3]).

cules sont caractérisées à la fois par leur durée très brève - de l'ordre de 1 bit transmis - et par leur isolement au milieu d'une séquence correcte. Par conséquent il sera aisé de s'en affranchir, en utilisant des techniques de minimisation efficace, comme par exemple une répétition suffisante de la transmission du même message, et ainsi ces erreurs ne devraient pas avoir d'influence significative sur le taux moyen d'erreur de transmission.

2.4 CALCUL PRATIQUE DU TAUX D'ERREUR DE TRANSMISSION

Le problème se ramène à relier simplement le taux d'erreur au niveau du signal. Il convient toutefois de rappeler que la variable de départ peut être indifféremment l'une ou l'autre de ces deux valeurs. Par conséquent la solution la plus efficace semble résider en la tabulation de couples associés de ces deux variables. Les caractéristiques réelles des systèmes à l'étude nous ont conduit à limiter nos tables aux valeurs comprises entre -30 et +70 dB pour le niveau de signal, et à 10^{-10} pour le taux d'erreur de transmission. Comme le montre la figure 2-5, les variations de pente sont lentes et par conséquent une interpolation linéaire entre deux points tabulés (la tabulation sera effectuée avec un pas de 1 dB) s'avèrera éventuellement comme étant largement suffisante.

Précédemment nous avons pu noter que l'introduction de la variation du niveau du signal local moyen suivant une loi log-normale ne modifie sensiblement pas la forme de la courbe calculée pour $\sigma = 0$, l'asymptote subissant simplement une translation. De plus, remarquons qu'il n'est pas nécessaire d'obtenir les résultats avec une précision très grande. Pour fixer un ordre de grandeur, on peut affirmer qu'une précision de $\frac{1}{100}$ dB sur la détermination des

niveaux de signal est amplement suffisante. Par conséquent, à partir de la distribution du taux d'erreur de transmission lorsque l'on considère uniquement la fluctuation rapide suivant la densité de probabilité de Rayleigh ($\sigma=0$) nous dériverons la distribution lorsque σ est différent de zéro, simplement en faisant appel à des techniques purement algébriques. Ainsi, nous éviterons la résolution complète de l'équation (2-5), nous assurant par le fait même une programmation plus simple, et surtout un temps de calcul très réduit par rapport à la résolution de l'intégrale double, relativement complexe, impliquée dans (2-5); ce dernier point pouvant s'avérer déterminant si l'on envisage une utilisation interactive du programme.

Le système étant caractérisé par les deux coefficients Q et R, tels que définis à l'équation (2-7), nous tabulerons la probabilité d'erreur lorsque seule l'atténuation de type Rayleigh est prise en compte en résolvant pour les différentes valeurs de \bar{s} l'intégrale:

$$p_e(\bar{s}) = \frac{4\pi}{\bar{s}^2} \int_0^\alpha s \cdot \exp[-Qs^R] \cdot \exp\left[-\frac{\pi s^2}{4\bar{s}^2}\right] ds \quad (2-10)$$

L'évaluation numérique de cette intégrale sur ordinateur ne pose aucun problème. La borne supérieure α , théoriquement infinie, peut être ramenée à une valeur beaucoup plus commode car la fonction à intégrer tend très rapidement vers 0 lorsque s augmente. Pour les cas considérés ici, une valeur de α proche de l'unité donnera une estimation très satisfaisante de cette intégrale.

La mise en place de la courbe de probabilité d'erreur lorsque σ est différent de 0 est simplement effectuée par une translation des points précédents suivant des lois très simples.

Pour un niveau de signal grand, l'écart entre les deux courbes est constant et égal à la distance entre leurs asymptotes. Cet écart est évalué exactement en utilisant les conditions aux limites. Ainsi, quand la variation du niveau du signal local moyen est introduite, le logarithme du taux d'erreur résultant est obtenu en additionnant au logarithme du taux d'erreur pour $\sigma=0$, le facteur constant

$$c = \frac{0.5\sigma^2}{100 \log e} \quad (2-11)$$

Puis, lorsque le niveau de signal diminue, à partir d'un certain point x_0 la courbe s'éloigne de son asymptote et tend à rejoindre la courbe de probabilité

pour $\sigma = 0$. Empiriquement nous avons estimé la position du point x_σ de la manière suivante: si, pour $\sigma = 0$, la courbe de probabilité d'erreur diverge de son asymptote (on assimile pour les calculs la divergence à un écart de 0.01 dB entre les deux courbes) pour un niveau de signal x_0 , alors la courbe de probabilité d'erreur pour un σ non nul divergera de son asymptote pour un niveau x_σ défini par:

$$x_\sigma = x_0 + 0.35 \sigma^2 \quad (2-12)$$

A partir de ce point, et lorsque le niveau de signal décroît, les deux courbes se rapprochent et se rejoignent pour un niveau de l'ordre de -15 dB. L'écart entre les deux est empiriquement évalué à:

$$e = \frac{1}{2} c \left[1 - \cos \pi \left(\frac{x + 15}{x_\sigma + 15} \right) \right]^2 \quad (2-13)$$

Le programme d'ordinateur "ESTTET" (ESTimation du Taux d'Erreur de Transmission) met en oeuvre l'ensemble de ces techniques et, selon l'objectif fixé, permet, d'une part, à partir d'un taux d'erreur de transmission maximum souhaité, de connaître l'influence des fluctuations du signal sur le niveau de signal minimum requis, et, d'autre part, d'estimer le taux d'erreur de transmission lorsque le niveau du signal est donné. Les commentaires relatifs à ce programme sont incorporés aux "listings" regroupés à l'Annexe I, où nous présentons également un exemple d'utilisation.

Chapitre 3

CARACTERISATION DU CANAL DANS LES DOMAINES TEMPORELS ET FREQUENTIELS

On obtient une bonne description des conditions de propagation affectant un canal radio-mobile en fonction de la distance en mesurant la réponse impulsionnelle complexe. Il est alors possible d'obtenir à peu près n'importe quel paramètre statistique qui décrit la liaison radio dans les limites de la largeur de bande du système de mesure et, en particulier, une estimation de la dispersion du délai dans le canal et de la largeur de bande de cohérence. La dispersion du délai indique l'ordre de grandeur de la fluctuation des retards dus à la propagation multivoie et est évidemment indicatrice des taux de transmission qu'un canal radio peut supporter. La largeur de bande de cohérence donne des indications quant à la distorsion du spectre à l'intérieur d'un canal radio.

Les laboratoires Bell du New Jersey et, en particulier, Donald C. Cox [14,15,16,17,18,19,20], ont tenté par cette méthode de mesurer et de caractériser dans les domaines temporels et fréquentiels la propagation multivoie d'un environnement radio-mobile urbain et semi-urbain.

Tel que mentionné par Cox [14], les valeurs des paramètres statistiques extraites de ces mesures permettent de définir des limites sur plusieurs paramètres indicatifs de la performance de systèmes de communications, tels la distorsion FM dans les systèmes à fort indice de modulation; le niveau d'interférence de canal adjacent, les problèmes de synchronisation et les taux d'erreur dans les systèmes numériques; l'efficacité de certains systèmes de diversité de réception; et la précision de systèmes de la localisation de véhicules.

3.1 CARACTERISTIQUES DU SYSTEME DE MESURE

La mesure de la réponse impulsionnelle complexe, introduite ci-dessus, est effectuée par le truchement de la mesure de la fonction de corréla-

tion du signal reçu à la sortie du canal radio avec une réplique du signal transmis, laquelle est une séquence binaire pseudo-aléatoire de 511 états, produite à une cadence de 10 MHz ($0.1 \mu\text{s}$). La fonction d'autocorrélation correspondant au signal binaire pseudo-aléatoire est donc un triangle de $0.2 \mu\text{s}$ de base se répétant périodiquement toutes les $51.1 \mu\text{s}$.

Ainsi le système permet de faire des mesures relativement précises pour des délais excédant $0.1 \mu\text{s}$ ou, dans le domaine des fréquences, de mesurer des spectres de puissance d'une largeur d'environ 10 MHz avec une résolution spectrale de $1/51.1 \mu\text{s}$, soit environ 20,000 Hz.

La caractéristique principale de cette méthode de mesure est de permettre l'obtention d'une réponse impulsionnelle complexe. Lorsque l'on transforme la réponse impulsionnelle dans le domaine des fréquences, on obtient alors à la fois un module et une phase. Des standards de fréquence très stables étant utilisés au transmetteur et au récepteur, il est possible, à partir des variations de phase de mesurer l'effet Doppler qui est différent selon que le signal reçu au niveau du véhicule provienne de l'arrière, de l'avant ou d'une autre direction: ainsi la mesure de la réponse impulsionnelle complexe permet de distinguer différentes voies de transmission non seulement dans le temps mais aussi dans l'espace. 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.C. Cox explique en détail les bases de la conception théorique du système de mesure [15]. Elles sont résumées ci-après.

Le but du système de mesure est l'obtention de la fonction d'autocorrélation du signal correspondant à la séquence binaire pseudo-aléatoire telle que distorsionnée par le canal. En autant que le canal de transmission soit demeuré stationnaire pendant les $51.1 \mu\text{s}$ correspondant à la durée d'une période de la séquence pseudo-aléatoire, et en autant que les conditions normales soient respectées en ce qui a trait à la largeur de bande du système de mesure (filtres à la transmission, à la détection, etc.) par rapport à la largeur de bande de la réponse impulsionnelle du canal, alors la partie réelle de la fonction de corrélation obtenue correspond à l'enveloppe réelle du signal qui aurait été détectée si une impulsion RF avait été transmise.

Nous présentons ci-dessous une analyse très schématique et très simplifiée, dans laquelle nous ne prenons pas en considération l'effet du système de mesure.

A la fonction d'autocorrélation de la séquence pseudo-aléatoire

$$R_s(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T s(t)s(t-\tau)dt \quad (3-1)$$

où $s(t)$ est la séquence pseudo-aléatoire elle-même, correspond un spectre de puissance:

$$S_s(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_s(\tau) \exp(-2\pi f\tau) d\tau \quad (3-2)$$

La séquence pseudo-aléatoire $s(t)$ est filtrée et distorsionnée, d'une part par le système de transmission et de mesure (cet effet sera négligé ici) et, d'autre part, par le milieu de transmission: le signal $s(t)$ est donc modifié en un signal $z(t)$, dont on mesure la fonction d'intercorrélacion. Le corrélateur produit deux signaux de sortie correspondant à une composante en phase $I(\tau)$ et à une composante en quadrature $Q(\tau)$,

$$I(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T z(t)s(t-\tau) \cos(\omega_0 t) dt \quad (3-3)$$

$$Q(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T z(t)s(t-\tau) \sin(\omega_0 t) dt \quad (3-4)$$

L'enveloppe de la réponse impulsionnelle $h(\tau)$ du canal (en négligeant la convolution avec la réponse impulsionnelle du système de mesure) est donnée par:

$$E^2(\tau) = I^2(\tau) + Q^2(\tau) = |h(\tau)|^2 \quad (3-5)$$

Cette grandeur $|h(\tau)|^2$ est appelée par D.C. Cox "power delay profile", ce que nous traduirons par: "réponse impulsionnelle de puissance".

Il est également possible d'obtenir une description du canal dans le domaine des fréquences. Une mesure utile est la corrélation qui existe à l'intérieur du canal entre une composante du spectre à une fréquence donnée et une composante à une autre fréquence différente de la première. Dans ce cas une fonction d'autocorrélation en fréquence peut être définie par:

$$R_H(\omega) = E \{ H(\omega) \cdot H^*(\omega + a) \} \quad (3-6)$$

Il est possible de montrer que le module $|R_H(\omega)|$ de cette fonction d'autocorrélation fréquentielle est relié par une transformée de Fourier à la réponse impulsionnelle de puissance $|h^2(\tau)|$ définie précédemment. Dans le cas

où l'effet de filtrage du système de mesure est négligé on peut écrire:

$$|R_H(\omega)| = (4\pi) \left| \int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)|^2 \exp(-j\omega\tau) d\tau \right| \quad (3-7)$$

A partir de cette mesure on peut définir ce que Cox appelle "correlation bandwidth" et que nous nommerons "*largeur de bande de cohérence*" correspondant à différentes valeurs du coefficient de corrélation "c". Ainsi, $B_c = 0.9$ et $B_c = 0.5$ correspondent à la largeur de bande à l'intérieur de laquelle le coefficient de corrélation reste supérieur respectivement à 0.9 et à 0.5.

3.2 DEFINITION DES PARAMETRES STATISTIQUES

A partir de la mesure d'un ensemble de N réponses impulsionnelles de puissances $|h(\tau)|^2$, et pour chaque ordre de délai τ_k dans chaque réponse impulsionnelle de puissance de l'ensemble on définit un "*profil moyen de délai de puissance*" (average power delay profile):

$$P(\tau_k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N P_i(\tau_k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |h_i(\tau_k)|^2, \quad k=1,2,\dots,M \quad (3-8)$$

A partir de ce résultat, on peut définir un "*délai moyen*" ou "*délai moyen de puissance*" (mean delay, mean power delay) qui correspond au moment d'ordre un du profil moyen, duquel on soustrait le premier délai τ_A où le signal reçu devient significatif:

$$D = \frac{\sum_{k=1}^M \tau_k P(\tau_k)}{\sum_{k=1}^M P(\tau_k)} - \tau_A \quad (3-9)$$

Ce délai moyen est relié à l'erreur moyenne que ferait un système de localisation de véhicule.

On définit également la "*dispersion du délai*" (delay spread) comme étant la racine carrée du moment central d'ordre deux du profil moyen du délai de puissance:

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^M (\tau_k - D)^2 P(\tau_k)}{\sum_{k=1}^M P(\tau_k)}} \quad (3-10)$$

Quant à la *largeur de bande de cohérence*, notée $B_{c=\alpha}$, elle a déjà été définie relativement à la valeur α du coefficient de corrélation "c".

3.3 RESULTATS EXPERIMENTAUX

Nous avons tenté de rassembler et de synthétiser sous forme de tableau les données statistiques publiées par D.C. Cox de 1972 à 1977 [14,15,16, 17,18;19,20]. Ces données se rapportent soit au centre de New York, qui représente un cas extrême de milieu urbain, soit à de petites municipalités du centre du New Jersey (Keyport, Hazlet) qui représentent des banlieues relativement ouvertes.

Entre 1972 et 1977, on remarque une progression continue dans la rigueur et la précision avec lesquelles D.C. Cox spécifie ses mesures statistiques. En règle générale, on peut dire cependant que les moyennes sont calculées sur un nombre de profils individuels de l'ordre de 50 à 200 [$50 \lesssim N \lesssim 200$ dans la sommation des $P_j(\tau)$ pour obtenir les $P(\tau)$] et que ceci correspond à des distances de l'ordre de 5 à 30 mètres. Plus précisément, le corrélateur fournit un profil et commence un nouveau balayage tous les 75 ms. Avec une vitesse de déplacement du véhicule de l'ordre de 1.4 m/s (50 km/heure), le profil obtenu après chaque balayage correspond donc à la mesure de la fonction de corrélation sur un déplacement de 10 cm ($1.4 \text{ m/s} \times 75 \text{ ms}$).

Pour les résultats en banlieue, Cox donne un certain nombre de résultats sur des profils individuels, qui montrent que des changements majeurs se produisent de 10 cm en 10 cm, c'est-à-dire plus rapidement que la résolution du système de mesure. D'ailleurs, si l'on se réfère au rapport que nous avons présenté l'an dernier [5, pages 15 et 16], on pourra conclure, après quelques calculs, qu'un véhicule se déplaçant à 50 km/heure (1.4 m/s) et fonctionnant à 820 MHz en réception est susceptible de rencontrer en moyenne, sur une distance de 10 cm, deux fois un affaiblissement d'au moins 5 dB, une fois un affaiblissement d'au moins 10 dB et une fois sur deux un affaiblissement de 20 dB.

Cox [14] présente cependant un certain nombre de résultats qui l'amènent à conclure, toujours pour la banlieue, que le processus obtenu en établissant une moyenne sur une trentaine de profils individuels (moyennage correspondant à une distance de 3 m) est stationnaire au moins au sens large, c'est-à-dire que les moments d'ordre 1 (délai moyen) et d'ordre 2 (dispersion du délai moyen) restent du même ordre de grandeur sur des distances d'environ une trentaine de mètres.

Comme le montre le tableau 3-1 ci-joint, le cas typique en banlieue correspond à une situation où la moyenne du délai moyen et celle de la dispersion du délai sont beaucoup plus faibles qu'en milieu urbain: ainsi, en banlieue, m_D est de l'ordre de $0.15 \mu s$ en comparaison de $1.1 \mu s$ en milieu urbain; de même, m_s est de l'ordre de $0.24 \mu s$ en comparaison de $1.3 \mu s$ en milieu urbain; également, l'ordre de grandeur de la largeur de bande de cohérence pour un coefficient de corrélation de 0.9 est de 250 kHz en banlieue plutôt que de 70 kHz en milieu urbain. Ces différences peuvent être expliquées en grande partie par le fait que, en banlieue, les obstacles responsables de la propagation multivoie sont relativement proches du récepteur, alors qu'en milieu urbain, la contribution d'obstacles éloignés du récepteur est souvent très importante: cette situation se rencontre aussi occasionnellement en banlieue (voir tableau 3-1, colonne "cas extrêmes").

A partir des données sur les profils individuels (profils correspondant à un déplacement de 10 cm), Cox conclut également que la distribution du signal reçu pour des délais donnés après l'arrivée du signal peut souvent se représenter par une distribution de Rayleigh.

Les conclusions de Cox pour le milieu urbain (centre de New York) sont affectées par les mêmes limitations et sont également résumées au tableau 3-1.

Pour ce qui est des profils individuels, Cox [19] remarque que les voies présentant des délais très courts par rapport au signal direct (< 3 à $4 \mu s$) sont très variables ce qui, comme en banlieue, indique la présence de voies en deçà du pouvoir de résolution des appareils de mesures; les voies correspondant à des délais plus élevés (8 à $9 \mu s$) sont cependant relativement stables.

Pour un délai donné, Cox remarque aussi que la distribution du niveau du signal reçu suit une loi de Rayleigh pour de faibles délais mais non pour des délais de 8 à $10 \mu s$.

Les processus moyennés sur 3 mètres (moyenne d'une trentaine de profils) sont stationnaires au sens large sur une distance d'une trentaine de mètres: ils deviennent clairement non stationnaires sur une plus grande distance.

Tableau 3-1

Synthèse de données statistiques sur la propagation multivoie
dans un environnement radio-mobile (selon D.C. Cox).

Paramètre statistique		Milieu urbain (centre de New York)	Banlieue (petites municipalités du New Jersey)	
			cas typique	cas extrême
Moyenne du délai moyen:	m_D	1.1 μs	0.15 μs^*	2 μs
Variance du délai moyen *(calculé selon Cox [14], table I)	σ_D	0.9 μs	0.02 μs^*	
Maximum du délai moyen	D_{max}	4 μs		7 μs
Décile supérieur du délai moyen	$D_{0.9}$	2 μs	}	5 à 7 μs
95ème percentile du délai moyen	$D_{0.95}$	3 μs		
Largeur du profil (-3dB) *(selon Cox [18], table I)	W_{-3dB} min	1.5 μs^*	0.18 μs	1.20 μs
	max		0.24 μs	
	moyen		0.22 μs	
Largeur du profil (-10dB) *(selon Cox [18], table I)	W_{-10dB} min	9.6 μs^*	0.36 μs	4.50 μs
	max		0.74 μs	
	moyen		0.38 μs	
Moyenne de la dispersion du délai	m_S	1.3 μs	0.24 μs	2 μs
Variance de la dispersion du délai *(selon Cox [14], table I)	σ_S	0.6 μs	1.4 μs^*	
Maximum de la dispersion du délai	S_{max}	3.5 μs		7 μs
Décile supérieur de la dispersion du délai	$S_{0.9}$	2.5 μs		
95ème percentile de la dispersion du délai	$S_{0.95}$	$\approx 3 \mu s$		

Tableau 3-1 (suite)

Minimum de la largeur de bande de cohérence ($c = 0.9$)	$[B_{c=0.9}]_{\min}$	20 kHz	Exceptionnellement 40 kHz généralement plus grande que 250 kHz
Décile inférieur de la largeur de bande de cohérence ($c = 0.9$)	$[B_{c=0.9}]_{0.1}$	30 kHz	
Médiane de la largeur de bande de cohérence ($c = 0.9$)	$[B_{c=0.9}]_{0.5}$	70 kHz	
Minimum de la largeur de bande de cohérence ($c = 0.5$)	$[B_{c=0.5}]_{\min}$	55 kHz	Exceptionnellement 90 kHz généralement plus élevée que 2000 kHz
Décile inférieur de la largeur de bande de cohérence ($c = 0.5$)	$[B_{c=0.5}]_{0.1}$	130 kHz	
Médiane de la largeur de bande de cohérence ($c = 0.5$)	$[B_{c=0.5}]_{0.5}$		

Chapitre 4

MODELISATION ET SIMULATION DU CANAL ASPECT IMPULSIONNEL

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. Le chapitre précédent a traité de la description des propriétés statistiques du canal sous les aspects temporel et fréquentiel et des moyens mis en oeuvre pour les quantifier à l'aide d'essais expérimentaux. Cependant, il existe dans la littérature une approche très différente, à savoir l'élaboration d'un modèle du canal qui soit essentiellement orienté vers une utilisation sur ordinateur pour la prédiction des performances d'un système donné.

Cette approche est celle de Turin [21] et de quelques autres chercheurs (Hashemi [22], Suzuki [23]) qui ont effectué leurs travaux sous la direction de celui-ci. Ce chapitre vise à faire ressortir les éléments essentiels du modèle de Turin et des raffinements subséquents qui y ont été apportés. On ne peut cependant pas, au départ, ignorer la complexité importante de cette approche, les moyens élaborés de calcul qu'elle nécessite et le faible nombre d'utilisateurs connus. En fait, outre les auteurs mentionnés précédemment, aucune des publications consultées par les auteurs de ce rapport ne mentionne que la représentation de type Turin a été retenue, soit pour fins de comparaison ou autre. Il s'agit, bien évidemment, d'une indication partielle mais néanmoins révélatrice du degré d'utilisation actuel de ce formalisme.

Le postulat fondamental de Turin [21] est que le milieu de propagation peut être caractérisé par un filtre linéaire et qu'il est possible de caractériser adéquatement ce filtre si l'on a une connaissance aussi complète que possible de sa réponse impulsionnelle. Evidemment, une connaissance adéquate

de la réponse impulsionnelle $h(t)$ implique une expérimentation élaborée devant en définir, en premier lieu, les paramètres importants et, subséquemment, une quantification sur une largeur de bande importante.

Nous allons donc, dans un premier temps, exposer et commenter les considérations qui ont donné lieu à un premier modèle [21] qui a d'ailleurs été utilisé pour simuler un système de repérage de véhicules en milieu urbain [24] afin d'en vérifier la validité. Par la suite, les raffinements apportés par Suzuki et Hashemi seront discutés en relation avec le modèle original et en fonction de leurs intérêts additionnels dans le cadre d'une complexité accrue.

4.1 LES PARAMETRES DU MODELE

Le but premier de Turin étant de concevoir un modèle de la propagation multivoie, qui doit être utilisé sur ordinateur, les hypothèses retenues pour en établir les principaux paramètres s'appuient sur un modèle mathématique élaboré précédemment pour caractériser les parcours trans-horizon via l'ionosphère ou la troposphère. Initialement, on suppose que le milieu de propagation se comporte comme un filtre linéaire (Fig. 4-1); la réponse impul-

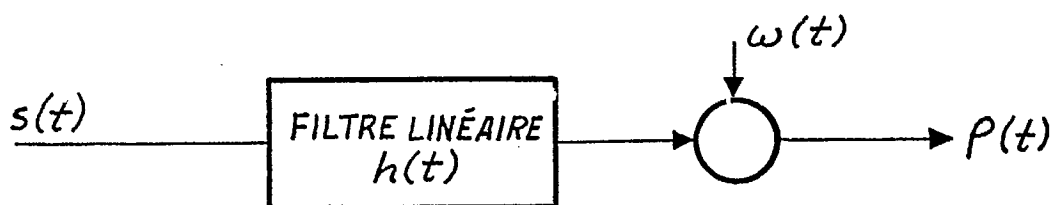


Fig. 4-1 Modélisation du canal par un filtre linéaire.

sionnelle $h(t)$ de ce filtre peut être écrite analytiquement sous la forme:

$$h(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k \delta(t - t_k) e^{j\theta_k} \quad (4-1)$$

où les a_k sont les amplitudes du signal selon les différents parcours, les t_k représentent les différents temps d'arrivée et les θ_k les phases dues aux différents parcours.

Le signal $s(t)$ à l'entrée du canal de transmission est complexe et,

selon les propriétés des systèmes linéaires, on peut écrire que, si $\text{Re}\{s(t)e^{j\omega_0 t}\}$ est transmis (dans lequel $t \in (-\infty, \infty)$ et ω_0 est la porteuse), alors la sortie $\rho(t)$ pourra être supposée égale à $\text{Re}\{\rho(t)e^{j\omega_0 t}\}$, $t \in (-\infty, \infty)$ où, explicitement, les termes de cette sortie peuvent être écrits comme:

$$\rho(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k s(t-t_k) e^{j\theta_k} + n(t) \quad (4-2)$$

dans laquelle le bruit additif $n(t)$ est supposé gaussien et n'est donc pas considéré comme étant une des variables aléatoires du modèle.

En considérant (4-2), on réalise que le milieu de propagation est caractérisé par un ensemble de variables fonction des différents parcours, à savoir $\{a_k\}_0^\infty$, $\{t_k\}_0^\infty$ et $\{\theta_k\}_0^\infty$. Graphiquement, on peut visualiser cette modélisation à l'aide de la figure 4-2 où, pour un temps t_i quelconque, les deux paramètres a_i et θ_i doivent être déterminés, le temps t_i étant évidemment lui-même une variable.

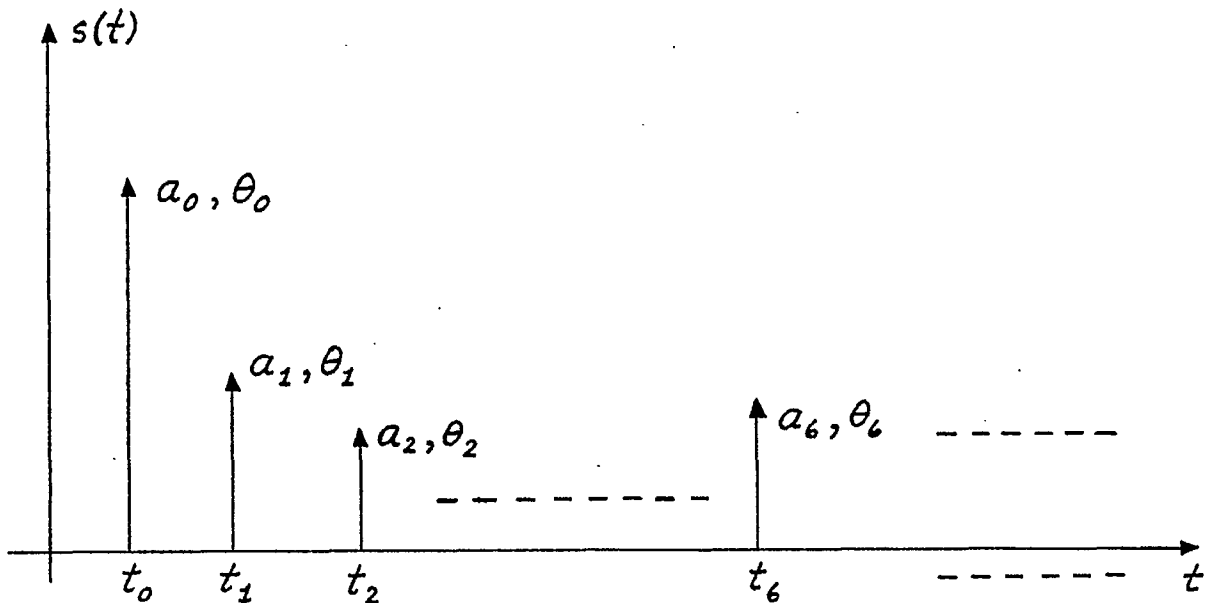


Fig. 4-2 Représentation graphique de la sortie du canal.

L'ensemble de l'approche de Turin consiste donc à caractériser adéquatement les paramètres t_k , a_k et θ_k de façon que la simulation du modèle pour certaines conditions précisées, donne des résultats qui soient le plus près possible de la réalité expérimentale. Puisqu'il fallait, au départ, obtenir ces paramètres à partir d'une situation réelle d'expérimentation où tous les paramètres sont bien contrôlés, Turin *et al* [21] ont procédé à des mesures très élaborées afin de déterminer les valeurs des paramètres susceptibles de modéliser des milieux urbains diversifiés. Il s'agit là de la première étape et nous synthétiserons, dans la section suivante, l'ensemble de ces résultats pour en tirer les lignes directrices. Au-delà de ces mesures, aucune autre approche expérimentale visant à confirmer ou infirmer les résultats de Turin n'est disponible actuellement dans la littérature publique à la connaissance des auteurs. Les résultats de Suzuki [23] et de Hashemi [22], qui ne sont que des raffinements sur la façon de caractériser les couples $\{a_k, t_k\}$, s'appuient sur les mêmes données expérimentales. Ces travaux feront l'objet de discussions également mais il est néanmoins très pertinent de bien les situer dans le contexte d'une continuité de résultats ayant une source unique.

4.2 HYPOTHESES SUR LES PARAMETRES

Les trois ensembles de paramètres du modèle, à savoir les $\{t_k\}$, $\{a_k\}$ et $\{\theta_k\}$ peuvent, au départ, être l'objet d'hypothèses a priori sur leur comportement.

L'ensemble des variables de phases $\{\theta_k\}_0^\infty$ dues aux trajets multiples sont supposées uniformément distribuées dans l'intervalle $(0, 2\pi)$. Il s'agit là d'une hypothèse non restrictive et très valable car, compte tenu des fréquences considérées et des dimensions importantes des trajets par rapport à la longueur d'onde, on ne peut que l'admettre sans aucune réticence. Il s'agit d'ailleurs d'un des éléments du modèle qui n'a fait l'objet d'aucune vérification expérimentale.

L'ensemble des temps d'arrivée $\{t_k\}$ peut être, a priori, supposé être réparti selon une distribution de Poisson. En fait, pour être précis, disons que le temps t_0 correspondant au trajet en ligne de vue n'est pas une variable aléatoire et que, conséquemment, la distribution de Poisson est appliquée au retard additionnel $t_k - t_0$ pour chacun des parcours possibles, soit

$\{t_k - t_0\}_1^\infty$. Cela implique donc que les retards additionnels sont uniformément distribués entre 0 et ∞ et que la probabilité d'en trouver un dans un intervalle infinitésimal dt est alors de $p(t)dt$ où $p(t)$ est le taux d'arrivée moyen au temps t .

L'ensemble des amplitudes $\{a_k\}_0^\infty$ obtenues sur les différents trajets possibles doit faire l'objet de considérations particulières. Il est en effet connu, et le chapitre 2 couvre en détail cet aspect, que les variations des amplitudes se répartissent selon une loi de Rayleigh ou log-normale selon que l'on considère les variations rapides qui se produisent localement ou les variations plus lentes identifiables à un secteur plus important. Le modèle de Turin admet ces constatations au départ mais cherche également à établir une distribution conjointe de la répartition des amplitudes sur les trajets multiples. Finalement, il existe une relation possible entre les intervalles de temps $t_k - t_0$ et les amplitudes a_k car il a été constaté expérimentalement que plusieurs trajets différents sont sensibles à un évanouissement simultanément.

4.3 RESULTATS EXPERIMENTAUX OBTENUS

A l'aide de moyens d'observation très élaborés et dont une description sommaire est donnée par Turin [21], des mesures expérimentales pour caractériser les ensembles $\{t_k - t_0\}$ et $\{a_k\}$ pour divers milieux de propagation ont été effectuées aux fréquences 488, 1280 et 2920 MHz. Les détails sur les milieux de propagation sont disponibles et l'on peut les résumer simplement par les quatre cas suivants, à savoir:

- a) milieu urbain très densément construit (A)
- b) centre-ville d'une ville de taille moyenne (B)
- c) centre-ville d'une ville plutôt petite (C)
- d) secteur résidentiel adjacent à une ville moyenne (D)

Dans le cadre de ce rapport, il n'est pas utile de discuter des moyens expérimentaux employés et de leurs particularités. Il est préférable d'insister surtout sur la façon dont les données recueillies sont interprétées car ceci réagit directement sur la facilité d'interprétation des résultats obtenus.

A) Résultats sur les temps d'arrivée:

Initialement, afin de vérifier la validité de l'hypothèse d'une répartition de Poisson des retards additionnels, la méthode de Turin utilise deux tests, à savoir

a) la probabilité d'avoir un parcours excédentaire (i.e. le retard additionnel multiplié par la vitesse de propagation) qui se situe dans un intervalle compris entre

$$\left\| \begin{array}{l} (n - \frac{1}{2}) \times 100 \text{ pi} \quad \text{à} \quad (n + \frac{1}{2}) \times 100 \text{ pi} \\ n = -4, \dots, -1, 0, 1, \dots, 70 \end{array} \right.$$

b) la distribution de probabilité du nombre de parcours se situant dans un intervalle compris entre

$$\left\| \begin{array}{l} -450 \text{ pi} \quad \text{à} \quad (5n + \frac{1}{2}) \text{ pi} \\ n = -1, 0, 1, \dots, 13 \end{array} \right.$$

Ces deux tests sont appliqués aux quatre régions A, B, C et D et les résultats obtenus sont donnés à la figure 4-3 pour la fréquence de 1280 MHz.

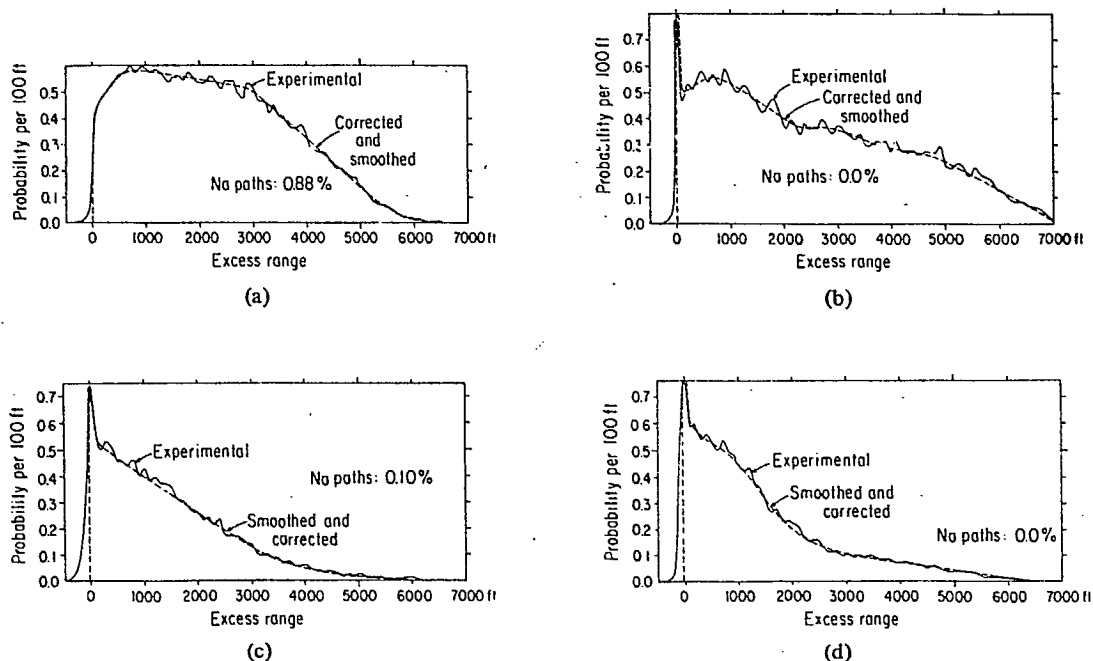


Figure 4-3 Courbes de probabilités d'occupation des différents parcours excédentaires à 1280 MHz pour les 4 milieux de propagation introduits à la page 31 du texte. a) milieu A; b) milieu B; c) milieu C; d) milieu D (Source: G. Turin et al. [21]).

Sur cette figure, on note que les résultats expérimentaux sont superposés à une courbe obtenue par lissage entre deux points de mesure afin d'éliminer partiellement les fluctuations aléatoires entre ces points. Globalement, les conclusions que l'on peut tirer de ces résultats sont les suivants:

1° Dans un milieu très densément construit (Fig. 4-3a), il est peu probable de trouver un trajet en ligne de vue directe et, conséquemment, la "probabilité d'occupation" du parcours excédentaire nul est plus faible que dans les autres cas.

2° De la même façon, dans un milieu très fortement construit ou modérément dense, la probabilité d'avoir des parcours excédentaires plus grands qu'en milieu moins urbanisé est supérieure, et les courbes (a) et (b) montrent une tendance vers une probabilité nulle dans ce cas qui est moins prononcée qu'en (c) et (d).

3° La probabilité d'avoir une dispersion plus ou moins grande des parcours excédentaires n'est pas fonction de la distance transmetteur-récepteur mais dépend essentiellement du milieu dans lequel le récepteur opère.

4° La probabilité de ne pas avoir de trajets pour lesquels le niveau du signal est discernable dans le bruit est très faible et augmente légèrement en milieu très fortement construit.

Puisque, selon la méthode exposée par Turin, un intervalle de 100 pi constitue une limite de résolution entre les divers parcours excédentaires, il est logique de supposer que si l'on fait la somme des probabilités (notée λ) d'obtenir un parcours dans un intervalle d'espace de plus en plus grand, cette somme sera majorée à mesure que l'intervalle des parcours excédentaires sera augmenté. Le tableau 4-1 ci-dessous confirme effectivement cette tendance (ces résultats sont pour la région B à 1280 MHz mais seraient de la même forme pour les autres régions).

Tableau 4-1

Intervalle des parcours excédentaires	Somme des probabilités d'obtenir un parcours dans cet intervalle
- 450 pi à 550 pi	$\lambda = 3,55$
- 450 pi à 1550 pi	$\lambda = 8,82$
- 450 pi à 2550 pi	$\lambda = 12,83$
- 450 pi à 3550 pi	$\lambda = 16,34$

Si l'on fait abstraction du fait que l'ensemble $\{t_k - t_0\}_0^\infty$ ne peut être modélisé parfaitement par une distribution de Poisson car le premier parcours excédentaire (ligne de vue) est nul, on peut néanmoins affirmer que pour λ grand, le nombre moyen de parcours dans l'intervalle considéré s'identifie à cette valeur de λ . Les résultats obtenus par Turin confirment cette hypothèse et tendent à démontrer que les temps d'arrivée correspondant aux parcours excédentaires les plus longs sont mieux modélisés par la distribution de Poisson que les parcours les plus courts. A l'aide de la distribution de probabilité définie précédemment, on montre facilement cette variation selon la loi de Poisson et la figure 4-4 ci-dessous confirme ceci dans le cas de la zone B (1280 MHz) pour les dix premiers parcours excédentaires.

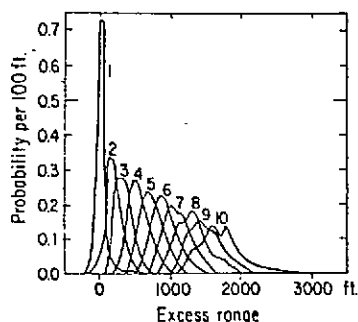


Figure 4-4

Modélisation par une distribution de Poisson des temps d'arrivée correspondant aux parcours excédentaires les plus longs dans le milieu B à 1280 MHz.

(Source: G. Turin et al. [21]).

B) Résultats sur les amplitudes:

Afin de caractériser les amplitudes et d'en prévoir adéquatement les variations, Turin introduit deux tests, à savoir

a) la distribution des amplitudes de tous les trajets dans l'intervalle des parcours excédentaires compris entre

$$(n - \frac{1}{2}) \times 100 \text{ pi} \quad \text{à} \quad (n + \frac{1}{2}) \times 100 \text{ pi}$$

$$n = 0, \dots, 70$$

b) un diagramme des amplitudes associées aux trajets 1 et 2 et 2 et 3 et exprimés logarithmiquement.

A l'aide de ceci, les conclusions que l'on peut tirer sur les amplitudes sont les suivantes:

1°) L'ensemble des amplitudes $\{a_k\}$ a une distribution log-normale dans laquelle la moyenne et la déviation standard sont dépendantes des t_k .

Il faut noter également que les résultats expérimentaux ont été obtenus sur des secteurs trop importants pour être réellement qualifiés de "zone de Rayleigh" et que, globalement, ils confirment donc les travaux des autres auteurs.

2°) Ce qui est cependant différent dans l'approche de Turin, c'est qu'il cherche également à établir l'interdépendance des amplitudes entre les divers trajets possibles. Par des considérations assez subtiles mais non explicitées, il conclut qu'il existe une dépendance linéaire entre les amplitudes exprimées logarithmiquement. Il parvient même à expliciter des coefficients de corrélation dont il est difficile d'apprécier la pertinence, surtout avec le peu d'éléments fournis.

4.4 MODELE DE SIMULATION PROPOSE

Sur la base des résultats obtenus expérimentalement, le modèle de filtre linéaire de la figure 4-1 est retenu mais sa sortie $\rho(t)$ (éq. 4-2) s'exprime maintenant comme:

$$\rho(t) = \sum_{k=0}^{\infty} S^k a_k s(t-t_k) e^{i\theta_k} + n(t) \quad (4-3)$$

dans laquelle:

- $20 \log_{10} a_k$ est normale avec une valeur moyenne μ_k et une variance σ_k^2 ;
- $20 \log_{10} S$ est normale avec une valeur moyenne μ et une variance σ^2 ;
- les θ_k sont uniformément distribuées entre $(0, 2\pi)$;
- l'ensemble des temps d'arrivée $\{t_k - t_0\}_0^{\infty}$, suit une distribution de Poisson dans laquelle le taux d'arrivée moyen se détermine à partir des courbes empiriques de probabilité d'occupations obtenues expérimentalement;
- l'ensemble des facteurs de pondération $\{f_k\}_0^{\infty}$ sont déterminés empiriquement selon la situation à l'étude. Dans le cas où tous les trajets seraient atténués également, la valeur de f_k serait unitaire quel que soit k .
- $n(t)$ est supposé gaussien.

On notera que l'équation résultante (4-3) permet de conclure que les amplitudes des différents parcours sont logarithmiquement dépendantes.

Globalement, les exigences de ce modèle sont très nombreuses et, conséquemment, son utilisation s'avère limitée. On retrouve dans la littérature une seule application, par Turin lui-même, de ce modèle pour simuler un système de repérage de véhicules en milieu urbain [24]. Avant de discuter cette application, il semble à propos d'introduire dès maintenant les raffinements subséquents de ce modèle qui ont été apportés par Suzuki [23] et, par la suite, par Hashemi [22].

4.5 CARACTERISATION DES AMPLITUDES ET DES TEMPS D'ARRIVEE (Suzuki)

Tout en retenant intégralement le modèle de Turin, les travaux de Suzuki se proposent de caractériser encore plus finement les variations des amplitudes sur les différents trajets et les temps d'arrivée. Il s'agit, à notre avis, d'un effort académique louable mais qui s'avère onéreux sous plusieurs formes si l'on constate le gain apporté par cette approche.

En effet, afin d'expliquer la transition entre les variations d'amplitudes selon une distribution de Rayleigh et log-normale, Suzuki propose l'usage d'une distribution "résultante" qui est constituée des deux distributions précédentes et qui s'exprime comme

$$P(x) = \int_0^{\infty} \left(1 - e^{-x^2/2\sigma^2}\right) \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma\lambda} \cdot e^{-[(\log \sigma - \mu)^2/2\lambda^2]} d\sigma \quad (4-4)$$

Compte tenu que cette distribution est sous une forme intégrale et difficile à traiter avec un ordinateur, la solution retenue est toutefois de remplacer (4-4) par quatre distributions différentes, soit Rayleigh, Rice, log-normale et Nakagami. Dans l'opinion de l'auteur, il s'agit ici d'un degré de sophistication absolument inutile si le but visé est réellement de prédire la performance d'un système en milieu urbain. Une complexité de ce genre dans un programme pratique n'apporterait que très peu, voire absolument rien, pour la prédiction de la performance globale du système. Tout au plus, on pourrait tenter de visualiser ce qui se passe dans une zone très restreinte avec cette approche et on serait forcé, par la suite, de se retourner vers un modèle simplifié pour obtenir des résultats sur l'ensemble de la région de couverture.

Pour la simulation des temps d'arrivée, l'approche de Suzuki consiste à rapprocher le plus possible les résultats expérimentaux de Turin avec les ré-

sultats obtenus numériquement en supposant qu'ils se répartissent selon une distribution de Poisson. A cette fin, il propose une *distribution de Poisson modifiée* à deux états S-1 et S-2 (Fig. 4-5). Essentiellement, l'effet de cette distribution est le suivant:

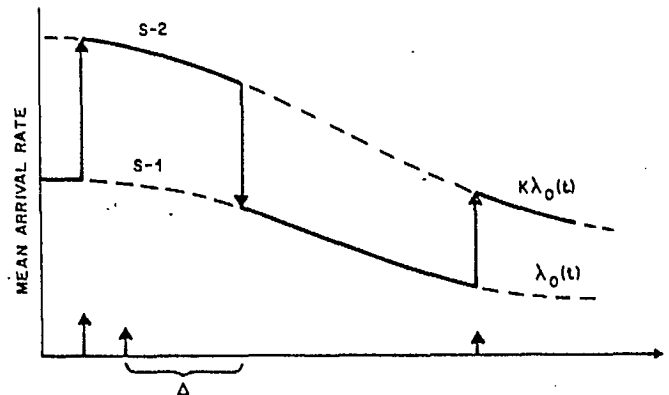


Figure 4-5 Simulation des temps d'arrivée à partir d'une distribution continue de Poisson modifiée à deux états appelée distribution Δ -K (Source: H. Hashemi [22]).

- si un trajet est obtenu, le taux d'arrivée moyen est augmenté par un facteur K pour les prochaines Δ secondes. En fait, les paramètres K et Δ doivent être déterminés en fonction des t_k . Pour $K=1$ et $\Delta=0$, la distribution obtenue est celle de Poisson;

- pour $K>1$, il est évident que la probabilité d'obtenir un autre parcours dans l'intervalle de Δ secondes suivant est augmentée et réciproquement.

Globalement, ceci veut donc dire que le modèle "s'ajuste" en compression et en expansion selon le taux d'arrivée des trajets. En fait, puisque l'on traite un modèle devant être utilisé avec un ordinateur, un équivalent discret de ce modèle K - Δ est introduit pour fins de simulation. Les intervalles de temps discrets, appelés "bin" dans le texte et représentés à la figure 4-6,

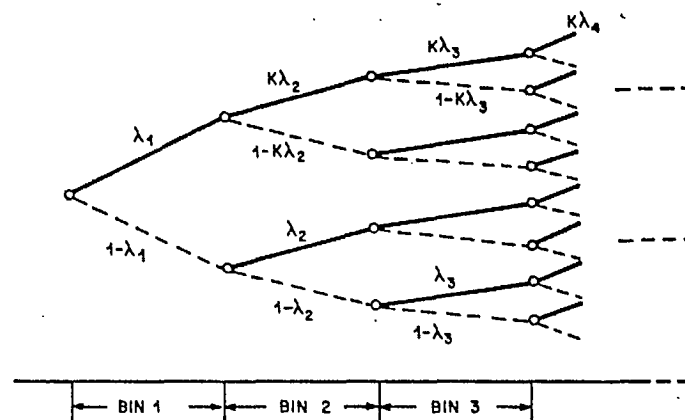


Figure 4-6 Équivalent discret du modèle Δ -K servant à la programmation sur ordinateur (Source: H. Hashemi [22]).

permettent d'obtenir une simulation du taux d'occupation des parcours excédentaires qui est assez près de la réalité expérimentale, comme on peut le constater à la figure 4-7:

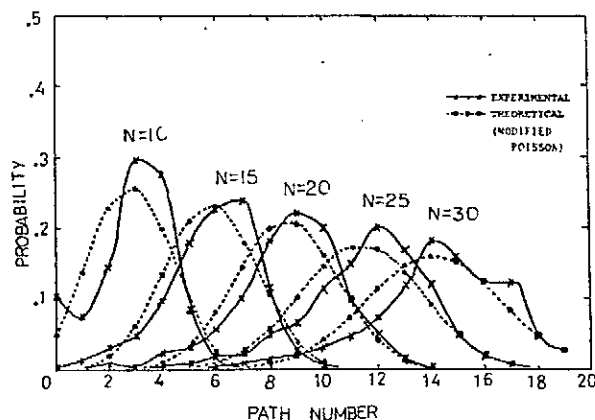


Figure 4-7 Comparaison entre les résultats expérimentaux et ceux obtenus par simulation à l'aide du modèle Δ -K pour le calcul du taux d'occupation des parcours excédentaires (Source: H. Suzuki [23]).

Somme toute cependant, la complexité accrue résultant de la représentation des amplitudes et des temps d'arrivée utilisée par Suzuki ne semble pas apporter une amélioration qui vaille réellement la peine d'être retenue. Tout au plus, à notre avis, pourrait-elle être considérée pour modéliser très précisément des zones très restreintes dans lesquelles une connaissance à une échelle très fine de l'évolution du signal est nécessaire, les auteurs du rapport n'en voyant cependant pas l'application pratique.

4.6 APPLICATIONS DU MODELE PAR TURIN [24] ET HASHEMI [22]

Dans une première phase, le modèle que Turin a développé a été appliqué dans le cadre d'une simulation d'un système de repérage en milieu urbain [24]. Le système AVM (pour Automatic Vehicle Monitoring) a pour but de localiser automatiquement et sans intervention du conducteur un véhicule qui se déplace en milieu urbain et de faire l'affichage de sa position. Il s'agit donc d'un système qui prévoit essentiellement de faire l'acquisition des coordonnées du véhicule, d'en faire l'affichage en plus d'être capable d'établir une communication entre les deux points et de calculer automatiquement les paramètres qui sont constamment variables.

Il n'est pas dans le but de cette section de reprendre un à un les éléments de la simulation de Turin et nous ne ferons ressortir que les résultats

obtenus après avoir présenté les conditions de l'expérience. On notera que la simulation s'appuie intégralement sur le modèle présenté dans les sections précédentes et que les détails pertinents sont accessibles [24].

Le système AVM simulé est celui pour lequel un certain nombre de senseurs fixes (N sur les figures qui seront présentées ultérieurement) répartis dans la zone à l'étude reçoivent un signal émis par le véhicule en mouvement, mesurent le temps d'arrivée de ce signal et font la localisation du véhicule par l'équivalent d'un système de triangulation. Dans le cas étudié par Turin, ce type de système de radio-localisation a été analysé pour deux sortes de signaux transmis, soit:

- a) un signal à bande étroite (25 kHz) modulé en phase,
- b) un signal large bande (10 MHz) modulé par des impulsions avec une fréquence porteuse située entre 500 et 3000 MHz.

La simulation comporte deux points d'intérêt, à savoir l'estimation de la distance du véhicule par rapport au senseur et la recherche de sa position. En utilisant les différents milieux urbains définis précédemment (A,B,C,D) et en comparant les résultats de la simulation avec des résultats expérimentaux de la Hazeltine Corporation obtenus pour un système identique, Turin établit une concordance très nette entre la performance de son modèle et les résultats expérimentaux connus. A titre illustratif, les figures 4-8 à 4-11, présentées ici, résument les résultats pour les deux types de signaux dans l'hypothèse de nombre de senseurs N variables et pour les deux fonctions du modèle (distance et localisation).

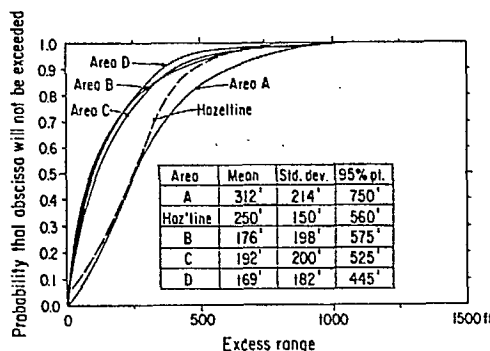


Figure 4-8 Estimation de la distance du véhicule par rapport à un senseur en utilisant un signal large bande modulé par des impulsions. Comparaison des résultats expérimentaux et ceux obtenus par simulation à 1280 MHz (Source: G.L. Turin et al. [24]).

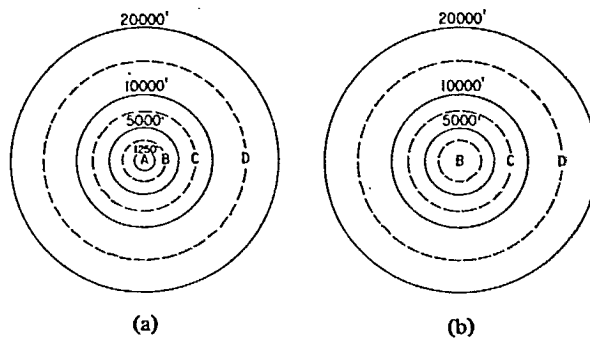
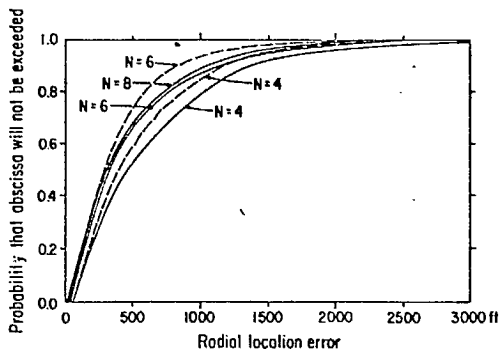


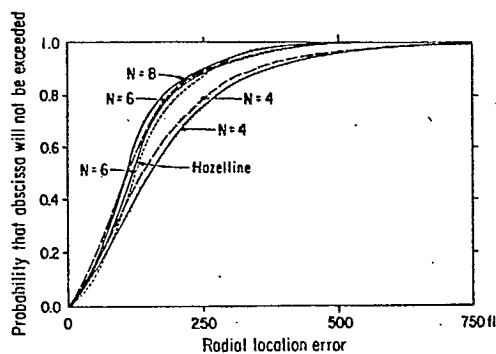
Figure 4-9 Hypothèses de simulation de deux milieux urbains retenus par Turin et al. pour expérimenter leur système AVM. Les lignes pleines désignent les limites des diverses zones urbaines et les lignes pointillées la position des véhicules. (a) Ville #1, (b) Ville #2. (Source: G.L. Turin et al. [24]).



		Mean	Median	Std. dev.	90% pt.	95% pt.
City #1 (solid curves)	N=4	663'	450'	861'	1360'	1800'
	N=6	518'	320'	424'	1100'	1500'
	N=8	461'	300'	360'	1000'	1340'
City #2 (dashed)	N=4	561'	391'	441'	1160'	1400'
	N=6	411'	300'	334'	800'	1050'

Figure 4-10

Résultats comparatifs obtenus pour la localisation du véhicule en utilisant un système AVM modulé en phase dans les deux villes simulées. Les résultats sont présentés pour un nombre de senseurs variables (N). (Source: G.L. Turin [24]).



		Mean	Median	Std. dev.	90% pt.	95% pt.
City #1 (solid curves)	N=4	200'	154'	167'	370'	460'
	N=6	150'	123'	163'	269'	337'
	N=8	141'	110'	103'	245'	312'
City #2 (dashed)	N=4	190'	140'	166'	345'	450'
	N=6	145'	112'	167'	258'	337'
Hoz'line	N=3	139'	125'	89'	260'	300'

Figure 4-11

Mêmes résultats qu'à la figure 4-10 sauf que, dans ce cas, l'AVM utilise des impulsions. (Source: G.L. Turin [24]).

Il est assez évident de constater que la concordance entre les résultats du modèle de Turin et ceux obtenus expérimentalement par Hazeltine Corp. est très bonne. Les moyens mis en oeuvre pour obtenir ce type de caractérisation ultra-sophistiquée ne sont cependant pas très immédiats à utiliser et semblent, selon nous, largement excéder les besoins que l'on puisse avoir de connaître un système donné.

Une autre application du modèle de Turin est celle présentée par Hashemi [22]. Dans ce cas, on modélise un système constitué par un véhicule qui se déplace dans un milieu urbain à une vitesse qui n'est pas nécessairement constante. Essentiellement, il s'agit donc de simuler une séquence de réponses impulsionnelles qui correspondent, dans la réalité, à celles qui ont pu être enregistrées par Turin [21]. L'application s'appuie donc sur les mêmes mesures que précédemment et on ne trouve fondamentalement rien de bien différent de ce qui a été introduit par Turin et Suzuki. En fait, Hashemi utilise le modèle élaboré présenté par Suzuki dans un cas particulier et interprète les résultats.

A titre d'exemple de l'amplitude des calculs requis, la figure 4-12 présente un des résultats typiques de Hashemi pour une zone de type B. On constate que le nombre de profils générés est très élevé ($L = 3000$), que la distance entre les échantillons de mesure (le pas de calcul) est très petite ($d = 1.0$ pi) et que N est le nombre de "bins" utilisé.

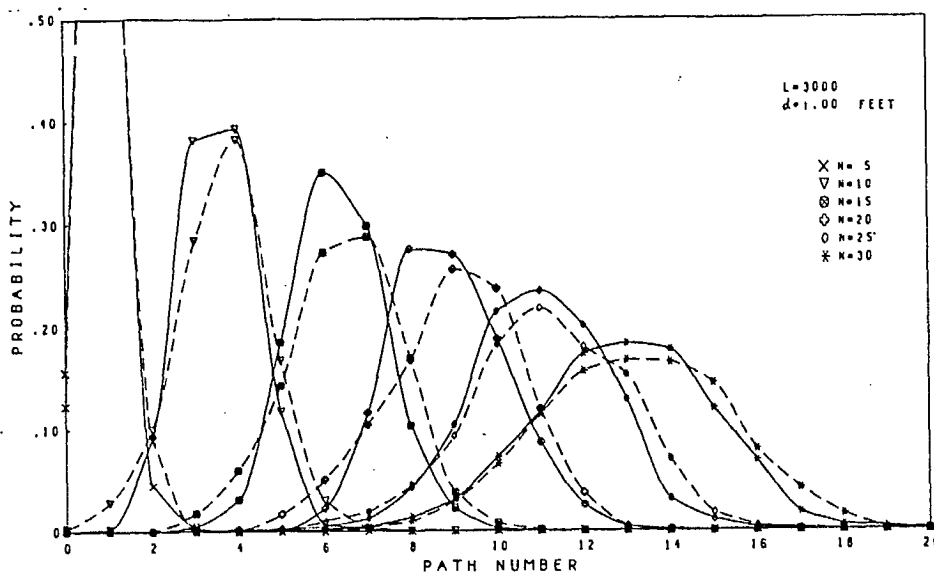


Figure 4-12 Exemple du nombre de trajets générés par le modèle de Hashemi dans une zone B. On constate que le nombre très élevé de profils ($L = 3000$) et le pas de calcul très fin ($d = 1.0$ pi) pour un nombre de bins N variable amènent des calculs excessivement complexes. Les lignes pointillées sont obtenues par simulation et les traits pleins désignent les résultats expérimentaux. (Source: H. Hashemi [22]).

La probabilité d'occupation obtenue dans le cas correspondant est alors celle représentée à la figure 4-13 et la distribution des amplitudes résultantes est celle de la figure 4-14.

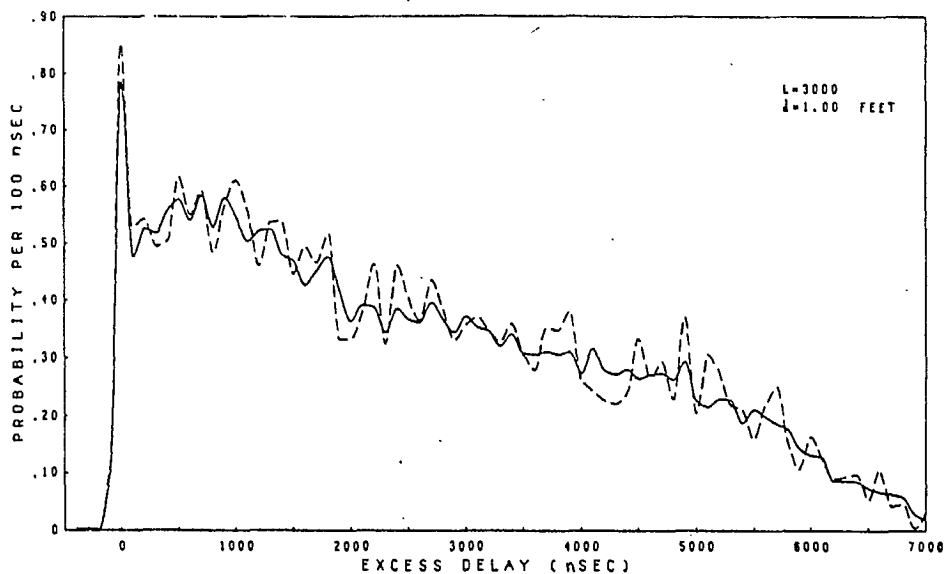


Figure 4-13 Distribution de la probabilité d'occupation obtenue sous les conditions de simulation de la figure 4-12. (Source: H. Hashemi [22]).

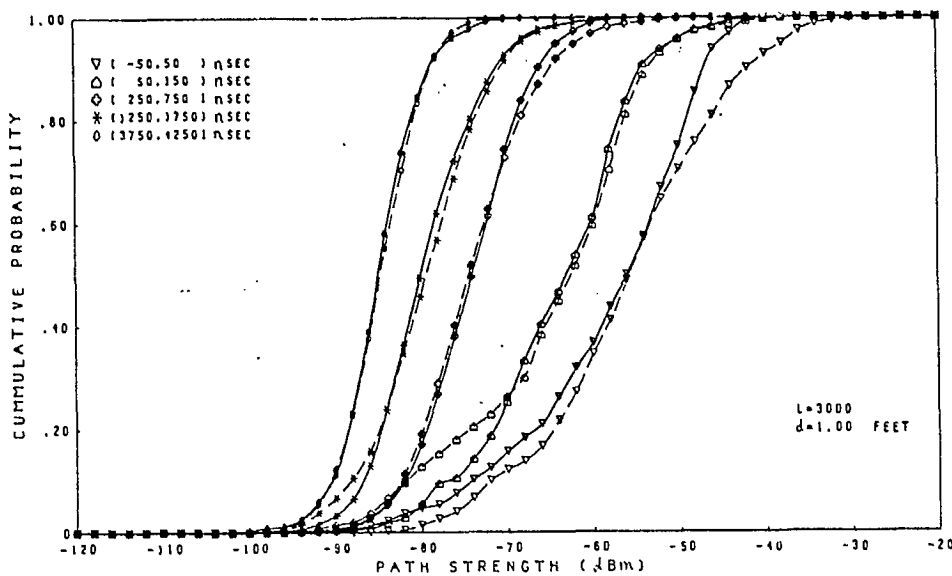


Figure 4-14 Distribution des amplitudes résultantes obtenue sous les conditions de simulation de la figure 4-12. (Source: H. Hashemi [22]).

D'une façon générale, on conclut également que la nécessité d'une telle précision n'est pas évidente et qu'il s'agit d'applications tout à fait particulières.

4.7 CONCLUSION

Globalement, l'approche de Turin et de ses collaborateurs, pour établir un modèle acceptable de la propagation multivoie en milieu urbain, donne des résultats qui rencontrent bien les mesures expérimentales. En contre partie cependant, elle nécessite des moyens de calcul et un nombre de données très considérables, ce qui n'est pas accessible très facilement. Dans l'optique où les membres du CRC souhaitent une simulation qui puisse répondre à la majorité des besoins de prédiction de performance pour un système donné, il nous semble inopportun de considérer cette approche dans un premier temps.

Lorsque les programmes principaux seront mis au point et s'appuieront sur une représentation plus générale du type de celle présentée au chapitre 2, il serait alors possible d'envisager de traiter certains cas particuliers, nécessitant une connaissance très poussée du comportement du système, avec un modèle de ce genre.

Chapitre 5

LE SYSTEME RADIO-MOBILE AMERICAIN AMPS

Les concepts mis de l'avant dans les nouveaux développements des radio-communications mobiles visent à répondre à deux réalités actuelles, à savoir, d'une part, la demande croissante des utilisateurs potentiels pour un service intégré de communications téléphoniques et, d'autre part, la congestion en milieu urbain du spectre alloué à ce type de communications. Sans prétendre être exhaustifs sur les développements actuellement en cours, les auteurs de ce rapport ont identifié trois axes principaux: il s'agit du système radio-mobile américain AMPS (Advanced Mobile Phone Service), du système japonais à grande capacité et des systèmes à étalement spectral (spread spectrum systems).

Ce chapitre et les deux suivants font donc une synthèse des principales caractéristiques de ces trois systèmes en voie de développement. Il s'agit fondamentalement d'en décrire les caractéristiques essentielles et d'identifier, le cas échéant, l'impact éventuel que ces nouvelles techniques pourraient avoir sur les demandes futures en milieu canadien et qui seront inévitablement acheminées au CRC pour évaluation, prédiction de performance, etc.

Dans ce chapitre, nous couvrons uniquement le système américain AMPS qui est rendu au stade de l'expérimentation, à une échelle restreinte, dans la ville de Chicago. L'information qui y est contenue est tirée essentiellement du numéro spécial [25] de janvier 1979 du Bell System Technical Journal et de renseignements que les auteurs ont pu obtenir lors de leur passage aux laboratoires de Bell en mars 1979.

5.1 ELEMENTS DU SYSTEME AMPS

Le système de radio-communication mobile AMPS est un système à grande capacité qui allie les derniers développements dans la transmission radio-mobile avec la puissance de commutation offerte par l'électronique moderne. Il s'agit d'un système *cellulaire* qui utilise une transmission en modulation de fréquence dans la bande de 850 MHz, la signalisation et les commandes étant transmises numériquement en modulation par déplacement de fréquence (FSK).

Avant de considérer quelque peu sommairement, il va sans dire, les éléments techniques du système AMPS, il semble souhaitable d'en indiquer les principaux objectifs qui ont guidé les concepteurs, à savoir [25, p. 9]:

- a) grande capacité,
- b) utilisation rationnelle du spectre,
- c) usage fonctionnel dans plusieurs endroits différents d'un pays,
- d) zone de couverture élargie,
- e) flexibilité quant au nombre d'utilisateurs,
- f) compatibilité de ce type de service avec les récepteurs portables,
- g) accès au réseau téléphonique et aux services qui y sont fournis,
- h) qualité exceptionnelle du signal reçu, comparable à celle d'un poste récepteur conventionnel,
- i) prix accessible.

La conception d'un système qui puisse répondre simultanément à tous ces critères ne s'est évidemment pas effectuée sur une très courte période de temps et il a fallu songer aux implications de ce type de service sur les systèmes existants, tant mobiles que fixes. Les efforts ont donc dû être fournis parallèlement sur les éléments logiciels et matériels du système. Il est évidemment hors de question, pour les fins de cette étude, de faire intervenir trop d'éléments additionnels autres que ceux qui touchent directement la conception de systèmes nouveaux et les problèmes de propagation associés; nous chercherons donc à discuter le système AMPS dans cette optique.

5.2 DESCRIPTION DU SYSTEME CELLULAIRE

A) Hiérarchie des opérations

Le coeur du système AMPS est un ordinateur central localisé dans chaque milieu urbain dans lequel il sera en opération. Il s'agit, en fait, d'un central téléphonique dédié aux communications mobiles (MTSO, Mobile Telephone Switching Office) et spécialement conçu pour procéder à la supervision de l'ensemble des opérations nécessitées pour acheminer les appels (tels les changements de fréquence lors du passage d'une cellule à l'autre, que nous décrirons ultérieurement), le repérage des véhicules et l'affichage automatique de leurs positions, l'identification et la correction des fautes [25, pp.71-95].

A l'intérieur de chacune des cellules, un ordinateur plus petit est localisé à la station de base (cell site) et s'occupe d'acheminer, *à l'intérieur d'une cellule donnée*, les appels. Les fonctions dévolues à cet élément de contrôle sont nombreuses [25, pp. 153-199] et l'on peut citer principalement la supervision des appels (durée et fin) et de toutes les autres fonctions associées (composition, facturation, etc.) et, sous l'autorité du MTSO, procéder à la détection des unités en trouble et à la mise en service de voies alternatives pour acheminer les appels.

Dans chacune des unités mobiles (véhicules), un microprocesseur s'occupe de la composition des numéros, de la transmission à la fréquence appropriée à partir des instructions reçues de l'ordinateur de la cellule dans laquelle il se trouve et de signaler à l'opérateur toutes les éventualités possibles afin qu'il soit en mesure d'acheminer son appel le cas échéant [25, pp. 123-152].

Il n'est évidemment pas possible, dans le cadre de ce rapport, de décrire en détail toutes les fonctions associées au système AMPS. Nous nous bornerons à faire une synthèse assez complète des principaux points d'intérêt et à référer le lecteur éventuel aux textes appropriés pour des informations plus complètes.

B) Les propriétés des géométries cellulaires

Afin de comprendre les principes qui justifient une utilisation plus rationnelle du spectre ainsi qu'une meilleure flexibilité d'un système cellu-

laire, considérons la figure 5-1 ci-dessous dans laquelle les cellules sont représentées par des hexagones.

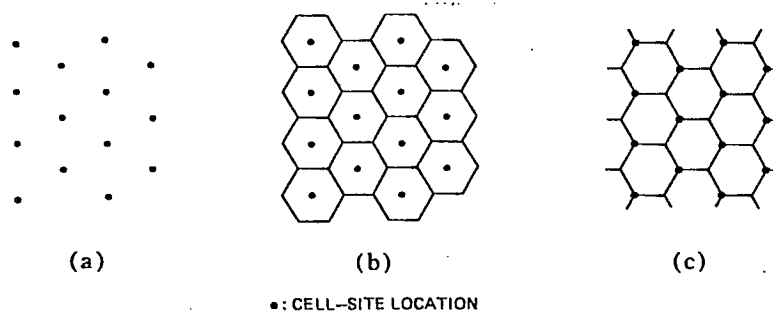


Figure 5-1 Représentation d'un système cellulaire (source: [25])

- a) points d'excitation;
- b) cellules excitées en leur centre;
- c) cellules excitées aux arêtes.

Il est facile de réaliser qu'un secteur géographique quelconque peut être divisé à l'aide d'un certain nombre de ces cellules afin de couvrir une région à peu près circulaire. En principe, il n'y a pas d'espace libre ni de chevauchement entre les cellules adjacentes.

Les concepteurs du système envisagent deux possibilités [25, pp. 23-24] sur la façon de localiser les cellules autour de l'équipement requis pour permettre une transmission adéquate à l'intérieur d'une cellule donnée. Dans un premier temps, et dans l'hypothèse où l'urbanisation n'est pas tellement dense, on songe à des cellules excitées en leur centre (Fig. 5-1(b) - center-excited cells) qui utiliseraient des antennes omnidirectionnelles pour atteindre les unités mobiles qui se trouveraient à l'intérieur d'une cellule donnée. Dans un second temps, et dans l'hypothèse où un accroissement de l'urbanisation aura contraint une subdivision plus fine d'une cellule en un certain nombre de cellules additionnelles, une couverture plus uniforme de ces cellules pourra être obtenue en plaçant l'équipement aux arêtes de l'hexagone [Fig. 5-1(c)] et en utilisant des antennes directionnelles avec lobe principal présentant un écart angulaire de l'ordre de 120° . En principe, puisque chaque antenne pourra éclairer les trois cellules adjacentes, si on a un nombre assez grand de cellules, le nombre de pièces d'équipement requis ne sera pas supérieur à l'arrangement de la figure 5-1(b) et la couverture sera meilleure. En contre-partie, en périphérie de la zone sectorisée en cellules, des équipements additionnels seront cependant requis.

On peut donc entrevoir que la situation de la figure 5-1(b) sera appliquée dans un milieu urbain relativement petit et qu'au fur et à mesure que l'urbanisation s'intensifiera, certaines cellules passeront à l'arrangement proposé par la figure 5-1(c).

C) Les facteurs affectant les dimensions des cellules

Fondamentalement, le système AMPS bénéficie de l'effet de capture des systèmes FM pour utiliser les mêmes fréquences dans des cellules différentes. Il s'ensuit évidemment une économie appréciable du spectre alloué globalement à un système donné. Les contraintes régissant les dimensions des cellules et les réutilisations de fréquence sont assez complexes mais nous tentons ci-après d'en résumer les principaux points saillants. Pour ce faire, nous reproduisons la figure 5-2 ci-dessous.

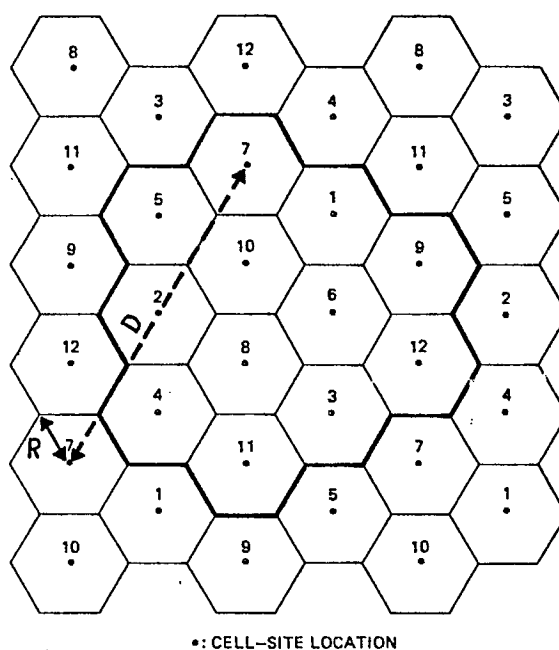


Figure 5-2 Système cellulaire utilisé pour définir le critère D/R.
(Source: [25]).

Supposons que deux cellules transmettent simultanément sur une même fréquence (voir figure). Le récepteur FM utilisé se verrouillera sur le transmetteur qui présente évidemment la porteuse la plus intense. Dans le cas où les deux transmetteurs sont trop près l'un de l'autre, ou qu'il existe des obstacles tels des édifices, il est cependant possible que le récepteur se verrouille sur le transmetteur situé dans la cellule la plus éloignée. Afin de quantifier ce problème et de le limiter au minimum, on définit un rapport de

réutilisation (co-channel reuse ratio, [25, p. 30]) qui s'exprime en fonction de la distance D entre deux cellules qui utilisent la même fréquence et du rayon R de ces cellules. Il ne s'agit donc pas d'une distance donnée, exprimée en milles, mais d'un critère qui doit être respecté et qui s'ajuste selon les dimensions des cellules en fonction de l'urbanisation. Il semble que le rapport

$$\frac{D}{R} = 4,6$$

soit celui qui donnera des résultats satisfaisants, du moins si l'on se base sur les données expérimentales préliminaires [25, p. 31]. Ainsi, si une cellule a un rayon de 6 milles, la distance qui doit la séparer d'une autre qui utilise la même fréquence est de $4,6 \times 6 = 27,6$ milles. Dans le cas où l'on subdivise à nouveau les cellules pour les réduire à un rayon de 4 milles, la distance qui doit les séparer n'est plus maintenant que de $4,6 \times 4 = 18,4$ milles.

D) L'acheminement d'un appel

La transmission d'une unité mobile à une station de base se fait en FM en utilisant un canal opérant à une fréquence située entre 825 et 845 MHz. De la station de base à l'unité mobile, les fréquences allouées sont situées entre 870 et 890 MHz. Chaque liaison radio est constituée par une paire de canaux unilatéraux séparés de 45 MHz avec une largeur de bande de 30 kHz et une déviation de fréquence maximale de 12 kHz.

La procédure prévue pour traiter les divers cas possibles fait appel à deux types différents de canal radio. Initialement, le premier type peut se qualifier de canal "en acquisition" (set-up channel) avant de suivre avec un canal vocal (voice channel). Dans le premier cas, le canal d'acquisition ne reçoit ou ne transmet que des signaux binaires qui ne sont utilisés par les unités mobiles que pour "monitorer" lorsqu'il ne passe pas par le canal vocal. Les canaux "en acquisition" sont donc communs à l'ensemble des utilisateurs et ne sont utilisés que pour signifier l'intention de placer un appel.

La séquence des événements qui se produisent lorsqu'un utilisateur place un appel est la suivante: lorsqu'une unité mobile a l'intention de placer un appel, elle est mise "en attente" (idle state). Le balayage des fréquences des canaux "en acquisition" est alors effectué: celui qui présente la porteuse la plus intense est alors retenu. Comme nous l'avons mentionné pré-

cédemment, il s'agira normalement de la fréquence allouée au canal en acquisition de la cellule dans laquelle se trouve l'unité mobile. A des intervalles donnés cependant, le microprocesseur à bord de l'unité mobile balaie à nouveau l'ensemble des canaux pour déterminer si les mouvements du véhicule n'ont pas créé une situation telle que la fréquence du canal en acquisition d'une autre cellule soit maintenant la plus appropriée.

Dans le cas où un appareil fixe désire appeler une unité mobile, les opérations principales sont les suivantes. Le numéro appelé par le client fixe est transmis sur tous les canaux "en acquisition" de la région couverte par l'ensemble des cellules. L'unité mobile reçoit le message et s'identifie sur le canal "en acquisition" qui présente la porteuse la plus intense avec un code qui indique la cellule dans laquelle il se situe. L'ordinateur central (MTSO) attribue alors un canal vocal non utilisé dans cette cellule et connecte l'abonné fixe à un câble qui se termine dans la cellule en question. Le MTSO transmet ensuite des données numériques à l'unité mobile qui lui permettent de sélectionner le canal vocal attribué à cette conversation. La sonnerie du téléphone mobile est alors activée et la communication est établie dès que l'abonné, à l'intérieur de l'unité mobile, décroche le récepteur.

Les appels provenant d'une unité mobile sont acheminés de façon à peu près similaire mais avec quelques éléments additionnels. L'abonné à bord de l'unité mobile compose le numéro qu'il désire atteindre et les différents chiffres sont mémorisés dans un registre. Lorsque la composition est terminée, il appuie sur le bouton "SEND" qui transmet sur un canal "en acquisition" son code d'identification et le numéro de l'abonné à atteindre. L'ordinateur central (MTSO) identifie alors un canal vocal non utilisé dans la cellule d'où vient l'appel, connecte ce dernier à un câble se terminant dans la cellule et envoie simultanément les données requises à l'unité mobile pour sélectionner le canal vocal alloué. L'abonné dans l'unité mobile entend alors une sonnerie qui lui indique qu'il peut décrocher son appareil et, dès que le client appelé a répondu, la communication est établie.

E) Le passage d'une cellule à l'autre

Lorsqu'une conversation entre une unité mobile et un abonné est en cours et que le véhicule entre dans une autre cellule, il est nécessaire de prévoir la possibilité d'acheminer automatiquement la communication par une

voie différente sans pour autant interrompre les deux abonnés. La façon dont ceci est effectué est la suivante: tout au cours de la conversation, l'intensité de la porteuse est mesurée à des intervalles réguliers et dès qu'il devient apparent que l'unité mobile doit être transférée à la cellule adjacente, des signaux de contrôle sont émis sur le canal vocal. Le microprocesseur, à l'intérieur de l'unité mobile, syntonise alors le canal alloué à la nouvelle cellule. Effectivement, la conversation est interrompue durant un bref instant mais cet intervalle de temps est si court que la majorité des abonnés ne le réalisent même pas.

5.3 CONCLUSIONS

Il y aurait évidemment beaucoup d'autres points à couvrir sur le système AMPS mais on retrouve de nombreux détails additionnels dans la référence utilisée [25] pour décrire ici les éléments essentiels. En particulier, l'étude des problèmes de propagation associés à ce système a fait l'objet de considérations assez poussées [25, pp. 97-122]. Les résultats obtenus sont cependant contenus dans l'ensemble de nos analyses sur les problèmes de propagation en milieu urbain et nous avons jugé qu'il n'était pas utile de les répéter à nouveau ici.

Globalement, on peut conclure que des informations supplémentaires sur le système AMPS seront disponibles bientôt car il est présentement à l'essai dans la ville de Chicago. Nul doute qu'il s'agit d'un développement que le CRC doit suivre de très près car ce système sera certainement disponible au Canada au cours des prochaines années.

Chapitre 6

LE SYSTEME JAPONAIS DE RADIO MOBILE A GRANDE CAPACITE

Au Japon, la société d'état "Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation" a entrepris le développement et l'implantation de systèmes de radio mobile dès 1948. En particulier entre 1953 et 1967, elle a complété l'étude d'un système automatique de radio mobile en milieu urbain, opérant dans la bande de 400 MHz. Bien que ce système n'ait jamais franchi le cap de l'utilisation commerciale, en raison de la non-disponibilité d'une bande adéquate, il a néanmoins servi de support au développement d'un système mobile d'urgence, utilisable en cas de catastrophes naturelles (tremblements de terre) ayant endommagé le réseau classique de téléphone. Le système a également servi de point de départ à l'étude d'un nouveau système de radio mobile à haute capacité opérant dans la bande de fréquence de 800 MHz.

L'étude de ce système a été menée à partir de 1967 par la division "Electrical Communication Laboratory" de NTT. Dans un tel système, certains problèmes techniques prennent une importance considérable. Citons en particulier, les conditions de propagation et plus généralement les caractéristiques de la transmission, la continuité dans les communications, ainsi que la détermination de la position de l'unité mobile. De 1967 à 1970 furent menées les études théoriques relatives à l'ensemble du projet, et les premières réalisations d'équipement spécifiques. En 1971, débuta une première série de tests visant à vérifier les résultats théoriques relatifs aux conditions de propagation et aux caractéristiques des signaux transmis. Une seconde campagne d'essais, menée sur un réseau réduit en 1974-75, permit de s'assurer du bon fonctionnement global du système, et de mesurer certains paramètres relatifs à l'exploitation. L'installation des équipements définitifs débuta en 1977, et la mise en service commerciale était prévue pour le printemps 1979 dans la région de Tokyo.

Mentionnons que la revue japonaise "Electrical Communication Labora-

tory Review" a consacré entièrement son numéro de décembre 1977 à la présentation de ce projet [26].

6.1 OBJECTIFS ET CARACTERISTIQUES DU SYSTEME

Le système a été développé en vue d'obtenir un réseau national, intégré au réseau téléphonique régulier, entièrement automatique (appels, facturations, ...), et capable de desservir un grand nombre d'abonnés (jusqu'à 100 000 dans la même région) grâce à une utilisation efficace des fréquences disponibles.

Pour rencontrer ces objectifs le système présente en particulier les caractéristiques suivantes [27]:

- L'emploi de la méthode cellulaire, combinée avec l'utilisation d'une modulation de phase à bande étroite, permet une utilisation efficace des fréquences dans la bande 800 MHz, et contribue à la bonne qualité des communications. La méthode cellulaire consiste à diviser la région desservie en plusieurs zones radio de petite superficie, ce qui permet la réutilisation des mêmes fréquences dans des régions relativement proches les unes des autres.

- L'unité mobile a accès à de nombreux canaux (possibilité de syntonisation de 600 canaux) afin de pouvoir entrer en communication avec n'importe quelle zone. Cette accessibilité accrue a également pour effet d'augmenter le taux d'utilisation des canaux.

- L'unité mobile transmet automatiquement tout changement survenant dans sa position, à un central de commutation, lorsqu'elle passe d'une région à une autre. Ainsi lorsqu'un appel destiné à une unité mobile est reçu, le système ne le transmet que vers l'unique région mémorisée, correspondant à cette unité.

- Si l'unité mobile change de zone radio au cours d'une conversation, le canal utilisé est automatiquement commuté tant au niveau du central de commutation, qu'au niveau de l'unité mobile. Les détections automatiques nécessaires à l'accomplissement des deux dernières fonctions mentionnées ci-dessus sont réalisées simplement en comparant les niveaux relatifs de signal reçu sur les autres canaux, lorsque le signal reçu sur le canal sélectionné devient faible. Mentionnons pour terminer que le système détecte automatiquement les appels impossibles (ex: numéro non attribué) préalablement à toute tentative visant à établir la communication.

6.2 CONFIGURATION SPATIALE DU RESEAU

Entre les indispensables stations fixes et unités mobiles, qui sont la base de tout système de radio mobile, le système japonais intercale une station de contrôle, dont le rôle sera justement la gérance de l'ensemble des signaux radio de contrôle. En pratique, le réseau mobile est composé de centraux de commutation (Automobile Switching Center: AMC), de stations de contrôle (Mobile Control Station: MCS), de stations fixes de zones (Mobile Base Station: MBS), d'unités mobiles (Mobile Subscriber Station: MSS) et de lignes de transmission joignant d'une part le central aux stations de contrôle qui lui sont associées et, d'autre part, les stations de contrôle aux stations fixes de zone. La figure 6-1 précise l'ensemble de cette configuration. Les fonctions principales de chaque élément peuvent être décrites brièvement comme suit:

- Le central de commutation est construit à partir du central électronique utilisé sur le réseau téléphonique régulier. Il est modifié de façon à permettre certaines opérations propres à la radio mobile; citons en particulier: mémorisation et actualisation de la position d'une unité mobile, commutation de canal lorsqu'un abonné change de zone radio au cours d'un appel.

- La station de contrôle gère l'ensemble des signaux contrôlant les conditions et la qualité des communications, incluant les signaux de commande de commutation lors du passage d'une zone à une autre. De plus, cette station contrôle la transmission des appels et l'actualisation de l'emplacement des unités mobiles situées dans son champ d'action. Enfin elle achemine les informations requises par les autres composants du système et supervise le bon fonctionnement de la station fixe de zone et des circuits radio.

- La station fixe de zone, entièrement automatique, relaie dans les deux sens les signaux radio, et mesure la qualité de la communication en vue de la commutation de canal en cas de changement de zone. L'antenne de référence est une antenne-réseau omnidirectionnelle installée à l'extrémité d'une tour. Le gain par rapport au doublet demi-onde est de 11 dB et l'alimentation se fait avec une progression de phase de 90°. La station est équipée de circuits vérifiant son fonctionnement, les anomalies relevées étant transmises à la station de contrôle.

- L'unité mobile a pour fonction principale de transmettre et de recevoir les signaux radio, de plus elle commute automatiquement les canaux et, enfin,

elle informe le central de sa position en lui envoyant les signaux appropriés, par l'intermédiaire des stations de zone et de contrôle. Le nombre élevé de canaux accessibles par unité et la haute stabilité requise par la modulation PM à bande étroite, rendent nécessaire l'utilisation de synthétiseurs numériques de fréquences radio.

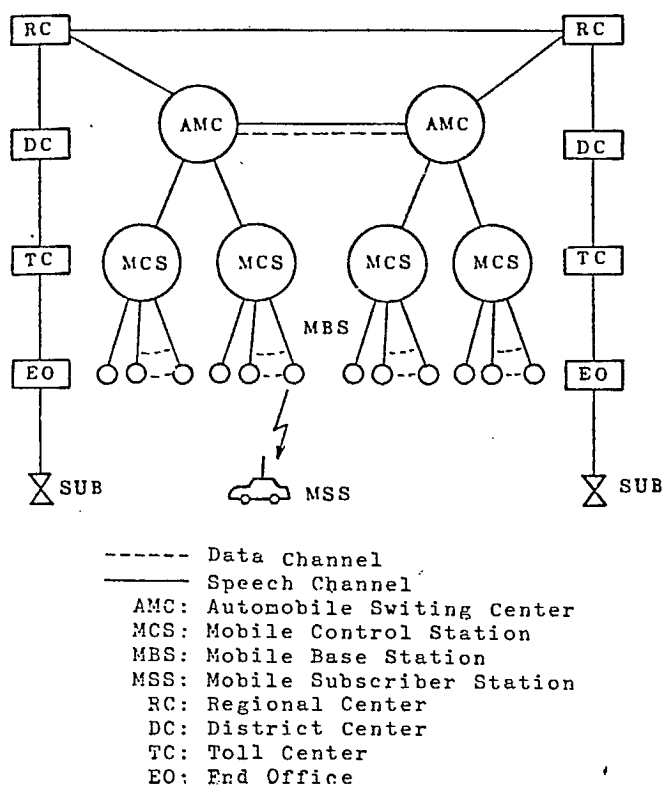


Figure 6-1 Organisation spatiale du réseau (Source: H. Kubota [26]).

6.3 TRAITs CARACTERISTIQUES DU SYSTEME

Ce système à grande capacité, se distingue des autres installations existantes en particulier par son concept original de zones, par les techniques de contrôle employées (plusieurs zones utilisant les mêmes signaux de contrôle), par l'utilisation de canaux différents pour chaque fonction, et par la commutation automatique de canal en cours de conversation.

Comme nous l'avons précédemment mentionné, la région desservie est couverte par de nombreuses zones radio de faible étendue. Chaque zone correspond à l'aire de service d'une station fixe, à laquelle est attribué, en tenant

compte des risques d'interférence, un certain nombre de canaux radio. Outre l'augmentation considérable du nombre possible d'abonnés, cette technique permet également l'utilisation d'équipements de puissance moindre, ainsi que la minimisation des installations visant à éliminer les interférences; ces points prenant toute leur importance lors d'une application commerciale. Un certain nombre de ces zones élémentaires sont regroupées pour constituer une zone de contrôle, sous la supervision d'une station de contrôle. Lorsqu'un appel est destiné à une unité mobile, un signal particulier est transmis simultanément à toutes les stations fixes de zone situées dans la région où le véhicule est localisé, cette région pouvant correspondre à une ou à quelques zones de contrôle, et c'est cette région de localisation qui est mémorisée et actualisée lorsque nécessaire par le central de commutation.

Dans les systèmes classiques de radio mobile, les canaux accessibles par l'unité mobile sont peu nombreux. Aussi sont-ils utilisés à la fois pour la transmission de la voix et des signaux de contrôle. De plus, le repérage du canal à utiliser est effectué par balayage cyclique de la gamme disponible. Etant donné le grand nombre de canaux accessibles sur ce système, la technique de balayage nécessiterait un temps de sélection trop important. C'est pourquoi certains canaux sont réservés spécifiquement pour la transmission des signaux de contrôle. De plus, pour améliorer l'efficacité de ces signaux de contrôle, ceux-ci sont subdivisés en deux groupes, l'un servant essentiellement à la sélection des canaux vocaux assignés à l'unité mobile par la station de contrôle, ainsi qu'à l'établissement de la communication lorsque celle-ci est dirigée vers une unité mobile, et l'autre ayant plutôt pour but de transmettre les informations originant de l'unité mobile et destinées à d'autres composants du système.

Comme nous l'avons déjà noté les canaux vocaux sont spécifiquement attribués à chaque station fixe de zone suivant la densité du trafic prévu et éventuellement réemployés dans une autre zone une fois les risques d'interférences pris en compte. Par contre les canaux de contrôle sont les mêmes pour toutes les zones radio gérées par la même zone de contrôle. Ainsi les signaux "descendants" (de la station fixe de zone vers l'unité mobile) peuvent être transmis presque en continu, ce qui assure un taux d'occupation du canal très élevé. Pour les signaux "montants" (de l'unité mobile vers la station de zone), la station de contrôle transmet sur le canal de contrôle un signal témoin précisant à l'unité mobile si l'accès à ce canal de contrôle est libre ou non.

Cette technique permet d'éviter les interférences que produiraient des tentatives d'appel simultanées en provenance d'un grand nombre d'unités mobiles, et contribue ainsi à augmenter le taux d'occupation potentiel du canal. Dans le cas de zone à faible trafic cette disposition permettra de se contenter de seulement deux canaux de contrôle (typiquement un dans chaque sens).

La décomposition des fonctions à assumer par le système, en un grand nombre de composants relativement élémentaires, permet d'optimiser les conditions de transmission. En effet la technique de transmission utilisée va être différente suivant le type de canal envisagé, le signal étant transmis suivant les cas soit sous forme analogique (canaux vocaux), soit sous forme digitale à 300 ou 1200 bits/s en utilisant des techniques telles que "NRZ-FSK" et "Split-Phase-FSK" [27]. Signalons pour terminer que les bandes utilisées par la transmission sont séparées des bandes de réception, dans le but de réduire les interférences entre émetteur et récepteur. Cette technique permet de plus d'utiliser économiquement la même antenne à la fois pour la transmission et pour la réception.

Lorsqu'un abonné se déplace d'une zone radio vers une autre durant une conversation la qualité de la réception se détériore. Les stations de zone voisines détectent alors le rapport signal-bruit de ce signal, sous la supervision de la station de contrôle. Cette dernière peut ainsi identifier la zone où la réception est la meilleure et commander à l'unité mobile la syntonisation du canal disponible choisi dans la nouvelle zone. La station de contrôle transfère également l'information au central de commutation, en vue d'une part de commuter le canal de transmission et, d'autre part, de mettre à jour le fichier contenant la position des unités mobiles. L'ensemble de cette procédure entièrement automatique est accomplie via un canal spécifiquement réservé à cet usage sur lequel les signaux sont transmis sous forme numérique. La commutation de canal au niveau des différents éléments du système se fait de manière quasi simultanée, mais une interruption dans la conversation ne peut toutefois pas être évitée. Le temps d'interruption est cependant très court (inférieur à 0,8 seconde) et les interférences sont peu importantes.

6.4 INFLUENCE DES CONDITIONS DE PROPAGATION

Comme nous l'avons déjà explicité dans un chapitre précédent, le niveau instantané du signal reçu dans un système de radio mobile peut être décrit statistiquement par la superposition d'une densité de probabilité de Rayleigh qui représente les variations rapides dues aux réflexions multiples et d'une densité de probabilité log-normale qui représente la variation du niveau moyen du signal lorsque l'on passe d'un secteur urbain à un autre. A Tokyo, la déviation standard de l'atténuation a été mesurée. Elle fluctue entre 5 et 7 dB suivant la topographie locale. Précédemment, nous avons également décrit, comme étant un paramètre intéressant, le bruit généré par les systèmes d'allumage des autres véhicules. Ce facteur a lui aussi été mesuré et il vaut au maximum, dans la zone la plus bruyante, 10 dB μ V QPM (Quasi-Peak-Mean) à la sortie de l'antenne omnidirectionnelle de l'unité mobile avec un gain d'antenne de 0 dB.

Les spécifications des circuits sont fixées par le niveau de signal requis pour obtenir une bonne qualité de parole exprimée en terme d'intelligibilité de la voix. L'affaiblissement du niveau du signal dû à la fluctuation de type Rayleigh, étant très rapide, sera relié directement au pourcentage d'intelligibilité de la voix, alors que l'influence de la variation lente du signal local moyen sera exprimée sous la forme d'une fraction du temps pendant laquelle ce niveau moyen n'est pas satisfaisant. Le pourcentage d'intelligibilité requis est fixé à 80%, cette valeur étant la même que pour le réseau classique japonais, sur une étendue limitée à 96% de la zone desservie. Il est estimé que le pourcentage inférieur obtenu dans le reste de la zone est dû pour moitié au bruit thermique et pour moitié aux interférences entre canaux. Des courbes expérimentales analogues à celle de la figure 6-2 permettent de relier les niveaux des signaux et le rapport signal requis - signaux interférents au pourcentage d'intelligibilité en présence de l'atténuation de type Rayleigh.

Pour un taux d'intelligibilité de 80%, les résultats suivants ont été relevés:

- niveau du signal à l'entrée du récepteur de la station de zone > 7 dB μ V
- niveau du signal à l'entrée du récepteur de la station mobile > 14 dB μ V
- rapport signal désiré - interférences > 15 dB

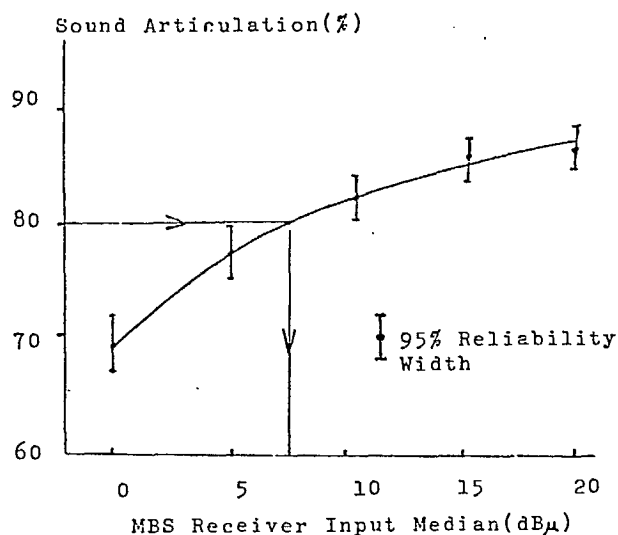


Figure 6-2 Pourcentage d'intelligibilité de la voix en fonction du niveau de signal reçu à l'entrée du récepteur de la station fixe de zone. (Source: T. Kamata [28]).

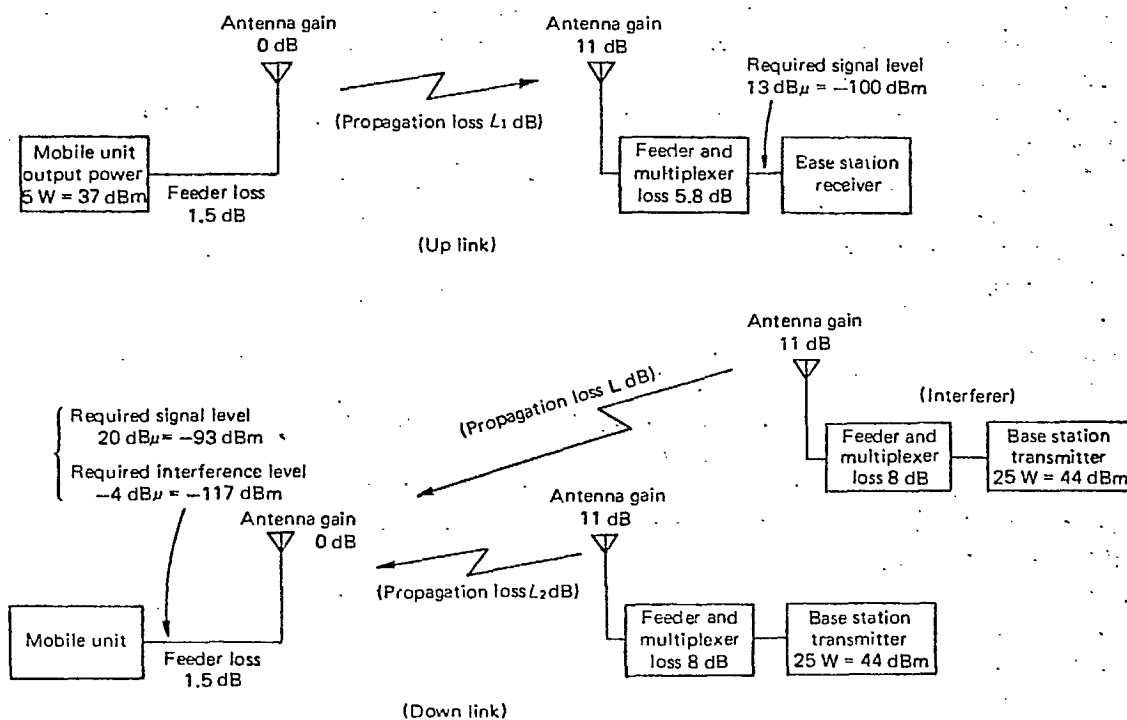


Figure 6-3 Conditions imposées au circuit. (Source: T. Kamata [28]).

Par ailleurs, pour tenir compte des fluctuations du niveau du signal local moyen, les valeurs mentionnées ci-dessus doivent être augmentées de 7 dB pour les niveaux et de 9 dB pour le rapport signal désiré - interférences, en considérant une déviation standard de 6.5 dB [28]. La figure 6-3 résume l'ensemble des conditions imposées au circuit. De cette figure, il est aisé de déduire que les pertes admissibles dans la propagation sont de 140.7 dB dans le sens unité mobile vers station de base, et de 138.5 dB dans le sens inverse. De plus; les signaux interférents doivent être atténués de 162.5 dB, cette atténuation étant la différence entre les puissances transmises et reçues lorsque le gain de l'antenne vaut 0 dB tant à la transmission qu'à la réception. Mentionnons également que ces valeurs vont permettre de fixer d'une part le rayon d'une zone élémentaire, en estimant la distance qui conduit à une perte dans la propagation de 138.5 dB, et d'autre part la distance devant séparer deux stations utilisant les mêmes fréquences en prenant la valeur de 24 dB nécessaire au rapport signal désiré - interférences.

6.5 RESUME DES PARAMETRES ET CARACTERISTIQUES PRINCIPALES

- Fréquences radio: bande 800 MHz
 - Actuellement de la station de zone vers l'unité mobile: bande 870-885 MHz
 - Actuellement de l'unité mobile vers la station de zone: bande 925-940 MHz
- Un deuxième groupe de canaux est prévu pour une expansion future dans les bandes (860-875) et (915-930) MHz.
- Nombre de canaux radio: de l'ordre de 1000 (une fois le système complété).
- Espacement entre canaux adjacents: 25 kHz.
- Canaux émetteur et récepteur séparés de: 55 MHz.
- Modulation: de phase à bande étroite (déviations maximum ± 5 kHz).
- Puissance transmise: station de zone 25 W
 - unité mobile 5 W
- Rayon des zones radio élémentaires: milieu urbain 5 km
 - milieu suburbain 10 km
- Canaux accessibles par chaque unité mobile: 600 (grâce à l'utilisation de synthétiseurs numériques de fréquence).

- Systèmes de communication:

- canaux vocaux analogiques,
- canaux de contrôle numériques: FSK, 300 et 1200 bits/s.

- Capacité du système:

- intelligibilité supérieure à 80% dans 96% de la zone desservie;
- taux d'appels complétés: 97%;
- système de commutation: 1500 Erlang;
- nombre maximum de stations de contrôle par central de commutation: 6;
- nombre maximum de stations de base par station de contrôle: 32;
- nombre maximum de canaux radio par station de base: 128;
- nombre maximum d'abonnés par région: de l'ordre de 100 000.

Chapitre 7

SYSTEMES A ETALEMENT SPECTRAL

Les systèmes de communication à étalement spectral (spread spectrum) ont été étudiés et utilisés pour un certain nombre d'applications particulières [29]. Alors que les systèmes classiques avec multiplexage en fréquence tendent à être limités en performance par le niveau du bruit à l'intérieur de chaque canal, c'est l'interférence qui tend à être le principal facteur limitatif de la performance des systèmes à étalement spectral.

En général, on considère que l'efficacité de l'utilisation du spectre est meilleure avec un système fonctionnant selon le principe du multiplexage en fréquence plutôt qu'avec un système à étalement spectral.

Il faut mentionner cependant que des chercheurs [30,31,32,33,34] ont récemment proposé les systèmes à étalement spectral comme étant une alternative viable aux systèmes conventionnels pour la radio mobile. L'argument invoqué est que, dans les nouveaux systèmes cellulaires avec réutilisation de fréquence dans une cellule voisine, on est limité tout aussi bien par l'interférence à l'intérieur du canal que par le bruit: dans ces circonstances il n'est pas clair que l'efficacité de l'utilisation du spectre avec des canaux FM multiplexés en fréquence soit meilleure, à performance égale, que celle d'un système à étalement spectral. D'autres études [35] cependant maintiennent que le système conventionnel avec canaux FM multiplexés en fréquence conserverait un certain avantage, même dans les conditions de propagation qui se retrouvent dans un environnement radio-mobile urbain.

Dans certaines applications où les erreurs de transmission doivent être maintenues à un taux très faible, il peut être nécessaire d'envisager des techniques telles que répétition de l'information, utilisation de codes correcteurs d'erreur, etc. Il est possible qu'un système à étalement spectral se prête fort bien à de telles applications: il permettrait, par exemple, de transmettre les bits utilisés par l'algorithme de correction d'erreur à des fréquences qui diffèreraient d'au moins une largeur de bande de cohérence,

telle que définie au chapitre 3. Ce serait là justement prendre un avantage de la sélectivité en fréquence du fading, ce qu'un système FM conventionnel ne peut faire.

Quoi qu'il en soit des mérites plus ou moins grands des systèmes à étalement spectral, ils peuvent de toutes façons s'avérer intéressants pour des applications particulières. Aussi l'étude de leur performance s'impose-t-elle au même titre que l'étude de la performance d'autres systèmes. Cette étude soulève un intérêt soutenu et de nombreuses questions à propos de la performance et de l'utilisation du spectre sont encore sans réponse.

7.1 DESCRIPTION DU SYSTEME

Les systèmes à étalement spectral étudiés pour fin de radio mobile sont du type à saut de fréquence avec modulation différentielle de phase (FH-DPSK: Frequency Hopped Differential Phase Shift Keying).

Dans un tel système, chaque usager transmet une séquence particulière de fréquences: cette séquence est de durée n , c'est-à-dire que la séquence est un signal formé d'une succession de n ondes de fréquence différente, tel que représenté ci-après à la figure 7-1, laquelle est tirée de la référence [34]. Cette séquence est répétitive, c'est-à-dire que le transmetteur l'émet continuellement lorsqu'il est en opération. Chaque usager est caractérisé par sa séquence propre. A la transmission, un des éléments de chaque séquence est inversé en phase pour transmettre l'information; à la réception, le récepteur se synchronise sur la séquence reçue et cherche à trouver celui des éléments de la séquence dont la phase a été inversée afin de recouvrer l'information. On trouve à la figure 7-2 un modèle d'un transmetteur et récepteur FH-DPSK, tiré de la référence [35].

La station centrale doit posséder une réplique de la séquence propre à chaque usager afin de pouvoir lui transmettre et en recevoir des messages. La station centrale doit également pouvoir contrôler le niveau de la puissance de transmission de chaque usager afin d'éviter qu'un usager ne cause un niveau d'interférence trop élevé. Règle générale, la puissance de transmission du poste mobile doit augmenter en fonction de la puissance 4 de la distance entre l'utilisateur et la station centrale.

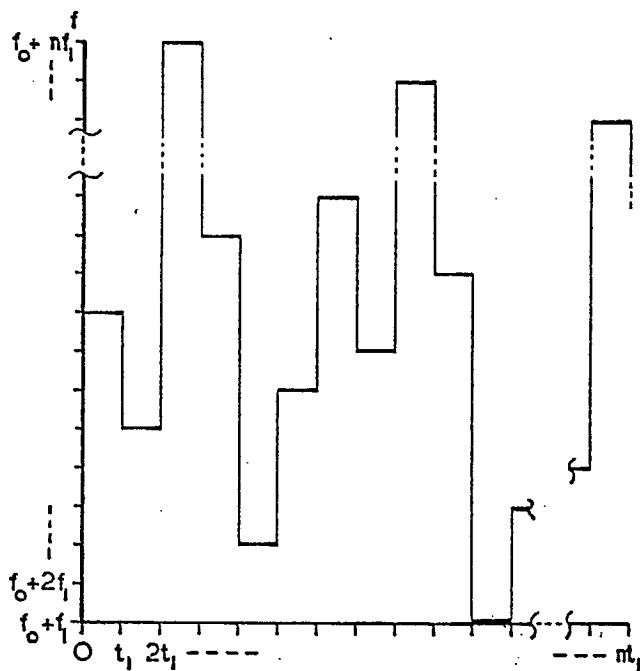


Figure 7-1 Représentation temps-fréquence d'un signal à saut de fréquence (selon [34]).

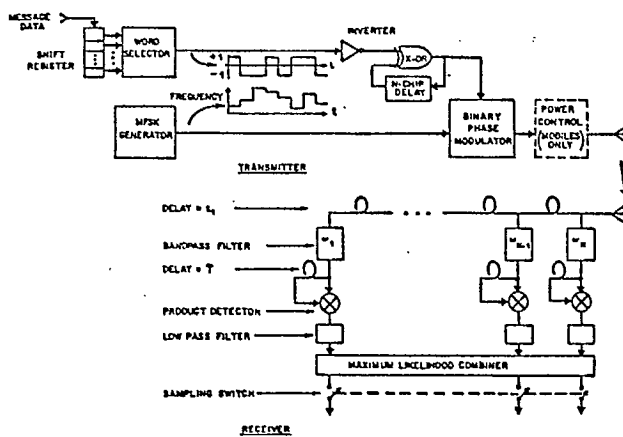


Figure 7-2 Modèle d'un transmetteur et d'un récepteur FH-DPSK (selon [35]).

7.2 PERFORMANCE ET UTILISATION DU SPECTRE

Différentes évaluations ont été faites sur la performance comparative d'un système à étalement spectral et d'un système à canaux FM multiplexés en fréquence.

Les différentes évaluations ont fait et font encore l'objet de controverses, ce qui n'est pas surprenant étant donné qu'on cherche à évaluer la performance moyenne de systèmes radio-mobile de type cellulaire avec lesquels on n'a que peu d'expérience et qui sont encore à l'état expérimental, étant donné le très grand nombre de paramètres dont il faut tenir compte, et étant donné le peu de précision avec lequel on est capable de modéliser les phénomènes de propagation.

C'est ainsi que Cooper et Nettleton [32] ont tenté d'évaluer pour un système à cellules hexagonales le nombre d'appels par mégahertz de largeur de bande pour chaque cellule. Ces auteurs évaluent que, sous différentes conditions, ce rapport est en faveur des systèmes à étalement spectral par un facteur variant entre 2 et 5.

Par contre, Henry [35] arrive, lui, avec un modèle assez simple, à la conclusion que c'est le système à canaux FM multiplexés qui détient un certain avantage.

7.3 CONCLUSION

L'étude des systèmes à étalement spectral en est encore à ses débuts et il reste de nombreuses questions à élucider avant que ces systèmes puissent être introduits sur une base généralisée dans des systèmes de radio-mobile.

De plus, les systèmes FM ont l'avantage d'une très grande simplicité et il est clair que cette technique continuera à être utilisée pour la prochaine génération de systèmes de radio-mobile, c'est-à-dire les systèmes cellulaires. Même si on parvenait éventuellement à démontrer un certain avantage pour les systèmes à étalement spectral, il n'est pas certain du tout que cette nouvelle technique parviendrait à s'imposer.

Pour des applications particulières cependant, les systèmes à étalement

ment spectral sont susceptibles d'être utilisés beaucoup plus rapidement. La performance de ces systèmes est donc un sujet qui mérite une étude attentive.

Chapitre 8

CONCLUSION

Cette étude a permis de mettre en évidence les diverses approches utilisées pour caractériser la performance des systèmes de communications numériques opérant en milieu urbain. Dans un premier temps, nous avons identifié les paramètres d'intérêt les plus importants qui permettent de caractériser avec une simplicité suffisante le milieu urbain et peuvent être introduits immédiatement dans le programme de prédiction de performance actuellement en usage au CRC.

Nous avons d'ailleurs présenté une version d'un programme permettant le calcul du taux d'erreur de transmission en tenant compte des fluctuations rapides et lentes subies par le signal. Subséquemment, nous avons analysé en détail les approches de caractérisation du canal dans les domaines temporels et fréquentiels. A cette fin, nous avons élaboré sur la mesure de la réponse impulsionnelle qui apparaît être une technique de laquelle on peut extraire un ensemble de paramètres significatifs de la performance des systèmes de communications numériques.

L'étude de la modélisation et de la simulation d'un canal de transmission sous l'aspect impulsionnel a également fait l'objet d'une étude détaillée et un ensemble de conclusions relatives aux possibilités d'utilisation au CRC ont été émises. De même, des considérations pertinentes aux systèmes en voie de développement, particulièrement aux Etats-Unis et au Japon, ont été amenées et discutées dans le contexte de leur implantation éventuelle au Canada.

Il est cependant très évident de constater que la description statistique du signal reçu lors de la transmission d'un signal de type impulsionnel est fort complexe et peut impliquer un grand nombre de paramètres; par exemple:

- 1) le nombre de composantes distinctes dues à la propagation multivoie identifiables à la réception,
- 2) la distribution des délais entre les composantes consécutives,
- 3) la distribution du délai entre le début et le maximum du signal reçu,

- 4) l'étalement du signal reçu (time-delay spread), défini comme la racine carrée du moment de deuxième ordre de l'amplitude du signal reçu en fonction du délai,
- 5) la largeur de bande de corrélation ou de cohérence (correlation bandwidth) du signal reçu, qui est fonction de la corrélation entre les composantes fréquentielles du signal reçu,
- 6) les variations de la densité de puissance du signal reçu en fonction du temps et de l'espace,
- 7) le spectre Doppler du signal reçu.

On trouve déjà dans la littérature un bon nombre de données et de mesures de ces paramètres statistiques. Cette étude a permis d'identifier partiellement les paramètres statistiques dont la connaissance est importante pour prédire adéquatement la performance d'un système de transmission, étant entendu que certains paramètres peuvent être importants dans certains cas (selon le type de transmission, le taux de transmission, la largeur de bande, etc.) et l'être beaucoup moins dans d'autres cas.

Cependant des études additionnelles sont requises particulièrement:

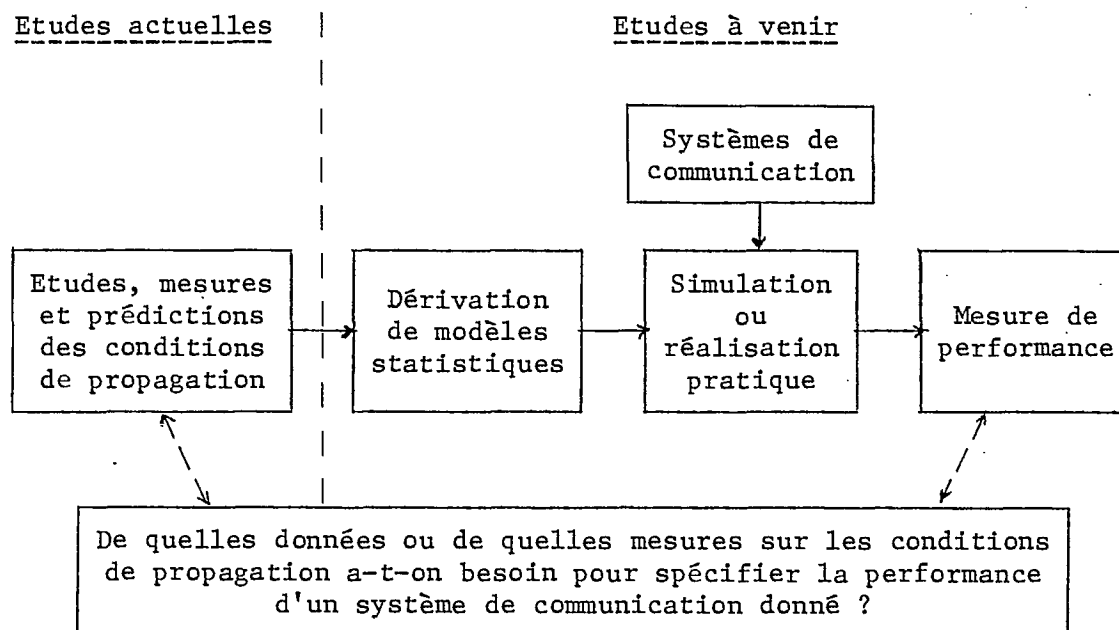
- a) pour faire un modèle statistique adéquat qui décrive la variation des paramètres identifiés comme importants selon les caractéristiques du milieu urbain;
- b) pour déterminer dans quels cas les données qui sont disponibles dans la littérature sont suffisantes et dans quels cas des campagnes de mesures additionnelles seraient nécessaires ou utiles pour bâtir le modèle statistique ou pour le valider pour les milieux urbains qu'on retrouve au Canada.

Il s'agit cependant là d'études très complexes que nous n'avons vraiment pas pu entreprendre dans le cadre des travaux prévus pour l'année en cours et pour lesquelles nous avons sollicité un renouvellement du contrat.

Ce que l'on peut viser à long terme par ce projet est donc de faire une liaison plus étroite entre les études de propagation et les études de la performance des systèmes de communication. On pourrait éventuellement en arriver à disposer de données sur la propagation et d'études qui permettent de comparer de façon tout à fait générale la performance de plusieurs systèmes de communication. Dans le cas de la radio mobile, on pourrait par exemple comparer le FM, le SSB, un système numérique simple comme le FSK ou un système so-

phistiqué à étalement spectral.

Dans sa généralité, le problème pourrait se représenter sous la forme du bloc-diagramme ci-après:



Globalement, si l'objectif à long terme d'un tel programme de recherche est d'en arriver à caractériser les conditions de propagation de telle sorte qu'on puisse analyser et prédire la performance de tout type de systèmes de communication, il est nécessaire d'envisager à court terme des objectifs beaucoup plus étroits.

Il serait particulièrement souhaitable, dans une prochaine étape:

- 1) d'étudier de façon générale et pour une variété de systèmes les relations entre les conditions de propagation et la prédiction de la performance de systèmes de communication;
- 2) de faire une étude des différentes approches ou méthodes (analytiques, simulation, construction hardware) qui peuvent être utilisées pour prédire la performance des systèmes de communication pour différentes conditions de propagation, en s'intéressant surtout aux systèmes mobiles en milieu urbain;
- 3) d'entreprendre une étude pilote sur un cas précis.

Dans le cadre de l'objectif mentionné en 1) ci-dessus, il importe de chercher à préciser l'importance que peut avoir tel ou tel paramètre statistique pour le design d'un système. Ainsi, on peut supposer que les sept paramè-

tres statistiques mentionnés plus haut pour décrire le signal reçu lors de la transmission d'un signal impulsionnel ne sont pas tous importants ou même significatifs pour le design de tous les systèmes de communication. Il est donc nécessaire de bien faire ressortir cette relation et de déterminer pour quelles conditions et pour quels types de système la connaissance de tel paramètre devient importante.

Dans le cadre de l'objectif 2), on doit chercher à déterminer les approches (analytiques, par simulation, par construction hardware) qui peuvent être utilisées pour évaluer l'influence des conditions de propagation sur la performance des systèmes de communication et à départager les mérites de chacune.

Dans le cadre de l'objectif 3), une étude pilote, par simulation, d'un cas précis doit être entreprise. Le système choisi dépendra du résultat des recherches en 1) et 2) ci-dessus et sera de préférence un système simple et commun comme le FSK binaire opérant à un taux de transmission relativement faible (1200 bits/seconde).

Globalement, on peut donc conclure que l'approche utilisée dans cette étude est conséquente avec la complexité du problème à l'étude et que de nombreux autres résultats très intéressants pourront être obtenus lors de prochaines étapes.

Bibliographie

- [1] F. HANSEN, F.I. MENO, "Mobile fading - Rayleigh and log-normal superimposed", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-26, n° 4, pp. 332-335, novembre 1977.
- [2] R.C. FRENCH, "Error performance in mobile radio data transmission in the urban environment", Nachrichten Technische Zeitschrift, vol. 31, pp. 200-203, mars 1978.
- [3] 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.
- [4] R.C. FRENCH, "The effect of fading and shadowing on channel reuse in mobile radio", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-28, n° 3, pp. 171-181, août 1979.
- [5] 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.
- [6] A.G. LONGLEY, P.L. RICE, "Prediction of tropospheric radio transmission loss over irregular terrain - A computer method", ESSA Tech. Rep., ERL79-ITS67, 1968.
- [7] 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.
- [8] J. DURKIN, "Computer prediction of service areas for VHF and UHF land mobile radio services", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-26, n° 4, pp. 323-327, novembre 1977.
- [9] F.H. PALMER, "The CRC VHF/UHF propagation prediction program: description and comparison with fields measurements", AGARD Symposium, Ottawa, avril 1978.
- [10] R.C. FRENCH, "Mobile radio data transmission in the urban environment", IEEE Intl. Conf. on Communications, Philadelphie, pp. 27-15/27-20, 14-16 juin 1976.
- [11] W.C. JAKES, Ed., "Microwave mobile communications", New York: John Wiley and Sons, pp. 79-131, 1974.
- [12] 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.

- [13] R.C. FRENCH, "Radio propagation in London at 462 MHz", Radio and Electronic Engineer, vol. 46, pp. 333-336, juillet 1976.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] H. HASHEMI, "Simulation of the urban radio propagation channel", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-28, n° 3, pp. 213-225, août 1979.
- [23] H. SUZUKI, "A statistical model for urban radio propagation", IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, n° 7, pp. 673-680, juillet 1977.
- [24] 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.
- [25] The Bell System Technical Journal, vol. 58, n° 1, janvier 1979.
- [26] M. WATANABE, K. MIYAUCHI, et al., "Land mobile telephone system", Review of the Electrical Communication Laboratories", vol. 25, nos 11-12, pp. 1141-1296, novembre-décembre 1977.
- [27] H. KUBOTA, A. YOKOKURA, T. KIKUCHI, M. KOYAMA, "High capacity automobile telephone system - Part 1: System outline", Japan Telecommunications Review, vol. 21, n° 1, pp. 44-53, janvier 1979.

- [28] T. KAMATA, M. SAKAMOTO, K. FUKUZUMI, "800 MHz band land mobile telephone radio system", Review of the Electrical Communication Laboratories", vol. 25, n^{os} 11-12, pp. 1157-1171, novembre-décembre 1977.
- [29] R.C. DIXON, "Spread spectrum systems", New York, Wiley 1976.
- [30] G.R. COOPER, R.W. NETTLETON, "A spread spectrum technique for high capacity mobile communications", 27th IEEE Vehicular Technology Society Conf. Rec., Orlando, FL., pp. 98-103, 16-18 mars 1977.
- [31] D.P. GRYBOS, G.R. COOPER, "A receiver feasibility study for the spread spectrum high capacity mobile radio system", 28th IEEE Vehicular Technology Society Conf. Rec., Denver, Co., pp. 98-104, 23-24 mars 1978.
- [32] G.R. COOPER, R.W. NETTLETON, "A spread-spectrum technique for high capacity mobile communications", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-27, n^o 4, pp. 264-275, novembre 1978.
- [33] R.P. ECKERT, P.M. KELLY, "Implementing spread spectrum technology in the land of mobile radio services", IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, n^o 8, pp. 867-869, août 1977.
- [34] D.P. GRYBOS, G.R. COOPER, "Probability of error performance in the spread spectrum mobile communication receiver in a non-Rayleigh fading environment", 29th IEEE Vehicular Technology Society Conf. Rec., Arlington Heights, Ill., pp. 1-6, 27-30 mars 1979.
- [35] P. HENRY, "Spectrum efficiency of a frequency-hopped DPSK mobile radio system", 29th IEEE Vehicular Technology Society Conf. Rec., Arlington Heights, Ill., pp. 7-12, 27-30 mars 1979.

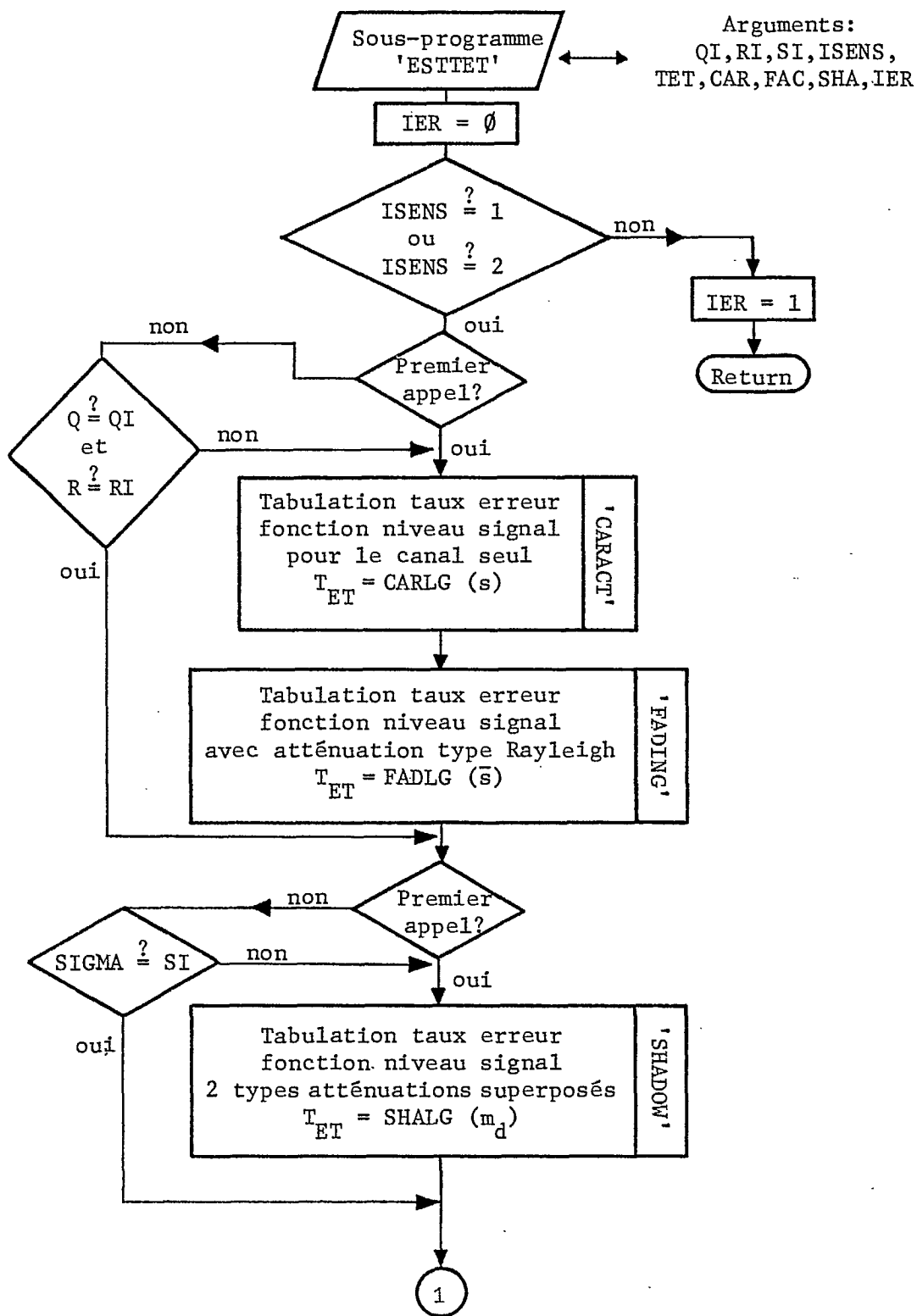
Annexe I

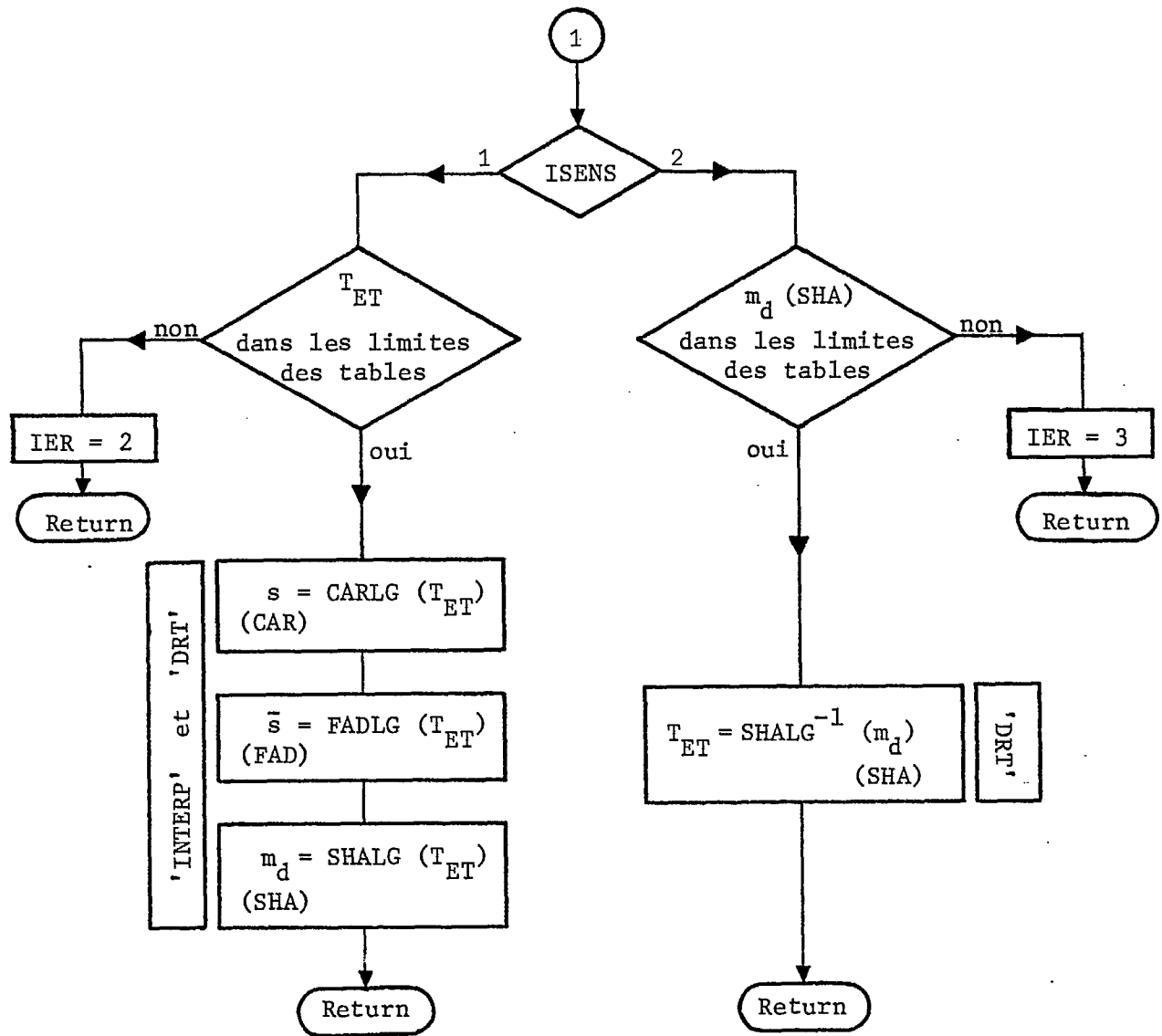
PROGRAMME DE CALCUL DE LA DISTRIBUTION DU TAUX D'ERREUR DE TRANSMISSION

Cette annexe contient le programme d'ordinateur, écrit en langage "FORTRAN", permettant de relier le taux d'erreur de transmission au niveau de signal reçu. La ligne de conduite adoptée pour réaliser cette opération a été décrite dans le paragraphe 2.4 du chapitre 2.

Un organigramme succinct est d'abord présenté dans les deux pages suivantes. Puis suit l'ensemble des "listings" du programme "ESTTET" (ESTimation du Taux d'Erreur de Transmission) et des sous-programmes qui lui sont associés. Tous ces programmes ont été conçus sous forme de modules indépendants, et les commentaires descriptifs sont directement incorporés à chaque bloc. Mentionnons ici que *ces commentaires sont rédigés à la fois en langue française et en langue anglaise.*

Pour terminer, nous présentons un exemple d'utilisation de ce programme, exemple nous montrant les deux types de résultats envisagés, à savoir d'une part, l'estimation du taux d'erreur de transmission lorsque le niveau du signal reçu est connu et, d'autre part, l'estimation du niveau de signal minimum requis ainsi que l'influence des fluctuations du signal sur ce niveau, à partir d'un taux d'erreur de transmission maximum souhaité.





 SUBROUTINE ESTTET(QI,RI,SI,ISENS,TET,CAR,FAD,SHA,IER)

RELIE LE TAUX D'ERREUR DE TRANSMISSION AU NIVEAU DU
 SIGNAL PAR UNE TABULATION DE COUPLES ASSOCIES DE CES 2 VARIABLES,
 DANS UN PREMIER TEMPS 'ESTTET' ACTUALISE LES TABLES,
 SI LES PARAMETRES D'ENTREE ONT ETE MODIFIE (OU EVIDEMMENT LORS DU
 PREMIER APPEL), CES PARAMETRES SONT
 * LES VALEURS CARACTERISANT LE SYSTEME QI ET RI
 * LA DEVIATION STANDARD DE L'ATTENUATION SI
 ENSUITE, 'ESTTET' DONNE POUR UNE VARIABLE LA VALEUR
 CORRESPONDANTE DE L'AUTRE, LA VARIABLE DE DEPART ETANT PRECISEE
 PAR LE POINTEUR ISENS
 * POUR UN TAUX D'ERREUR DE TRANSMISSION (TET) MAXIMUM
 SOUHAITE (CAS OU ISENS = 1), IL FOURNIT LE NIVEAU REQUIS PAR
 LE CANAL DE TRANSMISSION SEUL (CAR), LE NIVEAU REQUIS LORSQUE
 L'ATTENUATION DE TYPE RAYLEIGH EST LA SEULE PRISE EN COMPTE
 (FAD), ET ENFIN LE NIVEAU REQUIS LORSQUE LES 2 TYPES D'ATTE-
 NUATION SONT SUPERPOSES (SHA)
 * POUR UN NIVEAU DE SIGNAL GLOBAL DONNE (SHA) INCLUANT LES
 EFFETS DES 2 TYPES D'ATTENUATION (CAS OU ISENS = 2), IL
 FOURNIT LA VALEUR MOYENNE ESTIMEE DU TAUX D'ERREUR DE LA
 TRANSMISSION DANS CES CONDITIONS.

LINKS TRANSMISSION ERROR RATE TO SIGNAL LEVEL BY USING
 A TABULATION OF ASSOCIATED PAIRS FOR THESE TWO VARIABLES.
 IN A FIRST STEP, 'ESTTET' BRINGS UP TO DATE TABLES, IF
 INPUT PARAMETERS HAVE BEEN ALTERED (OR OF COURSE FOR THE FIRST
 CALL), THESE PARAMETERS ARE
 * TWO CHARACTERISTIC SYSTEM VALUES QI AND RI
 * THE STANDARD DEVIATION OF ATTENUATION SI
 THEN, 'ESTTET' COMPUTES, FOR A GIVEN VARIABLE, THE
 CORRESPONDING VALUE FOR THE OTHER, THE ORIGINAL ONE BEING MARKED
 BY ISENS POINTER VALUE
 * WHEN A MAXIMUM DESIRED TRANSMISSION ERROR RATE (TET) IS
 GIVEN (ISENS VALUE = 1), THEN PROGRAM RESPONSES ARE, FIRST THE
 REQUIRED LEVEL WHEN ONLY THE TRANSMISSION CHANNEL PERFORMANCE
 IS TAKEN IN ACCOUNT (CAR), SECONDLY THE REQUIRED LEVEL WHEN
 RAYLEIGH FADING IS INTRODUCED (FAD), AND FINALLY THE REQUIRED
 LEVEL WITH BOTH RAYLEIGH FADING AND LOGNORMAL SHADOWING (SHA).
 * WHEN A GLOBAL (GLOBAL MEANS THAT RAYLEIGH FADING AND
 LOGNORMAL SHADOWING ARE NOT EXCLUDED FROM THE SIGNAL) SIGNAL
 LEVEL (SHA) IS GIVEN (ISENS VALUE = 2), THEN PROGRAM RETURNS
 THE ESTIMATED TRANSMISSION ERROR RATE MEAN VALUE IN REGARD TO
 THESE CONDITIONS.

LE PARAMETRE D'ERREUR IER EST CODE COMME SUIT
 IER = 0 PAS D'ERREUR
 IER = 1 POINTEUR ISENS INVALIDE
 IER = 2 TAUX D'ERREUR SOUHAITE HORS DES LIMITES DE LA
 TABULATION, CALCUL DES NIVEAUX IMPOSSIBLE (ASSOCIE A
 ISENS = 1)
 IER = 3 NIVEAU DE SIGNAL FOURNI HORS DES LIMITES DE LA
 TABULATION, IMPOSSIBILITE DE TROUVER LE TAUX D'ERREUR
 POUR CE NIVEAU DE SIGNAL (ASSOCIE A ISENS = 2)
 IER = KLMO K,L,M VALANT 4 OU 5, CES VALEURS CORRESPONDENT AU

PARAMETRE D'ERREUR DU PROGRAMME 'INTERP'
 K ETANT RELATIF A LA CARACTERISTIQUE DU SYSTEME SEUL
 L A LA COURBE CONSIDERANT SEULEMENT L'ATTENUATION DE
 TYPE RAYLEIGH
 M A LA COURBE PRENANT EN COMPTE LES 2 TYPES
 D'ATTENUATION SUPERPOSEES.

ERROR PARAMETER IER IS CODED IN THE FOLLOWING FORM

IER = 0 NO ERROR
 IER = 1 ILLEGAL ISENS VALUE
 IER = 2 THE DESIRED ERROR RATE IS OUT OF TABULATION LIMITS, SO
 IT WAS IMPOSSIBLE TO COMPUTE ASSOCIATED LEVELS (THIS
 ERROR CAN OCCUR ONLY WHEN ISENS = 1).
 IER = 3 THE GIVEN SIGNAL LEVEL IS OUT OF TABULATION LIMITS, SO
 IT WAS IMPOSSIBLE TO COMPUTE THE ASSOCIATED ERROR RATE
 (THIS ERROR CAN OCCUR ONLY WHEN ISENS = 2).
 IER = KLM, WHERE K, L, M VALUES CAN BE 4 OR 5. THESE VALUES ARE
 RELATED TO 'INTERP' PROGRAM ERROR PARAMETER WITH
 K ASSOCIATED TO THE TRANSMISSION CHANNEL PERFORMANCE
 CURVE
 L ASSOCIATED TO THE CURVE TAKING IN ACCOUNT ONLY
 RAYLEIGH FADING
 M ASSOCIATED TO THE CURVE TAKING IN ACCOUNT BOTH
 RAYLEIGH FADING AND LOGNORMAL SHADOWING.

AUTEUR / AUTHOR J. P. LEFEVRE - FEVRIER 1980
 DEPT DE GENIE ELECTRIQUE
 UNIVERSITE LAVAL, QUEBEC

 SUBROUTINE ESTTET(QI,RI,SI,ISENS,TET,CAR,FAD,SHA,IER)

LOGICAL FIRST
 COMMON /PARA0/Q,R,SIGMA
 COMMON /PARA1/ICFIN,CARLG(101),BS
 COMMON /PARA2/IFDEB,IFFIN,FADLG(101)
 COMMON /PARA3/SHALG(101)
 DATA FIRST/,TRUE, /

IER=0
 IF((ISENS.EQ.1).OR.(ISENS.EQ.2)) GO TO 6000

IER=1
 RETURN

6000 IF (FIRST) GO TO 6010
 IF ((QI.EQ.0).AND.(RI.EQ.R)) GO TO 6020

6010 Q=QI
 R=RI
 CALL CARACT
 CALL FADING

6020 IF (FIRST) GO TO 6030
 IF (SI.EQ.SIGMA) GO TO 6040

6030 SIGMA=SI
 CALL SHADOW

6040 FIRST=.FALSE.
 GO TO (6100,6200),ISENS

SENS TAUX D'ERREUR VERS NIVEAUX DE SIGNAL REQUIS

```

C      FROM ERROR RATE TO REQUIRED SIGNAL LEVELS
C
6100  IF((TET,LE,0.5),AND,(TET,GE,1.0E-10)) GO TO 6110
      IER=2
      RETURN
6110  TETLG=ALOG10(TET)
      CALL INTERP(CARLG,1,ICFIN,TETLG,CAR,IERR)
      IER=IER+10*IERR
      CALL INTERP(FADLG,IFDEB,IFFIN,TETLG,FAD,IERR)
      IER=IER+100*IERR
      CALL INTERP(SHALG,IFDEB,IFFIN,TETLG,SHA,IERR)
      IER=IER+1000*IERR
      RETURN
C
C      SENS NIVEAU DE SIGNAL VERS PROBABILITE D'ERREUR
C      FROM SIGNAL LEVEL TO ERROR PROBABILITY
6200  IF((SHA,GE,RELXI(IFDEB)),AND,(SHA,LE,RELXI(IFFIN))) GO TO 6210
      IER=3
      RETURN
6210  K1=SHA
      K1=K1+31
      K2=1.01*SHA/ABS(SHA)
      K2=K1+K2
      TETLG=DRRT(SHA,RELXI(K1),SHALG(K1),RELXI(K2),SHALG(K2))
      TET=10.0**TETLG
      RETURN
      END

```

FUNCTION RELXI(I)

TOUTES LES FONCTIONS SONT EXPRIMEES SOUS FORME DE
TABLES INDICEES, UNE CORRESPONDANCE UNIQUE ETANT ETABLIE ENTRE
CES INDICES ET LES VALEURS REELLES DES VARIABLES RELATIVES AUX
POINTS TABULEES.

'RELXI' ASSOCIE A UN INDICE I LA VALEUR RELLE D'UNE
ABCISSE EXPRISEE EN DB.
PAR EXEMPLE LA VALEUR TABULEE DANS Y(I) CORRESPOND EN
FAIT A LA VALEUR DE LA FONCT. Y LORSQUE LA VARIABLE VAUT *30 DB.

ALL FUNCTIONS ARE COMPUTED IN TERMS OF INDEXED TABLES,
AN UNIQUE CORRELATION BEING ESTABLISHED BETWEEN THESE INDICES
AND REAL VALUES OF VARIABLES CONNECTED TO TABULATED POINTS.

'RELXI' ASSOCIATES AN I INDEX WITH REAL VALUE OF AN
ABCISS EXPRESSED IN DB.
BY EXAMPLE THE Y(I) TABULATED VALUE AGREES TO
Y FUNCTION VALUE, WHEN VARIABLE IS EQUAL TO *30 DB.

FUNCTION RELXI(I)

J=I-31
RELXI=J
RETURN
END

FUNCTION ABCIS(I)

FOURNIT UN RESULTAT ANALOGUE A 'RELXI', MAIS EXPRIME
EN UNITE LINEAIRE.

PROVIDES AN ANALOGOUS RESULT TO 'RELXI', BUT EXPRESSED
IN LINEAR UNIT.

FUNCTION ABCIS(I)

X=RELXI(I)/20,0
ABCIS=10,0**X
RETURN
END

 SUBROUTINE CARACT

TABULE LA CARACTERISTIQUE D'ERREUR DU SYSTEME A L'ETUDE,
 SYSTEME DEFINI PAR LES 2 COEFFICIENTS Q ET R.
 LA TABULATION EST LIMITEE A UN NIVEAU DE SIGNAL
 COMPRIS ENTRE -30 DB ET LA PLUS FAIBLE DES VALEURS SUIVANTES
 = +70 DB
 = LE NIVEAU DE SIGNAL CORRESPONDANT A UN TAUX D'ERREUR DE
 TRANSMISSION DE 10^{*-10} .

TABULATES THE ERROR CHARACTERISTIC OF THE STUDYING
 SYSTEM, WHICH IS DEFINED BY BOTH Q AND R COEFFICIENTS.
 TABULATION IS LIMITED TO A SIGNAL LEVEL COMPRISED
 BETWEEN -30 DB AND THE SMALLEST OF SUBSEQUENT VALUES
 = +70 DB
 = SIGNAL LEVEL CONNECTED WITH A 10^{*-10} BIT ERROR RATE.

 SUBROUTINE CARACT

COMMON /PARA0/Q,R,SIGMA
 COMMON /PARA1/ICFIN,CARLG(101),BS

TABULATION DE LA CARACTERISTIQUE D'ERREUR
 TABULATION OF THE ERROR CHARACTERISTIC

DO 1000 I=1,101
 S=ABCIS(I)
 BER=0.5*EXP(-Q*(S**R))
 CARLG(I)=ALOG10(BER)
 IF(BER.LT,1.0E-10) GO TO 1010
 1000 CONTINUE
 010 ICFIN=I

BS EST LA VALEUR DU NIVEAU DE SIGNAL LORSQUE L'EXP. VAUT 10^{*-6} .
 BS EST UTILISE DANS LE PROGRAMME 'FADING' POUR DETERMINER LA
 BORNE SUPERIEURE D'UNE INTEGRALE DEFINIE.
 BS IS THE SIGNAL LEVEL VALUE WHEN EXPONENTIAL VALUE IS 10^{*-6} .
 BS IS USED IN 'FADING' PROGRAM, WHERE IT IS USEFUL TO FIX THE
 UPPER LIMIT OF A DEFINITE INTEGRAL.

BS=-ALOG(1.0E-6)/Q
 BS=ALOG(BS)/R
 BS=EXP(BS)
 RETURN
 END

 SUBROUTINE FADING

TABULE LA PROBABILITE D'ERREUR LORSQUE SEULE L'ATTENUATION DE TYPE RAYLEIGH EST PRISE EN COMTE EN RESOLVANT, POUR LES NIVEAUX DE SIGNAL COMPRIS DANS LES MEMES LIMITES QUE DANS LE PROGRAMME 'CARACT', L'EQUATION INTEGRALE (2,10). (CHAPITRE 2) AFIN DE MINIMISER LE TEMPS DE CALCUL

* LA BORNE SUPERIEURE DE L'INTEGRALE EST REEVALUEE A CHAQUE PAS DE FACON A COUVRIR SEULEMENT, MAIS TOUTEFOIS ENTIEREMENT DANS CHAQUE CAS, L'INTERVALLE OU LA FONCTION A INTEGRER EST SUFFISAMMENT DIFFERENTE DE ZERO (I.E. $10^{**}6$).

* LES CALCULS THEORIQUES ONT MONTRÉ QUE L'INTEGRALE TEND VERS UNE CONSTANTE, AUSSI LORSQUE LES VALEURS CALCULEES ATTEIGNENT PRATIQUEMENT CETTE CONSTANTE, CETTE VALEUR EST UTILISEE POUR LA SUITE DES TABULATIONS.

TABULATES THE ERROR PROBABILITY, WHEN THE ONLY RAYLEIGH FADING IS INTRODUCED, BY RESOLVING INTEGRAL EQUATION (2,10) IN CHAPTER 2. SIGNAL LEVEL LIMITS ARE THE SAME THAN IN 'CARACT' PRG,

IN ORDER TO MINIMIZE COMPUTATION TIME

* AT EACH STEP, THE INTEGRAL UPPER LIMIT IS ADJUSTED SO AS TO COVER, ONLY BUT HOWEVER COMPLETELY, THE INTERVAL WHERE THE INTEGRATED FUNCTION IS DISTINCT FROM ZERO (I.E. $10^{**}6$).

* THEORETICAL CALCULATIONS HAVE SEEN THAN INTEGRAL LIMIT IS A CONSTANT, SO WHEN COMPUTED VALUES BECOME NEAR THIS CONSTANT, THIS VALUE IS USED FOR SUBSEQUENT TABULATIONS.

 SUBROUTINE FADING

DIMENSION AUX(20)
 COMMON /PARA1/ICFIN,CARLG(101),BS
 COMMON /PARA2/IFDEB,IFFIN,FADLG(101)
 COMMON /PARA5/SMLOC

LOGICAL FLAG
 LOGICAL LOG
 EXTERNAL CARAYL
 DATA PI/3.141592/
 DATA RLOGE/0.43429/

FLAG=.FALSE.
 LOG=.FALSE.
 YP=0.0
 CSTE=SQRT(24.0/(PI*RLOGE))
 DO 2010 I=1,101

CALCUL DE LA BORNE SUPERIEURE D'INTEGRATION
 COMPUTATION OF INTEGRAL UPPER LIMIT

SMLOC=ARCIS(I)
 IF(LOG) GO TO 2000
 BSI=CSTE*SMLOC
 BSR=AMIN1(BSI,BS)

```

C      CALCUL DE L'INTEGRALE APPARAISSANT DANS L'EQUATION (2.10)
C      COMPUTATION OF THE INTEGRAL, PART OF EQUATION (2.10)
C
C      CALL INTEGR(0.0,BSR,1.0E-3,20,CARAYL,Y,IER,AUX)
C
C      TEST POUR VERIFIER SI L'INTEGRALE A ATTEINT SA VALEUR LIMITE
C      TEST TO CHECK IF THE INTEGRAL LIMIT IS REACHED
C
C      IF (ABS(Y-YP).LT,1.0E-6) LOG=,TRUE,
C      YP=Y
C
C      POUR LES PREMIERES VALEURS TRES FAIBLES DU NIVEAU DE SIGNAL ET
C      POUR CERTAINES VALEURS DES PARAMETRES, L'INTEGRALE PEUT NE PAS
C      CONVERGER. LES VALEURS EVENTUELLEMENT CALCULEES SONT ALORS
C      EXCLUES DE LA TABLE DES RESULTATS.
C      FOR THE FIRST AND VERY SMALL SIGNAL LEVEL VALUES, AND FOR SOME OF
C      PARAMETERS VALUES, INTEGRAL CAN MISCONVERG. SO OCCASIONALLY
C      CALCULATED VALUES ARE THEN LEFT OUT OF RESULTS TABLE.
C
C      IF (FLAG) GO TO 2000
C      IF (IER,GE,1000) GO TO 2010
C      IFEDEB=I
C      FLAG=,TRUE,
C
C      TABULATION DE LA PROBABILITE D'ERREUR
C      TABULATION OF ERROR PROBABILITY
C
2000  BER=(PI*Y)/(4.0*SMLOC**2)
      FADLG(I)=ALOG10(BER)
      IF (BER,LT,1.0E-10) GO TO 2020
2010  CONTINUE
2020  IFFIN=I
      RETURN
      END

```

 SUBROUTINE SHADOW

TABULE EN FONCTION DE SIGMA (POUR LES NIVEAUX DE SIGNAL
 COMPRIS DANS LES MEMES LIMITES QUE DANS LE PROGRAMME 'FADING') LA
 PROBABILITE D'ERREUR LORSQUE L'ON PREND EN COMPTE LA VARIATION
 DU NIVEAU DU SIGNAL LOCAL MOYEN, CE NIVEAU SUIT UNE LOI LOG-NORM,
 ET SIGMA REPRESENTE LA DEVIATION STANDARD DE L'ATTENUATION.
 LA TABLE EST DEDUITE DES VALEURS CALCULEES LORSQUE
 SEULE L'ATTENUATION DE TYPE RAYLEIGH EST PRISE EN COMPTE
 SIMPLEMENT PAR DES MANIPULATIONS ALGEBRIQUES ELEMENTAIRES
 DECRIITES AU PARAGRAPHE 2.4 (CHAPITRE 2).

TABULATES, IN FUNCTION OF SIGMA, THE ERROR PROBABILITY
 WHEN LOCAL MEAN SIGNAL LEVEL VARIATIONS ARE INTRODUCED, THIS
 LEVEL IS FOUND TO VARY LOGNORMALLY, AND SIGMA IS THE STANDARD
 DEVIATION (IN DB) OF THE LOCAL MEAN. FOR TABULATION, SIGNAL LEVEL
 LIMITS ARE THE SAME THAN IN 'FADING' PROGRAM.
 THIS TABLE IS GATHERED FROM RAYLEIGH FADING CALCULATED
 VALUES, ONLY WITH ELEMENTARY ALGEBRAIC TRANSFORMS, WHICH ARE
 EXPLAINED IN PARAGRAPH 2.4 (CHAPTER 2).

 SUBROUTINE SHADOW

COMMON /PARA0/Q,R,SIGMA
 COMMON /PARA2/IFDEB,IFFIN,FADLG(101)
 COMMON /PARA3/SHALG(101)
 DATA PI/3.141592/
 DATA RLOGE/0.43429/

CALCUL DE LA DISTANCE ENTRE LES ASYMPOTES DES 2 COURBES
 COMPUTATION OF DISTANCE BETWEEN CURVES' ASYMPOTES

DIST=(0.5*(SIGMA**2))/(100.0*RLOGE)

CALCUL DU POINT OU LA COURBE TABULEE POUR SIGMA = 0 S'ELCIGNE DE
 SON ASYMPOTE
 COMPUTATION OF POINT ABCISS WHERE THE CURVE TABULATED WITH
 SIGMA = 0 BEGINS TO STRAY FROM ITS ASYMPOTE

DELT1=0.0
 ALPHA=FADLG(IFFIN)+0.1*RELXI(IFFIN)
 DO 3010 I=IFDEB,IFFIN
 K=IFFIN+1-IFDEB+I
 ASSYM=0.1*RELXI(K)+ALPHA
 DELT2=ASSYM-FADLG(K)-0.01
 IF(DEL2.LT.0.0) GO TO 3000
 IF(DEL2.GT.ABS(DELT1)) K=K+1
 GO TO 3020

3000 DELT1=DELT2
 3010 CONTINUE

CALCUL DU NIVEAU A PARTIR DUQUEL LA COURBE A TABULER VA DIVERGER


```

C      DE SDN ASYMPTOTE
C      COMPUTATION OF FIRST LEVEL WHERE THE CURVE IN TABULATION BEGINS
C      TO DIFFER FROM ITS ASYMPTOTE
3020   JONCT=0.35*(SIGMA**2)+0.5
      JONCT=JONCT+K
      XJCT=RELXI(JONCT)

C      TABULATION DE LA PROBABILITE D'ERREUR
C      TABULATION OF ERROR PROBABILITY
C
3030   DO 3050 I=IFDEB,IFFIN
      IF(I,GE,JONCT) GO TO 3040
      X=RELXI(I)
      FRACT=COS(PI*((X+15.0)/(XJCT+15.0)))
      FRACT=0.5*(1.0-FRACT)
      FRACT=FRACT**0.5
      IF(I,LT,16) FRACT=5.0*FRACT/(X+10.0)
      SHALG(I)=FADLG(I)+FRACT*DIST
      GO TO 3050
3040   SHALG(I)=FADLG(I)+DIST
3050   CONTINUE
      RETURN
      END

```

 SUBROUTINE INTEGR(A,B,EPS,NDIM,FCT,Y,IER,AUX)

CALCULE UNE APPROXIMATION DE L'INTEGRALE DE (FCT(X)),
 SOMMEE PAR RAPPORT A X SUR L'INTERVALLE A,B, LA VALEUR DE L'INTE-
 GRALE EST RETOURNEE EN Y.

LE CALCUL EST FAIT EN UTILISANT LA REGLE DES TRAPEZES,
 ASSOCIEE A LA METHODE D'EXTRAPOLATION DE ROMBERG.

REFERENCE BIBLIOTHEQUE IBM-SSP
 LA PROCEDURE ITERATIVE CESSE LORSQUE L'ECART ENTRE DEUX
 PAS SUCCESSIFS DEVIENT INFÉRIEUR A UNE TOLERANCE DONNEE EN VALEUR
 RELATIVE (EPS), OU LORSQUE L'ON CONSTATE UN DEBUT D'OSCILLATION,
 QUI PROVIENT DE L'INFLUENCE DES ERREURS D'ARRONDI.

NDIM-1 REPRESENTE LE NOMBRE MAXIMAL DE FOIS QU'ON VA
 COUPER EN DEUX L'INTERVALLE (A,B), ET AUX EST UN TABLEAU
 AUXILIAIRE DE DIMENSION AU MOINS EGALE A NDIM.

COMPUTES AN APPROXIMATION FOR INTEGRAL OF (FCT(X)),
 SUMMED OVER X FROM A TO B. Y IS THE RESULTING APPROXIMATION
 FOR THE INTEGRAL VALUE.

EVALUATION OF Y IS DONE BY MEANS OF TRAPEZOIDAL RULE
 IN CONNECTION WITH ROMBERG'S PRINCIPLE.

FOR REFERENCE, SEE IBM-SSP LIBRARY.
 THE ITERATIVE PROCEDURE STOPS IF THE DIFFERENCE BETWEEN
 TWO SUCCESSIVE CALCULATED VALUES IS LESS THAN A GIVEN RELATIVE
 TOLERANCE (EPS), OR IF THE VALUES START OSCILLATING, THUS SHOWING
 THE INFLUENCE OF ROUNDING ERRORS.

NDIM-1 IS THE MAXIMAL NUMBER OF BISECTIONS OF THE
 INTERVAL (A,B), AND AUX IS AN AUXILIARY STORAGE ARRAY WITH
 DIMENSION NDIM.

LE PARAMETRE D'ERREUR IER EST CODE COMME SUIT
 IER = 1 PAS D'ERREUR
 IER = 1000+I PRECISION DEMANDEE NON ATTEINTE, DEBUT D'OSCILL.
 IER = 2000+I PRECISION DEMANDEE NON ATTEINTE APRES NDIM-1 ITER.
 (I EST LE NOMBRE D'ITERATIONS EFFECTIVES)

ERROR PARAMETER IER IS CODED IN THE FOLLOWING FORM
 IER = 1 NO ERROR
 IER = 1000+I IT IS IMPOSSIBLE TO REACH THE REQUIRED ACCURACY
 BECAUSE OF ROUNDING ERRORS
 IER = 2000+I THE REQUIRED ACCURACY COULD NOT BE REACHED
 WITHIN NDIM-1 STEPS
 (I IS THE NUMBER OF EFFECTIVE STEPS)

 SUBROUTINE INTEGR(A,B,EPS,NDIM,FCT,Y,IER,AUX)

DIMENSION AUX(1)

AUX(1)=0,5*(FCT(A)+FCT(B))

H=B-A
 IF(NDIM.LE.1) GO TO 4040
 IF(H.EQ.0,0) GO TO 4060

```

HH=H
DELT2=0.0
P=1.0
JJ=1
C
DO 4030 I=2,NDIM
Y=AUX(I)
DELT1=DELT2
HD=HH
HH=0.5*HH
P=0.5*P
X=A+HH
SM=0.0
C
DO 4010 J=1,JJ
SM=SM+FCT(X)
X=X+HD
4010 CONTINUE
AUX(I)=0.5*AUX(I-1)+P*SM
C
Q=1.0
JI=1
DO 4020 J=1,JI
II=1-J
Q=4.0*Q
AUX(II)=AUX(II+1)+(AUX(II+1)-AUX(II))/(Q-1.0)
4020 CONTINUE
C
DELT2=ABS(Y-AUX(1))
IF(I.LT.5) GO TO 4025
DELT3=DELT2/ABS(AUX(1))
IF(DELT3.LE.EPS) GO TO 4060
IF(DELT2.GE.DELT1) GO TO 4070
4025 JJ=JJ+JJ
4030 CONTINUE
4040 IER=2000+I
4050 Y=H*AUX(1)
RETURN
4060 IER=I
GO TO 4050
4070 IER=1000+I
Y=H*Y
RETURN
END

```

 SUBROUTINE INTERP(TAB, IDEB, IFIN, X, Y, IER)

INTERPOLE LA VALEUR DE LA FONCTION Y, (Y MONOTONE
 DECROISSANTE) POUR UNE VALEUR DONNEE DE L'ABCISSSE X, EN UTILISANT
 UNE TABLE DONNEE (TAB, RELXI) DE VALEURS D'ABCISSSE ET DE FONCTION
 CORRESPONDANTE, CETTE TABLE ETANT LIMITEE AUX VALEURS COMPRISES
 ENTRE LES INDICES IDEB ET IFIN. LA TABULATION EST EFFECTUEE PAR
 ORDRE DECROISSANT DES ABCISSES. UNE FOIS LA VALEUR CHERCHEE
 LOCALISEE ENTRE DEUX VALEURS TABULEES, L'INTERPOLATION FINALE
 EST LINEAIRE.

PERFORMS AN INTERPOLATION OF FUNCTION VALUE Y,
 (Y MONOTONOUS AND DESCENDING) FOR A GIVEN ARGUMENT VALUE X,
 USING A GIVEN TABLE (TAB, RELXI) OF ARGUMENT AND FUNCTION VALUES.
 RESEARCH IS LIMITED BETWEEN IDEB AND IFIN TABLE INDICES.
 TABULATION IS PERFORMED BY DECREASING ARGUMENT VALUES. WHEN THE
 SEARCHED VALUE HAS BEEN LOCATED BETWEEN TWO TABULATED VALUES, A
 FINAL LINEAR INTERPOLATION IS COMPUTED.

LE PARAMETRE D'ERREUR IER EST CODE COMME SUIT
 IER = 0 PAS D'ERREUR
 IER = 4 X EST INFÉRIEUR A LA PLUS PETITE ABCISSE TABULEE, Y
 RETOURNE CORRESPOND A CETTE ABCISSE TABULEE ET EST DONC
 INFÉRIEUR A LA VALEUR REELLE.
 IER = 5 X EST SUPÉRIEUR A LA PLUS GRANDE ABCISSE TABULEE, Y
 RETOURNE CORRESPOND A CETTE ABCISSE TABULEE ET EST DONC
 SUPÉRIEUR A LA VALEUR REELLE.

ERROR PARAMETER IER IS CODED IN THE FOLLOWING FORM
 IER = 0 NO ERROR
 IER = 4 X IS LOWER THAN THE SMALLEST TABULATED ABCISS, SO Y
 RETURNED, WHICH IS CONNECTED WITH THIS TABULATED ABCISS, IS
 LOWER THAN REAL VALUE.
 IER = 5 X IS UPPER THAN THE LARGEST TABULATED ABCISS, SO Y
 RETURNED, WHICH IS CONNECTED WITH THIS TABULATED ABCISS, IS
 UPPER THAN REAL VALUE.

 SUBROUTINE INTERP(TAB, IDEB, IFIN, X, Y, IER)

DIMENSION TAB(1)

DO 7000 I=IDEB, IFIN
 IF(TAB(I).LT,X) GO TO 7010
 7000 CONTINUE
 IER=4
 Y=TAB(IFIN)
 RETURN
 7010 IF(I.NE, IDEB) GO TO 7020
 IER=5
 Y=TAB(IDEB)
 RETURN
 7020 Y=DRT(X, TAB(I), RELXI(I), TAB(I-1), RELXI(I-1))
 IER=0
 RETURN
 END

 EXEMPLE D'UTILISATION DU PROGRAMME D'ESTIMATION DU TAUX
 D'ERREUR DE TRANSMISSION 'ESTTET'

EXAMPLE OF 'ESTTET' PROGRAM UTILIZATION

DIMENSION ITITR(25)
 DATA INCR, IOULP/1,3/

100 FORMAT(25A2)
 110 FORMAT(2F8,3)
 120 FORMAT(I5)
 200 FORMAT(1H1,15X,25A2)
 300 FORMAT(1H=,10X,26H CARACTERISTIQUE DU SYSTEME,7X,3H Q=,F6,2,
 16H Q,R=,F6,2)
 400 FORMAT(1H0,10X,35H DEVIATION STANDARD DE L ATTENUATION,6X,
 17H SIGMA =,F6,2)
 500 FORMAT(1H=,5X,44H TAUX ERREUR DE TRANSMISSION MAXIMUM SOUHAITE,
 12X,5H TET =,1PE10,2)
 510 FORMAT(1H0,5X,42H NIVEAU REQUIS PAR LE CANAL DE TRANSMISSION,11X,
 1F6,2,3H DB,/,6X,50H CORRECTION POUR L AFFAIBLISSEMENT DE TYPE RAYLE
 21GH,2X,1H+,F6,2,3H DB,/,6X,
 350H CORRECTION POUR LA VARIATION DU SIGNAL LOCAL MOYEN,2X,1H+,
 4F6,2,3H DB)
 520 FORMAT(1H,59X,5(1H=),/,6X,
 136H NIVEAU MINIMUM REQUIS POUR LE SIGNAL,17X,F6,2,3H DB)
 600 FORMAT(1H=,5X,39H SI LE NIVEAU DE SIGNAL EXPRIME EN TERME,/,11X,
 135H DE MOYENNE DE ZONE EST EGAL A,13X,F6,2,3H DB,/,6X,
 240H ALORS LE TAUX D'ERREUR DE TRANSMISSION A,/,11X,
 335H VALEUR MOYENNE ESTIMEE DE,13X,1PE9,2)
 700 FORMAT(1H=,10X,45H ***** ERREUR DANS LES CALCULS, CODE D ERREUR =,
 115)

READ(INCR,100)ITITR
 READ(INCR,110)Q,R
 READ(INCR,110)SIGMA
 READ(INCR,120)ISENS
 READ(INCR,110)TET
 IF(ISENS,EQ,2)SHA=TET

WRITE(IOULP,200)ITITR
 WRITE(IOULP,300)Q,R
 WRITE(IOULP,400)SIGMA

CALL ESTTET(Q,R,SIGMA,ISENS,TET,CAR,FAD,SHA,IER)

GO TO (10,20),ISENS

PFAD=FAD-CAR
 PSHA=SHA-FAD
 WRITE(IOULP,500)TET
 WRITE(IOULP,510)CAR,PFAD,PSHA
 WRITE(IOULP,520)SHA
 GO TO 30

WRITE(IOULP,600)SHA,TET

IF(IER,NE,0) WRITE(IOULP,700)IER
 CALL EXIT
 END

EXEMPLE D UTILISATION DU PROGRAMME ESTTET - SENS 1

CARACTERISTIQUE DU SYSTEME	Q= 48.60	R = 1.90	
DEVIATION STANDARD DE L ATTENUATION		SIGMA = 6,00	
TAUX ERREUR DE TRANSMISSION MAXIMUM SOUHAITE	TET =	1.00E-03	
NIVEAU REQUIS PAR LE CANAL DE TRANSMISSION			-9.43 DB
CORRECTION POUR L AFFAIBLISSEMENT DE TYPE RAYLEIGH	+		17.71 DB
CORRECTION POUR LA VARIATION DU SIGNAL LOCAL MOYEN	+		4.15 DB

NIVEAU MINIMUM REQUIS POUR LE SIGNAL			12.43 DB

EX. D ESTIMA, DU TAUX D ERREUR DE TRANSM, - SENS 2

CARACTERISTIQUE DU SYSTEME	Q= 48.60	R = 1.90	
DEVIATION STANDARD DE L ATTENUATION		SIGMA = 12,00	
SI LE NIVEAU DE SIGNAL EXPRIME EN TERME DE MOYENNE DE ZONE EST EGAL A			6.50 DB
ALORS LE TAUX D ERREUR DE TRANSMISSION A UNE VALEUR MOYENNE ESTIMEE DE			1.06E-02

(Ces deux résultats correspondent aux conditions de la figure 2-5, sur laquelle ils peuvent être graphiquement vérifiés).

Annexe II

BIBLIOGRAPHIE COMPLETE

1. M.A. BLANCO, K.J. ZDUNEK, "Performance and optimization of switched diversity systems for the detection of signals with Rayleigh fading", IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, pp. 1887-1895, décembre 1979.
2. O. SASAKI, T. AKIYAMA, "Multipath delay characteristics on line-of-sight radio system", IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, pp. 1876-1886, décembre 1979.
3. M. RAMADAN, "Availability prediction of 8 PSK digital microwave systems during multipath propagation", IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, pp. 1862-1869, décembre 1979.
4. S. KOMAKI, I. HORIKAWA, K. MORITA, Y. OKAMOTO, "Characteristics of a high capacity 16 QAM digital radio system in multipath fading", IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, pp. 1854-1861, décembre 1979.
5. W.T. BARNETT, "Multipath fading effects on digital radio", IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, n° 12, pp. 1842-1848, décembre 1979.
6. J.D. OETTING, "A comparison of modulation techniques for digital radio", IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, n° 12, pp. 1752-1762, décembre 1979.
7. R.C. HANLON, C.S. GARDNER, "Error performance of direct sequence spread spectrum systems on non-selective fading channels", IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, n° 11, pp. 1696-1700, novembre 1979.
8. F. ADACHI, "Transmitter diversity for a digital FM paging system", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-28, n° 4, pp. 333-338, novembre 1979.
9. H. HASHEMI, "Simulation of the urban radio propagation channel", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-28, n° 3, pp. 213-225, août 1979.
10. K. HIRADE, M. ISHIZUKA, F. ADACHI, K. OHTANI, "Error-rate performance of digital FM with differential detection in land mobile radio channels", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-28, n° 3, pp. 204-212, août 1979.
11. T. AULIN, "A modified model for the fading signal at a mobile radio channel", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-28, n° 3, pp. 182-203, août 1979.
12. D.C. COX, D.O. REUDINK, "Some effects on channel occupancy of limiting the number of available servers in small cell mobile radio systems using dynamic channel assignment", IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, n° 8, pp. 1224-1226, août 1979.
13. R.C. FRENCH, "The effect of fading and shadowing on channel reuse in mobile radio", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-28, n° 3, pp. 171-181, août 1979.
14. D.R. CONN, R. MACIEJKO, "User density for 800 MHz microwave mobile radio-telephone communications", Electronics Letters, vol. 15, n° 17, pp. 516-517, août 1979.

15. C.W. LUNDGREN, W.D. RUMMLER, "Digital outage due to selective fading - Observation vs prediction from laboratory simulation", Bell Syst. Techn. J., vol. 58, n° 5, pp. 1073-1100, mai-juin 1979.
16. W.D. RUMMLER, "A new selective fading model: application to propagation data", Bell Syst. Techn. J., vol. 58, n° 5, pp. 1037-1071, mai-juin 1979.
17. T.J. DVORAK, "Compatibility of spread-spectrum signals with narrow-band FM receivers in VHF mobile networks", IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-21, n° 2, pp. 131-136, mai 1979.
18. U. CHARASH, "Reception through Nakagami fading multipath channels with random delays", IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, n° 4, pp. 657-670, avril 1979.
19. G.Y. DELISLE, M. LECOURS, "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. G.R. COOPER, R.W. NETTLETON, D.P. GRYBOS, "Cellular land-mobile radio: why spread spectrum", IEEE Communications Magazine, vol. 17, n° 2, pp. 17-23, mars 1979.
21. N. EHRLICH, "The advanced mobile phone service", IEEE Communications Magazine, vol. 17, n° 2, pp. 9-15, mars 1979.
22. G.C. HESS, "Land-mobile satellite excess path loss measurements", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Arlington Heights (Chicago), Ill., pp. 342-347, 27-30 mars 1979.
23. Q.V. DAVIS, R.W. HAINING, A.J. MOTLEY, "Data communication from a vehicle using a leaky feeder", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Arlington Heights (Chicago), Ill., pp. 336-341, 27-30 mars 1979.
24. O. BILLSTRÖM, "A taxi communication system", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Arlington Heights (Chicago), Ill., pp. 307-308, 27-30 mars 1979.
25. M.H. CALLENDAR, C.I. DONALD, "Network design for a fully automatic wide area radiotelephone service", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Arlington Heights (Chicago), Ill., pp. 245-252, 27-30 mars 1979.
26. H. KUBOTA, T. KIKUCHI, "High capacity automobile telephone system", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Arlington Heights (Chicago), Ill., pp. 238-244, 27-30 mars 1979.
27. B.C. EASTMOND, J.A. PAUTLER, "Performance of a two-branch radiotelephone selection diversity receiver", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Arlington Heights (Chicago), Ill., pp. 164-171, 27-30 mars 1979.
28. J. DURKIN, J.S. HART, "Computerised frequency assignment of radio frequencies for the private land mobile services", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Arlington Heights (Chicago), Ill., pp. 105-116, 27-30 mars 1979.
29. W.M. PANNELL, "The effects of mobile radio channel bandwidth reduction on spectrum usage", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Arlington Heights (Chicago), Ill., pp. 95-104, 27-30 mars 1979.
30. R.W. GIBSON, R. WELLS, "The potential of SSB for land mobile radio", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Arlington Heights (Chicago), Ill., pp. 90-94, 27-30 mars 1979.

31. T. HATTORI, S. OGOSE, "A new modulation scheme for multitransmitter simulcast digital mobile radio communication", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Arlington Heights (Chicago), Ill., pp. 83-88, 27-30 mars 1979.
32. T.A. FREEBURG, "The effect of redundant coding on throughput in a mobile data terminal system", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Arlington Heights (Chicago), Ill., pp. 79-82, 27-30 mars 1979.
33. K. HIRADE, K. MUROTA, "A study of modulation for digital mobile telephony", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Arlington Heights (Chicago), Ill., pp. 13-19, 27-30 mars 1979.
34. P.S. HENRY, "Spectrum efficiency of a frequency-hopped-DPSK mobile radio system", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Arlington Heights (Chicago), Ill., pp. 7-12, 27-30 mars 1979; a également paru dans: IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-28, n° 4, pp. 327-332, novembre 1979.
35. D.P. GRYBOS, R.W. NETTLETON, "Probability of error performance of the spread-spectrum mobile communications receiver in a non-Rayleigh fading environment", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Arlington Heights (Chicago), Ill., pp. 1-6, 27-30 mars 1979.
36. E.T. STEPHANSEN, G.E. MOGENSEN, "Experimental investigation of some effects of multipath propagation on a line-of-sight path at 14 GHz", IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, n° 3, pp. 643-647, mars 1979.
37. J.D. PARSONS, A. PONGSUPAHT, "Diversity reception for error-rate reduction in mobile-radio data links", Electronics Letters, vol. 15, n° 7, pp. 202-203, mars 1979.
38. D. MINOLI, I. GITMAN, "Monitoring mobile packet radio devices", IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, n° 2, pp. 509-517, février 1979.
39. H. KUBOTA, A. YOKOKURA, T. KIKUCHI, M. KOYAMA, "High capacity automobile telephone system - Part 1: System outline", Japan Telecom. Review, vol. 21, n° 1, pp. 44-53, janvier 1979.
40. D.L. HUFF, "Advanced mobile phone service: the developmental system", Bell Syst. Techn. J., vol. 58, n° 1, pp. 249-269, janvier 1979.
41. G.A. ARREDONDO, J.C. FEGGELER, J.I. SMITH, "Advanced mobile phone service: voice and data transmission", Bell Syst. Techn. J., vol. 58, n° 1, pp. 97-122, janvier 1979.
42. V.H. Mac DONALD, "Advanced mobile phone service: the cellular concept", Bell Syst. Techn. J., vol. 58, n° 1, pp. 15-41, janvier 1979.
43. W.R. YOUNG, "Advanced mobile phone service: introduction, background, and objectives", Bell Syst. Techn. J., vol. 58, n° 1, pp. 1-14, janvier 1979.
44. W.C. JAKES, "An approximate method to estimate an upper bound on the effect of multipath delay distortion on digital transmission", IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, n° 1, pp. 76-81, janvier 1979.
45. D. MINOLI, I. GITMAN, "Combinatorial issues in mobile packet radio networks", IEEE Trans. Commun., vol. COM-26, n° 12, pp. 1821-1826, décembre 1978.
46. G.R. COOPER, R.W. NETTLETON, "A spread-spectrum technique for high-capacity mobile communications", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-27, n° 4, pp. 264-275, novembre 1978. (voir référence 93).

47. F. ADACHI, "Periodic switching diversity effect on co-channel interference performance of a digital FM land mobile radio", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-27, n° 4, pp. 220-223, novembre 1978.
48. F. ADACHI, T. HATTORI, K. HIRADE, T. KAMATA, "A periodic switching diversity technique for a digital FM land mobile radio", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-27, n° 4, pp. 211-219, novembre 1978.
49. K.K. KELLY, "Flat suburban area propagation at 820 MHz", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-27, n° 4, pp. 198-204, novembre 1978.
50. 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.
51. K.S. McCORMICK, "Terrestrial microwave propagation", DOC/Industrial Seminar "Research in radio propagation", tenu à Ottawa, Halifax, St-John's, Winnipeg et Vancouver, septembre 1978.
52. 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.
53. 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.
54. P.J. MABEY, "Mobile radio data transmission - coding for error control", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-27, n° 3, pp. 99-109, août 1978.
55. T. BREINIG, "Data transmission for mobile radio", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-27, n° 3, pp. 77-85, août 1978.
56. L.J. GREENSTEIN, "A multipath fading channel model for terrestrial digital radio systems", IEEE Trans. Commun., vol. COM-26, n° 8, pp. 1247-1250, août 1978.
57. B. LUSIGNAN, "Single-sideband transmission for land mobile radio", IEEE Spectrum, vol. 15, n° 7, pp. 33-37, juillet 1978.
58. A.S. BAJWA, J.D. PARSONS, "Tune delay/doppler scattering function for suburban mobile radio propagation at 436 MHz", Electronics Letters, vol. 14, n° 14, pp. 423-425, juillet 1978.
59. T.J. KAHWA, N.D. GEORGANAS, "A hybrid channel assignment scheme in large-scale cellular-structured mobile communication systems", IEEE Trans. Commun., vol. COM-26, n° 4, pp. 432-438, avril 1978.
60. F.H. PALMER, "The CRC VHF/UHF propagation prediction program: description and comparison with field measurements", AGARD Symposium, Ottawa, avril 1978.
61. E.J. HAACKINSON, R.D. JENNINGS, "Land mobile radio system performance model for VHF and higher frequencies over irregular terrain", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Denver, Co., pp. 512-517, 22-24 mars 1978.
62. A.G. LONGLEY, "Radio propagation in urban areas", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Denver, Co., pp. 503-511, 22-24 mars 1978.
63. D.P. GRYBOS, G.R. COOPER, "A receiver feasibility study for the spread spectrum high capacity mobile radio system", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Denver, Co., pp. 98-104, 22-24 mars 1978.

64. J.T. KENNEDY, D.L. HUFF, "The Chicago developmental cellular system", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Denver, Co., pp. 66-72, 22-24 mars 1978.
65. R.C. FRENCH, "Error performance in mobile radio data transmission in the urban environment", Nachrichten Technische Zeitschrift, vol. 31, pp. 200-203, mars 1978.
66. E.S. GOLOVIN, "Spatial correlation of signals in mobile radio communications systems", Telecomm. Radio Engng., vol. 32/33, n° 3, pp. 40-44, mars 1978.
67. S. KOZONO, K. WATANABE, Correction on "Influence of environmental buildings on UHF land mobile radio propagation", IEEE Trans. Commun., vol. COM-26, n° 1, pp. 199-200, janvier 1978. (voir référence 84).
68. S.Y. KWON, N.M. SHEHADEH, "Noncoherent detection of FSK signals in the presence of multipath fading", IEEE Trans. Commun., vol. COM-26, n° 1, pp. 164-168, janvier 1978.
69. Y. MIYAGAKI, N. MORINAGA, T. NAMEKAWA, "Error probability characteristics for CPSK signal through m-distributed fading channel", IEEE Trans. Commun., vol. COM-26, n° 1, pp. 88-100, janvier 1978.
70. Y. HONMA, H. OGATA, "Land mobile telephone switching system", Rev. Elec. Commun. Lab., vol. 25, n° 11-12, pp. 1191-1202, novembre-décembre 1977.
71. N. YOSHIKAWA, S. OKASAKA, H. KOMAGATA, "800 MHz band land mobile telephone control system", Rev. Elec. Commun. Lab., vol. 25, n° 11-12, pp. 1172-1190, novembre-décembre 1977.
72. T. KAMATA, M. SAKAMOTO, K. FUKUZUMI, "800 MHz band land mobile telephone radio system", Rev. Elec. Commun. Lab., vol. 25, n° 11-12, pp. 1157-1171, novembre-décembre 1977.
73. S. ITO, Y. MATSUZAKA, "800 MHz band land mobile telephone system - Overall view", Rev. Elec. Commun. Lab., vol. 25, n° 11-12, pp. 1147-1156, novembre-décembre 1977; a également para dans: IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-27, n° 4, pp. 205-211, novembre 1978.
74. M. WATANABE, K. MIYAUCHI, "Research and development on land mobile telephone systems", Rev. Elec. Commun. Lab., vol. 25, n° 11-12, pp. 1141-1146, novembre-décembre 1977.
75. 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.
76. F. HANSEN, F.I. MENO, "Mobile fading - Rayleigh and log-normal superimposed", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-26, n° 4, pp. 332-335, novembre 1977.
77. R. JENSEN, "900-MHz mobile radio propagation in the Copenhagen area", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-26, n° 4, pp. 328-331, novembre 1977.
78. J. DURKIN, "Computer prediction of service areas for VHF and UHF land mobile radio services", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-26, n° 4, pp. 323-327, novembre 1977.
79. K. ALLSEBROOK, J.D. PARSONS, "Mobile radio propagation in British cities at frequencies in VHF and UHF bands", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-26, n° 4, pp. 313-323, novembre 1977.

80. N.H. SHEPHERD, "Radio wave loss deviation and shadow loss at 900 MHz", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-26, n° 4, pp. 309-313, novembre 1977. (voir également la correction à cet article, vol. VT-27, n° 3, p. 158, août 1978).
81. K. BULLINGTON, "Radio propagation for vehicular communications", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-26, n° 4, pp. 295-308, novembre 1977.
82. J. STEEL, R.A. COURT, "Measurement of field strength for mobile services at VHF and UHF for the city of Melbourne", Electronics Letters, vol. 13, n° 24, pp. 710-712, novembre 1977.
83. P. MONSEN, "Theoretical and measured performance of a DFE modem on a fading multipath channel", IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, n° 10, pp. 1144-1153, octobre 1977.
84. 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. (voir référence 67).
85. S.Y. MUI, J.W. MODESTINO, "Performance of DPSK with convolutional encoding on time-varying fading channels", IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, n° 10, pp. 1075-1083, octobre 1977.
86. D. MINOLI, K.S. SCHNEIDER, "A technique for estimating the minimum number of frequencies required for urban mobile radio communication", IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, n° 9, pp. 1054-1056, septembre 1977.
87. I. KALET, "A look at crosstalk in quadrature-carrier modulation systems", IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, n° 9, pp. 884-892, septembre 1977.
88. R.P. ECKERT, P.M. KELLY, "Implementing spread spectrum technology in the land mobile radio services", IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, n° 8, pp. 867-869, août 1977.
89. H. SUZUKI, "A statistical model for urban radio propagation", IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, n° 7, pp. 673-680, juillet 1977.
90. H.T. DOUGHERTY, W.J. HARTMAN, "Performance of a 400 Mbit/s system over a line-of-sight path", IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, n° 4, pp. 427-432, avril 1977.
91. L.E. ZEGERS, C.B. DEKKER, "A comparison of digital transmission techniques for standard FM mobile radio sets", IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, n° 3, pp. 364-368, mars 1977.
92. W.J. KESSLER, M.J. WIGGINS, "A simplified method for calculating UHF base-to-mobile statistical coverage contours over irregular terrain", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Orlando, FL., pp. 227-236, 16-18 mars 1977.
93. G.R. COOPER, R.W. NETTLETON, "A spread spectrum technique for high capacity mobile communications", Conf. Rec. Vehicular Technology Society, Orlando, FL., pp. 98-103, 16-18 mars 1977.
94. G.A. ARREDONDO, J.I. SMITH, "Voice and data transmission in a mobile radio channel at 850 MHz", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-26, n° 1, pp. 88-93, février 1977.
95. V. HACHENBURG, B.D. HOLM, J.I. SMITH, "Data signaling functions for a cellular mobile telephone system", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-26, n° 1, pp. 82-88, février 1977.

96. H. HASHEMI, "Simulation of the urban radio propagation channel", Doctoral thesis, University of California, Berkeley, 1977.
97. R.P. COUTIS, B.R. DAVIS, "Buffer requirements for intermittent data transmission over a Rayleigh fading channel", IEEE Trans. Commun., vol. COM-24, n° 10, pp. 1122-1129, octobre 1976.
98. J.D. PARSONS, M. HENZE, P.A. RATLIFF, M.J. WITHERS, "Diversity techniques for mobile radio reception", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-25, n° 3, pp. 75-85, août 1976.
99. R.C. FRENCH, "Radio propagation in London at 462 MHz", Radio and Electronic Engineer, vol. 46, pp. 333-336, juillet 1976.
100. J.W. MODESTINO, S.Y. MUI, "Convolutional code performance in the rician fading channel", IEEE Trans. Commun., vol. COM-24, n° 6, pp. 592-606, juin 1976.
101. R.C. FRENCH, "Mobile radio data transmission in the urban environment", IEEE Intl. Conf. on Communications, Philadelphie, pp. 27-15/27-20, 14-16 juin 1976.
102. W.J. WEBER, "Performance of phase-locked loops in the presence of fading communication channels", IEEE Trans. Commun., vol. COM-24, n° 5, pp. 487-499, mai 1976.
103. K. WATANABE, "Radio channel assignment method for mobile telephone systems", Electr. Commun. Japan, vol. 59-B, n° 3, pp. 96-106, mars 1976.
104. J.J. BUSSGANG, E.H. GETCHELL, B. GOLDBERG, P.F. MAHONEY, "Stored channel simulation of tactical VHF radio links", IEEE Trans. Commun., vol. COM-24, n° 2, pp. 154-163, février 1976.
105. 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.
106. 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.
107. D.O. REUDINK, "Properties of mobile radio propagation above 400 MHz", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-23, n° 4, pp. 143-159, novembre 1974.
108. W.C. JAKES, Ed., "Microwave mobile communications", New York: John Wiley and Sons, pp. 79-131, 1974.
109. G.A. ARREDONDO, W.H. CHRISS, E.H. WALKER, "A multipath fading simulator for mobile radio", IEEE Trans. Commun., vol. COM-21, n° 11, pp. 1325-1328, novembre 1973.
110. 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.
111. 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.
112. R.K. KWAN, "Advances in digital radio systems", IEEE Trans. Commun., vol. COM-21, n° 2, pp. 147-151, février 1973.

113. 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.
114. D.C. COX, "Delay doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile radio environment", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. AP-20, n° 5, pp. 625-635, septembre 1972.
115. M.J. GANS, "A power-spectral theory of propagation in the mobile-radio environment", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-21, n° 1, pp. 27-38, février 1972.
116. 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.
117. 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.
118. 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.
119. A.G. LONGLEY, P.L. RICE, "Prediction of tropospheric radio transmission loss over irregular terrain - A computer method", ESSA Tech. Rep., ERL79-ITS67, 1968.
120. P.A. BELLO, B.D. NELIN, "Optimization of subchannel data rate in FDM-SSB transmission over selectively fading media", IEEE Trans. Commun. Syst., vol. CS-12, pp. 46-53, mars 1964.
121. P.A. BELLO, "Characterization of randomly time-variant linear channels", IEEE Trans. Commun. Syst., vol. CS-11, pp. 360-393, décembre 1963.
122. J.J. EGLI, "Radio propagation above 40 Mc over irregular terrain", Proc. IRE, vol. 45, n° 10, pp. 1383-1391, octobre 1957.
123. W.R. YOUNG, L.Y. LACY, "Echoes in transmission at 450 megacycles from land-to-car radio units", Proc. IRE, vol. 38, n° 3, pp. 255-258, mars 1950.