

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

Rapport final

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

par

Gilles Y. Delisle, Michel Lecours
Gilles Gonthier, Jean-Yves Chouinard

pour

Gouvernement du Canada
Ministère des Communications, Ottawa

sous

Contrat OSU81-00145 du Ministère
des Approvisionnements et Services

Période du 22 juin 1981 au 31 mars 1982

Mars 1982

Rapport n° LT-82-8214

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

Rapport final

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

par

Gilles Y. Delisle, Michel Lecours
Gilles Gonthier, Jean-Yves Chouinard

pour

Gouvernement du Canada
Ministère des Communications, Ottawa

sous

Contrat OSU81-00145 du Ministère
des Approvisionnements et Services

Période du 22 juin 1981 au 31 mars 1982

Mars 1982

Rapport n° LT-82-8214

Industry Canada
Library - Queen

NOV 13 2013

Industrie Canada
Bibliothèque - Queen

COMMUNICATIONS CANADA
CRC

OCT 11 1984

LIBRARY - BIBLIOTHÈQUE

Rec. d'après DRMS Sept 1 84

RAPPORT FINAL

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

(Phase IV)

Par : Dr Gilles Y. Delisle, Chercheur principal
Dr Michel Lecours, Collaborateur
M. Gilles Gonthier, Ingénieur
M. Jean-Yves Chouinard, Etudiant gradué

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

Pour : Ministère des Communications, Ottawa

Contrat OSU81-00145 du Ministère des
Approvisionnements et Services

Durée : 22 juin 1981 au 31 mars 1981

Mars 1982

Rapport n° LT-82-8214

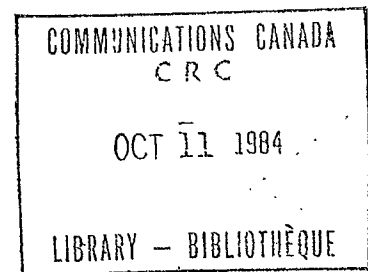


Table des Matières

Chapitre 1	INTRODUCTION	1
Chapitre 2	PREDICTION DU TAUX D'ERREUR DE TRANSMISSION SELON LE TYPE DE MODULATION	4
	2.1 Rappel de résultats importants	5
	2.2 Approche des méthodes de prédiction	8
	2.3 Déduction des hypothèses de travail	11
	2.4 Résultats	14
	2.5 Conclusions	24
Chapitre 3	DERIVATION D'UN MODELE DES ERREURS NUMERIQUES	30
	3.1 Influence des techniques de modulation et des caractéristiques des modems	32
	3.2 Effet de l'interférence	36
	3.3 Un modèle de prédiction des erreurs numériques	40
	3.4 L'état des connaissances actuelles	45
	3.5 Résultats	47
	3.6 Conclusion	49
Chapitre 4	CONCLUSIONS	62
	Bibliographie	65
Appendice I	Programmes pour le calcul du taux d'erreur	67
Appendice II	Programmes pour la simulation d'un système numérique	83

Chapitre 1

INTRODUCTION

Ce rapport présente les résultats des travaux de recherche effectués par les auteurs dans le cadre du contrat OSU81-00145 portant sur l'étude des problèmes de propagation associés aux stations émettrices et mobiles terrestres en milieu urbain. Ces travaux ont été effectués en conformité avec notre proposition de contrat de février 1981. Il s'agit de la quatrième phase d'un programme de recherche dont l'objectif ultime à long terme est la caractérisation adéquate des conditions de propagation de façon à pouvoir analyser et prédire la performance de tous les systèmes de communications en milieu urbain.

Ces travaux s'insèrent très bien dans les activités de recherche de pointe car il y a actuellement une très forte demande pour des services accrus et améliorés dans le domaine de la radio-mobile. Ainsi, on peut citer les expériences faites au cours des dernières années en vue de développer un concept cellulaire du système radio-mobile dans lequel l'utilisateur est intégré au réseau téléphonique normal et voit sa communication gérée par une station centrale qui le transfère d'une cellule à l'autre. En parallèle avec ce développement, on assiste à l'introduction graduelle des techniques numériques, en particulier pour des applications à faible taux de transmission, soit de 1200 à 4800 bits/seconde: déjà à ces faibles taux de transmission le fort taux d'erreur (de l'ordre de 1%) et la présence de salves d'erreurs entraînent l'utilisation de techniques spéciales telle la répétition des messages dans les cas où l'on veut obtenir des résultats de bonne qualité. Les conditions de propagation difficiles du canal radio-mobile ne permettent pas non plus d'envisager la transmission de la parole à des taux de l'ordre de 30 à 56 kbits/s sans l'emploi de techniques de codage spéciales. Parmi les systèmes proposés qui devraient utiliser encore un plus haut taux de transmission, on peut mentionner les propositions qui ont été faites en vue de l'emploi des techniques d'étalement spectral. Dans ce type de système, chaque usager se caractérise par une signature constituée d'une séquence de fréquences, l'ensemble des fréquences étant commun à tous les usagers. Avec un codage 5/32, par exemple, on transmettrait un total

de 32 bits pour chaque 5 bits d'information, donc un facteur de plus de 6: pour transmettre l'information à un taux de 30 à 56 kbits/s, il faudrait utiliser des taux de transmission de l'ordre de 200 à 350 kbits/s.

Il est permis de dire que, pour la transmission numérique à basse comme à haute vitesse, il y a un besoin pour une étude systématique de l'influence des conditions de propagation sur la performance des systèmes de communication, ces conditions de propagation ayant une influence prédominante.

Il est intéressant de rappeler très brièvement les grandes conclusions de nos travaux précédents [1-3] pour bien situer l'intérêt de l'étude actuelle; ainsi, en plus de faire une synthèse de nombreuses études et données disponibles, on a montré, entre autres:

- a) qu'il est possible d'améliorer assez facilement les méthodes statistiques de prédiction du niveau du signal reçu en milieu urbain en complétant les données topographiques par des paramètres macroscopiques comme la surface du sol occupée par les édifices ou le rapport entre la hauteur des édifices et la largeur des rues.
- b) que l'on peut faire une synthèse et une étude comparative élaborée de divers modèles statistiques connus pour prédire le niveau moyen du signal en milieu urbain (modèles de Egli et Hata, de Edwards et Durkin, de Blomquist et Ladell, de Allsebrook et Parsons) en cernant le domaine d'application de chacun de ces modèles et en identifiant les additions qu'il faut leur apporter pour les comparer.
- c) que dans les cas des systèmes numériques opérant à de faibles taux de transmission, la connaissance du niveau du signal reçu permet de prédire une distribution du taux d'erreurs. Statistiquement, ce niveau du signal reçu est composé de la superposition d'une distribution log-normale - qui tient compte du blocage et de la variation lente du niveau moyen observé en passant d'un secteur urbain à l'autre - et d'une distribution de Rayleigh - qui représente les variations rapides dues aux réflexions sur les obstacles.
- d) que pour établir la prédiction mentionnée au point (c), on a besoin de connaître la moyenne et la variance du niveau "moyen" du signal reçu d'un secteur urbain à l'autre, la distribution du niveau du signal "instantané" reçu, de même que la caractéristique d'opération statique du système en présence de bruit blanc gaussien additif.

Dans ce dernier cas, on montre que bien que les paramètres statistiques reliés à la propagation ne sont pas connus avec beaucoup de précision, il est possible d'arriver à des approximations pratiques et utiles. C'est dans ce contexte que nous présentons, au chapitre 2 de ce rapport, les résultats d'une étude de l'influence du type de modulation utilisé (C-FSK, NC-FSK, C-PSK, DC-PSK, TFM) sur la prédiction du taux d'erreur d'un système numérique opérant à faible vitesse de transmission.

De même, si, pour des applications à des taux de transmission relativement faibles, on n'a besoin de considérer que l'amplitude du signal reçu, il n'en va pas ainsi pour des applications où le taux de transmission excéderait les 50 kbits/s. A partir des résultats de Turin [4] et de ses collaborateurs, nous avons déjà procédé à l'implantation sur ordinateur d'un canal radio-mobile urbain qui serait adéquat pour la simulation de systèmes à haute vitesse. Il s'agit plus exactement d'une modélisation de la réponse impulsionnelle du canal avec l'effet des multiples parcours, et ce travail a fait l'objet d'une thèse de maîtrise [5] récente. Dans cette optique, et en considérant des travaux récents [6-9], le chapitre 3 jette les bases d'un projet qui vise à établir une relation entre la prédiction du niveau du signal reçu et la séquence d'erreur qui en résulte à la sortie du détecteur dans un système radio-mobile numérique. La génération de telles séquences d'erreurs permet non seulement de connaître leurs propriétés statistiques, de corréler ces propriétés statistiques avec les différents types de milieux urbains, mais aussi de prédire la performance qu'on est susceptible d'obtenir avec des procédures et des codes de correction et de détection d'erreurs.

Finalement, le chapitre 4 dégage les conclusions importantes des travaux effectués dans le cadre de ce contrat et présente la direction des travaux futurs.

On trouvera également une bibliographie complète et des annexes donnant les listings des programmes d'ordinateur utilisés pour obtenir les résultats numériques.

Chapitre 2

PREDICTION DU TAUX D'ERREUR DE TRANSMISSION SELON LE TYPE DE MODULATION

Au cours de nos travaux antérieurs [2], nous avons souligné le besoin pour les autorités compétentes d'être en mesure de prédire le taux d'erreurs de transmission des systèmes numériques en tenant compte des divers paramètres d'intérêt d'un système particulier. Ces paramètres, qui doivent être pris en considération pour établir des techniques de prédiction adéquates, sont nombreux et les résultats obtenus au cours des dernières années [2-3] démontrent clairement que les conditions de propagation, les lois de fluctuations des signaux moyen et instantané, la vitesse de transmission, le type de milieu urbain considéré, etc., ne sont que quelques-uns des facteurs qui influencent ces techniques ou modèles de prévision. Chacun de ces éléments doit cependant pouvoir être quantifié avec une précision suffisante sans pour autant qu'une complexité inacceptable dans la formulation ne vienne rendre inutilisables dans la pratique les méthodes résultantes.

Une difficulté additionnelle dans ce domaine est causée par la diversité des informations et le manque d'uniformité dans la présentation des résultats qui pourraient éventuellement être intégrés aux techniques de prévision afin de les améliorer. Afin d'établir avec un certain degré de fiabilité quelle sera la performance d'un système donné sous certaines conditions, il faut s'assurer au préalable que les résultats sur lesquels on s'appuie sont représentatifs de tendances généralement observées par plusieurs études concurrentes. Or, même avec cette diversité de sources d'information, en particulier celles pouvant fournir des résultats de campagne de mesures, il n'existe à peu près pas de cohérence dans le sens où les résultats ne sont pas facilement comparables d'une étude à l'autre. Il faut donc être bien au fait des conditions qui ont prévalu dans une étude particulière avant d'en utiliser certains graphiques ou formules.

L'objectif de ce chapitre est donc de présenter, sous la forme la plus directe et la plus accessible possible, les derniers résultats disponibles

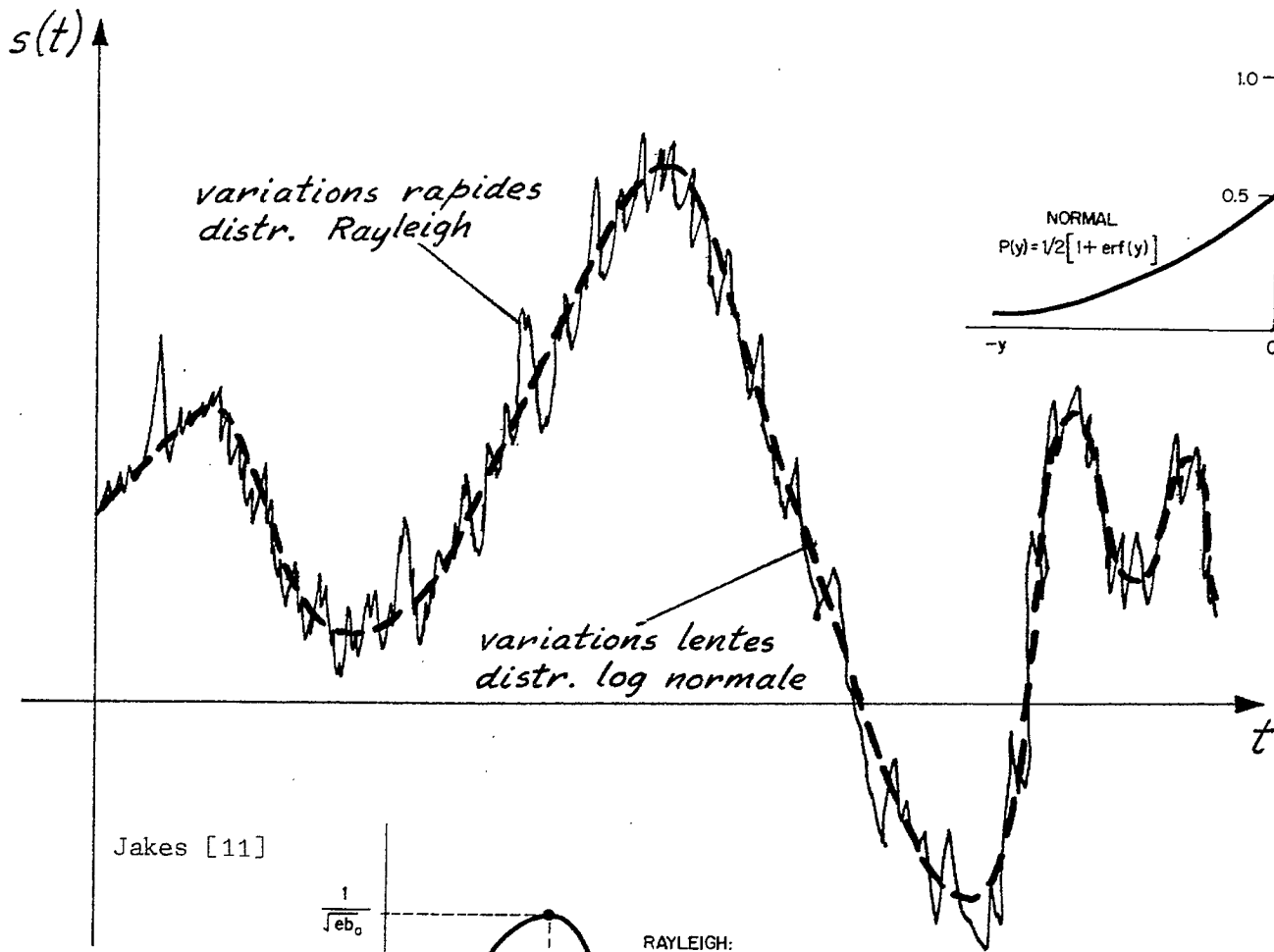
pour prédire la distribution du taux d'erreurs d'un système numérique opérant à faible vitesse de transmission. On y introduit, en particulier, un ensemble de résultats originaux qui permettent une discussion rationnelle de la pondération à attribuer à chacun des paramètres d'intérêt dans la prédiction de performance. Ainsi, on y retrouve pour la première fois, des courbes caractéristiques donnant le taux d'erreur en fonction du rapport signal-à-bruit (SNR) applicables à des systèmes utilisant des modulations différentes.

Les résultats présentés dans ce chapitre correspondent à l'objectif initial que nous avons mentionné lors de notre proposition de renouvellement de contrat soumise en février 1981 et qui se lisait "en reprenant l'approche décrite au chapitre 2 du rapport LT-80-8223 [2] pour l'estimation du taux d'erreur de transmission, généraliser les résultats obtenus à un certain nombre de systèmes de communications utilisant des techniques de modulations différentes". On notera également à la lumière des résultats de ce chapitre que ceux-ci démontrent de façon très significative les besoins réels pour des campagnes de mesures additionnelles.

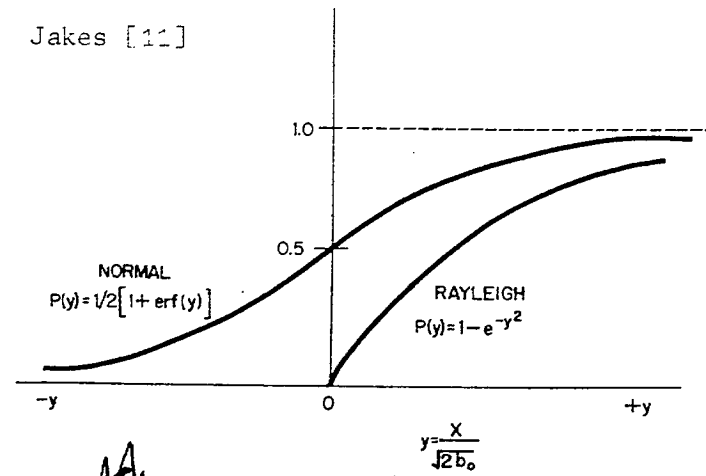
2.1 RAPPEL DE RESULTATS IMPORTANTS

Dans le cadre de la deuxième phase de cette étude [2], nous avons montré que le niveau instantané du signal reçu par une station radio-mobile en milieu urbain était soumis à deux types de fluctuations bien distincts autour d'un niveau moyen qui peut être obtenu à l'aide de plusieurs modèles statistiques dont nous avons également fait une synthèse [3]. La classification de ces fluctuations en deux types est maintenant bien acceptée par la quasi-totalité des auteurs dans le domaine et elle est sommairement rappelée ici pour permettre de comprendre plus facilement les discussions qui vont être présentées sub-séquentement sur le comportement des divers systèmes.

La figure 2-1 est utilisée pour expliciter davantage les principales conclusions. En premier lieu, le niveau du signal moyen subit des fluctuations rapides décrites statistiquement par une distribution de Rayleigh [10]. Ces variations brusques sont directement reliées à un affaiblissement consécutif à des réflexions multiples sur les édifices ou les obstacles. C'est donc un phénomène d'évanouissement rapide (fast fading) qui se produit par rapport à la valeur moyenne du signal prise sur une petite zone (de l'ordre de 50 mètres).



Jakes [11]



Jakes [11]

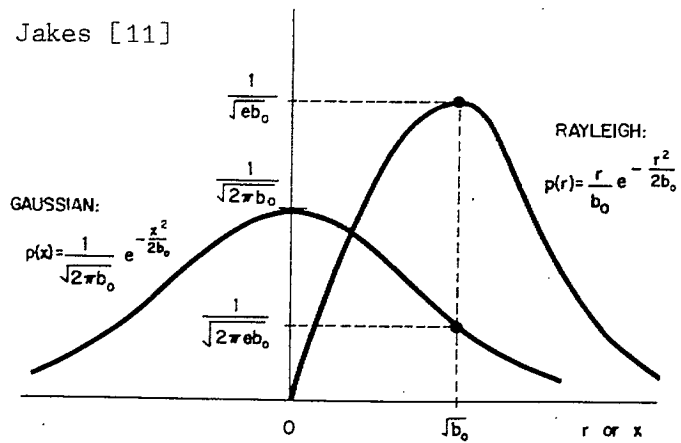


Figure 2-1: Représentation d'un signal temporel soumis à des fluctuations rapides du type Rayleigh et à des variations lentes du type log-normal.

Cette zone est évidemment très importante en dimensions comparée à la distance entre les évanouissements rapides mais elle demeure néanmoins très petite en comparaison avec les accidents de terrain ou autres caractéristiques topographiques qui sont de dimensions largement supérieures et qui sont généralement caractérisés dans les modèles de prévisions statistiques avec une précision de l'ordre du kilomètre.

Des variations plus lentes du signal sur une petite zone de l'ordre de 50 m sont également observées et on montre [2] qu'elles peuvent être décrites par une distribution log-normale si l'on a préalablement normalisé l'amplitude du signal reçu dans cette petite zone par rapport au niveau moyen de celui reçu sur une zone plus grande de l'ordre du kilomètre. On relie la fluctuation lente de ce niveau moyen au blocage, i.e. à la présence de réflecteurs (obstacles naturels ou édifices) et au passage d'un secteur urbain à un autre, donc à un relief topographique différent. C'est donc un phénomène d'évanouissement plus lent (slow fading) et nous l'avons schématisé en pointillé à la figure 2-1.

Selon la nature des intérêts en jeu, on devra attacher de l'importance à ces deux types de variations, ou bien on pourra en négliger un ou même les deux. C'est précisément ce que font les divers modèles statistiques [12-17] actuellement disponibles pour prédire le niveau du signal moyen dans un secteur urbain, celui-ci étant suffisant pour prédire adéquatement le comportement en fonction de la fréquence et de la distance d'un système donné. Or ce n'est pas le cas pour les systèmes numériques car la prédiction du taux d'erreur de transmission, paramètre reconnu comme fondamental [2] pour l'établissement de certains critères de performance, nécessite plus que la connaissance du niveau du signal moyen. En effet, la connaissance additionnelle de la distribution du niveau du signal instantané est requise pour pouvoir établir des relations entre le taux d'erreur observé et le niveau du signal reçu. L'établissement de tels liens n'est possible assez simplement que dans le cas de systèmes numériques opérant à de faibles taux de transmission. L'étude de système à fort débit opérant dans un milieu urbain est beaucoup plus complexe et nécessite une modélisation de la réponse impulsionnelle du canal [4-5] avec l'effet de multiples parcours. Ce type de système n'est pas couvert par les résultats présentés dans ce chapitre.

2.2 APPROCHE DES METHODES DE PREDICTION

Dans le cas de systèmes à faible taux de transmission, on montre que le taux d'erreur est une fonction directe de la déviation standard de la distribution log-normale [18]. Il s'agit d'une conclusion commune à plusieurs auteurs et elle permet de comprendre plus profondément certaines approches qui ont été proposées.

Ainsi, un assez bon nombre de travaux théoriques et expérimentaux supposent, dans un premier temps, que le niveau du signal local moyen est constant et, en conséquence, que le niveau instantané de l'enveloppe du signal reçu est alors décrit statistiquement uniquement par une distribution de Rayleigh pure. C'est le cas d'un résultat typique de French [10] qui est présenté à la figure 2-2. On notera que les points expérimentaux sont dispersés appréciablement autour de la courbe et que le taux d'erreur, plus grand en réalité que celui prévu analytiquement par la distribution de Rayleigh, est précisément dû à la variation lente du niveau du signal moyen, donc au phénomène de blocage.

L'introduction d'une distribution log-normale superposée à une distribution de Rayleigh permet de se rapprocher sensiblement des résultats expérimentaux obtenus ou, à tout le moins, d'être en mesure de les interpréter beaucoup plus facilement. Cela est d'ailleurs confirmé par les courbes de la figure 2-3. Une conclusion similaire a été obtenue par Hansen et Meno [18] et la figure 2-4 présente les résultats de ces derniers pour montrer l'importance de tenir compte des deux types de fluctuations. Dans l'ensemble des résultats disponibles dans la littérature, nous avons retenu ceux de French [10-19-20] comme étant les plus significatifs de ce qui devrait être observé dans notre milieu et nous nous en servons donc comme point de comparaison.

A cette fin, nous avons programmé le modèle de French [10] et des résultats identiques à ceux publiés par celui-ci sont présentés à la figure 2-5. Sur cette figure on peut voir les résultats de French, décrits par une expression empirique du type:

$$p_e = \frac{1}{2} \exp(-Qs^R) \quad (2-1)$$

où p_e est la probabilité d'erreur, Q et R des paramètres dont les valeurs sont ajustées pour lisser le mieux possible les points expérimentaux. Ainsi, pour $Q = -48,6$ et $R = 1,9$, on obtient les résultats de la figure 2-5, absolu-

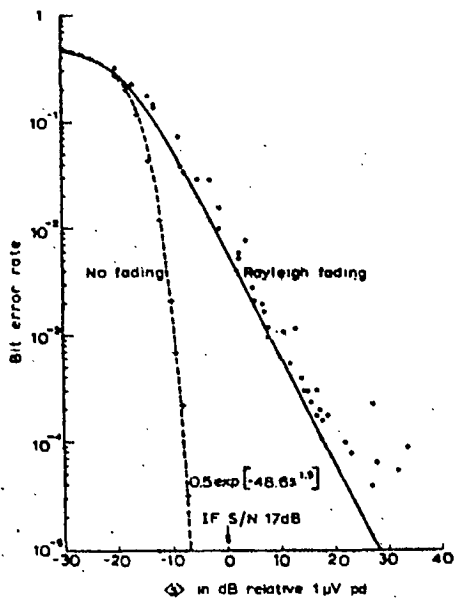


Figure 2-2:

Courbe du taux d'erreur mesuré et calculé en tenant compte uniquement d'une atténuation de type Rayleigh.

(Source: R.C. French [10]).

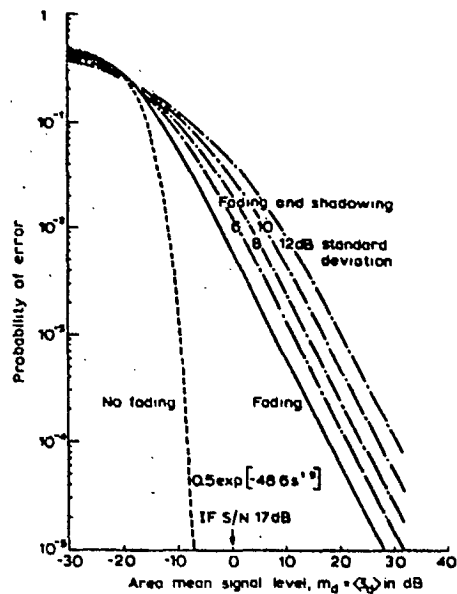


Figure 2-3:

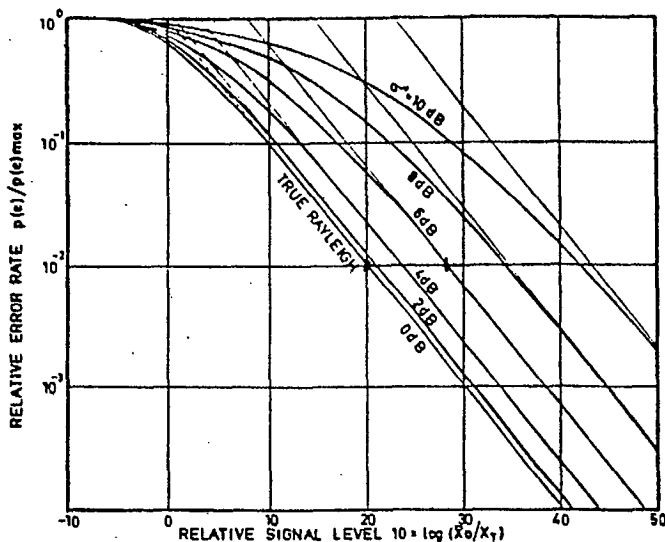
Courbe de prédiction de la probabilité d'erreur en présence des affaiblissements de types Rayleigh et log-normal.

(Source: R.C. French [10]).

Figure 2-4:

Courbe du taux d'erreur de transmission en présence des atténuations de Rayleigh et log-normale.

(Source: F. Hansen, F.I. Meno [18]).



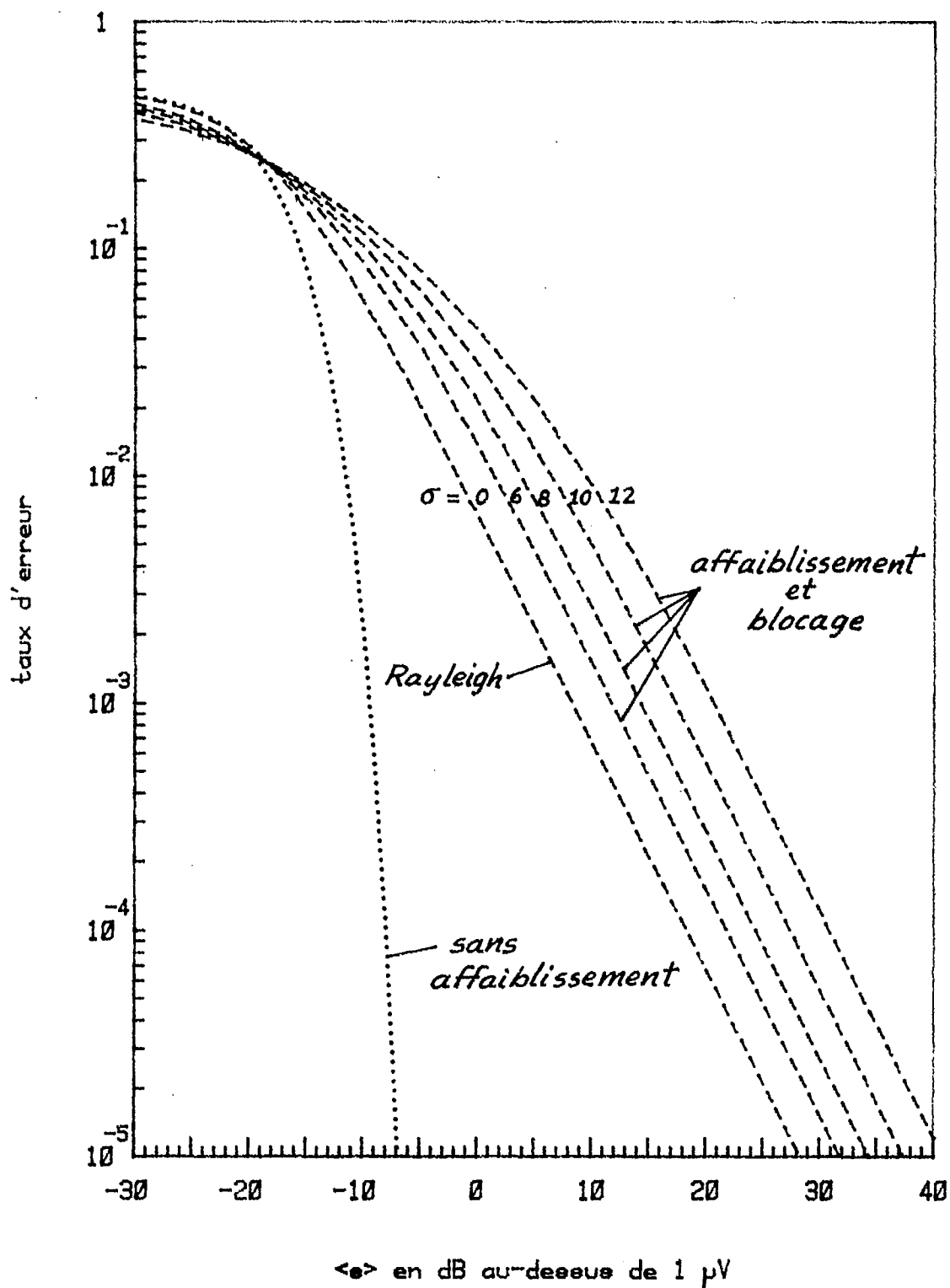


Figure 2-5: Résultats obtenus par la programmation du modèle de French pour les courbes de prédiction de la probabilité d'erreur en présence des affaiblissements de types Rayleigh et log-normal.

ment identiques à ceux présentés par French [10] et reproduits à la figure 2-4 pour fins de comparaison. Cela constitue une vérification suffisante à notre avis de la validité de la programmation de nos expressions de probabilité d'erreur selon une loi de Rayleigh pure ou Rayleigh avec blocage. Le listing complet du programme utilisé, écrit en langage BASIC, est d'ailleurs donné à l'appendice I.

On notera également que pour un taux d'erreur donné, la figure 2-5 permet la comparaison des résultats avec le cas sans évanouissement (no fading). Il s'agit donc de la caractéristique d'opération statique telle que mesurée expérimentalement par French [10] mais qui peut aussi être obtenue analytiquement par des expressions relativement simples pour diverses formes de modulation. Il s'agira, dans ce cas, de la caractéristique d'opération statique du système en présence de bruit blanc gaussien additif et nous en ferons ultérieurement un usage intensif car elle constitue une base commune pour établir la performance de divers systèmes.

2.3 DEDUCTION DES HYPOTHESES DE TRAVAIL

Afin d'établir de quelles façons il serait possible de visualiser les conséquences pratiques d'utiliser un type de modulation plutôt qu'un autre, il nous a fallu songer à présenter un ensemble de résultats cohérents pouvant être comparés facilement et qui seraient le plus près possible des résultats obtenus en pratique.

En premier lieu, il est certain que l'on se doit de faire une distinction entre une courbe idéale qui établit la performance d'un système donné en présence de bruit blanc gaussien additif et celle qui pourrait être obtenue dans les mêmes conditions avec un modem réel. En se basant sur un résultat de French [20] présenté ci-après (figure 2-6), on a supposé arbitrairement mais logiquement, que la courbe théorique pouvait éventuellement être dégradée jusqu'à 3 dB même si les résultats expérimentaux semblent indiquer un peu moins de dégradation. La figure 2-7 présente donc (dans le cas particulier du FSK non cohérent) notre hypothèse de dégradation d'un modem réel par rapport au résultat théorique. Pour chaque type de modulation considéré nous avons fait la même hypothèse d'un décalage de 3 dB.

Deuxièmement, il a été constaté [21] que la performance d'un système

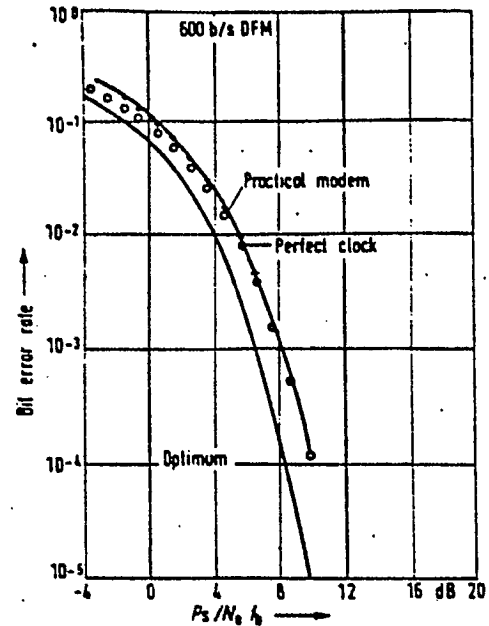


Figure 2-6:

Comparaison entre les performances d'un système en présence de bruit blanc gaussien additif et celles d'un modem réel.

donnée est affectée par la vitesse de transmission, même si l'on demeure toujours à un faible taux de transmission. Cela est particulièrement bien démontré par la courbe de la figure 2-8 qui illustre qu'une variation de plusieurs dB dans le niveau de signal reçu peut être obtenue pour un même taux d'erreur selon la vitesse de transmission utilisée.

Même si ce phénomène est connu, nous ne pouvons en tenir compte dans nos comparaisons car aucune étude permettant d'intégrer cet effet dans la formulation du taux d'erreur de transmission n'est disponible.

La même situation se présente pour l'effet de la vitesse du véhicule à la réception. On sait que cela influence quelque peu le résultat mais on ne peut en tenir compte.

Néanmoins, et à quelques décibels près, les résultats des comparaisons de la section suivante sont, à notre avis, très fiables et sont surtout présentés de façon cohérente permettant de garantir que, dans un contexte donné, l'on pourra faire le meilleur choix possible même si la précision ne sera pas nécessairement aussi grande que l'on aurait pu le souhaiter.

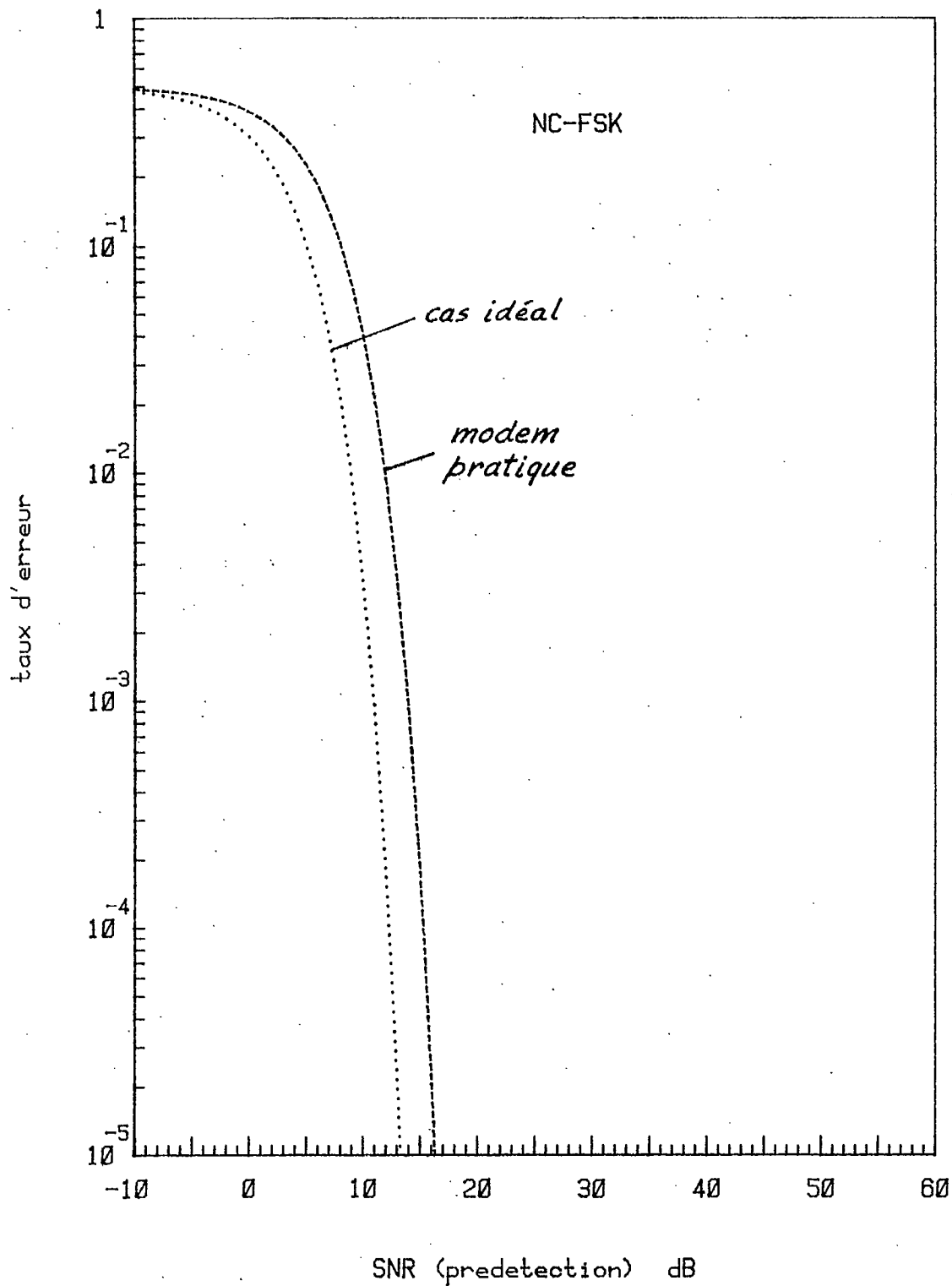


Figure 2-7: Hypothèse de dégradation entre un modem idéal et le cas d'un modem réel. A la suite de R.C. French [20]. (Cas particulier d'un système FSK non cohérent).

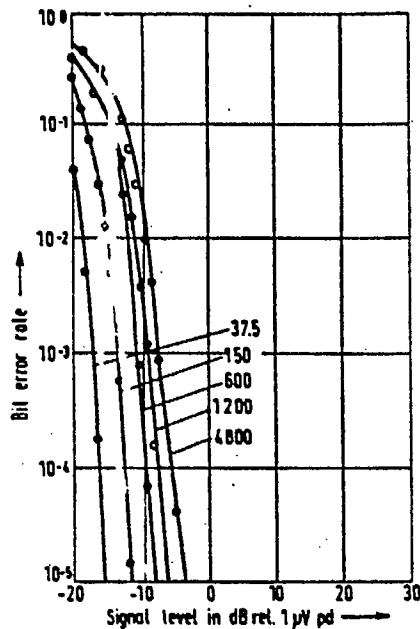


Figure 2-8:

Variation du niveau du signal reçu en fonction de la vitesse de transmission (Source: R.C. French [20]).

2.4 RESULTATS

L'intérêt de l'étude étant de montrer l'effet de l'utilisation d'un type de modulation plutôt qu'un autre sur le taux d'erreur de transmission obtenu, il nous est apparu que nous devons faire un choix représentatif des modulations possibles et non un choix exhaustif.

Ainsi, les modulations retenues pour fins de comparaisons sont donc:

- C-FSK (coherent frequency shift keying)
- NC-FSK (non-coherent frequency shift keying)
- C-PSK (coherent phase shift keying)
- DC-PSK (differentially coherent phase shift keying)
- TFM (tamed frequency modulation [22])

On notera qu'il s'agit de modulations numériques fréquemment utilisées à l'exception de la dernière (TFM) qui nous était beaucoup moins familière et dont nous avons jugé bon de tenter d'établir une performance comparative avec les autres. Une description très détaillée de ce nouveau type de modulation se retrouve dans l'article de Jager & Dekker [22] qui sont, de fait, les concepteurs de celle-ci.

Pour chacun de ces types de modulations, l'expression de la probabi-

lité d'erreur en présence de bruit blanc gaussien additif est une expression très simple en fonction du rapport signal à bruit η de prédétection. Le tableau 2-1 présente le sommaire des expressions utilisées et le listing détaillé du programme d'ordinateur, écrit en langage BASIC, nécessaire pour obtenir les résultats est donné à l'appendice I.

Afin de vérifier la programmation et montrer que l'on peut comparer les résultats obtenus pour les divers types de modulations, la figure 2-9 présente une performance comparative des modulations C-FSK, NC-FSK, C-PSK, DC-PSK et TFM. On y trouve une représentation de la probabilité d'erreur en fonction du rapport signal-à-bruit de prédétection dans le cas d'un canal perturbé par du bruit blanc gaussien additif. On notera que pour un taux d'erreur donné les meilleures performances sont offertes, dans l'ordre, par le NC-FSK, C-FSK, DC-PSK, TFM et C-PSK, la différence dans le rapport signal-à-bruit résultant étant cependant pas très importante, de l'ordre de 3 ou 4 dB.

Les résultats obtenus avec notre programme se comparent très facilement à ceux présentés par Gregg [23] et reproduits à la figure 2-10 pour faciliter la comparaison. A part les échelles qui sont quelque peu différentes, il est facile de constater que nous obtenons des résultats fiables et sur lesquels nous pouvons nous appuyer par la suite.

En prenant en compte les hypothèses émises à la section 2.3, les figures 2-11 à 2-15 présentent les résultats obtenus pour chaque type de modulation lorsque l'on superpose une fluctuation de Rayleigh au cas théorique (ajusté de 3 dB pour tenir compte des modems pratiques) et que l'on y additionne par la suite un effet de blocage plus ou moins important selon la valeur indiquée pour σ . On notera que l'on a fait varier σ entre 0 et 12 dB, le cas où $\sigma = 0$ correspondant évidemment à une distribution de Rayleigh pure.

On constate aisément que pour tous les types de modulation étudiés, si l'on désire obtenir un taux d'erreur pré-établi en présence de fluctuations de types Rayleigh et log-normal, une augmentation très considérable du rapport signal-à-bruit est requise par rapport à celui nécessaire dans le cas où l'on ne considère qu'un bruit blanc gaussien additif. Typiquement, on peut voir que l'écart entre la courbe théorique et celles obtenues en introduisant des fluctuations de Rayleigh et log-normale s'agrandit à mesure que le taux d'erreur désiré diminue, pouvant être de l'ordre de 20 à 25 dB pour un taux d'erreur de 10^{-4} .

MODULATION	PROBABILITE D'ERREUR (canal à bruit gaussien) $\eta = S/N$ (prédétection)
C-FSK	$1/2 \operatorname{erfc}(\sqrt{\eta/2})$
NC-FSK	$1/2 \exp(-\eta/2)$
C-PSK	$1/2 \operatorname{erfc}(\sqrt{\eta})$
DC-PSK	$1/2 \exp(-\eta)$
TFM	$1/4 \operatorname{erfc}(\sqrt{\eta}) + 1/4 \operatorname{erfc}(\sqrt{.69\eta})$

Tableau 2-1

Expressions utilisées pour calculer la probabilité d'erreur en présence de bruit blanc gaussien additif des divers systèmes retenus.

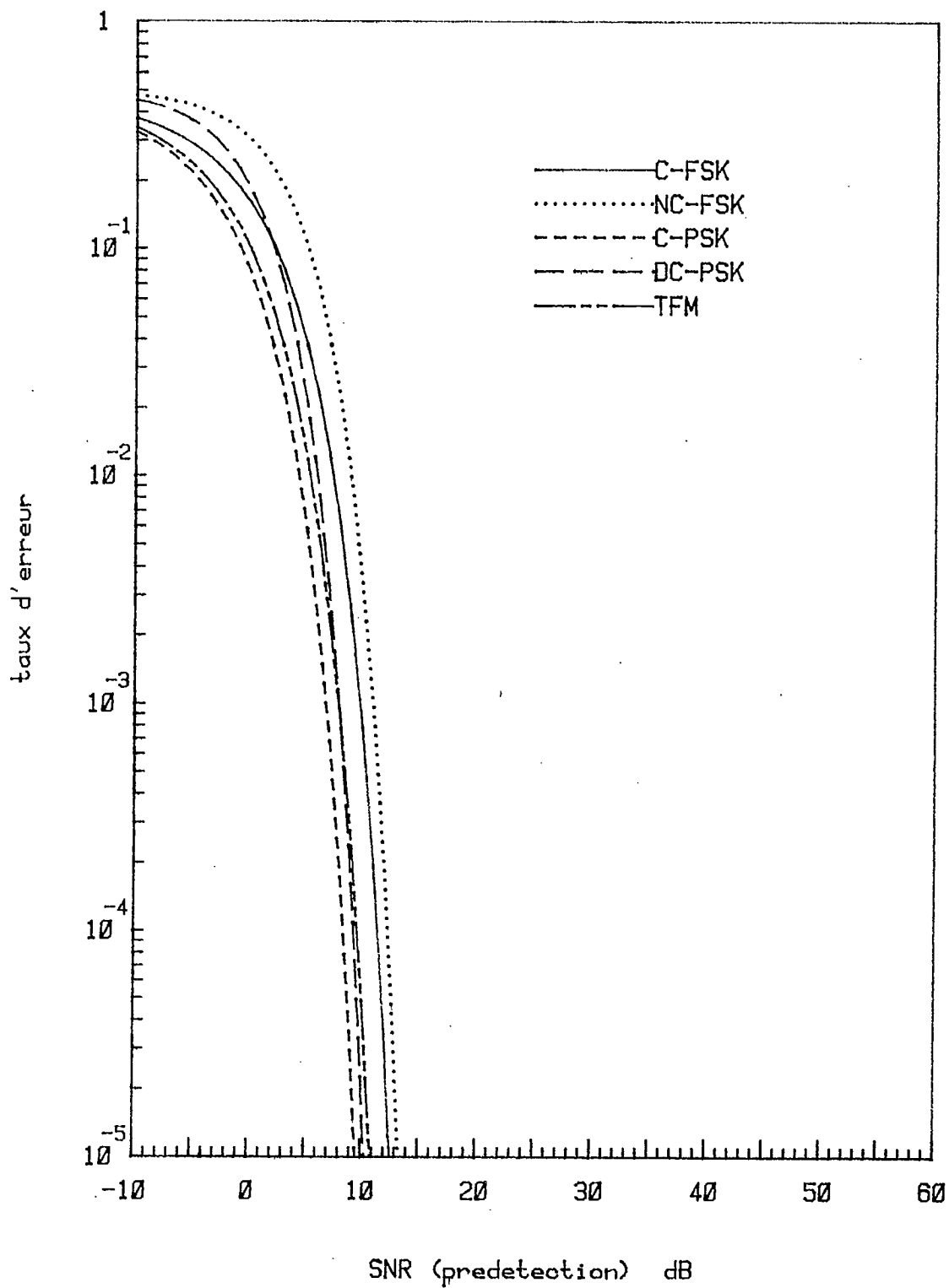


Figure 2-9; Performance comparative des modulations retenues pour notre étude en présence de bruit blanc gaussien additif.

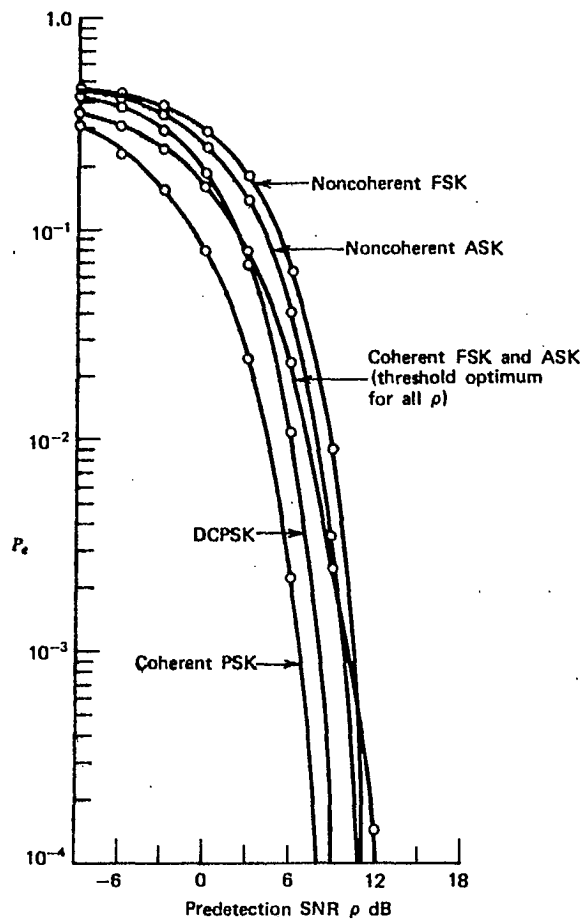


Figure 2-10: Probabilité d'erreur des divers systèmes numériques utilisés en présence de bruit blanc gaussien additif.

(Source: W.D. Gregg [23]).

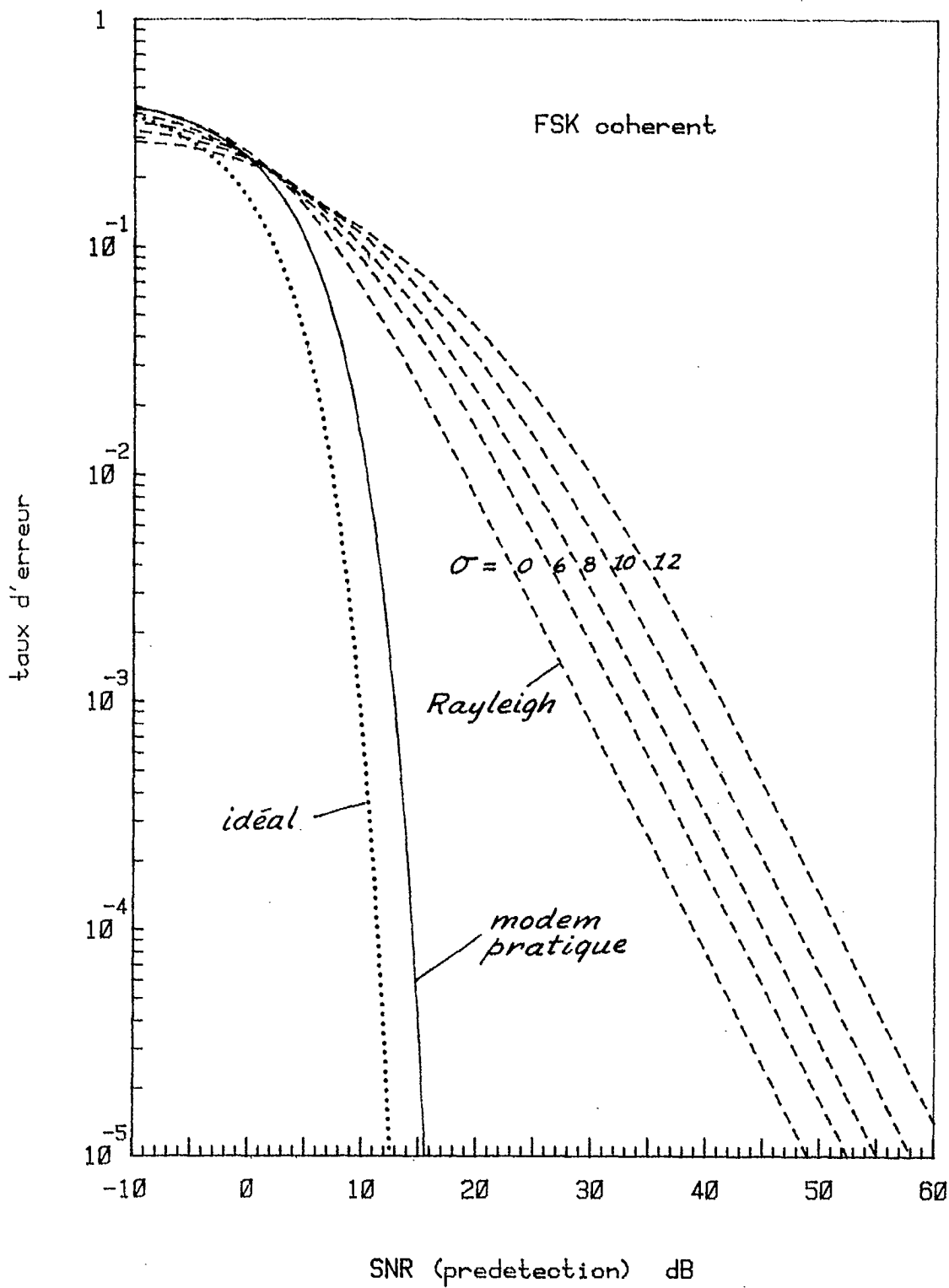


Figure 2-11: Courbe de prédiction du taux d'erreur en présence des atténuations de types Rayleigh et log-normal pour le FSK cohérent.

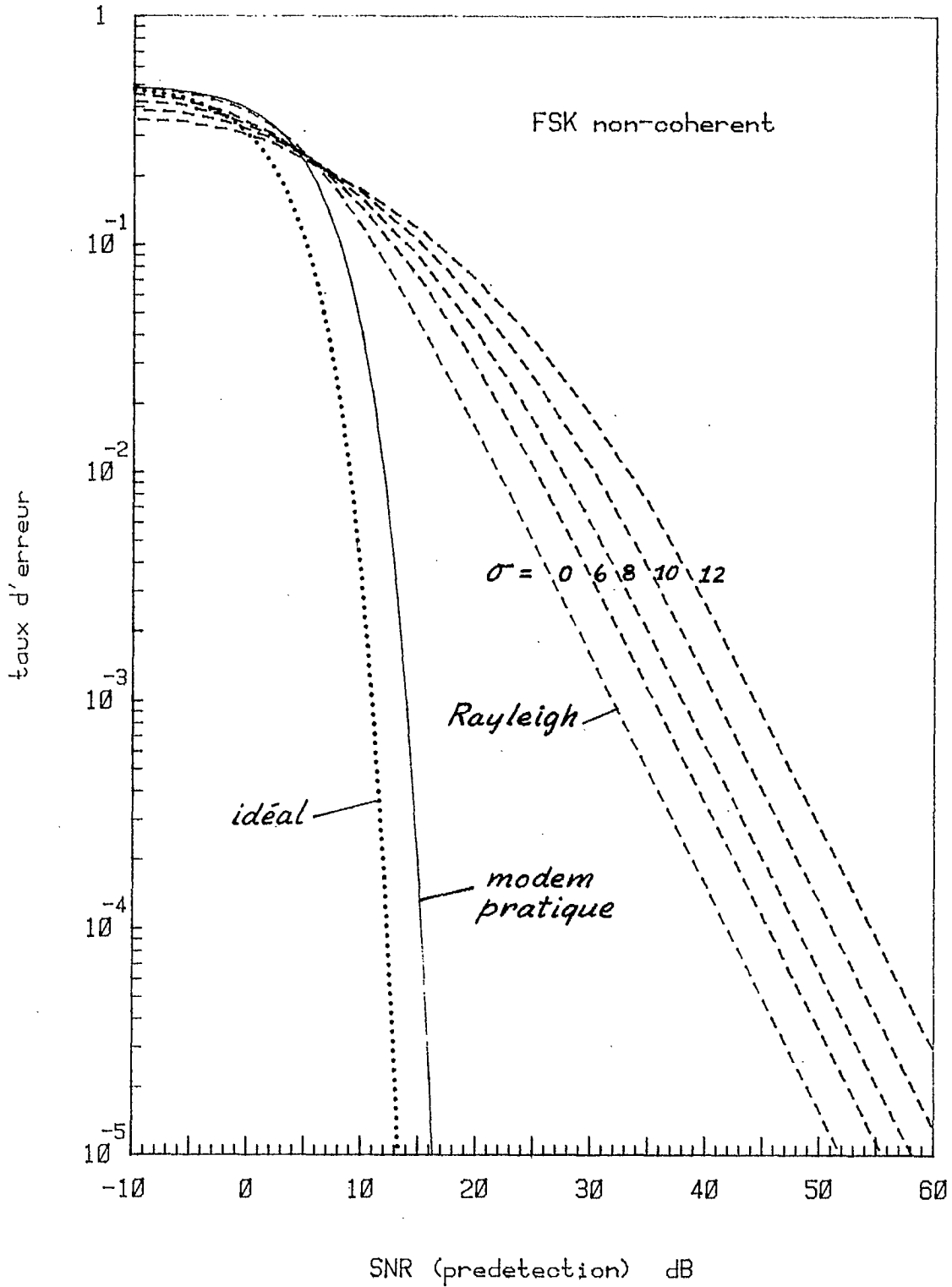


Figure 2-12: Courbe de prédiction du taux d'erreur en présence des atténuations de types Rayleigh et log-normal pour le FSK non cohérent.

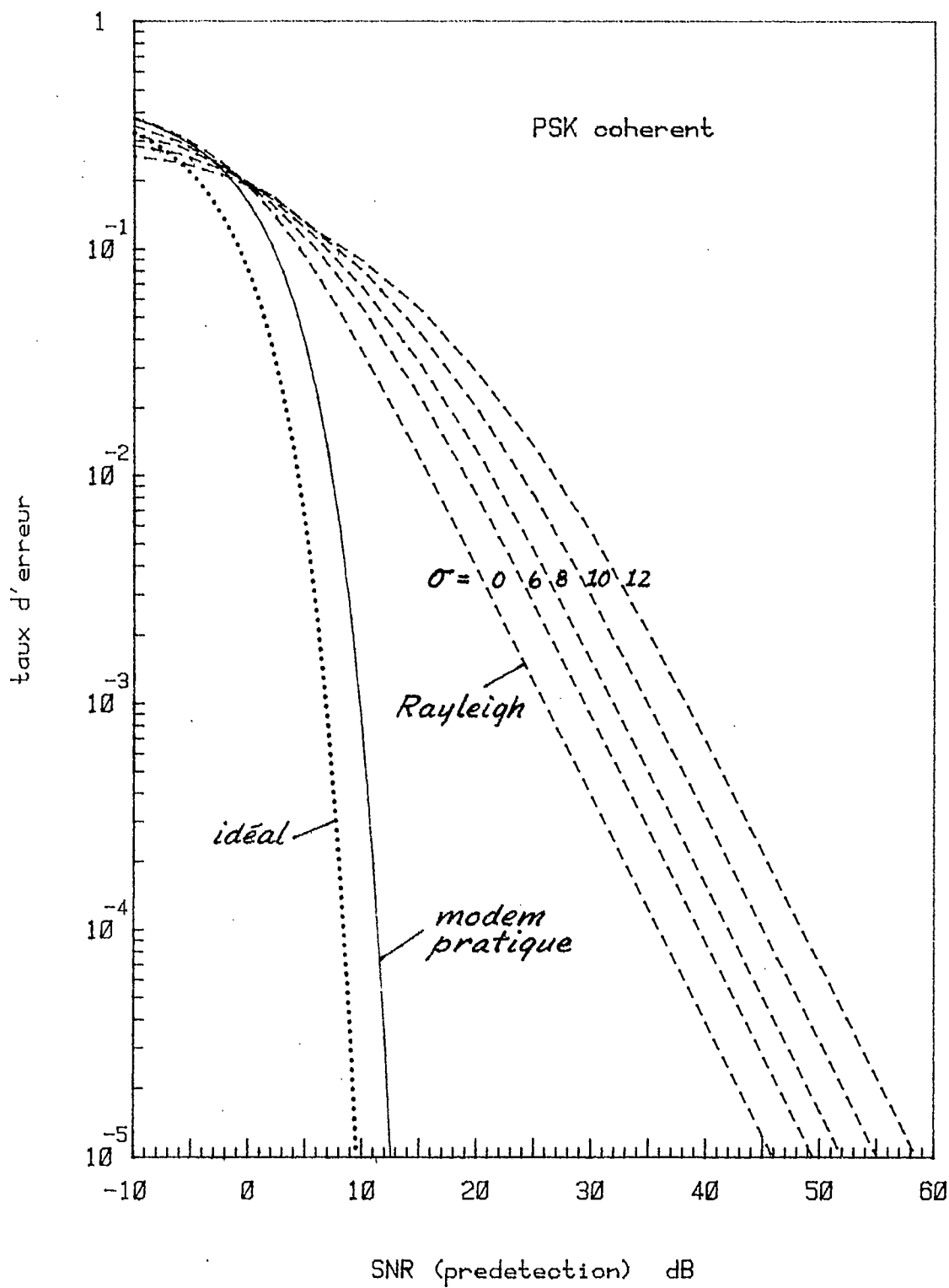


Figure 2-13: Courbe de prédiction du taux d'erreur en présence des atténuations de types Rayleigh et log-normal pour le PSK cohérent.

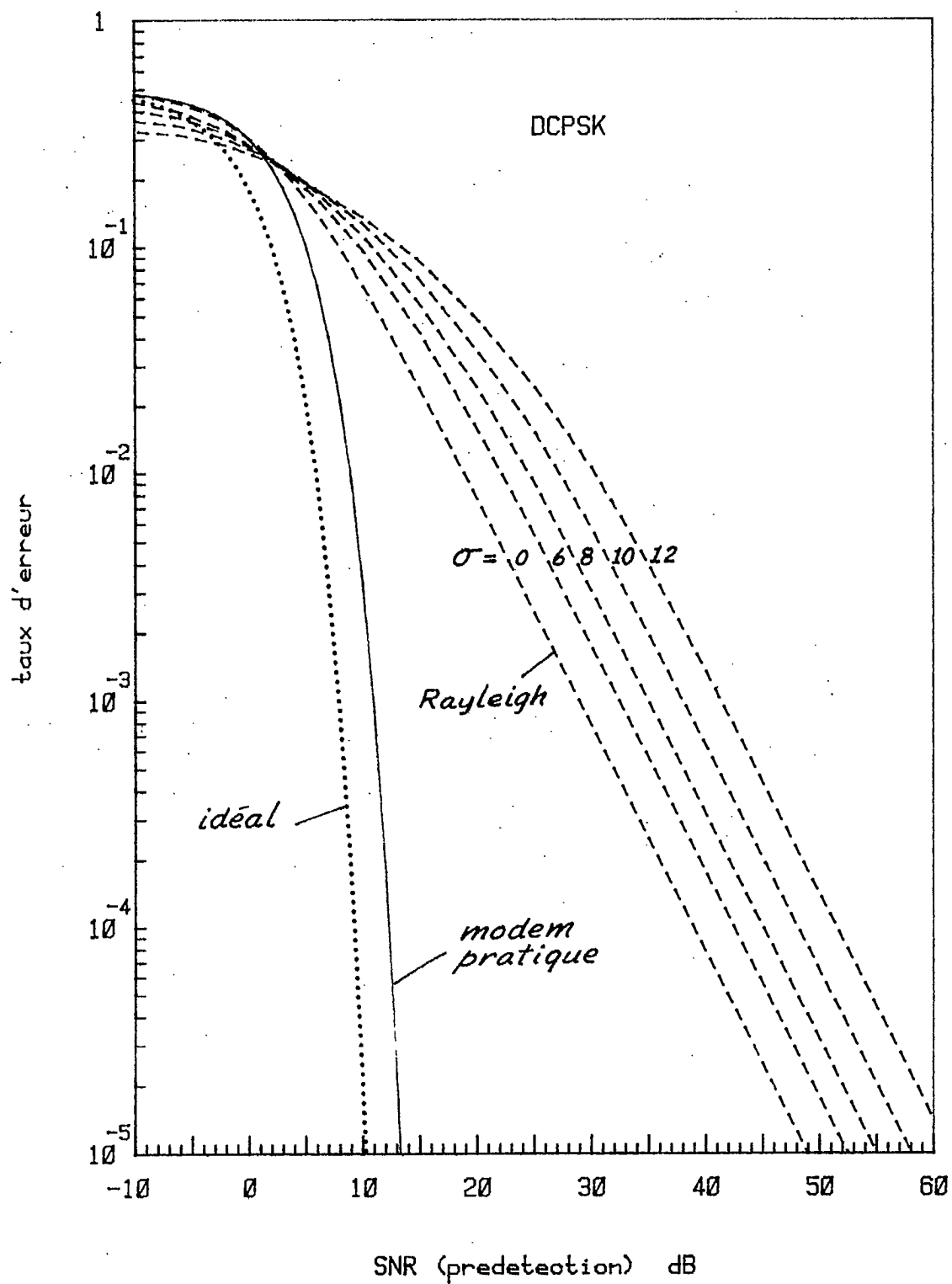


Figure 2-14: Courbe de prédiction du taux d'erreur en présence des atténuations de types Rayleigh et log-normal pour le DC-PSK.

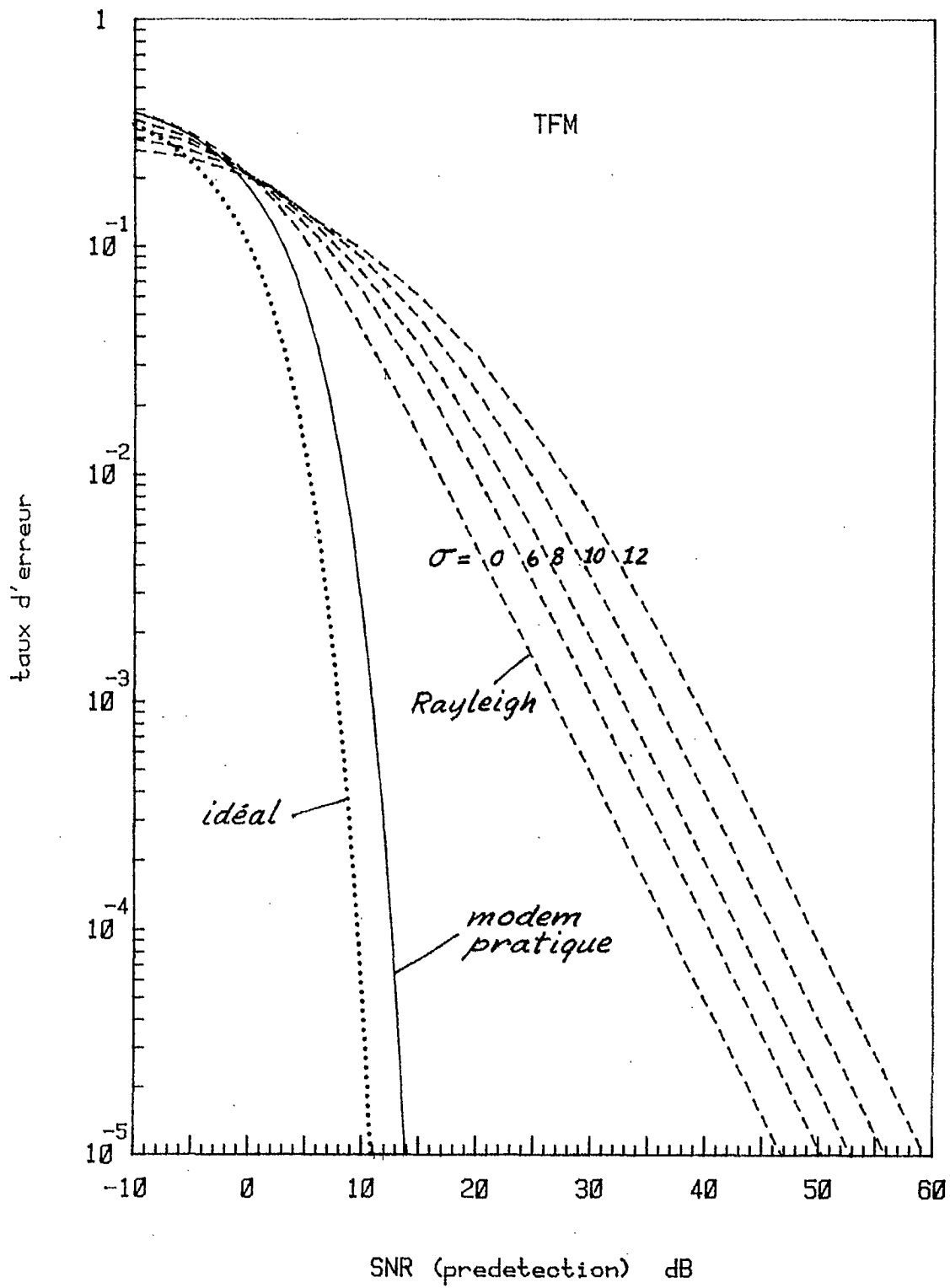


Figure 2-15: Courbe de prédiction du taux d'erreur en présence des atténuations de type Rayleigh et log-normal pour le TFM.

Des comparaisons plus détaillées sont difficiles lorsque les résultats sont présentés sous cette forme et on ne pourrait guère le faire que par superposition. Afin de pallier cette difficulté, nous avons choisi de présenter sous une forme différente certains résultats en fonction du type de modulation. Ainsi, si l'on fixe la probabilité d'erreur à une valeur donnée, il y a moyen de présenter, pour chaque type de modulation, un graphique du rapport signal-à-bruit requis selon la valeur attribuée à l'écart type de la distribution log-normale représentant un blocage d'une certaine dispersion.

En conformité avec certains résultats déjà présentés par Maciejko [24], nous avons choisi de fixer les probabilités d'erreurs raisonnables à $P_e = 10^{-2}$, 5×10^{-2} , 10^{-3} et 5×10^{-3} . Pour chacun de ces cas, les figures 2-16 à 2-19 donnent les résultats obtenus pour les cinq types de modulation à l'étude.

Il est immédiat de constater que l'écart entre la performance de chaque type de modulation s'établit assez clairement et qu'il demeure à peu près le même quelle que soit la valeur choisie pour P_e . Ainsi, on note que le NC-FSK semble être un peu plus performant que les autres, le DC-PSK et le C-FSK étant comparables, le TFM et le C-PSK moins performants globalement que les trois autres.

On se doit cependant de noter que la grande différence se retrouve plutôt selon la valeur de σ et que tous les types de modulation semblent obéir à une loi de variation en fonction de σ qui est très similaire. De plus, la différence entre les types de modulation est très largement masquée par l'effet extrêmement important de σ sur le rapport signal-à-bruit requis pour maintenir un taux d'erreur donné.

2.5 CONCLUSIONS

Les résultats présentés dans ce chapitre démontrent sans équivoque que l'influence des conditions de propagation est nettement prépondérante par rapport aux types de modulations utilisés en numériques. Alors que les différences observées entre les divers types de modulation ne sont que de l'ordre de quelques dB, les conditions de propagation caractérisés par une variation du niveau instantané selon une loi de Rayleigh superposée à une loi log-normale donnent des différents très appréciables pouvant aller jusqu'à quelques dizaines de dB pour un faible taux d'erreur désiré.

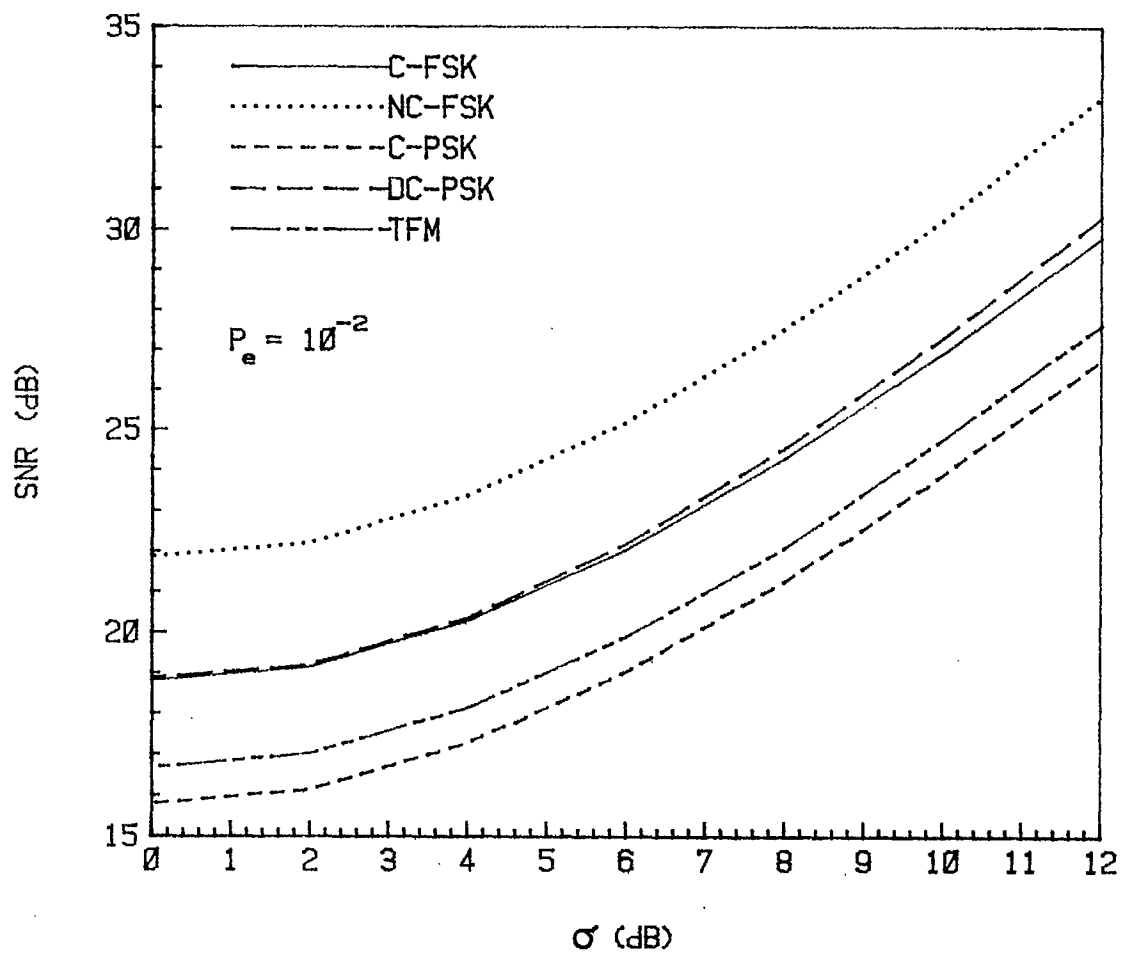


Figure 2-16: Variation du rapport signal-à-bruit en fonction de la déviation σ pour une probabilité d'erreur $P_e = 10^{-2}$.

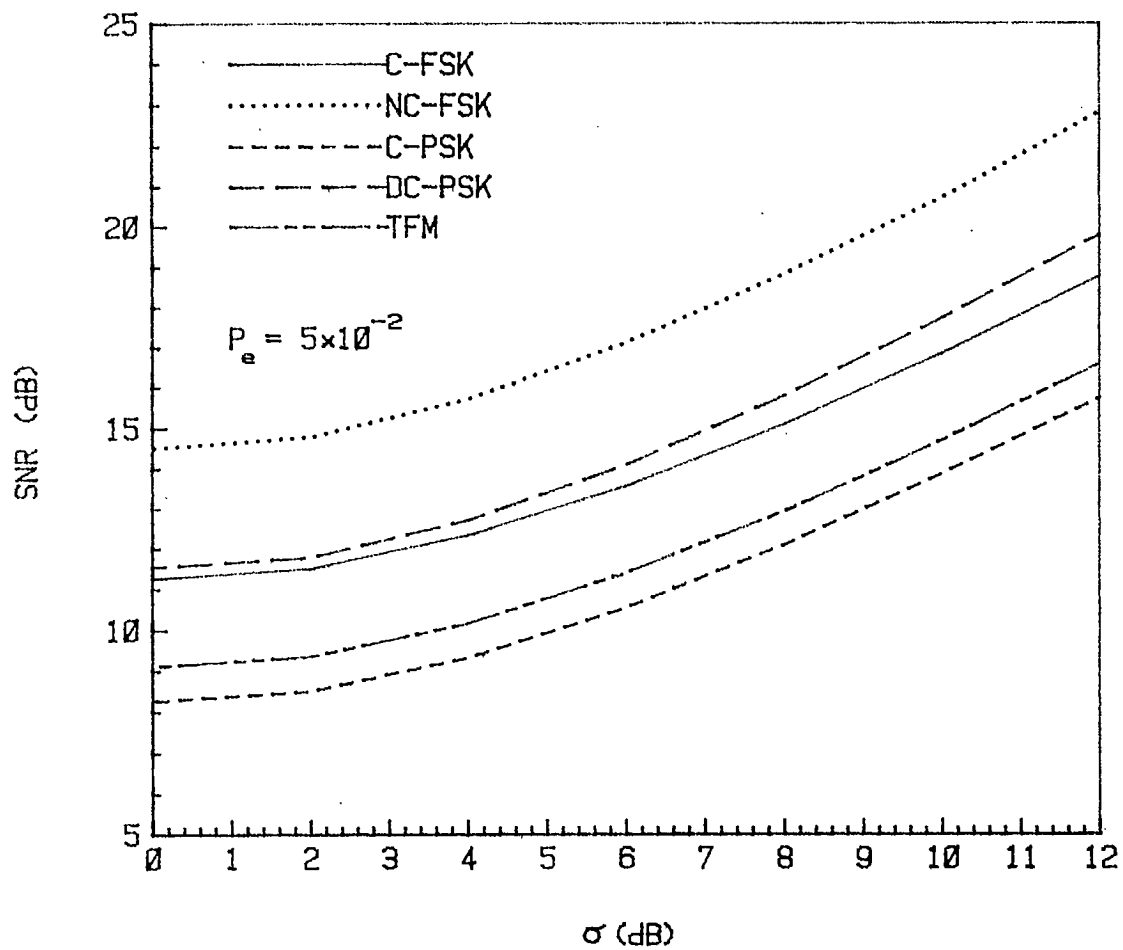


Figure 2-17: Variation du rapport signal-à-bruit en fonction de la déviation σ pour une probabilité d'erreur $P_e = 5 \times 10^{-2}$.

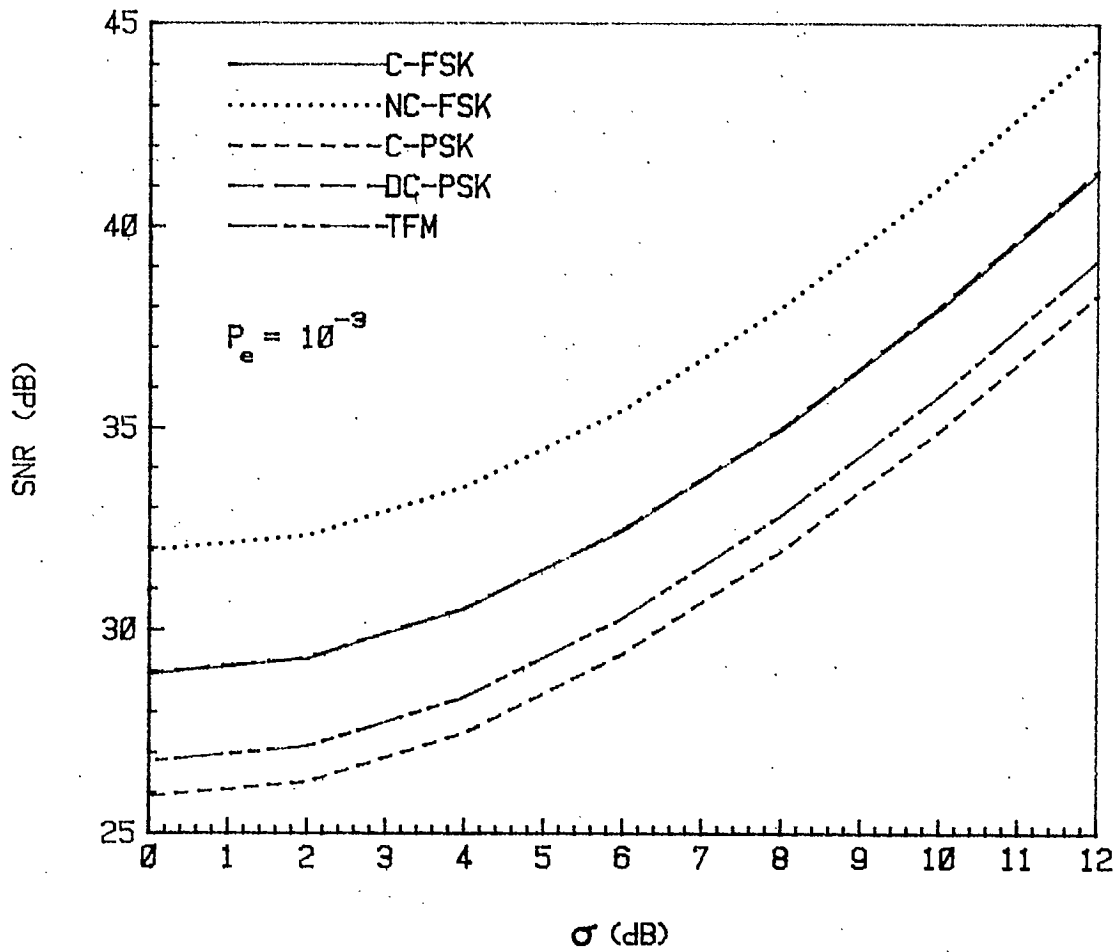


Figure 2-18: Variation du rapport signal-à-bruit en fonction de la déviation σ pour une probabilité d'erreur $P_e = 10^{-3}$.

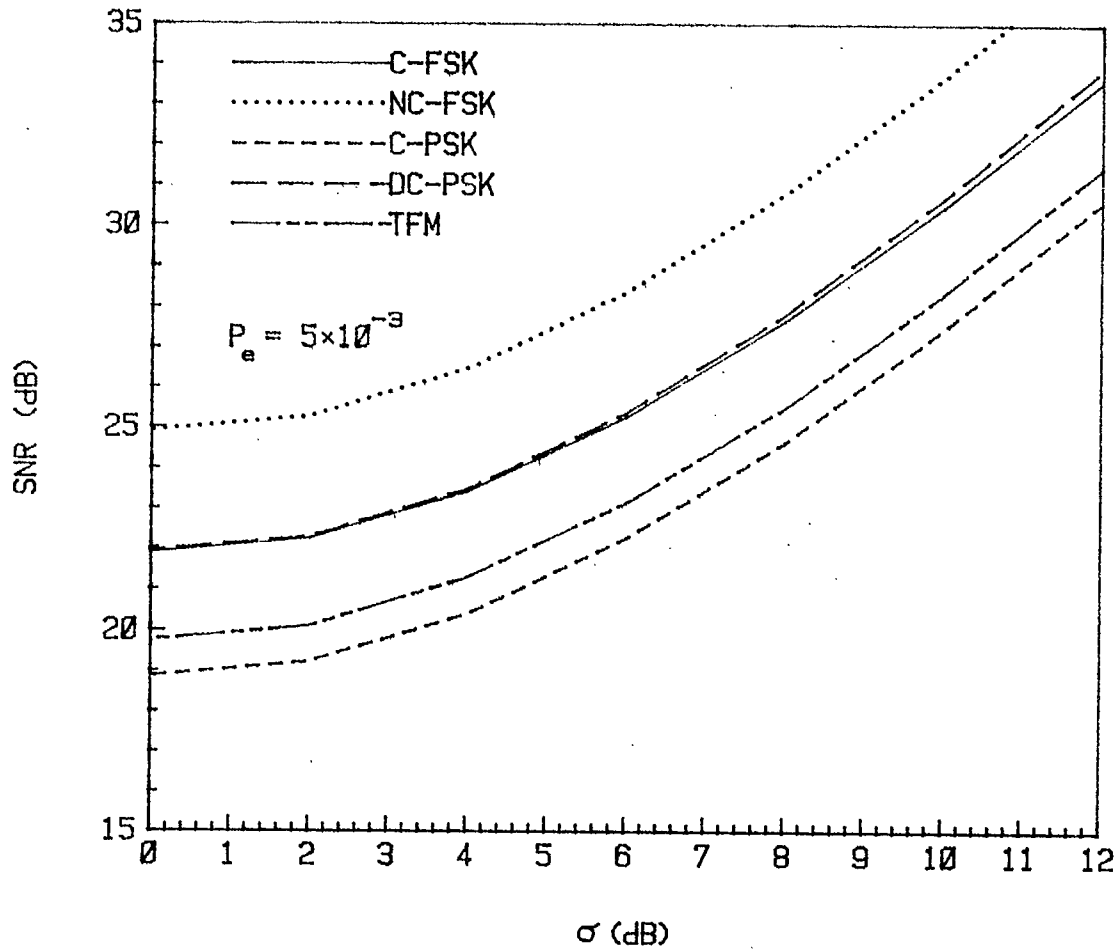


Figure 2-19: Variation du rapport signal-à-bruit en fonction de la déviation σ pour une probabilité d'erreur $P_e = 5 \times 10^{-3}$.

On peut néanmoins conclure qu'il semble, à toute fin pratique, possible que l'on puisse faire abstraction, dans le cas de systèmes à basse vitesse de transmission, du type de modulation numérique que l'on se propose d'utiliser, dans la procédure de prédiction de la performance selon un critère de taux d'erreur de transmission. Ces méthodes ou techniques de prédiction devraient essentiellement s'attacher à caractériser le plus adéquatement possible les conditions de propagation dans un milieu donné car cet effet, selon les résultats que nous avons obtenus, domine très nettement tous les autres qui peuvent être considérés comme secondaires.

Chapitre 3

DERIVATION D'UN MODELE DES ERREURS NUMERIQUES

Il y a un besoin de disposer d'un modèle de la génération des erreurs numériques dans un canal numérique radio-mobile, et ce en vue de pouvoir déterminer les caractéristiques statistiques des erreurs dans un tel canal et de pouvoir éventuellement comparer diverses techniques de transmission, de codage, de détection et de correction d'erreurs.

Idéalement, on espérerait, pour des conditions d'opération et un environnement donné, disposer d'un modèle qui générerait une séquence d'erreurs qui, par exemple, prendrait la forme de la séquence suivante

00100001100000010000101

dans laquelle les "zéros" représentent des intervalles libres d'erreur alors que les "uns" représentent la présence d'une erreur.

Il est clair que la modélisation de la génération des erreurs pour un système numérique radio-mobile est très complexe et qu'elle doit tenir compte de plusieurs facteurs tels que:

- la technique de modulation employée et les caractéristiques des modems;
- la fréquence d'opération;
- la vitesse du véhicule;
- l'environnement immédiat du récepteur;
- le type de milieu urbain;
- les conditions d'interférence;
- etc.

La première partie de ce chapitre consiste en la discussion de certains résultats publiés dans la littérature au cours des dernières années et qui ont pour but d'évaluer la performance des systèmes en tenant compte jusque dans le détail de toutes les caractéristiques particulières à une technique de modulation, ou des conséquences de la limitation de largeur de bande, des non-linéarités des interférences, etc. On cherchera à en tirer la conclusion que,

quels que soient les mérites de ces études très complexes, on peut arriver pour un grand nombre de cas pratiques à des conclusions adéquates sans avoir recours à une telle complexité.

En particulier, et c'est l'objet d'une partie ultérieure de ce chapitre, on trouve qu'il est possible, assez facilement, de définir un modèle de prédiction des erreurs numériques. Ce modèle tient compte du type de modem et des conditions de propagation et d'interférence.

L'établissement d'un modèle de prédiction des erreurs amène l'étude des propriétés statistiques des séquences d'erreurs: on présente dans la suite du chapitre l'état des connaissances actuelles de même que quelques résultats que nous avons obtenus dans des cas particuliers. On présente des tableaux de résultats représentant, dans le cas d'un affaiblissement de Rayleigh et pour une courbe d'opération donnée (P_e vs rapport S/N), la génération de séquences d'erreur et le calcul des probabilités de transition pour deux fréquences de transmission (150 et 800 MHz) et deux vitesses du véhicule (30 et 90 km/h): il en résulte quatre séries de tableaux de résultats.

3.1 INFLUENCE DES TECHNIQUES DE MODULATION ET DES CARACTÉRISTIQUES DES MODEMS

Le traitement dans le cas général de l'influence des techniques de modulation et des caractéristiques des modems donne lieu à des études analytiques extrêmement complexes.

Déjà en présence de simple bruit gaussien, la détermination analytique de l'effet du filtrage et de la restriction de largeur de bande sur la transmission des données [25] ou sur la détection de signaux modulés [26] donne lieu à des analyses poussées: les résultats sont fonction de la largeur de bande des filtres (B) relativement à la durée de transmission pour un bit (T) et sont souvent donnés en fonction de paramètres comme $B \cdot T$ et $f_c \cdot T$ où f_c est la fréquence porteuse. En pratique, on cherchera à éviter les conditions trop mauvaises et la courbe d'opération d'un modem, connecté dos-à-dos au laboratoire, ne s'écartera que de quelques dB de la courbe d'opération sans limitation de largeur de bande; c'est ce qu'illustrent les deux figures ci-dessous: une de ces figures est tirée de French [20] et montre les caractéristiques d'un modem pratique par rapport à un modem idéal, l'autre de Shehadeh et Tu [26] montre des résultats théoriques s'appliquant à un système FSK pour différents paramètres $B \cdot T$ et deux possibilités différentes d'espacement Δf entre les fréquences.

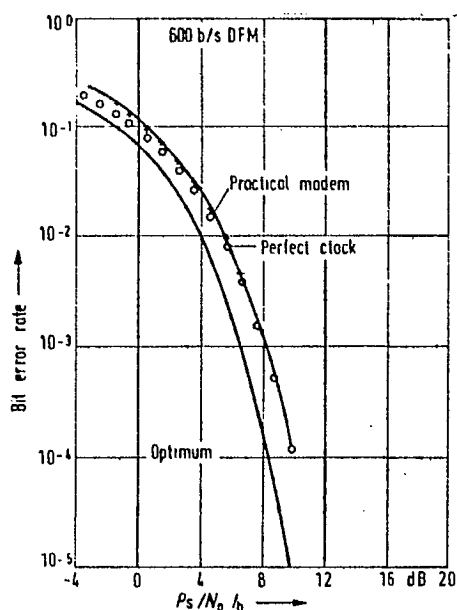


Figure 3-1. Caractéristique idéale et pratique d'un modem FSK. Selon French [20].

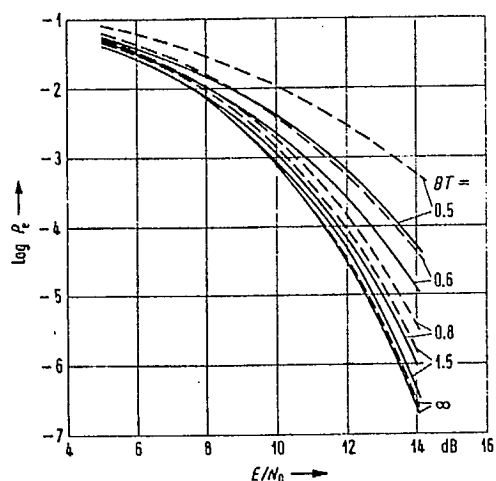


Figure 3-2. Calcul de la probabilité d'erreur par bit pour un système FSK pour différentes conditions de limitation de largeur de bande (BT). (—: $\Delta f = 0.5/T$, ---: $\Delta f = 3/T$). Selon Shehadeh et Tu [26].

Il est clair que, dans la construction d'un modem, on cherchera à s'approcher des conditions les meilleures et que, en conséquence, il y aurait intérêt pour des évaluations pratiques de performance de s'affranchir de la complexité d'analyse amenée par des considérations telle la limitation de largeur de bande, à moins bien sûr qu'il s'agisse là de l'effet limitatif principal et qu'on ait besoin de l'évaluer avec précision. On pourrait faire des considérations semblables pour les questions de distorsion et de non-linéarité des amplificateurs, etc.

On trouve aussi dans la littérature un certain nombre d'études portant sur des calculs de performance de différentes techniques de modulation en radio-mobile. Les références [27 à 30] sont des exemples de telles études. Ainsi, dans [30], des chercheurs présentent des calculs de probabilité d'erreur pour des systèmes MSK et OQPSK opérant en présence d'affaiblissement multivoie: l'affaiblissement multivoie est modélisé comme l'addition d'un signal direct et d'un signal secondaire retardé d'un temps τ_d ; les résultats du calcul de la probabilité d'erreur en fonction du rapport signal sur bruit sont fonction de τ_d , du rapport P_d/P_r entre la puissance du signal direct et du signal secondaire; on tient compte du fading par un paramètre $B_r \cdot T$: T est la période correspondant à un bit et est également reliée à la caractéristique du filtre adapté du récepteur alors que B_r est la largeur de bande du processus d'affaiblissement de telle sorte qu'on a du fading lent si $B_r \cdot T < 1$ et du fading rapide si $B_r \cdot T > 1$.

Un exemple d'une étude de l'influence de l'affaiblissement multivoie est donné dans une lettre publiée récemment par un des co-auteurs du présent rapport [31]. Dans cette lettre, Cung, Lecours et Huynh présentent des résultats analytiques et numériques relatifs à la performance de systèmes CPSK-4 phases à large bande en présence de bruit gaussien additif et d'affaiblissement multivoie. Bien que ces résultats soient applicables aux systèmes à très large bande, il est intéressant de noter l'approche suivie.

Dans le système étudié et illustré ci-dessous, on dispose d'un récepteur consistant en deux corrélateurs dont les signaux de référence sont déphasés de $\pi/2$. L'affaiblissement multivoie est représenté par un modèle à deux rayons, modèle qui peut donner une représentation statistiquement adéquate de l'affaiblissement de Rayleigh. Dans ce travail, le mo-

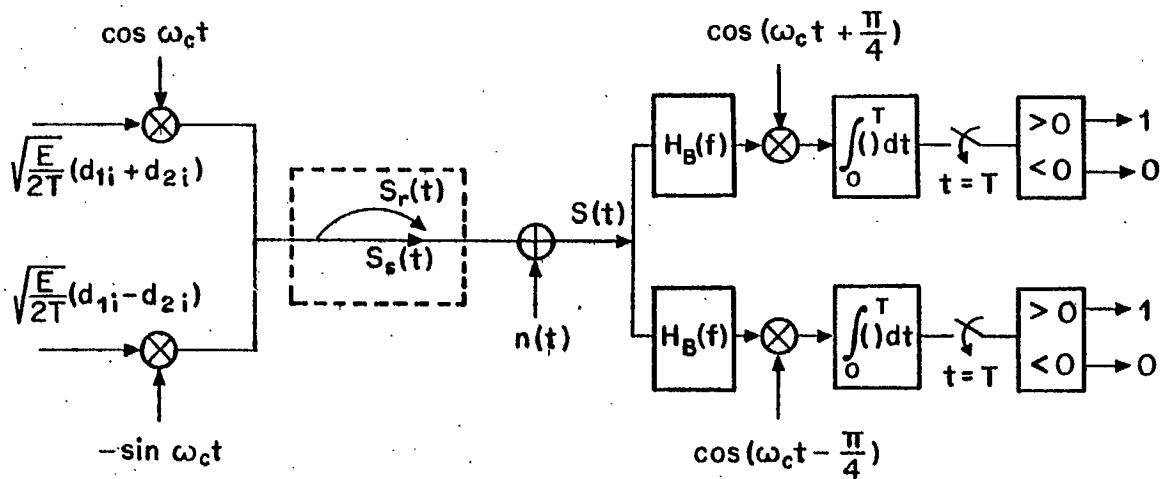


Figure 3-3. Modèle d'un système CPSK à 4 phases, selon Cung, Lecours, Huynh [31]

dèle à deux rayons représente l'addition d'un vecteur constant E_0 et d'un vecteur aléatoire $E e^{j\beta}$: un affaiblissement sévère se produit quand $|E|$ et $|E_0|$ sont quasi-égaux et quand la valeur de la phase β s'approche de π . La probabilité d'affaiblissement suit une loi quadratique si la distribution de $|E| / |E_0|$ autour de l'unité est uniforme.

Le type de résultats obtenus est illustré ci-dessous aux figures 3.4 et 3.5. Il s'agit de courbes de la probabilité d'erreur P_e en fonction du rapport signal à bruit E/N_0 : dans ces figures E et T correspondent à l'énergie et à la durée du signal transmis; le paramètre F est une mesure de l'affaiblissement subi par le canal et est défini comme $F = \alpha \cos(\omega_c \tau + \theta)$ où α , τ et θ correspondent respectivement à l'amplitude relative, au délai et au déphasage de la composante réfractée par rapport à la composante directe.

On voit tout de même qu'il resterait un long chemin à parcourir entre ces résultats et l'estimation de la performance d'un système réel. En effet, les courbes aux figures 3-4 et 3-5 sont des courbes statiques, c'est-à-dire qu'elles correspondent à une image instantanée du canal à un moment où certaines conditions de propagation bien précises existent: i.e. les paramètres α , τ , θ sont fixes à une valeur donnée. Pour véritablement estimer la performance du système, il resterait à combiner ces résultats avec un modèle statistique du canal qui donnerait les valeurs de α , τ et θ

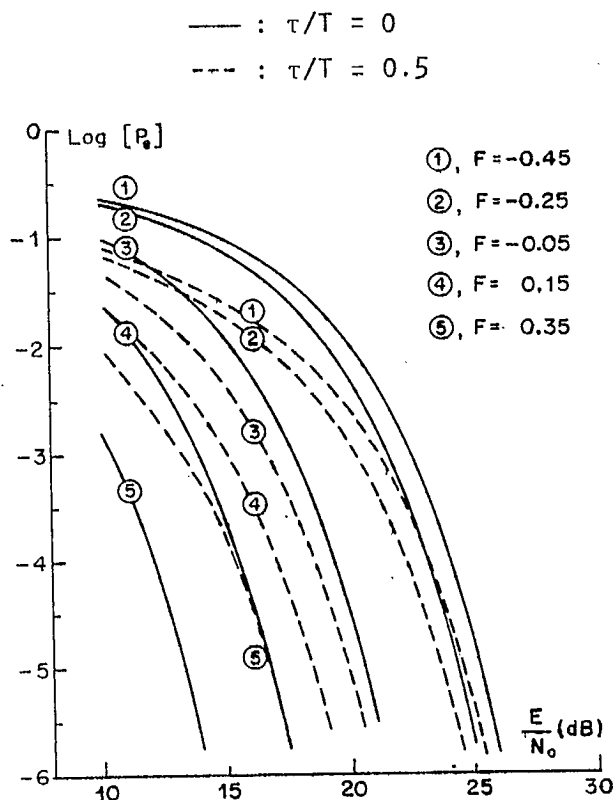


Figure 3-4.
 Probabilité d'erreur P_e en fonction
 du rapport Signal/Bruit E/N_0 pour
 le cas où $\alpha = 0.55$; Source [31]

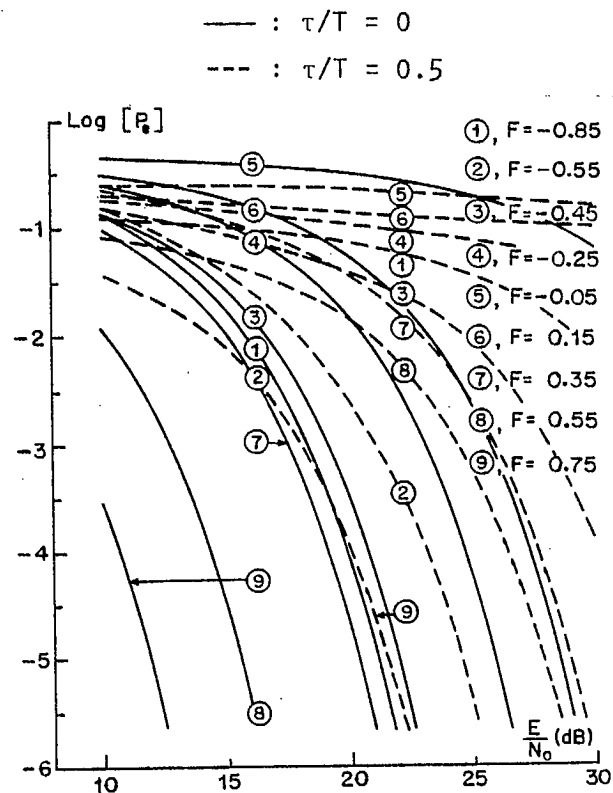


Figure 3-5.
 Probabilité d'erreur P_e en fonction
 du rapport Signal/Bruit E/N_0 pour
 le cas où $\alpha = 1.0$; Source [31]

en fonction du temps. De plus, dans le cas de la radio-mobile, il n'est pas adéquat de modéliser le canal par un canal à deux rayons: en effet, un modèle approprié pour le canal radio-mobile est un modèle à plusieurs rayons car, comme on le sait, lorsqu'on modélise le canal radio-mobile par sa réponse impulsionnelle (travaux de Cox et de Turin), cette réponse impulsionnelle est formée par l'addition des impulsions reçues selon les différents parcours, soit

$$h(t) = \sum_{k=0}^K \alpha_k \delta(t - t_k) e^{j\theta_k}$$

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

3.2 EFFET DE L'INTERFERENCE

Un autre facteur auquel on peut s'intéresser est l'effet de l'interférence à l'intérieur du canal. C'est ce qu'ont fait, par exemple, Elnoubi et Gupta [29] dans un article récent (mai 1981) dans le cas de la détection non cohérente du MSK avec codage duobinaire et du TFM (Tamed Frequency Modulation [22]). Les auteurs font l'hypothèse que l'interférence et le bruit gaussien sont ajoutés au signal désiré à l'entrée du récepteur. Les résultats des calculs sont résumés dans des diagrammes qui, pour des conditions de fading lent ou rapide, présentent des courbes de la probabilité d'erreur en fonction du rapport Signal à Bruit Γ ($\Gamma = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$) pour différents ratios du rapport Signal à Interférence Λ ($\Lambda = \sigma_s^2 / \sigma_i^2$).

Ce qu'on remarque cependant à étudier les courbes de Elnoubi et Gupta est que:

- tant que le niveau d'interférence est tel qu'il demeure inférieur à celui du bruit, c'est-à-dire tant que $\Lambda = \sigma_s^2 / \sigma_i^2 < \Gamma = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$, c'est le bruit qui est le paramètre dominant et l'interférence ne cause pas une dégradation additionnelle importante.
- lorsque le niveau d'interférence devient dominant par rapport au niveau du bruit, c'est-à-dire lorsque $\Lambda = \sigma_s^2 / \sigma_i^2 > \Gamma = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$, c'est le niveau d'interférence qui devient le facteur déterminant.

Cette situation est illustrée aux figures 3-6 et 3-7 ci-dessous qui sont tirées de l'article de Elnoubi et Gupta. On a superposé sur ces courbes des lignes pointillées correspondant aux cas où le rapport Signal/Interférence ($\Lambda = \sigma_s^2 / \sigma_i^2$) et le rapport Signal/Bruit ($\Gamma = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$) sont de 20 dB. On voit que le rapport Signal/Interférence Λ et le rapport Signal à Bruit Γ doivent être du même ordre de grandeur pour une performance optimale: il ne sert à rien d'accroître Λ sans accroître Γ et vice-versa.

Figure 3-6.
 Probabilité d'erreur en présence de fading lent.
 Source [29]

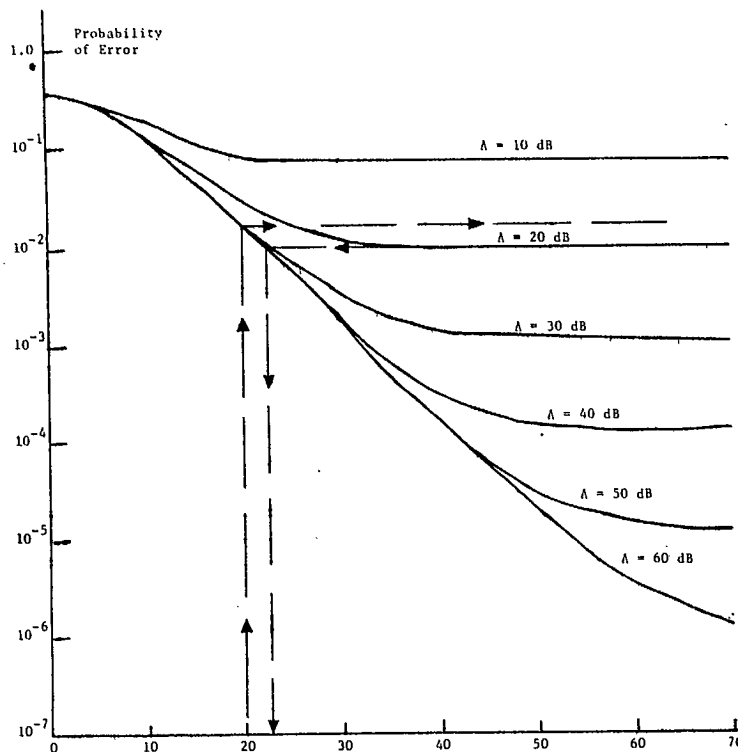
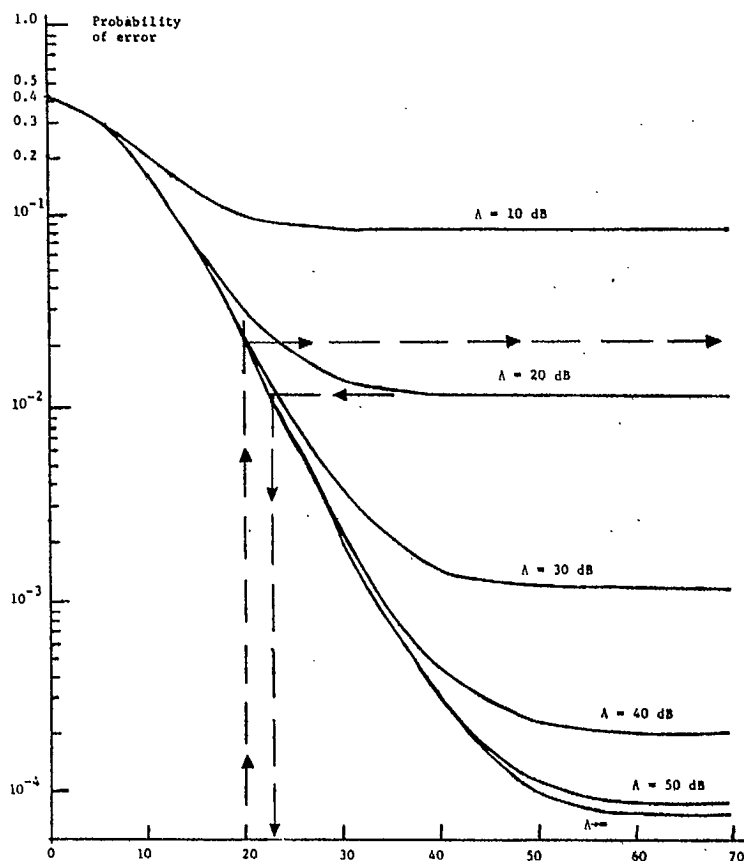


Figure 3-7.
 Probabilité d'erreur en présence de fading rapide.
 Source [29]



Si on fait l'hypothèse que cette simplification est correcte et qu'elle peut être généralisée, on obtiendrait la situation illustrée à la figure 3-8.

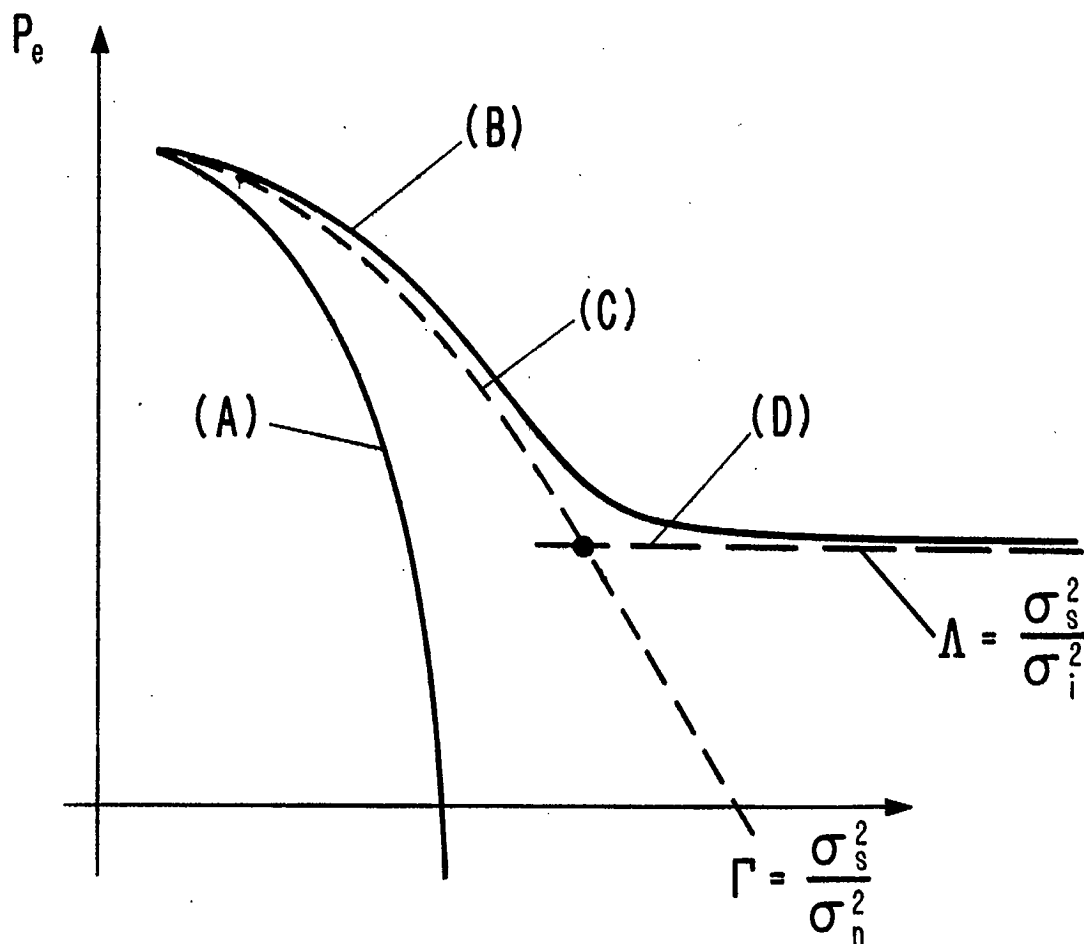


figure 3-8. Courbes caractéristiques

- (A): caractéristique idéale
- (B): caractéristique globale incluant l'affaiblissement et l'interférence
- (C): caractéristique modifiée par l'affaiblissement
- (D): effet limite de l'interférence Λ

Cette hypothèse n'est pas contredite par d'autres résultats récents publiés dans la littérature. C'est ainsi que, dans un article récent [32], French évalue à 16.8 dB le rapport signal à interférence requis pour obtenir un taux d'erreur moyen de l'ordre de 10^{-2} dans le cas d'un modèle de propagation de Rayleigh simple. En considérant des situations plus sérieuses d'affaiblissement tenant compte du "shadowing", ce rapport doit monter à 24 dB ($\sigma = 6$ dB) ou à 38 dB ($\sigma = 12$ dB).

Le raisonnement de French est appuyé sur une approche différente: il considère que le signal utile aussi bien que les signaux interférents (l'interférence) sont soumis à des affaiblissements de Rayleigh indépendants: dès que l'affaiblissement sur le signal désiré est tel que le niveau du signal désiré est plus faible que le niveau de l'interférence, il en résulte une probabilité d'erreur de 1/2.

Ainsi, selon French, on peut prédire qu'il n'y aura pas d'erreur (due à l'interférence) tant que le signal est juste un peu plus grand que l'interférence. D'autre part, lorsque des erreurs se produisent, il y a habituellement plusieurs erreurs dans un même bloc de données, le niveau du signal étant descendu en dessous du niveau de l'interférence.

Muammar et Gupta [33] ont également fait une étude sur l'évaluation de l'interférence à l'intérieur du même canal: ils ont aussi suivi l'approche simplifiée de French pour le problème tout en produisant une analyse mathématique plus rigoureuse de la question.

On en conclut toutefois, que, dans le cas de l'interférence à l'intérieur du canal tout comme pour ce qui est des différentes techniques de modulation, il est possible en pratique de prédire l'influence sur la performance du système sans nécessairement s'attaquer à des calculs mathématiques très complexes, au moins tant qu'on se préoccupe de faibles taux de transmission.

3.3 UN MODÈLE DE PREDICTION DES ERREURS NUMERIQUES

Une des conclusions à tirer du chapitre précédent et des premières sections du présent chapitre est que les différences de performance qu'on est en droit de s'attendre de différentes techniques de modulation numérique ne sont pas très importantes dans le cas du canal radio-mobile: ce sont vraiment les caractéristiques de propagation et d'interférence à l'intérieur du canal radio-mobile qui sont les paramètres déterminants, car les effets de la propagation se traduisent par des différences de niveau de signal de l'ordre de dizaines de dB alors qu'un choix optimal des techniques de modulation ne pourrait rapporter que quelques dB. De même, l'optimisation fine de caractéristiques techniques des modems, comme par exemple, la largeur de bande des filtres par rapport au taux de transmission, n'est pas susceptible d'amener des améliorations remarquables, relativement à l'effet absolument prépondérant et déterminant des conditions de propagation. Ceci ne veut pas dire que ces paramètres des modems ne doivent pas être optimisés, ceci ne veut pas dire qu'on ne doit pas rechercher le modem ayant la meilleure performance, le moindre coût, et la moindre consommation d'énergie. Mais ceci signifie que si on s'intéresse à la prédiction des erreurs numériques, c'est l'effet de la propagation qui sera déterminant.

En ce qui concerne l'interférence, on a vu que tant que son niveau est en dessous de celui du bruit, son influence devrait être négligeable en première approximation. Un système radio-mobile doit être prévu pour rencontrer cette contrainte.

De tout ceci, on peut tirer la conclusion qu'il est possible, sans aller dans des calculs complexes portant sur les techniques de modulation, les caractéristiques des modems et les conditions d'interférence, d'élaborer un modèle de prédiction des erreurs numériques. Bien qu'il faille tenir compte en principe d'un grand nombre de paramètres, l'idée de base est simple et est illustrée à la figure 3-9.

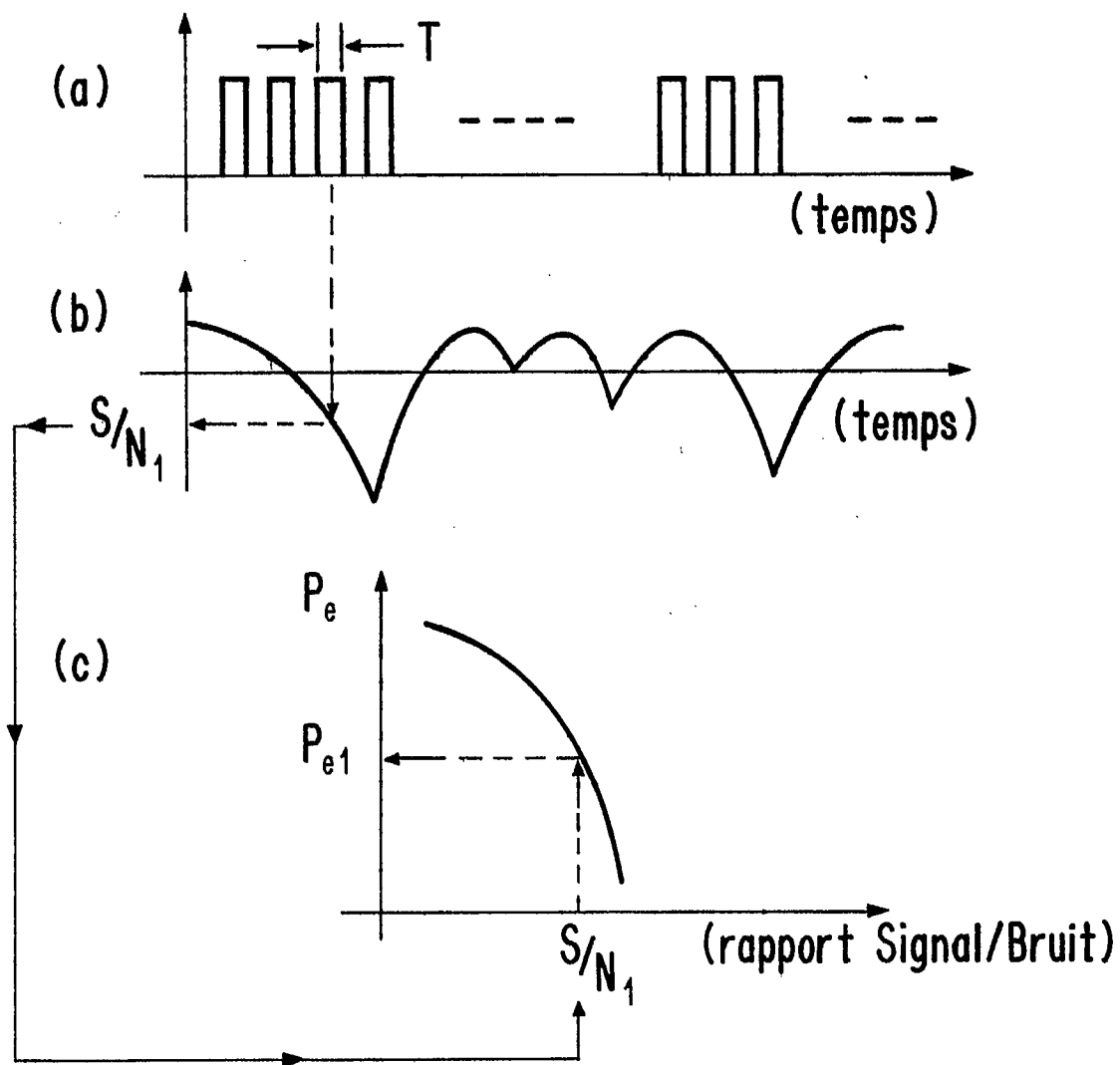


Figure 3-9. Prédiction des erreurs numériques dans le cas de l'affaiblissement lent (slowfading)

- (a): Transmission d'un signal de durée T correspondant à un bit d'information
- (b): Affaiblissement dans le canal de transmission et réception avec un rapport signal à bruit S/N_1
- (c): Probabilité d'erreur P_{e1} correspondant au rapport Signal à bruit S/N_1

Dans cette figure, on voit que la transmission d'un bit se fait pendant un intervalle de durée T . Non seulement le taux de transmission est-il dans le cas illustré suffisamment faible pour que la performance du modem ne soit fonction que du niveau du signal reçu, mais également, la durée de transmission T est suffisamment courte de telle sorte que le canal est stationnaire pendant toute la durée de la transmission. Donc, pour un signal transmis, on peut trouver facilement le rapport signal à bruit du signal reçu. A ce rapport Signal à Bruit correspond une probabilité d'erreur P_{e1} .

Si on veut maintenant générer un signal qui représente une séquence d'erreur, c'est-à-dire une suite de "0" et de "1" où les "0" représentent le cas sans erreur et les "1" les cas avec erreur, il suffit, ayant trouvé P_{e1} , de générer un "1" avec une probabilité P_{e1} . Ceci peut être fait sur ordinateur de la façon suivante: on compare P_{e1} avec la sortie d'un générateur de nombre aléatoire qui génère des nombres uniformément distribués entre zéro et un; si P_{e1} est plus petit que la sortie du générateur, il n'y a pas d'erreur et on ajoute "0" à la séquence d'erreur; autrement, il y a erreur et on ajoute un "1" à la séquence d'erreur.

Nous avons donc maintenant un outil qui permet de générer une séquence d'erreur, ce qui donc permet en principe d'étudier les propriétés statistiques de ces séquences et d'étudier l'influence de diverses méthodes de codage, de correction et de détection d'erreur. Nous verrons d'ailleurs dans les sections suivantes une description de quelques approches récemment rapportées dans la littérature. Avant d'en venir là, il y a cependant un certain nombre de points qui doivent être étudiés.

Si le principe de base est simple, il n'en reste pas moins, qu'avant de commencer à générer des séquences d'erreurs, il faut fixer certains paramètres:

- La courbe d'opération caractéristique: il s'agit ici d'une des courbes d'opérations dérivée selon la méthode de French; il est clair que, selon le milieu urbain, la courbe à utiliser ne sera pas la même.
- Le niveau d'interférence: comme on a vu à la figure 3-8, le niveau d'interférence vient modifier les courbes générées selon la méthode de French et il faut donc le déterminer; évidemment, si, comme il est normal, le

niveau d'interférence est maintenu à un niveau suffisamment bas pour que le taux d'erreur dû à l'interférence soit généralement de 10^{-2} ou de 10^{-3} , on pourrait en pratique le négliger. On peut aussi modifier le modèle et, si par exemple on a affaire à une station interférente donnée (i.e.: une station centrale voisine dans un système cellulaire) on peut faire un modèle statistique de l'interférence causée par une telle station et supposer que le signal et l'interférence reçus par notre récepteur mobile sont soumis à des affaiblissements indépendants.

- Le point d'opération du système: est-ce que le rapport Signal à bruit nominal du signal reçu -s'il n'y avait pas d'affaiblissement de Rayleigh- est de 15, 20, 30 dB? On peut faire l'hypothèse qu'on rencontre assez souvent dans la littérature que le point d'opération nominal est tel qu'on obtient une probabilité d'erreur de l'ordre de 10^{-2} .
- La fonction d'affaiblissement en fonction du temps: on peut générer une fonction du temps dont les amplitudes ont une distribution de Rayleigh, par exemple (ou de Rice-Nakagami en ajoutant une composante spéculaire) et qui est aussi un modèle de l'affaiblissement en fonction du temps.

Cependant, la situation devient plus complexe dans le cas où le niveau du signal reçu varie rapidement, c'est-à-dire lorsque le canal ne peut plus être considéré comme stationnaire pendant la durée d'un intervalle de transmission. Le cas est illustré à la figure 3-10.

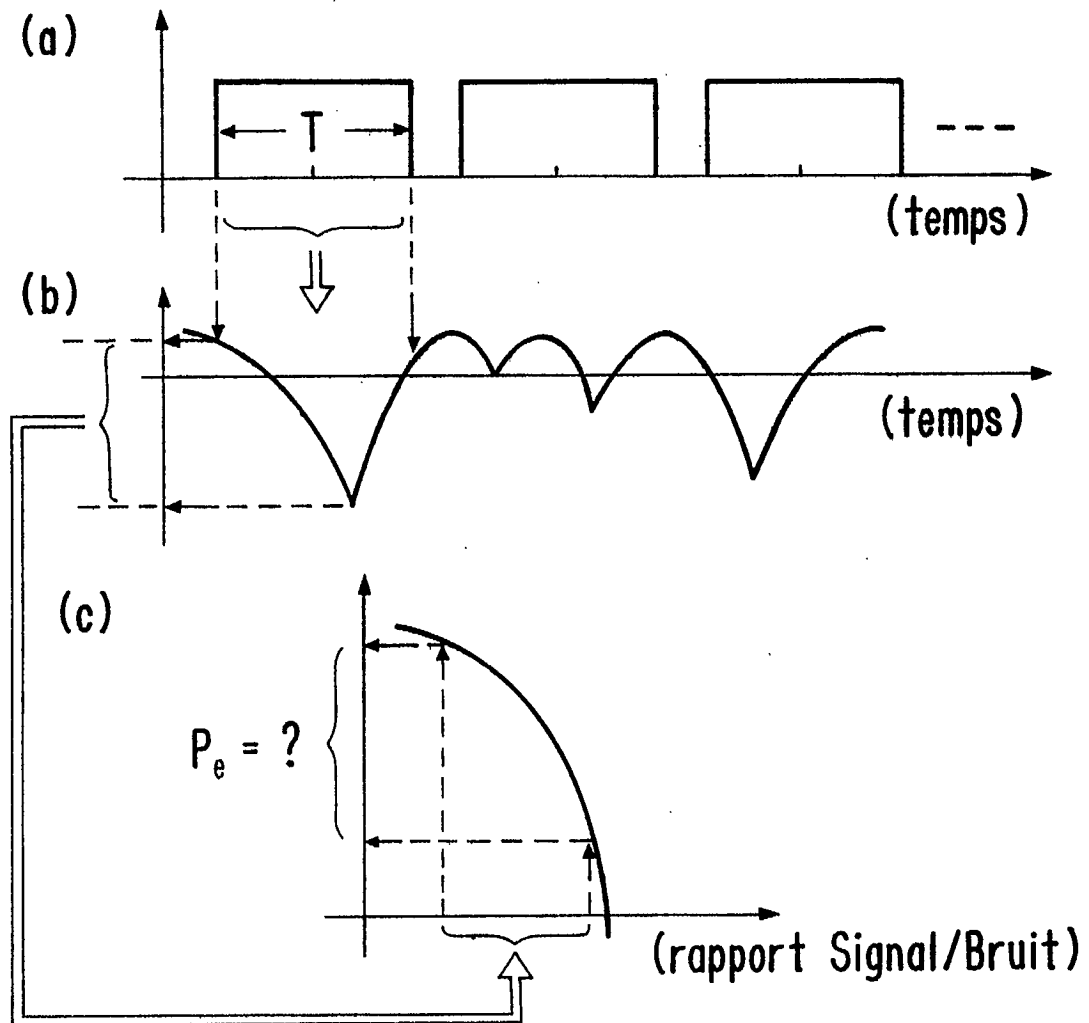


Figure 3-10. Difficulté de la prédiction des erreurs numériques dans le cas de l'affaiblissement rapide (fastfading)

- (a): Transmission d'un signal de durée T correspondant à un bit d'information
- (b): Effet complexe de l'affaiblissement dans le canal de transmission sur le rapport signal à bruit effectif reçu
- (c): Ambiguïté résultante sur la probabilité d'erreur dans la transmission

3.4 L'ETAT DES CONNAISSANCES ACTUELLES

Si la prédiction du niveau du signal reçu est un sujet qui a reçu depuis longtemps l'attention de plusieurs chercheurs, la question de la distribution et de la modélisation des erreurs dans un système radio-mobile numérique est un sujet de préoccupation relativement récent.

Un article de Aulin [9] datant de mai 1981 rapporte une série de tests effectués en vue de déterminer la relation entre le taux d'erreurs dans un canal numérique radio-mobile (transmission FSK à 1200 bits/s) et l'intensité du signal reçu. Bien que les expériences en question se rapportent à un environnement urbain particulier -qui ne correspond pas aux catégories "standard" utilisées par Turin et d'autres pour décrire les milieux urbains-, l'approche elle-même telle qu'employée par Aulin est très intéressante et permettrait de modéliser le canal radio-mobile numérique dans toute sa généralité.

Parmi les conclusions de Aulin, on peut noter que, pour le cas particulier étudié du moins, la distribution des "intervalles sans erreur" ne correspond pas à celle d'un canal symétrique binaire ou à une distribution de Pareto (comme ce peut être le cas sur une ligne téléphonique); elle ne peut pas être considérée non plus comme étant un processus qui recommence ou qui se remet à zéro chaque fois qu'il y a une erreur (renewal type process). Le processus n'est pas bien représenté non plus par une chaîne de Markov à deux états: un état étant un canal symétrique binaire qu'on utilise lorsque les conditions de propagation sont bonnes; l'autre état étant aussi un canal symétrique binaire correspondant à des conditions de propagation mauvaises, e.g. à des salves d'erreurs.

Pour bien représenter le processus des erreurs, il faut aller à une chaîne de Markov, sinon infinie, ayant du moins un certain nombre d'éléments: chacun de ces éléments est un canal symétrique binaire et, selon le niveau du signal reçu, on utilise comme modèle un de ces canaux symétriques binaires; i.e.: on passe d'un élément à l'autre de la chaîne de Markov en fonction du niveau du signal reçu. A la limite, on a une infinité d'éléments dans la chaîne de Markov avec un modèle de canal symétrique binaire pour chacun de ces éléments.

En plus d'utiliser un modèle de Markov pour le canal radio-mobile, on peut employer ce même type de modèle pour la description statistique des "intervalles sans erreur" par des tables de probabilités de transition du premier, deuxième ordre, etc. Un exemple de ceci sera donné dans une prochaine section.

Dans deux articles datant respectivement de novembre 1980 et de novembre 1981, Otani et Omori [7, 8] s'intéressent pour leur part à la distribution des longueurs des salves d'erreur dans le cas de mesures sur un canal réel et avec des simulateurs de fading (Rayleigh et Rice-Nakagami) pour un système MSK et présentent des courbes pour différents rapports Signal/Bruit. A partir de leurs résultats, les auteurs suggèrent que, avec un système de diversité de fréquence, une technique de codage de type FEC (forward error correction) pourrait être prometteuse.

Finalement Mabey [6], à partir d'enregistrements de transmissions réelles, a fait des calculs sur les probabilités d'erreur qu'on aurait obtenues dans le cas réel avec des méthodes de codage par bloc pour la transmission. Il arrive à la suggestion de procéder à l'entrelacement de bits préalablement au codage par bloc.

En conclusion, il apparaît très opportun, à partir du modèle de prédiction des erreurs numériques esquissé à la section précédente, de faire une investigation systématique de ces questions soit: l'analyse des propriétés statistiques des séquences d'erreurs selon le modèle de propagation, le type de modem, les conditions d'opération (niveau moyen du signal par rapport au bruit), les conditions d'interférence en n'oubliant pas le taux de transmission, la distribution de vitesse du véhicule, la bande de fréquence d'opération. Il serait très intéressant de compléter ceci par une évaluation systématique de l'amélioration de performance apportée par des techniques comme la diversité (spatiale) de réception, la diversité de fréquence, l'entrelacement des bits ou la répétition après un certain délai et par diverses techniques de codage.

3.5 RESULTATS

On trouvera à l'appendice II copie d'un algorithme comprenant un ensemble de programmes, allant de la simulation d'un canal de transmission numérique à la génération de séquences d'erreurs et au calcul de la répartition des erreurs selon la longueur des intervalles entre les erreurs, jusqu'au calcul des matrices de transition.

Dans l'algorithme tel que présentement constitué, on procède dans un premier temps (Appendice II, sous-programme "Ray") à la simulation du niveau du signal dans le temps selon une loi de Rayleigh. On génère deux séquences aléatoires gaussiennes correspondant aux composantes en fréquence du bruit gaussien, on les filtre (voir ci-dessous), on prend la transformée de Fourier inverse de chacune pour obtenir deux signaux réels x et y qu'on additionne en quadrature ($x^2 + y^2$) afin d'obtenir un signal variant suivant une loi de Rayleigh. La sortie est donnée en dB et est normalisée à une moyenne de 0 dB (i.e.: moy ($x^2 + y^2$) = 1)). Les caractéristiques du filtre mentionné ci-dessus varient selon la fréquence d'opération FR en MHz et la vitesse du véhicule V en km/h.

Un autre sous-programme (Appendice II, sous-programme "GNERR") génère une séquence d'erreur selon l'approche indiquée à la section 3.4. Il faut fournir au programme la courbe ou la famille de courbes qui relie la probabilité d'erreur au rapport Signal/Bruit à l'entrée du récepteur. Il faut également spécifier le point d'opération du système, dénommé RXK dans le sous-programme, qui permet de relier le rapport Signal/Bruit à l'entrée du récepteur au niveau moyen du canal de Rayleigh simulé: en effet, on a vu au paragraphe précédent que le niveau moyen du canal de Rayleigh simulé par le sous-programme RAY a été fixé à 0 dB; typiquement, pour un système radio-mobile, ce point d'opération correspondra à une probabilité d'erreur de 10^{-2} .

On trouvera au tableau 3.1 une séquence d'erreur de 1024 éléments de long pour un canal soumis à un affaiblissement de Rayleigh. Le signal est dans la bande de fréquence de 150 MHz et le véhicule se déplace à 30 km/h. Cette séquence d'erreurs de 1024 éléments a été obtenue à partir de 256 échantillons du niveau du signal, c'est-à-dire qu'à chaque échantillon du signal, on génère 4 éléments de la séquence d'erreurs selon la probabilité d'obtenir

un "1" ou un "0" pour un tel niveau de signal. Pour fins de démonstration, la courbe choisie pour relier la probabilité d'erreur au rapport Signal/Bruit à l'entrée du récepteur est donnée par:

$$P_e = 0.5 \exp(-4.12 s^{+0.35})$$

et le point d'opération RXK est fixé à -20.

Le tableau 3.2 présente certaines données relatives aux erreurs générées au tableau 3.1: le nombre d'erreurs, la distance entre les erreurs, la répartition des erreurs en nombre absolu et en pourcentage en fonction de la distance entre les erreurs; ainsi on trouve que, pour 22 erreurs (9% des erreurs), la distance de l'erreur précédente était d'au moins 8 et de pas plus de 15 éléments (Appendicell, sous-programme 'STATIS').

On trouve au tableau 3.3 les matrices de transition d'ordre 1, d'ordre 2 et d'ordre 3 (Appendicell, sous-programme 'MATRAN'). On définit la probabilité de transition $P_{jk}^{(r)}$ comme étant la probabilité d'obtenir l'état final a_k après un nombre r d'erreurs subséquentes lorsqu'on se trouve dans l'état initial a_j :

$$P_{jk}^{(r)} = P(a_k / a_j)^{(r)}$$

Le nombre d'étapes r est également appelé l'ordre de transition et, dans notre cas, les différents états représentent les ordres de grandeur des intervalles libres d'erreur: ainsi, être dans l'état a_j peut signifier par exemple être dans un intervalle libre d'erreur de durée d'au moins 4 et de pas plus de 7. Les matrices de transition sont construites en plaçant verticalement les états initiaux et, horizontalement, les états atteints après r erreurs. Il est à noter que la somme des probabilités sur une ligne est toujours égale à l'unité.

Les tableaux qui suivent dans cette section illustrent la génération de séquences d'erreurs et le calcul des probabilités de transition pour différentes fréquences de transmission et différentes vitesses de véhicule:

FR = 800 MHz, V = 30 km/h : tableaux 3.4, 3.5 et 3.6

FR = 150 MHz, V = 90 km/h : tableaux 3.7, 3.8 et 3.9

FR = 800 MHz, V = 90 km/h : tableaux 3.10, 3.11 et 3.12

Il est entendu que les résultats présentés dans cette section ne sont que le début d'une étude plus systématique qui doit être entreprise.

3.6 CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre une discussion exhaustive des possibilités qui s'offrent, tout en restant à un niveau relativement simple, d'établir un modèle des erreurs numériques dans un canal radio-mobile urbain. Il est ressorti de ces discussions et de celles du chapitre précédent que, dans le canal radio-mobile, les conditions de propagation sont tellement prédominantes que d'autres facteurs tels la largeur de bande et autres caractéristiques techniques des modems ont une influence mineure.

Nous avons par la suite présenté certains résultats illustrant la génération de séquences d'erreurs numériques pour des cas particuliers. Il est possible de tenir compte des conditions du canal de propagation, de la bande de transmission, de la vitesse du véhicule.

Cette technique s'avère un outil intéressant pour étudier de façon systématique les applications des techniques de codage aux systèmes radio-mobile. On pense en particulier à la simulation de méthodes de codage par bloc, de répétition et d'entrelacement de bits et à l'analyse des améliorations de performance obtenues.

Et, dans la mesure où il est possible de tenir compte dans le modèle de propagation de l'influence de techniques comme la réception en diversité d'espace, de fréquence ou de polarisation, il est possible d'en analyser les effets sur les séquences d'erreurs et sur la performance.

Ces techniques ne sont applicables que pour la transmission à basse vitesse, c'est-à-dire celles où le taux de transmission est suffisamment faible pour que le taux d'erreur ne dépende que du niveau instantané du signal reçu.

N= 256 TIME= 1.0 FR= 150.0 VE= 30.0 RYK= -20.0

SEQUENCE D'ERREURS

1101000011011010101010101000111000010100000100000000000000010010
000010100010100101010100000000000101001000000000000000001111000000
10001010001010000000100000010000010100100000100010000000000000
00000000000000100010011010100000000010001100000000000100000000
00000000000010101000000100000001000010010010100000000010000001
00001000001000000011000000000000001000000000110010000000001001
000000110010000000110010110110010100010100000000100000100111010
1000111010010010110100000001100001000100010000110100000001001101
10000100001010000010000010000010000001000000001100001000000101
1000000000001100001010000010000010011010100001000001010010000100
1010100000000010001
011000101000000011000010000000000110001000010000110000001000110
00000000110000000110100000001000001000000001100000000000000000
0000001001000100100000010000000000011000101000111100100000000010
1000110010010000100000100001010011001000100001100001000011111
00001111001011010010010000101010000011001000110010000001011001

Tableau 3.1

NOUVEAU D'ERREURS 245

DISTANCE ENTRE LES ERREURS

0	1	4	0	1	0	1	1	1	1	1	1	3	0	0	4
1	5	15	2	7	3	1	2	1	1	0	11	1	2	16	0
0	0	6	0	1	3	1	8	7	5	1	2	4	3	28	3
2	0	1	1	9	3	0	12	20	1	1	6	8	4	2	2
1	10	6	5	5	0	0	13	0	0	2	9	2	0	0	2
0	0	2	1	0	1	0	2	1	3	1	8	5	2	0	0
1	1	3	0	0	1	2	2	1	0	1	7	0	4	3	3
4	0	1	7	2	0	1	0	5	4	1	5	5	5	7	8
0	4	6	1	0	11	0	4	1	5	5	2	0	1	1	4
5	1	2	4	2	1	1	9	27	3	0	6	8	1	0	3
1	1	6	0	4	10	0	3	4	4	0	6	3	0	10	0
7	0	1	7	5	8	0	25	2	3	1	6	11	0	3	1
3	0	0	0	2	9	1	4	0	2	2	4	5	0	4	1
2	0	0	2	3	4	0	4	4	0	0	0	0	4	0	0
0	0	1	0	4	2	0	4	1	1	5	0	2	3	0	2
7	1	0	2												

REPETITION DES ERREURS

0	1	2	4	8	16	32	64	128	256
		3	7	15	31	63	127	255	
00	52	40	56	22	5	0	0	0	0

POURCENTAGE D'ERREURS

0	1	2	4	8	16	32	64	128	256
		3	7	15	31	63	127	255	
20	21	20	22	0	2	0	0	0	0

Tableau 3.2

MATRICE DE TRANSITION D ORDRE 1

13	12	14	15	5	1	0	0	0	0
10	13	11	13	5	0	0	0	0	0
13	13	8	9	3	2	0	0	0	0
13	10	10	15	8	0	0	0	0	0
0	3	3	4	1	2	0	0	0	0
1	1	3	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

MATRICE DE TRANSITION D ORDRE 2

12	16	11	14	5	1	0	0	0	0
10	10	8	15	7	2	0	0	0	0
15	11	9	8	5	0	0	0	0	0
17	12	11	12	3	1	0	0	0	0
3	1	8	7	2	1	0	0	0	0
2	1	2	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

MATRICE DE TRANSITION D ORDRE 3

14	15	15	13	2	0	0	0	0	0
14	11	11	9	5	1	0	0	0	0
12	13	5	11	5	2	0	0	0	0
12	7	13	16	7	1	0	0	0	0
5	4	5	4	3	1	0	0	0	0
2	1	0	2	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 3.3

N# 254 TIME# 1.0 FR# 200.0 V# 30.0 RYK# -20.0

SEQUENCE OF ERRORS

110010001001001000001000000011000000000000000000000000000000000010010
0200001000101010101100000000000010100100100010100000001111000000
1000101000101000001010001000100001010010000100010000000000010
0200000001001001001001101011000000001000110000000000000100000000
0200000000010101000000110000000100001001001011010000000010000001
0200010000010000000011000000000000011000000001100100000001001001
020000001110100100110011001010010100010100000000100000100111010
00011101001001111010110000110000100010010000110100000001001101
1000001000000110000100000000000100000001000000001101001000000101
10000000000010001010000010000010001010000000000001010110000100
10101010000010100000000000001000000000001000110000001000010101
011100101010000111000010100000001101010201000011001000100010
02010000110001000110100000010000010000000011001001000000000000
010001010010001010000001000000000001100010000011100010000000010
1000010010010010010000110000101001110001000100001101001000011111
0200101000101000000100000010000000000010001000000000010001000

Tableau 3.4

NONBRE D'ERREURS 253

DISTANCE ENTRE LES ERREURS

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
11	1	2	2	3	1	7	0	0	0	6	4	1	3	1	6	
1	3	3	5	1	2	4	3	11	0	2	3	2	0	1	0	
2	1	1	0	8	3	0	12	20	1	1	6	0	7	4	2	
2	1	0	0	6	5	5	9	0	13	0	0	0	2	6	2	
2	1	0	0	1	3	2	0	2	1	0	1	0	2	1	3	
1	0	5	2	0	0	1	1	3	0	0	1	2	2	0	0	
0	1	1	0	4	0	4	3	0	2	4	0	1	7	2	0	
1	0	5	0	5	11	7	8	0	1	0	6	1	0	12	4	
1	5	5	3	1	12	1	1	0	4	2	1	1	1	5	1	
14	12	3	0	6	4	1	1	1	0	0	2	1	1	5	0	
0	4	1	0	0	1	1	0	3	4	0	2	3	3	0	4	
5	0	7	0	1	7	5	8	0	2	2	13	3	1	2	3	
1	0	11	0	3	5	0	0	0	2	0	1	5	2	2	4	
5	0	4	1	2	0	0	2	3	4	0	1	2	4	0	0	
0	0	4	1	3	1	0	6	11	3	11	0					

REPARTITION DES ERREURS

0	1	2	4	8	16	32	64	128	256
		3	7	15	31	63	127	255	
61	53	59	52	25	2	0	0	0	0

POURCENTAGE D'ERREURS

0	1	2	4	8	16	32	64	128	256
		3	7	15	31	63	127	255	
24	21	23	20	9	2	0	0	0	0

Tableau 3.5

MATRICE DE TRANSITION D ORDRE 1

16	13	11	13	7	1	0	0	0	0
12	12	14	10	5	0	0	0	0	0
11	14	16	12	5	0	0	0	0	0
13	16	11	12	6	0	0	0	0	0
8	3	6	5	2	1	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

MATRICE DE TRANSITION D ORDRE 2

12	16	15	16	1	1	0	0	0	0
14	16	10	13	6	0	0	0	0	0
16	11	13	11	7	0	0	0	0	0
15	9	13	8	6	1	0	0	0	0
3	6	8	2	5	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

MATRICE DE TRANSITION D ORDRE 3

12	15	18	12	4	0	0	0	0	0
16	9	11	16	7	0	0	0	0	0
17	16	8	12	3	1	0	0	0	0
9	10	11	11	13	1	0	0	0	0
6	3	9	5	1	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 3.6

N# 251 TYPE= 1.0 PR= 150.0 V# 00.0 RYK= -20.0

SEQUENCE D'ERREURS

1100100100110101010100110000001000000000000000000010010
00001100010100100010000000000000101010000001000000001111000010
110111010001011010101010000001000010100100001000100000000000
0000100000000100010011010100000000100011000000000010000000
0000100000010101000000100000001000010010010000000000010000001
000010000010010000001100000000000010000000110010000001001001
00100011101000001001011011001010001010000000100000100111010
10001110100100101100000000001000010001000100000100000001001101
10001010000101000010000010100010000001000001001100001000000101
10001000000110000101000010000010011010100001000001010110000100
10101010000010100000000000011000000000001000110000001000010101
011101101000101100001010000000011010110001000010010001000110
000100011100010011010001000100000000110100100000000000
01001110010001010000001000000000011000101000111100100000000010
1000100000100010000001100000000001100100010000010000100001011
0000101000101000000010000001000000000010001000000000001001000

Tableau 3.7

NOMBRE D'ERREURS 256

DISTANCE ENTRE LES ERREURS

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
3	1	2	3	12	1	2	6	0	2	0	0	4	1	0	1
0	0	1	3	1	3	2	1	7	5	1	2	4	3	29	3
2	0	1	1	0	3	0	12	20	1	1	6	8	4	2	2
12	0	5	1	0	0	13	0	0	0	2	6	2	2	3	4
0	0	1	6	0	2	1	0	1	2	2	1	3	1	2	5
2	0	0	1	1	3	0	0	1	2	2	1	0	10	4	3
3	1	1	7	2	0	1	0	5	4	1	5	5	1	3	7
5	2	0	4	6	1	0	11	0	4	1	5	5	2	0	1
1	4	5	1	1	0	4	2	1	1	1	5	1	13	0	0
11	3	0	6	4	1	1	1	0	0	1	0	1	1	5	0
0	4	1	8	0	1	1	0	3	4	0	2	3	3	0	4
4	0	0	7	0	1	3	3	5	0	0	0	1	2	13	3
1	2	3	1	6	11	0	3	1	3	0	0	0	2	0	1
5	5	4	5	0	10	0	2	3	5	4	4	0	1	0	4
1	2	1	0	6	11	3	11	2							

RÉPARTITION DES ERREURS

1	1	2	4	8	16	32	64	128	256
		3	7	15	31	63	127	255	
57	50	54	54	23	3	0	0	0	0

POURCENTAGE D'ERREURS

1	1	2	4	8	16	32	64	128	256
		3	7	15	31	63	127	255	
29	23	21	21	9	1	0	0	0	0

Tableau 3.8

MATRICE DE TRANSITION D'ORDRE 1

13	16	8	12	7	0	0	0	0	0
12	16	15	11	5	0	0	0	0	0
12	12	13	10	5	1	0	0	0	0
8	12	11	16	6	1	0	0	0	0
10	2	5	5	0	1	0	0	0	0
0	1	2	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

MATRICE DE TRANSITION D'ORDRE 2

12	19	10	11	2	2	0	0	0	0
12	13	11	17	6	0	0	0	0	0
9	11	13	13	7	0	0	0	0	0
17	12	12	8	4	1	0	0	0	0
5	3	7	3	4	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

MATRICE DE TRANSITION D'ORDRE 3

11	13	18	9	5	0	0	0	0	0
15	16	10	11	7	0	0	0	0	0
9	13	8	16	3	3	0	0	0	0
15	12	10	11	6	0	0	0	0	0
4	5	6	5	2	0	0	0	0	0
1	0	1	1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 3.9

N= 256 TIFE= 1.0 PR= 800.0 V= 00.0 RYK= 20.0

SEQUENCE D'ERRIERS

11000000100100100000000011000010100000100000000000000010010
0000001000101001010000000000001010010000001000100001111000000
1001011000101000001010001010100000101001000010001000000000010
000000000000100110011010100000000100011000000000100000100
000000000000101011000001100000001000010010010110000000001000001
00010100000010000000110000000000101100000001110010000001001001
010001111100000110010101100101000101000000010000100111010
10011101001001111010000000010000100011001000001010000001001101
10100100101010000000010000100000100100100100100110000100000101
100100000000100001010000010000010011010101001000001000010000100
10101000000010100000000000001000000000000000110000001000000001
01101101010000011100001000000000110101100010000110010001000110
001000011000000010010000000100000100000000110000010000000000
0001010010001010000001100000000011000101000111100100000000010
100011001000000000000011000010100011001000100001101001000011011
000010100010100001001100000000000000000000000000001000100000000001011001

Tableau 3.10

NUMERE D'ERREURS 256

DISTANCE ENTRE LES ERREURS

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1	1	12	1	2	6	4	4	0	0	0	6	2	1	1	3
1	0	1	3	1	1	5	1	2	4	3	11	16	2	0	2
0	1	1	0	3	0	12	5	14	1	1	0	5	0	7	4
2	2	1	0	0	6	3	1	5	0	0	11	1	0	7	0
0	2	5	2	2	3	4	0	0	0	0	6	0	2	1	0
1	0	2	1	3	1	8	5	2	0	0	1	1	3	0	0
1	2	2	0	0	0	1	8	4	3	0	2	5	1	7	2
0	1	0	1	3	2	1	1	5	5	1	3	5	1	0	1
2	2	0	4	6	1	0	12	4	1	5	5	2	0	1	1
1	2	5	4	4	2	1	1	7	1	14	16	0	6	8	1
0	2	2	1	1	5	0	0	4	10	0	1	1	0	3	4
0	2	3	3	0	4	5	0	7	2	7	5	8	0	5	17
1	2	3	1	6	0	10	0	3	1	3	0	0	0	2	0
1	4	0	2	13	0	4	1	3	0	0	3	4	0	1	0
4	0	1	0	4	1	3	1	5	2	0	18	3	11	1	0
2															

REPARTITION DES ERREURS

0	1	2	4	8	16	32	64	128	256
		3	7	15	31	63	127	255	
01	58	58	55	21	4	0	0	0	0

POURCENTAGE D'ERREURS

1	1	2	4	8	16	32	64	128	256
		3	7	15	31	63	127	255	
25	22	22	21	8	1	0	0	0	0

Tableau 3.11

MATRICE DE TRANSITION D ORDRE 1

14	13	13	15	5	1	0	0	0	0
12	12	17	12	5	0	0	0	0	0
15	15	10	12	5	0	0	0	0	0
13	11	14	10	6	1	0	0	0	0
5	6	2	6	0	2	0	0	0	0
1	1	2	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

MATRICE DE TRANSITION D ORDRE 2

14	15	12	13	5	1	0	0	0	0
8	13	14	16	6	1	0	0	0	0
14	10	11	12	2	2	0	0	0	0
17	11	14	8	5	0	0	0	0	0
6	3	6	4	2	0	0	0	0	0
1	0	1	1	1	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

MATRICE DE TRANSITION D ORDRE 3

10	14	18	11	7	0	0	0	0	0
17	12	15	10	3	0	0	0	0	0
15	13	7	17	5	0	0	0	0	0
12	12	12	12	4	3	0	0	0	0
6	6	3	4	1	1	0	0	0	0
0	1	2	0	1	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 3.12

Chapitre 4

CONCLUSIONS

Les deux objectifs majeurs que nous avons fixés au départ, dans le cadre du présent contrat de recherche, à savoir:

- a) la présentation de résultats permettant l'estimation du taux d'erreur de transmission pour un certain nombre de systèmes utilisant des techniques de modulations différentes,

et

- b) l'étude des procédures de transmission, de détection et de correction d'erreurs pour les systèmes numériques,

ont été atteints. Les résultats obtenus permettent certainement d'assurer que l'objectif ultime de notre programme de recherche, c'est-à-dire la caractérisation adéquate des conditions de propagation de sorte qu'il soit possible d'analyser et de prédire la performance de tous les types de systèmes de communications en milieu urbain, s'en trouve ainsi rapproché.

En particulier, en considérant attentivement les résultats du chapitre 2, il devient évident qu'il est essentiel que les conditions de propagation soient effectivement bien caractérisées car elles sont l'élément primordial dans la conception d'un système radio-mobile, bien plus que les types de modulation susceptibles d'être utilisés. Des valeurs numériques obtenues on déduit très clairement l'ordre de grandeur des améliorations qu'il est possible d'atteindre sur le taux d'erreur de transmission si l'on mise sur une optimisation du type de modulation, surtout qu'il a été établi très concrètement qu'elles sont nettement inférieures à l'ordre de grandeur des phénomènes résultant directement des conditions de propagation.

De même, le chapitre 3 présente une approche systématique permettant la dérivation d'un modèle de génération des erreurs numériques qui serait suffisamment versatile, tout en étant relativement simple d'application, pour déterminer les caractéristiques statistiques des erreurs dans un canal numérique radio-mobile. La présente étude a jeté les bases de ce modèle de prédiction des

erreurs numériques, qui serait adéquat pour étudier les propriétés statistiques des séquences d'erreurs mais qui n'inclurait pas les éléments qui rendent complexe la modélisation, telles les techniques de modulation, les caractéristiques des modems et les conditions d'interférence. L'hypothèse de prédiction adéquate des erreurs numériques, par considération des conditions de propagation comme élément déterminant, dans les systèmes à basse vitesse, auquel pourraient s'ajouter la largeur de bande de transmission, la vitesse du véhicule, la réception en diversité d'espace, de fréquence ou de polarisation, a été vérifiée sommairement et des travaux plus élaborés sur cette possibilité très intéressante seront présentés au cours d'une phase ultérieure.

Il est donc nécessaire de poursuivre le travail en cours sur la performance des systèmes numériques à basse vitesse, la génération de séquences d'erreurs à partir de modèles simples de l'affaiblissement et l'étude des propriétés statistiques de ces séquences, l'estimation de l'amélioration à obtenir par des techniques de codage en bloc pour fins de détection et correction d'erreurs et par des procédures de transmission comme la répétition de messages et l'entrelacement de bits.

A titre d'exemple, la génération d'une séquence d'erreurs, c'est-à-dire d'une séquence de "0" et de "1", où les "0" représentent les bits transmis sans erreur et les "1" les bits en erreur, permettrait d'entreprendre des études sur le codage. Ainsi, la prédiction de séquences d'erreurs réalistes devient possible si l'on connaît la courbe d'opération statique d'un système de transmission (probabilité d'erreur vs rapport S/N), les conditions de propagation (par exemple, un modèle simple comme celui de Rayleigh ou de Rice-Nakagami); il faut également tenir compte des conditions d'interférence et connaître le niveau moyen du signal reçu.

L'étude des propriétés statistiques de ces séquences d'erreurs en fonction des différents paramètres mentionnés au paragraphe précédent apparaît donc comme un prolongement important et original de nos travaux. L'établissement d'une relation entre ces propriétés et le type de milieu urbain est aussi un objectif logique à poursuivre au cours de la prochaine étape.

Il est également souhaitable que la simulation des méthodes de codage par bloc, de répétition et d'entrelacement de bits, soit entreprise simultanément et qu'à partir des séquences d'erreurs obtenues l'analyse des améliorations de performance résultantes soit effectuée. Il serait intéressant, aussi,

de faire une synthèse des estimations obtenues en fonction des différents types de milieu urbain, en n'oubliant pas que des paramètres comme la fréquence d'opération et la vitesse du véhicule affectent la performance.

Enfin, des efforts devront être consentis à l'exploration des techniques de simulation qui pourraient être employées pour l'étude de la performance des systèmes numériques à taux élevé de transmission. Nos travaux antérieurs sur la modélisation du canal radio-mobile en milieu urbain [5] et sur la performance des systèmes numériques en présence de fading multipath [31] nous permettront d'aborder ce sujet extrêmement difficile.

Bibliographie

- [1] G.Y. DELISLE, M. LECOURS, "Etude des problèmes de propagation associés aux stations émettrices et mobiles terrestres en milieu urbain" - Phase I, Rapport final n° LT-79-8229, Contrat OSU78-00243, Ministère des Communications, Ottawa, mars 1979.
- [2] G.Y. DELISLE, M. LECOURS, J.-P. LEFEVRE, "Etude des problèmes de propagation associés aux stations émettrices et mobiles terrestres en milieu urbain" - Phase II, Rapport final n° LT-80-8223, Contrat OSU79-00219, Ministère des Communications, Ottawa, mars 1980.
- [3] G.Y. DELISLE, M. LECOURS, J.-P. LEFEVRE, E. BOSSE, "Etude des problèmes de propagation associés aux stations émettrices et mobiles terrestres en milieu urbain", - Phase III, Rapport final n° LT-81-8280, Contrat OSU80-00169, Ministère des Communications, Ottawa, mars 1981.
- [4] 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.
- [5] E. BOSSE, "Simulation du canal de propagation pour les communications radio-mobile en milieu urbain", Thèse de maîtrise, Université Laval, Québec, Canada, juin 1981.
- [6] 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.
- [7] K. OTANI, H. OMORI, "Distribution of burst error lengths in Rayleigh fading radio channels", Electron. Lett., vol. 16, pp. 889-891, novembre 1980.
- [8] K. OTANI, K. DAIKOKU, H. OMORI, "Burst error performance encountered in digital land mobile radio channel", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-30, n° 4, pp. 156-160, novembre 1981.
- [9] T. AULIN, "Characteristics of a digital mobile radio channel", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-30, n° 2, pp. 45-53, mai 1981.
- [10] 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.
- [11] W.C. JAKES, Ed., Microwave mobile communications, John Wiley & Sons, New York, N.Y., 1974.
- [12] 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.
- [13] K. ALLSEBROOK, J.D. PARSONS, "Mobile radio propagation in British cities at frequencies in the VHF and UHF bands", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-26, n° 4, pp. 313-323, novembre 1977.
- [14] R.E. EDWARDS, J. DURKIN, "Computer prediction of field strength in the planning of radio systems", Proc. IEE, vol. 116, n° 9, pp. 1493-1500, septembre 1969.
- [15] A. BLOMQUIST, L. LADELL, "Prediction and calculation of transmission loss in different types of terrain", NATO AGARD Conf. Publ. CP 144, Research Institute of National Defense, Dept. 3, S-10450, Stockholm 80, Sweden, pp. 32/1-32/17, 1974.

- [16] M. HATA, "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-29, n° 3, pp. 317-325, août 1980.
- [17] J.J. EGLI, "Radio propagation above 40 Mc over irregular terrain", Proc. IRE, vol. 45, n° 10, pp. 1383-1391, octobre 1957.
- [18] F. HANSEN, F.I. MEMO, "Mobile fading - Rayleigh and log-normal superimposed", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-26, n° 4, pp. 332-335, novembre 1977.
- [19] R.C. FRENCH, "The mobile radio data channel", International Zurich Seminar on Digital Communications, Zurich, Suisse, pp. D1.1-D1.9, 4-6 mars 1980.
- [20] R.C. FRENCH, "Error performance in mobile radio data transmission in the urban environment", Nachrichten Technische Zeitschrift, vol. 31, pp. 200-203, mars 1978.
- [21] G.A. ARREDONDO, J.C. FEGGELER, J.I. SMITH, "Voice and data transmission", Bell Syst. Tech. J., vol. 58, n° 1, pp. 97-122, janvier 1979.
- [22] F. de JAGER, C.B. DEKKER, "Tamed frequency modulation, A novel method to achieve spectrum economy in digital transmission", IEEE Trans. Commun., vol. COM-26, n° 5, pp. 534-542, mai 1978.
- [23] W.D. GREGG, Analog and digital communication. Concepts, systems, applications and services, John Wiley & Sons, New York, N.Y., 1977, p. 417.
- [24] R. MACIEJKO, Digital modulation in Rayleigh fading in the presence of co-channel interference and noise, Internal Report, Bell Northern Research, Advanced Technology Laboratory, Ottawa, Canada, 1980.
- [25] T.T. TJHUNG, P.H. WITTKER, "Carrier transmission of binary data in a restricted band", IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-18, n° 4, pp. 295-304, août 1970.
- [26] N.M. SHEDADEH, K. TU, "Effects of band-limiting on the coherent detection of PSK, ASK and FSK signals", A.E.V., vol. 26, n° 9, pp. 369-376, 1972.
- [27] S.Y. KWON, N.M. SHEDADEH, "Non coherent detection of FSK signals in the presence of multipath fading", IEEE Trans. Commun., vol. COM-26, n° 1, pp. 164-168, janvier 1978.
- [28] K. HIRADE et al., "Error rate performance of digital FM with differential detection in land mobile radio channels", IEEE Trans. Veh. Technol., pp. 204-212, août 1979.
- [29] S. ELNOUBI, S.C. GUPTA, "Error rate performance of non coherent detection of duobinary coded MSK and TFM in mobile radio communication systems", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-30, n° 2, pp. 62-76, mai 1981.
- [30] D.R. HUMMELS, F.W. RATCLIFFE, "Calculation of error probability for MSK and OQPSK systems operating in a fading multipath environment", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-30, n° 3, pp. 112-120, août 1981.
- [31] T.T. CUNG, M. LECOURS, H.T. HUYNH, "Influence of multipath fading in 4 ϕ -CPSK systems", Electron. Lett., vol. 16, n° 19, pp. 733-734, septembre 1980.
- [32] R.C. FRENCH, "Co-channel interference in mobile radio data systems", IEEE 1981 National Telecommunication Conference, Nouvelle-Orléans, novembre 1981, pp. B 8.2.1-B 8.2.5.
- [33] R. MUAMMAR, S.C. GUPTA, "Co-channel interference in high capacity mobile radio cellular systems", IEEE 1981 National Telecommunication Conference, Nouvelle-Orléans, novembre 1981, pp. B 8.1.1-B 8.1.5.

Appendice I

Listings des programmes écrits en langage BASIC
pour effectuer les calculs du chapitre deux

Programme A

Prédiction du taux d'erreur avec la méthode de French

Programme B

Prédiction du taux d'erreur d'un système
en présence de bruit gaussien blanc additif
pour différents types de modulation

```

1000 |          PREDICTION DU TAUX D'ERREUR
1002 |          (FADING + SHADOWING)
1004 |          METHODE DE R. C. FRENCH
1006 |          PROGRAMME A
1008 |          Gilles Gonthier
1010 |          18 mars 1982
1020 | OPTION BASE 1
1030 | DIM V(36), V1(4), V2(14)
1040 | V1(1)=6 @ V1(2)=8
1050 | V1(3)=10 @ V1(4)=12
1060 | DATA -30, -26, -22, -18, -14, -10, -5, 0, 5, 10, 15, 20, 30, 40
1070 | ON KEY# 1, "Grille" GOSUB 2530
1080 | ON KEY# 2, "BER" GOSUB 1250
1090 | ON KEY# 3, "BERF" GOSUB 1520
1100 | ON KEY# 4, "BERf" GOSUB 1930
1110 | ON KEY# 5, "RESULT" GOSUB 2940
1120 | CLEAR @ KEY LABEL
1130 | DISP " PREDICTION DU TAUX D'ERREUR"
1140 | DISP
1150 | DISP "k1: trace grille sur HP-7225A"
1160 | DISP "k2: calcule courbe d'erreur"
1170 | DISP "k3: calcule courbe d'erreur          (Raylei
      | gh fading)"
1180 | DISP "k4: calcule courbe d'erreur          (Ray. fa
      | ding + shadowing)"
1190 | DISP "k5: affiche et trace resultat     sur fichi
      | er"
1200 | GOTO 1200
1210 | -----
1220 |          SOUS-PROGRAMME
1230 |          taux d'erreur
1240 | -----
1250 | CLEAR @ DISP "Q et R"
1260 | INPUT Q, R
1270 | DISP "Faut-il tracer la courbe" @ INPUT A$
1280 | IF A$<>"OUI" THEN 1330
1290 | PLOTTER IS 705
1300 | LOCATE 25, 125, 15, 85
1310 | SCALE -5, 0, 40, -30
1320 | LINETYPE 3, .5

```



```

1000 |          PREDICTION DU TAUX D'ERREUR
1002 |          (FADING + SHADOWING)
1004 |          METHODE DE R. C. FRENCH
1006 |          PROGRAMME A
1008 |          Gilles Gonthier
1010 |          18 mars 1982
1020 | OPTION BASE 1
1030 | DIM V(36), V1(4), V2(14)
1040 | V1(1)=6 @ V1(2)=8
1050 | V1(3)=10 @ V1(4)=12
1060 | DATA -30, -26, -22, -18, -14, -10, -5, 0, 5, 10, 15, 20, 30, 40
1070 | ON KEY# 1, "Grille" GOSUB 2530
1080 | ON KEY# 2, "BER" GOSUB 1250
1090 | ON KEY# 3, "BERF" GOSUB 1520
1100 | ON KEY# 4, "BERf" GOSUB 1930
1110 | ON KEY# 5, "RESULT" GOSUB 2940
1120 | CLEAR @ KEY LABEL
1130 | DISP " PREDICTION DU TAUX D'ERREUR"
1140 | DISP
1150 | DISP "k1: trace grille sur HP-7225A"
1160 | DISP "k2: calcule courbe d'erreur"
1170 | DISP "k3: calcule courbe d'erreur          (Raylei
      | gh fading)"
1180 | DISP "k4: calcule courbe d'erreur          (Ray. fa
      | ding + shadowing)"
1190 | DISP "k5: affiche et trace resultats     sur fichi
      | er"
1200 | GOTO 1200
1210 | -----
1220 |          SOUS-PROGRAMME
1230 |          taux d'erreur
1240 | -----
1250 | CLEAR @ DISP "Q et R"
1260 | INPUT Q, R
1270 | DISP "Faut-il tracer la courbe" @ INPUT A$
1280 | IF A$<>"OUI" THEN 1330
1290 | PLOTTER IS 705
1300 | LOCATE 25, 125, 15, 85
1310 | SCALE -5, 0, 40, -30
1320 | LINETYPE 3, .5

```

```

1330 DISP "Faut-il imprimer les resultats" @ INPUT B$
1340 IF B$="OUI" THEN PRINT ALL
1350 DISP "    <e>dB          Pe"
1360 DISP
1370 L4=(13/Q)^(1/R)
1380 FOR S0=-31 TO 0
1390 P0=.5*EXP(-Q*10^(.05*S0*R))
1400 P=LGT(P0)
1410 IF S0<-30 THEN MOVE P,S0 ELSE DRAW P,S0
1420 DISP USING 1430 ; S0,P0
1430 IMAGE 3X,DDD.D,3X,D.DDDE,3X,DD.DDD
1440 NEXT S0
1450 NORMAL
1460 RETURN
1470 | -----
1480 |          SOUS-PROGRAMME
1490 |          taux-d'erreur
1500 |          (Rayleigh fading)
1510 | -----
1520 CLEAR @ DISP "Q et R"
1530 INPUT Q,R
1540 DISP "Faut-il imprimer les resultats" @ INPUT A$
1550 IF A$="OUI" THEN PRINT ALL
1560 DISP "    <e>dB          Pe"
1570 DISP
1580 L4=(16/Q)^(1/R) @ K=0
1590 FOR S0=-30 TO 40 STEP 2
1600 K=K+1
1610 S1=10^(.05*S0)
1620 S2=.7853982/(S1*S1)
1630 L0=5*S1
1640 IF L0<L4 THEN L2=L0 ELSE L2=L4
1650 L1=.05*L2 @ L3=L1+L1
1660 DEF FNF(S) = S*EXP(-Q*S^R)*EXP(-S2*S*S)
1670 P=0
1680 FOR L=L1 TO L2-L1-L3 STEP L3
1690 P=P+4*FNF(L)+2*FNF(L+L1)
1700 NEXT L
1710 P0=S2*L1/3*(P+FNF(0)+4*FNF(L2-L1)+FNF(L2))
1720 V(K)=LGT(P0)

```

```

1730 DISP USING 1430 ; S0,P0,V(K)
1740 NEXT S0
1750 NORMAL
1760 DISP "Faut-il tracer la courbe" @ INPUT A$
1770 IF A$<>"OUI" THEN RETURN
1780 PLOTTER IS 705
1790 LOCATE 25,125,15,85
1800 SCALE -5,0,40,-30
1810 LINETYPE 4,1
1820 K=0
1830 FOR S0=-30 TO 40 STEP 2
1840 K=K+1
1850 IF K=1 THEN MOVE V(K),S0 ELSE DRAW V(K),S0
1860 NEXT S0
1870 RETURN
1880 | -----
1890 |          SOUS-PROGRAMME
1900 |          taux d'erreur
1910 | (Ray.fading + shadowing)
1920 | -----
1930 CLEAR @ DISP "Q, R"
1940 INPUT Q,R
1950 DISP "Nom du fichier"
1960 INPUT F$
1970 ASSIGN# 1 TO F$
1980 FOR K=1 TO 4
1990 DISP @ DISP
2000 DISP "σ =",V1(K) @ DISP
2010 DISP "  <e>dB      Pe"
2020 DISP
2030 D=V1(K)
2040 L5=2.5*D @ L6=.1*L5
2050 L7=L6+L6 @ L2=(16/Q)^(1/R)
2060 D2=-1/(2*D*D)
2070 DEF FNF1(S) = EXP(-Q*S^R)
2080 FOR I=1 TO 14
2090 READ M
2100 L1=.05*L2
2110 IF M<=-20 THEN L1=.02*L2
2120 IF M<=-2 THEN L1=.01*L2

```



```

2510 |   trace grille et axes
2520 | -----
2530 PLOTTER IS 705
2540 LOCATE 25, 125, 15, 85
2550 SCALE 0, 5, 0, 7
2560 LINETYPE 1 @ FRAME
2570 LORG 5 @ CSIZE 3, .6
2580 MOVE 2.5, 8
2590 LABEL "taux d'erreur"
2600 DEG
2610 LDIR -90
2620 MOVE -.5, 3.5
2630 LABEL "<e> en dB au-dessus de 1 uV"
2640 FOR K=0 TO 5
2650 MOVE K, 7.3
2660 IF K<>5 THEN 2680
2670 LABEL "1" @ GOTO 2730
2680 LABEL "10" @ MOVE K, 7
2690 FOR K1=1 TO 10
2700 DRAW K+LGT(K1), 7
2710 IDRAW 0, -.08 @ IDRAW 0, .08
2720 NEXT K1
2730 NEXT K
2740 FOR K=0 TO 7 STEP .1
2750 IF FP(K)<>0 THEN 2790
2760 MOVE -.15, K
2770 LABEL 40-10*K
2780 MOVE 0, K
2790 IF FP(K*10/5)=0 THEN IDRAW .08, 0 ELSE IDRAW .04, 0
2800 DRAW 0, K
2810 IDRAW 0, .1
2820 NEXT K
2830 CSIZE 2.5, .6
2840 FOR K=0 TO 4
2850 MOVE K+.1, 7.1
2860 LABEL K-5
2870 NEXT K
2880 RETURN
2890 | -----
2900 |   SOUS-PROGRAMME

```

```
2910 |      lecture du fichier
2920 |      de resultats
2930 | -----
2940 CLEAR
2950 DISP "Nom du fichier"
2960 INPUT F$
2970 ASSIGN# 1 TO F$
2980 DISP "Faut-il tracer les courbes" @ INPUT A$
2990 IF A$<>"OUI" THEN 3040
3000 PLOTTER IS 705
3010 LOCATE 25,125,15,85
3020 SCALE -5,0,60,-10
3030 LINETYPE 4,1
3040 DISP "Faut-il imprimer les resultats" @ INPUT B$
3050 IF B$="OUI" THEN PRINT ALL
3060 FOR K=1 TO 4
3070 DISP @ DISP
3080 DISP "=",V1(K)," dB" @ DISP
3090 DISP " <e>dB      Pe"
3100 DISP
3110 READ# 1,K ; V2()
3120 FOR I=1 TO 14
3130 READ X
3140 DISP USING 1430 ; X+20,10^V2(I),V2(I)
3150 IF A$<>"OUI" THEN 3170
3160 IF I=1 THEN MOVE V2(I),X+20 ELSE DRAW V2(I),X+20
3170 NEXT I
3180 RESTORE
3190 NEXT K
3200 NORMAL
3210 DISP "Faut-il lire un autre fichier" @ INPUT C$
3220 IF C$="OUI" THEN 2950
3230 ASSIGN# 1 TO *
3240 RETURN
3250 END
```

```

1000 I          PREDICTION DU TAUX D'ERREUR
1002 I          (FADING + SHADOWING)
1004 I          METHODE DE R.C. FRENCH
1006 I          PROGRAMME B
1008 I          Gilles Gonthier
1010 I          26 fevrier 1982
1020 OPTION BASE 1
1030 DIM V(36), V1(4), V2(14)
1040 V1(1)=6 @ V1(2)=8
1050 V1(3)=10 @ V1(4)=12
1060 DATA -30, -26, -22, -18, -14, -10, -5, 0, 5, 10, 15, 20, 30, 40
1070 ON KEY# 1, "Grille" GOSUB 2520
1080 ON KEY# 2, "BER" GOSUB 1250
1090 ON KEY# 3, "BERF" GOSUB 1520
1100 ON KEY# 4, "BERfa" GOSUB 1930
1110 ON KEY# 5, "RESULT" GOSUB 3230
1120 CLEAR @ KEY LABEL
1130 DISP " PREDICTION DU TAUX D'ERREUR"
1140 DISP
1150 DISP "k1: trace grille sur HP-7225A"
1160 DISP "k2: calcule courbe d'erreur"
1170 DISP "k3: calcule courbe d'erreur          (Raylei
gh fading)"
1180 DISP "k4: calcule courbe d'erreur          (Ray. fa
ding + shadowing)"
1190 DISP "k5: affiche et trace resultats     sur fichi
er"
1200 GOTO 1200
1210 I -----
1220 I          SOUS-PROGRAMME
1230 I          taux d'erreur
1240 I -----
1250 CLEAR @ GOSUB 3590
1260 DISP "Decalage de la courbe en dB" @ INPUT P1
1270 DISP "Faut-il tracer la courbe" @ INPUT A$
1280 IF A$<>"OUI" THEN 1340
1290 PLOTTER IS 705
1300 LOCATE 25, 125, 15, 85
1310 SCALE -5, 0, 60, -10
1320 DISP "Linetype" @ INPUT T

```

```

1330 LINETYPE T,.5
1340 DISP "Faut-il imprimer les resultats" @ INPUT B$
1350 IF B$="OUI" THEN PRINT ALL
1360 DISP "    SNR dB      Pe"
1370 DISP
1380 FOR S0=-11-D1 TO 20
1390 P0=FNF0(S0) @ P=LGT(P0)
1400 DISP USING 1430 ; S0+D1,P0
1410 IF A$<>"OUI" THEN 1440
1420 IF S0<-10-D1 THEN MOVE P,S0+D1 ELSE DRAW P,S0+D1
1430 IMAGE 3X,DDD.D,3X,D.DDDE,3X,DD.DDD
1440 NEXT S0
1450 NORMAL
1460 RETURN
1470 | -----
1480 |          SOUS-PROGRAMME
1490 |          taux-d'erreur
1500 |          (Rayleigh fading)
1510 | -----
1520 CLEAR @ GOSUB 3590
1530 DISP "Decalage de la courbe en dB"
1540 INPUT D1 @ D1=D1+20
1550 DISP "Faut-il imprimer les resultats" @ INPUT A$
1560 IF A$="OUI" THEN PRINT ALL
1570 DISP "    SNR dB      Pe"
1580 DISP
1590 L4=1 @ K=0
1600 FOR S0=-10-D1 TO 60-D1 STEP 2
1610 K=K+1
1620 S1=10^( .05*S0)
1630 S2=.7853982/(S1*S1)
1640 L0=5*S1
1650 IF L0<L4 THEN L2=L0 ELSE L2=L4
1660 L1=.05*L2 @ L3=L1+L1
1670 P=0
1680 FOR L=L1 TO L2-L1-L3 STEP L3
1690 P=P+4*FNF(L)+2*FNF(L+L1)
1700 NEXT L
1710 P0=S2*L1/3*(P+FNF(0)+4*FNF(L2-L1)+FNF(L2))
1720 V(K)=LGT(P0)

```



```

1730 DISP USING 1430 ; S0+D1,P0,V(K)
1740 NEXT S0
1750 NORMAL
1760 DISP "Faut-il tracer la courbe" @ INPUT A$
1770 IF A$<>"OUI" THEN RETURN
1780 PLOTTER IS 705
1790 LOCATE 25,125,15,85
1800 SCALE -5,0,60,-10
1810 LINETYPE 4,1
1820 K=0
1830 FOR S0=-10 TO 60 STEP 2
1840 K=K+1
1850 IF K=1 THEN MOVE V(K),S0 ELSE DRAW V(K),S0
1860 NEXT S0
1870 RETURN
1880 | -----
1890 |      SOUS-PROGRAMME
1900 |      taux d'erreur
1910 | (Ray. fading + shadowing)
1920 | -----
1930 CLEAR @ GOSUB 3590
1940 DISP "Nom du fichier"
1950 INPUT F$
1960 ASSIGN# 1 TO F$
1970 DISP "Decalage des courbes en dB" @ INPUT D1
1980 FOR K=1 TO 4
1990 DISP @ DISP
2000 DISP "  $\sigma$  =",V1(K) @ DISP
2010 DISP "      SNR dB      Pe"
2020 DISP
2030 D=V1(K)
2040 L5=2.5*D @ L6=.1*L5
2050 L7=L6+L6 @ L2=1
2060 D2=-1/(2*D*D)
2070 FOR I=1 TO 14
2080 READ M @ M=M-D1
2090 L1=.05
2100 IF M<0 THEN L1=.02
2110 IF M<=-18 THEN L1=.01
2120 L3=L1+L1

```

```

2130 P=0
2140 FOR L=L1 TO L2-L1-L3 STEP L3
2150 H=L @ GOSUB 2350 @ Q1=P1
2160 H=L+L1 @ GOSUB 2350 @ Q2=P1
2170 P=P+4*FNF1(L)*Q1+2*(FNF1(L+L1))*Q2
2180 NEXT L
2190 H=0 @ GOSUB 2350 @ Q3=P1
2200 H=L2-L1 @ GOSUB 2350 @ Q4=P1
2210 H=L2 @ GOSUB 2350 @ Q5=P1
2220 P0=L1/6*(P+FNF1(0)*Q3+4*(FNF1(L2-L1))*Q4+FNF1(L2)*Q
5)
2230 V2(I)=LGT(P0)
2240 DISP USING 1430 ; M+20+D1, P0, V2(I)
2250 NEXT I
2260 RESTORE
2270 PRINT# 1, K ; V2()
2280 NEXT K
2290 ASSIGN# 1 TO *
2300 RETURN
2310 | -----
2320 |          SOUS-PROGRAMME
2330 |          calcul de P(e)
2340 | -----
2350 S2=-.7853982*H*H
2360 P1=0
2370 DEF FNF2(S0)
2380 S1=10^(-.1*S0)
2390 S3=S1*S2
2400 IF S3<-300 THEN E1=0 ELSE E1=EXP(S3)
2410 FNF2=S1*E1*EXP(D2*(S0-M)^2)
2420 FN END
2430 FOR L0=L6-L5+M TO L5-L6-L7+M STEP L7
2440 P1=P1+4*FNF2(L0)+2*(FNF2(L0+L6))
2450 NEXT L0
2460 P1=.208886*H*L6/D*(P1+(FNF2(M-L5))+4*(FNF2(M+L5-L6)
)+(FNF2(M+L5)))
2470 RETURN
2480 | -----
2490 |          SOUS-PROGRAMME
2500 |          trace grille et axes

```

```
2510 | -----
2520 PLOTTER IS 705
2530 LOCATE 25,125,15,85
2540 SCALE 0,5,0,7
2550 LINETYPE 1 @ FRAME
2560 LORG 5 @ CSIZE 3,.6
2570 MOVE 2.5,8
2580 LABEL "taux d'erreur"
2590 DEG
2600 LDIR -90
2610 MOVE -.5,3.5
2620 LABEL "SNR (predetection) dB"
2630 FOR K=0 TO 5
2640 MOVE K,7.3
2650 IF K<>5 THEN 2670
2660 LABEL "1" @ GOTO 2720
2670 LABEL "10" @ MOVE K,7
2680 FOR K1=1 TO 10
2690 DRAW K+LGT(K1),7
2700 IDRAW 0,-.08 @ IDRAW 0,.08
2710 NEXT K1
2720 NEXT K
2730 FOR K=0 TO 7 STEP .1
2740 IF FP(K)<>0 THEN 2780
2750 MOVE -.15,K
2760 LABEL 60-10*K
2770 MOVE 0,K
2780 IF FP(K*10/5)=0 THEN IDRAW .08,0 ELSE IDRAW .04,0
2790 DRAW 0,K
2800 IDRAW 0,.1
2810 NEXT K
2820 CSIZE 2.5,.6
2830 FOR K=0 TO 4
2840 MOVE K+.1,7.1
2850 LABEL K-5
2860 NEXT K
2870 RETURN
2880 | -----
2890 |          FONCTION
2900 |          calcule Pe
```

```

2910 | -----
2920 DEF FNF0(S)
2930 ON J GOTO 2940,2970,2990,3020,3040
2940 X=SQR(.5*10^(.1*S))
2950 GOSUB 3150 | erfc(x)
2960 FNF0=.5*E1 @ GOTO 3100
2970 FNF0=.5*EXP(-.5*10^(.1*S))
2980 GOTO 3100
2990 X=SQR(10^(.1*S))
3000 GOSUB 3150 | erfc(x)
3010 FNF0=.5*E1 @ GOTO 3100
3020 FNF0=.5*EXP(-10^(.1*S))
3030 GOTO 3100
3040 X=SQR(10^(.1*S0))
3050 GOSUB 3150 | erfc(x)
3060 P0=.25*E1
3070 X=SQR(.69*10^(.1*S))
3080 GOSUB 3150 | erfc(x)
3090 FNF0=P0+.25*E1
3100 FN END
3110 | -----
3120 |      SOUS-PROGRAMME
3130 |      erfc(x)
3140 | -----
3150 T=1/(1+.3275911*X)
3160 E1=(((1.061405429*T-1.453152027)*T+1.421413741)*T-
.284496736)*T+.254829592)*T*EXP(-X*X)
3170 RETURN
3180 | -----
3190 |      SOUS-PROGRAMME
3200 |      lecture du fichier
3210 |      de resultats
3220 | -----
3230 CLEAR
3240 DISP "Nom du fichier"
3250 INPUT F$
3260 ASSIGN# 1 TO F$
3270 DISP "Decalage des courbes en dB" @ INPUT D1
3280 DISP "Faut-il tracer les courbes" @ INPUT A$
3290 IF A$<>"OUI" THEN 3340

```

```

3300 PLOTTER IS 705
3310 LOCATE 25, 125, 15, 85
3320 SCALE -5, 0, 60, -10
3330 LINETYPE 4, 1
3340 DISP "Faut-il imprimer les resultats" @ INPUT B$
3350 IF B$="OUI" THEN PRINT ALL
3360 FOR K=1 TO 4
3370 DISP @ DISP
3380 DISP "="; V1(K); " dB" @ DISP
3390 DISP " SNR dB Pe"
3400 DISP
3410 READ# 1, K ; V2()
3420 FOR I=1 TO 14
3430 READ X
3440 DISP USING 1430 ; X+20, 10^V2(I), V2(I)
3450 IF A$<>"OUI" THEN 3470
3460 IF I=1 THEN MOVE V2(I), X+20 ELSE DRAW V2(I), X+20
3470 NEXT I
3480 RESTORE
3490 NEXT K
3500 NORMAL
3510 DISP "Faut-il lire un autre fichier" @ INPUT C$
3520 IF C$="OUI" THEN 3240
3530 ASSIGN# 1 TO *
3540 RETURN
3550 | -----
3560 |      Choix du type
3570 |      de modulation
3580 | -----
3590 CLEAR
3600 DISP "Quel type de modulation?"
3610 DISP "(Tapez le chiffre correspondant)"
3620 DISP @ DISP
3630 DISP "1 : FSK coherent"
3640 DISP "2 : FSK non-coherent"
3650 DISP "3 : PSK coherent"
3660 DISP "4 : DCPSK"
3670 DISP "5 : TFM"
3680 DISP @ DISP @ INPUT J
3690 IF J<>INT(J) OR J<1 OR J>5 THEN 3590

```

```

3700 RETURN
3710 | -----
3720 |           FONCTIONS
3730 | -----
3740 DEF FNF(S)
3750 ON J GOTO 3760, 3800, 3820, 3860, 3880
3760 X=SQR(50*S*S)
3770 GOSUB 3150 | erfc(x)
3780 FNF=S*E1*EXP(-S2*S*S)
3790 GOTO 3940
3800 FNF=S*EXP(-50*S*S)*EXP(-S2*S*S)
3810 GOTO 3940
3820 X=SQR(100*S*S)
3830 GOSUB 3150 | erfc(x)
3840 FNF=S*E1*EXP(-S2*S*S)
3850 GOTO 3940
3860 FNF=S*EXP(-100*S*S)*EXP(-S2*S*S)
3870 GOTO 3940
3880 X=SQR(100*S*S)
3890 GOSUB 3150 | erfc(x)
3900 F9=E1
3910 X=SQR(69*S*S)
3920 GOSUB 3150 | erfc(x)
3930 FNF=.5*S*(F9+E1)*EXP(-S2*S*S)
3940 FN END
3950 DEF FNF1(S)
3960 ON J GOTO 3970, 4000, 4020, 4050, 4070
3970 X=SQR(50*S*S)
3980 GOSUB 3150 | erfc(x)
3990 FNF1=E1 @ GOTO 4130
4000 FNF1=EXP(-50*S*S)
4010 GOTO 4130
4020 X=SQR(100*S*S)
4030 GOSUB 3150 | erfc(x)
4040 FNF1=E1 @ GOTO 4130
4050 FNF1=EXP(-100*S*S)
4060 GOTO 4130
4070 X=SQR(100*S*S)
4020 X=SQR(100*S*S)
4030 GOSUB 3150 | erfc(x)

```

```
4040 FNF1=E1 @ GOTO 4130
4050 FNF1=EXP(-100*S*S)
4060 GOTO 4130
4070 X=SQR(100*S*S)
4080 GOSUB 3150 | erfc(x)
4090 F9=E1
4100 X=SQR(69*S*S)
4110 GOSUB 3150 | erfc(x)
4120 FNF1=.5*(F9+E1)
4130 FN END
4140 END
```

APPENDICE II

PROGRAMME DE SIMULATION D'UN CANAL DE TRANSMISSION NUMERIQUE

PAGE 1 C PROGRAMME PRINCIPAL

C SIMULATION D'UN CANAL DE TRANSMISSION NUMERIQUE

C
C

INTEGER A1(1024)

DIMENSION RX(258),NVEC(1024),NDIS(10),NPOUR(10)

DIMENSION MAT1(10,10),MAT2(10,10),MAT3(10,10)

C LECTURE ET ECRITURE DES PARAMETRES

READ (6,1) (N,TIME,FR,V,RXK)

1 FORMAT(I5,4F5.1)

WRITE(6,2) (N,TIME,FR,V,RXK)

2 FORMAT(1H1,10HN= 1,I5,5X,10HTIME= 1,F5.1,5X,10HFR= 1,F5.1,5X,10HV

1= 1,F5.1,5X,10HRXK= 1,F5.1)

C CALCUL DU NIVEAU DU SIGNAL

CALL PAV(N,V,FR,TIME,FX)

C GENERATION DE LA SEQUENCE D'ERREURS

CALL GENEP(N,RXK,RX,A1)

C STATISTIQUES DE LA SEQUENCE

CALL STATIS(A1,ISOM,NVEC,L,NDIS,NPOUR)

C CALCUL DES MATRICES DE TRANSITION

CALL MATFAN(MAT1,MAT2,MAT3,NVEC,L)

CALL MONCLT

STOP

END

PAGE 1 C-SOUS-PROGRAMME 'RAY'

C CALCUL DU NIVEAU DU SIGNAL SELON UNE DISTRIBUTION DE PAYLEIGH

C
C

```

SUBROUTINE PAY(N,V,FR,TIME,RX)
DIMENSION RX(258),RY(258),F(200)
PI=3.14159265
DO 10 J=1,200
F(I)=0.0
10 CONTINUE
DO 20 J=1,258
RY(I)=0.0
RY(J)=0.0
20 CONTINUE
XX1=0.259259E-6
IFD=TIME*V*FR*XX1
DO 30 I=2,IFD
T=I-1
P=SQRT(1.-(T/FLOAT(IFD))**2)
F(I-1)=1./SQRT(P)
30 CONTINUE
P=FLOAT(2*IFD-1)
F=FLOAT(IFD-1)/SQRT(P)
F=FLOAT(IFD)*(PI/2.-ATAN(P))
F(IFD)=SQRT(P)
X=10
DO 40 I=1,IFD,2
RN=RNORM(X)
RY(I)=F(I)*RM
RN=RNORM(Y)
RY(J)=F(I)*RM
RN=RNORM(X)
RX(I+1)=F(I+1)*RM
RN=RNORM(X)
RY(I+1)=F(I+1)*RM
40 CONTINUE
CALL RFFTR(RX,8,1)
CALL RFFTR(RY,8,1)
S=0.
DO 50 I=1,N
RY(I)=RX(I)**2+RY(I)**2
S=S+RY(I)
50 CONTINUE
S=S/FLOAT(N)
DO 60 I=1,N
RX(I)=10.*ALOG10(RX(I)/S)
60 CONTINUE
RETURN
END

```

PAGE 1 C SOUS-PROGRAMME 'GNERR'

C GENEration d'une SEQUENCE d'ERREUR EN FONCTION DU NIVEAU RECU

C
C

```

SUBROUTINE GNERR (N,RXK,RX,A1)
  INTEGER A1(1024)
  DIMENSION RX(258)
  X=10.
  DO 10 I=1,1024
  10 A1(I)=0
  CONTINUE
  DO 50 I=1,N
  S1=(RX(I)+RXK)/10.
  S1=10.++S1
  Z1=S1+*(-.35)
  ZPE=0.5*EXP(-4.12*Z1)
  II=(I-1)*4
  DO 40 JJ=1,4
  IJ=II+JJ
  Y1=RUNJF(X)
  IF(Y1-ZPE) 20,20,30
  20 A1(IJ)=1
  30 CONTINUE
  40 CONTINUE
  50 CONTINUE
  WRITE (6,1)
  1  FORMAT(1H0,30HSEQUENCE D'ERREURS)
  WRITE(6,2) (A1(I),I=1,1024)
  2  FORMAT (1H0,64I1)
  RETURN
END

```

PAGE 1 C SOUS-PROGRAMME 'STATIS'

C CALCUL DU NOMBRE D'ERREURS DANS LA SEQUENCE, DE LA DISTANCE (EN BITS)
 C ENTRE LES ERREURS, LEUR REPARTITION ET LE POURCENTAGE D'ERREURS DANS
 C CHAQUE CLASSE.

C
 C

SUBROUTINE STATIS (A1, ISOM, NVEC, L, NDIS, NPOUR)

C INITIALISATION

INTEGER A1(1024)
 DIMENSION NVEC(1024), NDIS(10), NPOUR(10)

L=0

ISOM=0

DO 10 J=1, 1024

NVEC(J)=0

10 CONTINUE

DO 20 K=1, 10

NDIS(K)=0

NPOUR(I)=0

20 CONTINUE

C CALCUL DU NOMBRE D'ERREURS DANS LA SEQUENCE

DO 40 J=1, 1024

ISOM=ISOM+A1(I)

40 CONTINUE

WRITE (6, 1) (ISOM)

1 FORMAT (1H0, 20H NOMBRE D'ERREURS= 1, I4)

C CALCUL DE LA DISTANCE ENTRE LES ERREURS

J=1

K=0

WRITE (6, 2)

2 FORMAT (1H0, 30H DISTANCE ENTRE LES ERREURS)

DO 50 I=1, 1024

IF (A1(I)) 50, 60, 50

50 M=I

NVEC(J)=I-K

NVEC(J)=NVEC(J)+1

K=M

J=J+1

60 CONTINUE

L=J-1

IF (ISOM .LE. 1) GO TO 80

WRITE (6, 3) (NVEC(J), J=2, L)

3 FORMAT (1H0, 16I4)

C REPARTITION DES ERREURS

DO 70 J=2, L

IF (NVEC(J) .EQ. 0) NDIS(1)=NDIS(1)+1

DO 110 II=2, 9

MIN=2+(II-2)

MAX=2+(II-1)-1

IF ((NVEC(J) .GE. MIN) .AND. (NVEC(J) .LE. MAX)) NDIS(II)=NDIS(II)+1

110 CONTINUE

IF (NVEC(J) .GT. 256) NDIS(10)=NDIS(10)+1

70 CONTINUE

80 WRITE (6, 4)

4 FORMAT (1H0, 30H REPARTITION DES ERREURS)

WRITE (6, 5)

5 FORMAT(1H0, 60H 0 1 2 4 8 16 32 64 128 256)

WRITE (6, 6)

PAGE 2 C SOUS-PROGRAMME 'STATIS'

```

●  FORMAT(1F,60H          3   7   15   31   63  127  255)
   WRITE (6,7) (NDIS(K),K=1,10)
7   FORMAT (1H0,10I5)
C  CALCUL DU POURCENTAGE D'ERREUR DANS CHAQUE CLASSE
   WRITE(6,8)
8   FORMAT (1H0,30H POURCENTAGE D'ERREURS)
   WRITE(6,5)
   WRITE(6,6)
   IF(L.E.1)GO TO 100
   DO 90 I=1,10
   NPOUR(I)=IFIX(100.*(FLOAT(NDIS(I))/(FLOAT(L-1)))
90  CONTINUE
100 WRITE (6,7) (NPOUR(I),I=1,10)
   RETURN
   END
```

PAGE 1 C SOUS-PROGRAMME MATRAN

C CALCUL DES MATRICES DE TRANSITION D'ORDRE 1,2 ET 3

C
C

SUBROUTINE MATRAN (MAT1,MAT2,MAT3,NVEC,L)

C INITIALISATION

DIMENSION MAT1(10,10),MAT2(10,10),MAT3(10,10)

DIMENSION NVEC(1024)

DO 20 J=1,10

DO 10 I=1,10

MAT1(I,J)=0

MAT2(I,J)=0

MAT3(I,J)=0

10 CONTINUE

20 CONTINUE

C CALCUL DE LA MATRICE DE TRANSITION D'ORDRE 1

WRITE(6,1)

1 FORMAT(1F1,50H MATRICE DE TRANSITION D'ORDRE 1)

IF(L.LE.1) GO TO 30

N=L-1

DO 30 K=2,N

IF(NVEC(K).EQ.0) J=1

IF(NVEC(K+1).EQ.0) I=1

DO 100 II=2,9

MIN=2+(II-2)

MAX=2+(II-1)-1

IF((NVEC(K).GE.MIN).AND.(NVEC(K).LE.MAX)) J=II

IF((NVEC(K+1).GE.MIN).AND.(NVEC(K+1).LE.MAX)) I=II

100 CONTINUE

IF(NVEC(K).GE.256) J=10

IF(NVEC(K+1).GE.256) I=10

MAT1(I,J)=MAT1(I,J)+1

30 CONTINUE

WRITE(6,2) ((MAT1(I,J),I=1,10),J=1,10)

2 FORMAT(1F10,5X,10I5)

C CALCUL DE LA MATRICE DE TRANSITION D'ORDRE 2

WRITE(6,3)

3 FORMAT(1F10,50H MATRICE DE TRANSITION D'ORDRE 2)

IF(L.LE.2) GO TO 40

N=L-2

DO 40 K=2,N

IF(NVEC(K).EQ.0) J=1

IF(NVEC(K+2).EQ.0) I=1

DO 110 II=2,9

MIN=2+(II-2)

MAX=2+(II-1)-1

IF((NVEC(K).GE.MIN).AND.(NVEC(K).LE.MAX)) J=II

IF((NVEC(K+2).GE.MIN).AND.(NVEC(K+2).LE.MAX)) I=II

110 CONTINUE

IF(NVEC(K).GE.256) J=10

IF(NVEC(K+2).GE.256) I=10

MAT2(I,J)=MAT2(I,J)+1

40 CONTINUE

WRITE(6,2) ((MAT2(I,J),I=1,10),J=1,10)

C CALCUL DE LA MATRICE DE TRANSITION D'ORDRE 3

WRITE(6,4)

4 FORMAT(1F1,50H MATRICE DE TRANSITION D'ORDRE 3)

PAGE 2 C SOUS-PROGRAMME 'MATRAN'

```
IF(L.EF.3) GO TO 50
N=L-3
DO 50 K=2,N
IF(NVFC(K).EQ.0) J=1
IF(NVFC(K+3).EQ.0) I=1
DO 120 II=2,9
MIN=2+(II-2)
MAX=2+(II-1)-1
IF((NVEC(K).GE.MIN).AND.(NVEC(K).LE.MAX)) J=II
IF((NVEC(K+3).GE.MIN).AND.(NVEC(K+3).LE.MAX)) I=II
120 CONTINUE
IF(NVFC(K).GE.256) J=10
IF(NVFC(K+3).GE.256) I=10
MAT3(I,J)=MAT3(I,J)+1
50 CONTINUE
WRITE(6,2) ((MAT3(I,J),I=1,10),J=1,10)
RETURN
END
```

