

C.D.T.
Centre de développement technologique

-- Rapport final --

LES TECHNIQUES DE LOCALISATION PAR
SATELLITES

préparé pour

CENTRE DE RECHERCHE SUR LES
COMMUNICATIONS

La direction des communications par satellites
(Programme de développement)
des centres d'excellence de langue française
a/s M. Mario Caron, Ing. de systèmes
3701, avenue Carling
C.P. 11490, Succursale H
Ottawa, Ontario, K2H 8S2

TK 6570

.M 6

H 117

1993



ÉCOLE
POLYTECHNIQUE

TK
6570
M6
H 117
1993
S-Gen

-- *Rapport final* --

LES TECHNIQUES DE LOCALISATION PAR
SATELLITES

préparé pour

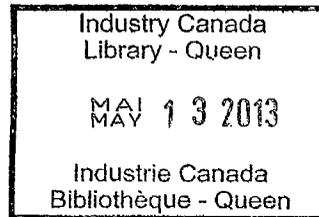
CENTRE DE RECHERCHE SUR LES
COMMUNICATIONS

La direction des communications par satellites
(Programme de développement)
des centres d'excellence de langue française
a/s M. Mario Caron, Ing. de systèmes
3701, avenue Carling
C.P. 11490, Succursale H
Ottawa, Ontario, K2H 8S2

Avril 1993

Projet C.D.T. P1464

DSS contract # 36300-2-0163



C.D.T.

ÉCOLE POLYTECHNIQUE
Projet C.D.T. P1464

-RAPPORT FINAL-

LES TECHNIQUES DE LOCALISATION PAR SATELLITES

préparé pour:

CENTRE DE RECHERCHE SUR LES COMMUNICATIONS
La Direction des Communications par Satellites
(Programme de Développement)
des Centres d'Excellence de Langue Française
a/s M. Mario Caron, Ing. de Systèmes
3701, avenue Carling
C.P. 11490, Succursale H
Ottawa (Ontario) K2H 8S2

par:

Professeur David Haccoun, Ph.D., Ing.
Professeur Catherine Rosenberg, Dr. Sc.
Département de Génie Électrique et de Génie Informatique
École Polytechnique de Montréal

soumis par:

LE CENTRE DE DÉVELOPPEMENT TECHNOLOGIQUE
DE L'ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL
Campus de l'Université de Montréal
Case Postal 6079, Succursale "A"
Montréal (Québec) H3C 3A7

Mars 1993



Dr. David Haccoun, Ing.
Directeur du projet

Table des Matières

| | | |
|-----------|---|-----|
| Section 1 | INTRODUCTION | 1 |
| 1.1 | Mandat | 1 |
| 1.2 | Introduction | 2 |
| Section 2 | APPLICATIONS ET BESOINS | 4 |
| 2.1 | Applications | 4 |
| 2.2 | Besoins des usagers | 6 |
| Section 3 | SYSTEMES DE RADIO-LOCALISATION UTILISANT DES SATELLITES GEOSTATIONNAIRES | 9 |
| Section 4 | TECHNIQUES DE LOCALISATION | 12 |
| 4.1 | Introduction | 12 |
| 4.2 | Principe de calcul de la position de l'utilisateur | 16 |
| 4.3 | Orbitographie | 21 |
| 4.4 | Techniques de mesure | 36 |
| 4.5 | Etude de la précision | 44 |
| 4.6 | Etudes des systèmes existants et futurs | 55 |
| Section 5 | TECHNIQUES DE COMMUNICATIONS | 58 |
| 5.1 | Bilan de liaison, propagation et bruit | 58 |
| 5.2 | Techniques de codage correcteur d'erreurs | 68 |
| 5.3 | Techniques d'étalement de spectre | 90 |
| 5.4 | Transmission et réglementation | 112 |
| Section 6 | EXEMPLE DE SYSTEME: OmniTRACS | 115 |
| Section 7 | TENDANCES ET CONCLUSIONS | 118 |
| | ANNEXE 1 | 132 |
| | ANNEXE 2 | 136 |
| | REFERENCES | 144 |

1 INTRODUCTION

1.1 Mandat

Ce document constitue le rapport final d'une étude intitulée **les techniques de localisation par satellites** effectuée par le Centre de Développement Technologique de l'Ecole Polytechnique de Montréal pour le Centre de Recherche sur les Communications dans le cadre du Programme de Développement des Centres d'Excellence de Langue Française sous l'égide du contrat portant le numéro P1464. L'objectif de ce contrat est de:

- développer une expertise dans le domaine de la localisation par satellites géostationnaires et des techniques connexes,
- formaliser la conception et le développement de nouvelles techniques de positionnement par satellites géostationnaires.

L'étape II de cette étude a consisté en une recherche bibliographique et en l'établissement d'une liste de documents de référence. Cette recherche bibliographique avait pour but d'établir un bilan global des systèmes de radio-localisation par satellites géostationnaires. L'étape III a consisté en l'analyse et la synthèse des principes correspondant à chacune des techniques existantes et de leurs variantes. Ce rapport a été complété dans les étapes IV et V. En particulier, une continuation de la recherche bibliographique sur les techniques de localisation par satellites n'a pas laissé entrevoir des techniques ou variantes différentes de celles traitées dans les phases antérieures du contrat. Ces étapes ont principalement consisté en un approfondissement des techniques et services de communications, une description détaillée d'un système de radio-localisation par satellites offert aux Etats-Unis, au Canada et en Europe, et une discussion des nouvelles tendances qui sont apparues très récemment. La liste de documents de référence se trouve en fin du rapport.

Tout au long de ce projet, nous avons eu de nombreux contacts avec l'autorité scientifique que nous tenons à remercier ici pour nous avoir fourni une liste de références et un certain nombre d'articles, ce qui nous a permis de réaliser ce rapport dans de très bonnes conditions.

1.2 Introduction

Le domaine de la radio-localisation par satellites est un vaste domaine en pleine croissance, ce qui se reflète par une bibliographie imposante. Une recherche bibliographique ciblée sur les termes "localisation, navigation, satellite et positionnement" dans des banques de données disponibles à la bibliothèque de l'École Polytechnique de Montréal (citons entre autre COMPENDEX PLUS correspondant à "Engineering Index" et INSPEC) a abouti à une première liste de plus de quatre-vingt références pour la seule année 1990. Une recherche portant sur les années 1987 à fin 1992 a produit une liste de plus de cinq cents références. Au début de l'étude (étapes I, II et III) il a été nécessaire de mieux définir le domaine d'intérêt et de se limiter aux techniques de localisation par satellites géostationnaires seulement, où la localisation par satellites est définie par sa fonction de base qui *"concerne l'obtention en un centre de contrôle des coordonnées d'un point par rapport à un système de référence, généralement dans un but de surveillance. L'obtention de la position du point peut se faire en un temps différé"* [35]. En raison de l'évolution très rapide et récente du domaine, il s'est avéré indispensable d'élargir le champ de l'étude et de considérer les nouveaux systèmes utilisant des satellites à défilement.

Nous avons mis en place une stratégie de recherche de références dans les banques de données COMPENDEX PLUS et INSPEC et avons utilisé cette stratégie à chaque mise à jour de la banque pour pouvoir continuer à offrir à l'autorité scientifique une liste de références à jour. De plus, de nombreux contacts ont été pris avec certaines des entreprises offrant ou se proposant de concevoir des systèmes ayant un service de radio-localisation par satellites. Ceci a conduit à l'obtention de documents internes non disponibles dans la littérature ouverte.

Ne sont regroupées en fin du rapport que les références utilisées pour l'élaboration de cette étude (137 références récentes). Une liste plus longue mais moins ciblée a été établie et pourrait être fournie sur demande (sous le format de la banque de données).

Le rapport est organisé en 7 sections et 2 Annexes; au début de chaque section la bibliographie qui s'y rattache est fournie. Dans la prochaine section, une description détaillée des diverses applications et des besoins des usagers est présentée. Une description des systèmes de radio-localisation par satellites géostationnaires existants et à l'étude fait l'objet de la section 3. Les techniques de localisation (principes de base, architecture, orbitographie et les performances) sont décrites et analysées dans la section 4. Les techniques de communications (bilan de liaison, techniques de codage et d'étalement de spectre, réglementation) sont traitées dans la section 5. Dans la section 6, un système

de radio-localisation par satellites géostationnaires, le système OmniTRACS, offert aux Etats-Unis, au Canada (sous le nom Satlink/Mobile) et en Europe (sous le nom Eutel-TRACS) est décrit en détail. La section 7 présente les conclusions et en particulier les tendances technologiques qui auront de l'influence sur ce domaine en pleine croissance.

2 APPLICATIONS ET BESOINS

La bibliographie concernant cette section est constituée des articles suivants [9, 10, 11, 13, 15, 16, 18, 20, 26, 27, 30, 31, 35, 37, 38, 39, 40, 41, 50, 105, 106].

2.1 Applications

Il est important de bien cerner les différents services pouvant être offerts par un système de radio-localisation par satellites. Rappelons que la fonction de base "*concerne l'obtention en un centre de contrôle des coordonnées d'un point par rapport à un système de référence, généralement dans un but de surveillance. L'obtention de la position du point peut se faire en un temps différé*" [35]. Cette fonction de base est donc définie sans ambiguïté et diffère de la fonction de base d'un système de radio-positionnement de type GPS qu'un mobile utiliserait pour connaître sa position sans que cette position ne soit divulguée à d'autres. *Le calcul de la position dans un système de radio-localisation par satellite se fait dans le centre de contrôle* ce qui permet d'utiliser dans les mobiles un récepteur moins sophistiqué.

On rencontre de plus en plus de systèmes de radiolocalisation qui offrent des fonctionnalités additionnelles variées. La plupart des systèmes permettent une transmission plus ou moins limitée d'informations soit de façon unidirectionnelle (dans le sens mobile-station), soit de façon bidirectionnelle. En règle générale, cette information consiste en un échange de données numériques. Cette fonctionnalité de communication restreinte qui permet, par exemple, au centre de contrôle d'envoyer à l'utilisateur sa position ou qui offre à l'utilisateur et au centre une certaine possibilité de messagerie, prend de plus en plus d'importance. Dans certains systèmes, ceci permet la collecte de données comme par exemple des données environnementales (météorologie, océanographie,...), dans d'autres cela permet l'interconnexion à des banques de données ou à d'autres systèmes de communications.

Il est à noter qu'avec l'avènement de cette fonctionnalité de communication bidirectionnelle les distinctions entre les systèmes de radio-localisation, de radio-positionnement et de radio-navigation s'estompent puisque n'importe quelle combinaison d'un de ces systèmes avec un lien de communication bidirectionnelle présente la capacité d'offrir un service intégré de localisation, surveillance et navigation [27].

Les applications de ces systèmes de radio-localisation par satellites peuvent être civiles ou militaires et couvrent un vaste éventail de services allant du contrôle et de

la sécurité du transport terrestre, maritime et aérien aux communications mobiles. Ces services devraient prendre beaucoup d'ampleur si leur prix est raisonnable. Il est à noter que la diversité des besoins des usagers étant considérable il est peu envisageable même avec les énormes progrès de la technologie, qu'un système unique puisse répondre à toutes les exigences.

Dans le cas du transport terrestre, les services de radio-localisation par satellites permettent le contrôle et la surveillance centralisés de flottes de camions ou de trains ainsi qu'une communication restreinte entre le central et les mobiles [1, 2, 113]. Ceci permet une meilleure gestion des flottes et des actions plus rapides en cas de situations d'urgence comme des pannes, des accidents, des crimes ou des changements d'itinéraires à apporter en cours de route (OmniTRACS). Une autre application, peut-être plus lointaine, serait de pouvoir localiser automatiquement les véhicules (camions, automobiles) volés. Une étude Canadienne récente a montré l'intérêt d'une telle application dans le cas de la gestion et le contrôle de flottes de camions [113].

Les premières applications maritimes ont été d'offrir, à faible coût, aux bateaux de plaisance un service de surveillance et de communication. Depuis, les applications se sont diversifiées et concernent les bateaux de pêche, les compétitions nautiques et plus généralement le contrôle des océans.

L'utilisation des services de radio-localisation par satellite pour le transport aérien s'avère très utile quand la régulation la permet, entre autre pour la localisation d'urgence d'avions accidentés et pour éviter les collisions (SARSAT) [31].

Une application qui prend de plus en plus d'ampleur concerne la possibilité de surveillance et de sauvetage aussi bien sur la terre que sur les mers [30].

La radio-localisation par satellites peut aider les industries off-shore dans leurs recherches et explorations des ressources minérales (STARFIX) [15].

Les applications militaires concernent la localisation de véhicules et d'équipements ainsi que la gestion des champs de batailles.

La possibilité, quoique restreinte, de communications offerte par les systèmes de radio-localisation par satellites pourrait permettre à ces systèmes de concurrencer les systèmes de communications personnelles (par exemple les systèmes radio-cellulaires) ou de téléavertisseurs ("paging"). Les systèmes de radio-localisation par satellite n'offrent pas actuellement, contrairement aux systèmes radio-cellulaires, la possibilité de communications vocales mais ils offrent une couverture beaucoup plus étendue incluant entre autre les zones rurales. Une tendance se dessine cependant pour développer des systèmes par satellites intégrant toutes les fonctions de radio-localisation, navigation et de com-

munications mobiles incluant la voix, les données et le "paging". D'autres tendances se dessinent qui concernent l'utilisation de satellites à défilement plutôt que des satellites géostationnaires. Ces tendances [40, 41, 109, 110, 118] seront discutées dans la section 7.

2.2 Besoins des usagers

On a mis en évidence dans la section précédente l'énorme diversité des usagers qui ont chacun des besoins bien spécifiques [15]. Qu'ils soient militaires ou civils, que leur application soit maritime, terrestre ou aérienne, les usagers ont des besoins qui peuvent être caractérisés par les paramètres suivants:

- **La précision de mesure** C'est la différence entre la position fournie par le système de localisation et la position réelle du mobile. Elle est facile à concevoir mais plus difficile à quantifier car les erreurs qui surviennent et diminuent la précision sont aléatoires et dépendent de phénomènes plus ou moins maîtrisés et donc plus ou moins bien modélisés. On peut quantifier les erreurs par leur moyenne, variance et autres moments ou par leur spectre [10]. La précision absolue est définie comme l'écart entre la position vraie et la position mesurée dont la probabilité d'occurrence est supérieure à 97%. La précision requise dépend beaucoup des applications (de quelques mètres dans certaines applications militaires, au kilomètre pour une localisation rapide sur une carte [16]). La précision de la localisation peut être dégradée pour les mobiles situés en limite de couverture, mais peut aussi, parfois être améliorée par un traitement sur une série de mesures. Mais dans ce dernier cas, cette amélioration est obtenue au détriment du temps de réponse. Pour finir, la qualité des terminaux peut avoir une influence sur la précision de la localisation.
- **La couverture** représente la zone dans laquelle on garantit que le système de radio-localisation fonctionne suivant les performances indiquées. Elle est limitée par des phénomènes physiques (propagation) et par les réglementations (deux systèmes pouvant utiliser les mêmes fréquences, il faut s'assurer que leur couverture sont disjointes [10]). Il est aussi important de remarquer que cette couverture peut avoir une **dimension spatiale** différente (de 2 (longitude et latitude) ou 3 (longitude, latitude et altitude)) suivant les applications [9]. La couverture peut être globale, c'est à dire pour l'ensemble du globe (y compris les régions polaires), ou partielle, c'est à dire limitée à un territoire déterminé. En général une couverture globale sera assurée par des satellites à orbite polaire ou quasi polaire alors qu'une couverture partielle sera obtenue par des satellites

géostationnaires. Mentionnons que la couverture peut aussi être définie à partir du diagramme de rayonnement des antennes utilisées, mais en dernier lieu, en l'absence de mémoire dans les équipements embarqués, il doit y avoir visibilité mutuelle entre la station centrale, le satellite et le mobile à localiser.

- **Le temps de réponse** C'est le temps nécessaire pour obtenir une localisation. C'est un paramètre dont l'importance varie avec les applications. Dans certaines applications de sauvetage un temps de réponse faible est plus important qu'une très bonne précision. Le temps de réponse dépend de l'orbite et de l'altitude du satellite, de la position du mobile et de celle de la station, du temps de calcul de la position, du temps d'accès aux satellites et si la couverture est partielle, de cette couverture [9]. Pour les satellites géostationnaires, le temps de réponse est quasi immédiat.
- **La disponibilité** est une mesure de la fiabilité du système. D'autres mesures peuvent être utilisées pour affiner la mesure de la fiabilité si cet aspect est important.
- **L'intégrité** est l'aptitude du système à indiquer que son fonctionnement est perturbé [15].
- Un paramètre important qui joue sur la qualité de service est **l'interférence avec les systèmes existants** (systèmes micro-onde, ...).
- **Les performances des communications** auront une importance accrue dans les applications où on voudra utiliser à plein les possibilités de communications offertes par les systèmes de radio-localisation. En particulier la capacité des liens de communications, le débit et la qualité des communications sont à évaluer. La transmission de messages peut être unidirectionnelle ou bidirectionnelle entre le mobile et la station centrale.
- **Le coût tolérable** est un critère plus subjectif mais qui ne peut être ignoré [15]. Il en est de même pour **l'encombrement** et le **poids** du récepteur [18].
- Il est important de connaître **les conditions de fonctionnement** du récepteur (température, ...).
- **La capacité** du service en nombre d'utilisateurs simultanés est un paramètre à ne pas oublier [18] ainsi que les problèmes de congestion et de collisions associés. C'est le nombre de mobiles qui peuvent être localisés par le système dans sa zone de fonctionnement.
- Dans certaines applications militaires des considérations de **résistance au brouillage et aux agressions, de sécurité, de discrétion, etc** prennent plus d'importance [16].

Il faut considérer avec précaution ces différents besoins [15]. Par exemple, la population concernée par une application maritime peut sembler a priori très importante mais les besoins sont très variés et ne peuvent pas vraiment être regroupés. Par exemple, les ferries qui évoluent dans des zones de navigation très limitées n'ont pas besoin d'une couverture mondiale ce qui est primordial pour la navigation au large.

L'aspect coût est un aspect difficile à cerner dans un milieu très évolutif (les progrès technologiques continus dans les domaines de l'informatique et de l'électronique permettent d'offrir tous les ans des composants moins chers et moins encombrants à performances égales). La popularité grandissante de ces systèmes sera un facteur déterminant dans l'évolution des coûts [15].

Les problèmes de précision sont traités en détail dans la section 4.5.

3 SYSTEMES DE RADIO-LOCALISATION UTILISANT DES SATELLITES GEOSTATIONNAIRES

Les systèmes d'aide à la localisation et à la navigation par satellites connaissent un développement important, avec l'apparition et la mise en service de nouveaux systèmes. On présente dans cette section une description des différents systèmes de localisation, opérationnels ou en projet.

Nous nous sommes restreints à la description des systèmes de radio-localisation par satellites géostationnaires proprement dits. Par conséquent, les systèmes de navigation tels que GPS et NAVSTAR/GPS ne font pas partie de l'étude même si ils peuvent être utilisés à des fins de localisation. Les systèmes étudiés sont: STARFIX, STARFIND, OmniTRACS, LOCSTAR/GEOSTAR et SAT/TRAC. Chacun de ces systèmes est succinctement décrit du point de vue de ses applications et de ses caractéristiques. La description plus détaillée des techniques de localisation utilisés dans chacun de ces systèmes est reportée dans la section 4. Les caractéristiques de ces systèmes sont regroupées sous forme de tableaux en Annexe 1.

La bibliographie concernant cette section est constituée des articles suivants [1, 2, 3, 4, 8, 9, 12, 14, 15, 18, 21, 22, 23, 27, 28, 30, 31, 32, 34, 36, 54, 105, 106].

STARFIX

Le système STARFIX est un système privé de localisation par satellites destiné surtout à la surveillance et cartographie maritime (plateformes de forage), à l'exploration minière et autres applications commerciales [32]. Il est opérationnel depuis 1986. Le système nécessite trois satellites géostationnaires pour effectuer la localisation des utilisateurs maritimes mais utilise actuellement 4 satellites de communications dans la bande C (4 à 6 GHz) pour améliorer la précision et assurer une certaine redondance. Ces 4 satellites sont Galaxy II, Spacenet, Westar IV et SatCom I. Les utilisateurs doivent louer un récepteur STARFIX spécial, et le service fonctionne actuellement à pleine capacité (tous les récepteurs disponibles sont en utilisation). L'introduction prochaine d'un nouveau récepteur plus performant permettra d'accroître le nombre d'utilisateurs et de diminuer ainsi le coût de location du récepteur. Il est à noter que ce système n'appartient pas à proprement parlé à la classe des systèmes de localisation car une partie du calcul de la position est effectuée chez l'utilisateur.

STARFIND

Le système STARFIND est un système privé de localisation par satellites destiné surtout au contrôle de flottes de véhicules terrestres (dont les trains), aux applications militaires, à l'exploration minière ainsi qu'à la navigation maritime [31]. Ce système utilise un nouveau concept qui permet la localisation à l'aide d'un seul satellite géostationnaire STAR/SAT spécialement destiné à cet usage, pour une couverture partielle (Amérique du Nord et du Sud, Pacifique Ouest et Atlantique Est). Pour rendre la couverture globale, 5 satellites sont nécessaires. La capacité d'un tel système peut atteindre plusieurs millions d'utilisateurs. Ce système permet aussi une transmission bidirectionnelle restreinte.

Omnitracs

Le système OmnitRACS de la compagnie Qualcomm de San Diègo, Californie, est le premier système de localisation et de communication par satellites fonctionnant dans la bande KU (12 à 14 GHz) [1, 2, 4, 22, 34, 54]. Une description détaillée en est donnée en section 6.

LOCSTAR/GEOSTAR

Les systèmes LOCSTAR et GEOSTAR offrent un service de radio détermination par satellites ("RDSS") et un service de messagerie (100 caractères). LOCSTAR est un système Européen et GEOSTAR est un système Nord Américain. L'Union Internationale des Télécommunications a attribué à ce service RDSS les mêmes bandes de fréquences dans le monde entier. Les fonctions sont principalement la détermination de la position d'un utilisateur, le contrôle centralisé d'une flotte terrestre, maritime ou aérienne, la messagerie bidirectionnelle et l'interconnexion de l'utilisateur à des bases de données et d'autres systèmes de communications. GEOSTAR [28] dans sa phase 2 est opérationnel depuis 1988 et offre une couverture de l'Amérique du Nord. Quand il sera opérationnel en 1992, LOCSTAR offrira une couverture de l'Europe Occidentale et du bassin Méditerranéen [21]. Quatre phases de développement sont prévues pour GEOSTAR.

Des systèmes similaires sont à l'étude dans certains pays (Inde, Australie, Chine).

La description ci-dessus des systèmes LOCSTAR et GEOSTAR est basée sur la documentation disponible jusqu'au début de 1992. Cependant, au cours de l'élaboration de l'étape finale de l'étude, il est apparu que des difficultés financières auraient conduit à la cessation des activités de ces systèmes.

SAT/TRAC

Le système SAT/TRAC ("Energetics Satellite Locating Service") est un système privé de localisation par satellites en développement, destiné surtout au contrôle de flottes de véhicules terrestres [3]. Ce système utilise un nouveau concept qui permet la localisation à l'aide d'un seul satellite géostationnaire spécialement destiné à cet usage pour une couverture partielle. Pour améliorer la précision, augmenter la capacité du système (qui peut passer ainsi de 10000 usagers à 6 millions) et diminuer le temps de réponse (de 20 à 1 minute), le système opérationnel utilise deux satellites. Pour rendre la couverture quasi-globale (sur la plupart des continents) 3 paires de satellites seront nécessaires. Le système fonctionnera dans la bande 24 GHz, nécessitant une technologie de pointe pour les équipements.

4 TECHNIQUES DE LOCALISATION

4.1 Introduction

La localisation concerne la détermination en un centre de contrôle, des coordonnées d'un point par rapport à un système de référence. L'obtention de la position du point peut se faire en temps différé. Les satellites utilisés par les systèmes de localisation sont des satellites géostationnaires ou des satellites en orbite polaire [9]. La couverture de l'ensemble du globe est possible avec les satellites à orbite polaire, alors que les satellites géostationnaires ne couvrent pas les zones de latitude supérieure à $\pm 70^\circ$. Les satellites géostationnaires offrent une couverture en temps continu permettant une localisation quasi-instantanée. Dans le cadre de ce rapport nous nous limiterons principalement aux cas de systèmes où le réseau de référence est constitué de **satellites géostationnaires**.

La bibliographie concernant cette section est constituée des articles suivants [7, 9, 10, 15, 26, 27, 29, 35, 39, 45, 46, 47, 49, 52, 53, 54, 55, 56, 58, 59, 60, 65].

Un système de localisation est généralement composé de trois parties principales: le segment utilisateur, le segment centre de contrôle ou segment sol, et le segment réseau de référence [21].

- Le réseau de référence est constitué de un ou plusieurs satellites. Ces références émettent ou répètent des signaux vers les utilisateurs.
- Le segment sol, appelé aussi centre de contrôle, peut avoir plusieurs fonctions:
 - a. collecte des mesures pour le calcul de la position des utilisateurs,
 - b. contrôle des satellites (collecte de la télémétrie des satellites, corrections d'orbite) ou tout au moins obtention de la position des satellites,
 - c. envoi, si nécessaire, d'information aux utilisateurs (positions, données,...).
- Le segment utilisateur^(a) est constitué de l'ensemble des utilisateurs.

Rappelons notre définition de la radiolocalisation par satellites dont la fonction de base "*concerne l'obtention en un centre de contrôle des coordonnées d'un point par rapport à un système de référence, généralement dans un but de surveillance. Le calcul de la position dans un système de radio-localisation par satellite se fait dans le centre*

^(a) Dans la suite, on utilisera sans distinction les mots usager et utilisateur

de contrôle" [35]. La position peut alors, suivant les systèmes, être transmise à l'utilisateur. D'après cette définition, seuls deux cas sont à considérer:

1. **Le cas indirect:** Le processus de localisation est initialisé par le centre de contrôle (segment sol) qui envoie un "signal de réveil", par l'intermédiaire d'un des satellites du réseau de référence, à l'utilisateur dont il veut calculer la position. En réponse à ce signal, l'émetteur situé chez l'utilisateur (peut-être à son insu) va envoyer des signaux "de positionnement" au centre de contrôle par l'intermédiaire de tous les satellites du réseau de référence. La réception de tous ces signaux et la connaissance (ou la mesure) de la position des satellites du réseau de référence vont permettre au segment sol de calculer la position de l'utilisateur à la précision désirée. Ce système, illustré à la Figure 4.1 où le réseau de référence comprend deux satellites, est à double trajet ce qui simplifie les problèmes de synchronisation inhérents à certains types de mesure.
2. **Le cas direct:** Le processus de localisation est initialisé par l'utilisateur (il doit par exemple le faire périodiquement). Il va envoyer des signaux "de positionnement" au centre de contrôle par l'intermédiaire de tous les satellites du réseau de référence. La réception de tous ces signaux et la connaissance (ou la mesure) de la position des satellites du réseau de référence vont permettre au segment sol de calculer la position de l'utilisateur à la précision désirée. Ce système est à simple trajet comme le montre la Figure 4.2 où le réseau de référence comprend deux satellites. Les systèmes à simple trajet nécessitent en général l'utilisation d'horloges ultra stables ou des techniques de mesure différentielles.

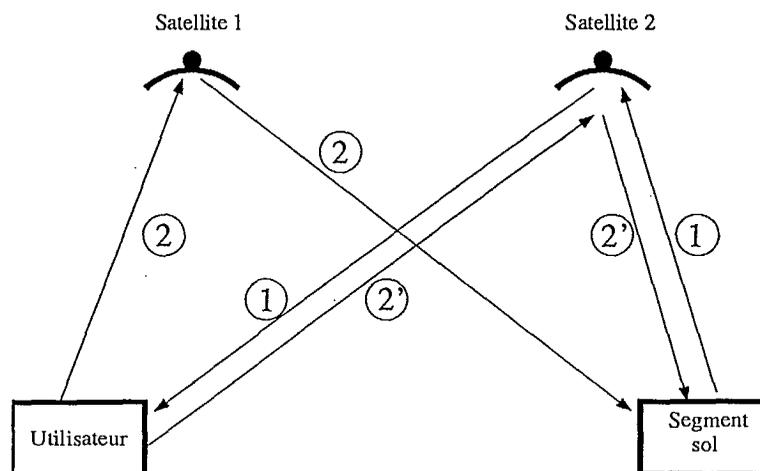


Figure 4.1 Système à double trajet: initialisation par le centre de contrôle

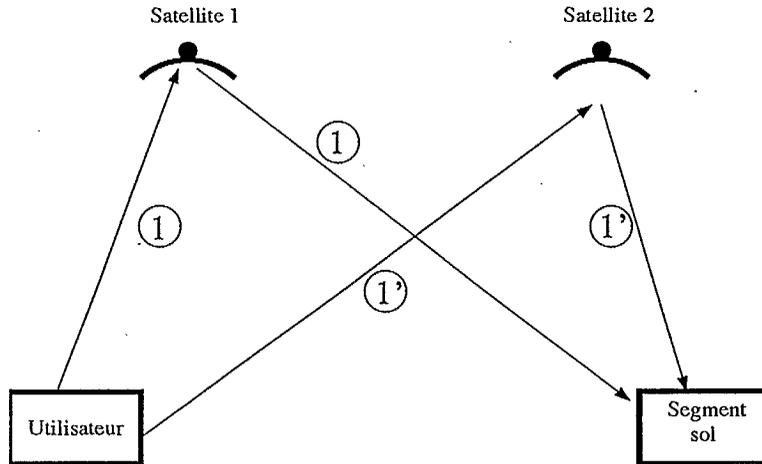


Figure 4.2 Système à simple trajet: initialisation par l'utilisateur

Si on s'intéresse pour le moment aux points communs aux deux cas ci-dessus on obtient le schéma de localisation illustré à la Figure 4.3 dans le cas d'un système à N satellites. Suivant les cas, la phase d'initialisation peut coïncider ou non avec la phase d'envoi des N signaux. Le centre de contrôle a besoin, pour calculer la position de l'utilisateur:

- de connaître la position des N satellites puisque le calcul de la position se fera par rapport aux balises de références que sont les satellites,
- de recevoir les N signaux et de faire les mesures nécessaires pour, la position des satellites étant supposée connue, calculer la position de l'utilisateur.

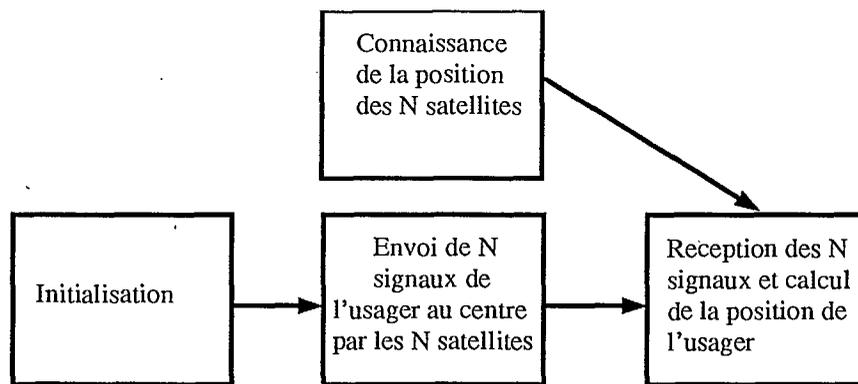


Figure 4.3 Schéma de localisation pour un système à N satellites

Les techniques de mesure utilisées pour permettre le calcul de la position dépendent du nombre N de satellites, du trajet (simple ou double), de la précision voulue et des contraintes requises.

Les cas direct et indirect ci-dessus diffèrent par la phase d'initialisation et donc par le nombre de trajets (trajet simple ou trajets aller et retour). Ceci influe sur la synchronisation et sur l'équipement nécessaire chez l'utilisateur puisque dans le premier cas (Figure 4.1) l'utilisateur doit être équipé d'un émetteur/récepteur tandis que dans le deuxième cas (Figure 4.2) l'utilisateur ne doit être équipé que d'un émetteur (sauf si, dépendant de l'application, il veut que sa position lui soit communiquée par le centre ou si il veut bénéficier de certains services de communications).

Une structure s'impose donc naturellement pour décrire les principes de la localisation:

- 1) principe de calcul de la position de l'utilisateur (voir section 4.2),
- 2) description des techniques d'orbitographie qui permettent au centre de contrôle de déterminer la position des N satellites (voir section 4.3),
- 3) description des techniques de mesures (voir section 4.4),
- 4) étude de la précision de la localisation (voir section 4.5),
- 5) études des systèmes existants d'un point de vue de localisation (voir section 4.5).

4.2 Principe de calcul de la position de l'utilisateur

Dans un système de localisation, le calcul de la position se fera par rapport à des balises de références (ici les satellites) suivant des techniques géométriques classiques [9, 16, 26].

Le problème à N satellites se pose dans les termes suivants: étant donné un référentiel $R = (\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}, t)$, les coordonnées spatiales des N satellites et du centre de contrôle dans ce repère, et étant donné des mesures d'angle ou/et de distance, il s'agit de trouver les trois coordonnées spatiales du point usager M .

Cette définition du problème fait déjà apparaître les points suivants:

- importance du nombre N de satellites,
- influence probable de la position des N satellites géostationnaires les uns par rapport aux autres sur l'efficacité de la localisation,
- choix d'un repère R . Faut-il prendre un repère inertiel ou lié à la terre? Quelle référence de temps choisir? Choix des horloges,
- choix d'un système de coordonnées. Les choix possibles sont les coordonnées cartésiennes (x, y, z) , polaires (ρ, θ, ϕ) et, si le repère est lié à la terre, géodésiques (lat., long., alt.),
- choix et nombre des mesures (distances ou angles ou les deux). Les techniques utilisées pour obtenir ces mesures sont décrites en section 4.4.

Ces points indiquent la nécessité de formules de changement de repères (si par exemple les satellites ont une position connue dans un repère différent de R) et de formules de changement de systèmes de coordonnées dans un repère donné (si par exemple la position des satellites est connue sous forme cartésienne et la position du centre de contrôle est connue sous forme géodésique).

Remarque: certains systèmes ont plusieurs stations terriennes fixes de référence, ce qui change un peu le problème du calcul de la position. Nous supposons, sauf indication contraire, que le système ne comporte qu'une station terrienne de contrôle avec possiblement plusieurs antennes.

Un repère souvent utilisé pour la localisation [46] est le repère lié à la terre dont l'axe des x est l'intersection du plan équatorial (0° de latitude) et le plan méridien de Greenwich (0° de longitude) et est orienté vers l'extérieur de la terre, l'axe des z est l'axe polaire orienté du sud vers le nord et l'axe des y est tel que le repère formé est cartésien droit (voir Figure 4.4).

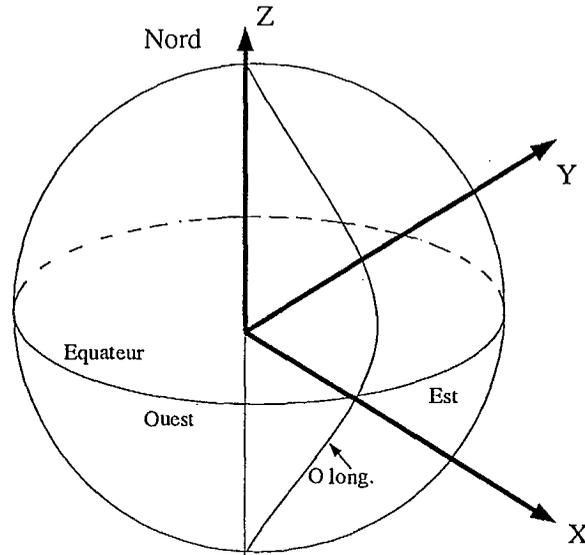


Figure 4.4 Repère lié à la terre

On peut faire pour un point usager M par rapport à un satellite donné, au plus deux mesures non redondantes: une mesure de distance (entre le satellite et M) et une mesure d'angle $\hat{\theta}$ (caractéristique des directions relatives de M et du satellite); l'angle choisi dépendra de la méthode de mesure. Si le système est à N satellites, on peut donc disposer d'au plus $2N$ quantités non redondantes. Quand les quantités mesurées sont des temps de propagation, si le système est à simple trajet, une inconnue supplémentaire s'ajoutant aux trois coordonnées de M est à déterminer. Cette inconnue supplémentaire est la dérive relative des horloges au centre de contrôle et au point M (voir la section 4.4 pour plus de détails). Le nombre d'inconnues à calculer est suivant le cas (en supposant qu'on privilégie autant que possible les mesures de distance):

- 2, si l'altitude de M est connue et le système est à double trajet,
- 3, si l'altitude de M n'est pas connue et le système est à double trajet,
- 3, si l'altitude de M est connue et le système est à simple trajet^(b),
- 4, si l'altitude de M n'est pas connue et le système est à simple trajet^(b).

^(b) si on accepte de n'avoir que des mesures d'angle, on aura seulement 2 inconnues, car il n'y a plus de problème de dérive d'horloge.

En prenant comme hypothèse que si on a le choix entre utiliser un angle ou une distance dans le calcul de la position de M , on choisira la distance (car dans le cas de satellites géostationnaires, les mesures d'angle sont difficiles et peu précises), ceci revient à dire que:

- pour un système à 1 satellite et à double trajet, l'altitude de M doit être connue et le calcul de la position doit se faire à l'aide d'une distance et d'un angle.
- pour un système à 2 satellites et à simple trajet: soit rien n'est connu sur M et alors le calcul de la position doit se faire à l'aide de deux distances et de deux angles, soit l'altitude de M est connue et alors le calcul de la position peut se faire à l'aide de deux distances et d'un angle.
- pour un système à 2 satellites et à double trajet: soit rien n'est connu sur M et alors le calcul de la position peut se faire à l'aide de deux distances et d'un angle, soit l'altitude de M est connue et alors le calcul de la position peut se faire à l'aide de deux distances.
- pour un système à 3 satellites et à simple trajet: soit rien n'est connu sur M et alors le calcul de la position peut se faire à l'aide de trois distances et d'un angle, soit l'altitude de M est connue et alors le calcul de la position peut se faire à l'aide de trois distances.
- pour un système à 3 satellites et à double trajet ou à plus de 3 satellites, le calcul de la position peut se faire qu'avec des distances

Suivant le cas, on peut choisir de n'utiliser que le minimum de mesures requises ou d'en utiliser plus (jusqu'à concurrence de $2N$) pour améliorer la précision.

Mettons-nous, par exemple, dans le cas d'un système à 3 satellites à double trajet où le repère utilisé est celui illustré à la Figure 4.4 et où le système de coordonnées utilisé est le système cartésien. Soit (x, y, z) les coordonnées de M et (x_i, y_i, z_i) les coordonnées du satellite S_i ($i=1,2,3$) dans ce repère. La distance d_i de M à S_i s'exprime alors par:

$$d_i = \left[(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.1)$$

M se trouve à l'intersection de trois sphères, chacune étant centrée sur l'un des trois satellites S_i (de rayon d_i). Obtenir la position de M revient à résoudre dans ce cas le

système suivant de trois équations non-linéaires aux trois inconnues x, y, z :

$$\begin{cases} \left[(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2 \right]^{\frac{1}{2}} = d_1 \\ \left[(x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2 + (z_2 - z)^2 \right]^{\frac{1}{2}} = d_2 \\ \left[(x_3 - x)^2 + (y_3 - y)^2 + (z_3 - z)^2 \right]^{\frac{1}{2}} = d_3 \end{cases} \quad (4.2)$$

Dans le cas où le système de coordonnées utilisé est le système polaire (ou sphérique), soient (ρ, θ, ϕ) les coordonnées de M et $(\rho_i, \theta_i, \phi_i)$ les coordonnées du satellites S_i dans ce repère. ρ représente le rayon mesuré depuis le centre de la terre, θ représente $90^\circ - \text{lat}$ (latitude) et ϕ représente la longitude à partir du méridien de Greenwich. Dans le cas de l'utilisateur M , si h est son altitude et R_T est le rayon de la terre, on a $\rho = h + R_T$. La distance d_i de M à S_i s'exprime alors par:

$$\begin{aligned} d_i \triangleq f_i(\rho, \theta, \phi) = & \left[(\rho_i \sin \theta_i \cos \phi_i - \rho \sin \theta \cos \phi)^2 \right. \\ & \left. + (\rho_i \sin \theta_i \cos \phi_i - \rho \sin \theta \cos \phi)^2 + (\rho_i \cos \theta_i - \rho \cos \theta)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Obtenir la position de M revient à résoudre dans ce cas le système suivant de trois équations non-linéaires aux trois inconnues ρ, θ, ϕ :

$$\begin{cases} d_1 = f_1(\rho, \theta, \phi) \\ d_2 = f_2(\rho, \theta, \phi) \\ d_3 = f_3(\rho, \theta, \phi) \end{cases} \quad (4.4)$$

Il existe plusieurs méthodes numériques permettant de résoudre de tels systèmes d'équations (systèmes 4.2 ou 4.4). Citons par exemple la méthode de linéarisation [35]. Résoudre ce système conduit à deux solutions "miroir" [47], l'une dans l'hémisphère nord et l'autre dans l'hémisphère sud, cette ambiguïté se lève facilement en supposant que le centre de contrôle sait dans quel hémisphère l'utilisateur se trouve. Mais si on choisit le repère de travail adéquatement, on peut obtenir une solution explicite pour la position de M .

Dans le cas d'un système à double trajet à deux satellites où l'altitude h de M est connue ($\Rightarrow \rho = h + R_T$ est connu), [39] montrè que la position de M en termes de

longitude (ϕ) et de latitude ($\alpha = 90^\circ - \theta$) est donnée par:

$$\begin{aligned}\phi &= \arctan \left[\frac{(d_2^2 - d_1^2) \cot \partial_0}{2(\rho^2 + R_s^2) - (d_2^2 + d_1^2)} \right] \\ \alpha &= \arccos \left[\frac{2(\rho^2 + R_s^2) - (d_2^2 + d_1^2)}{4\rho R_s \cos \partial_0 \cos \phi} \right]\end{aligned}\quad (4.5)$$

où ∂_0 est la longitude différentielle des deux satellites et R_s la distance des satellites géostationnaires au centre de la terre. Le repère utilisé est celui illustré à la Figure 4.4.

Dans le cas d'un système double trajet à trois satellites où l'altitude de M n'est pas connue (ρ inconnu), [39] montre que la position de M en termes de longitude (ϕ), de latitude ($\alpha = 90^\circ - \theta$) et de ρ est donnée par:

$$\begin{aligned}\phi &= \arctan \left[\frac{(d_2^2 - d_1^2)(1 - \cos \partial_0)}{\sin \partial_0 (d_2^2 + d_1^2 - 2d_3^2)} \right] \\ \alpha &= \arccos \left[\frac{d_2^2 + d_1^2 - 2d_3^2}{2R_s \cos \phi [2(1 - \cos \partial_0) \{d_2^2 + d_1^2 - 2R_s^2 + 2 \cos \partial_0 (R_s^2 - d_3^2)\}]^{\frac{1}{2}}} \right] \\ \rho &= \left[\frac{d_2^2 + d_1^2 - 2d_3^2}{2(1 - \cos \partial_0)} + d_3^2 - R_s^2 \right]^{\frac{1}{2}}\end{aligned}\quad (4.6)$$

où ∂_0 est la longitude différentielle des deux satellites S_1 et S_2 et R_s la distance des satellites géostationnaires au centre de la terre.

Il existe un certain nombre de systèmes à simple trajet pour lesquels les quantités mesurées ou dérivées de mesure sont des différences de distances [46]. Le problème du calcul de la position ne peut pas se ramener aux cas précédents en raison du nombre de satellites disponibles et il n'existe pas de solution explicite. Prenons par exemple, le cas d'un système à simple trajet à trois satellites où l'altitude de l'utilisateur par rapport au centre de la terre ρ est connue et où les deux quantités obtenues par mesure sont des différences de distances $a_i = d_1 - d_i$ ($i=2,3$) de l'utilisateur M au satellite S_i par rapport au satellite S_1 . On obtient alors 6 équations non linéaires à 6 inconnues:

$$\begin{cases} d_i = [(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2]^{\frac{1}{2}} & i = 1, 2, 3 \\ a_i = d_1 - d_i & i = 2, 3 \\ x^2 + y^2 + z^2 = \rho^2 \end{cases}\quad (4.7)$$

Ces équations peuvent se réduire à trois équations non linéaires à trois inconnues x, y, d_1 qui doivent être résolues de façon itérative. L'équation $d_i = d_1 - a_i$ est l'équation d'une hyperboloïde de révolution. Avec trois satellites, on obtient deux hyperboloïdes de révolution et donc M se situe à leur commune intersection avec la terre [45] ou plus précisément avec la sphère centrée sur le centre de la terre de rayon égal à l'altitude de M (mesurée par rapport au centre de la terre). Une étude plus poussée montre [69] que la position relative des trois satellites ne peut pas être quelconque si l'on veut obtenir des résultats utilisables. En particulier, si les courbes obtenues par projection des deux hyperboloïdes sur la terre (ou la sphère mentionnée plus haut) sont pratiquement tangentes en M , il sera difficile de déterminer leur intersection avec précision.

Il apparaît clairement que le calcul de la position de l'utilisateur M nécessite la connaissance de la position des satellites et la mesure ou la connaissance d'un certain nombre de quantités dont on pourra déduire sans ambiguïté les valeurs de distances et/ou d'angles. Il apparaît aussi clairement que, pour autant que la position des satellites et les valeurs des distances (et/ou angles) soient connues parfaitement, le calcul de la position de l'utilisateur peut être fait exactement ou avec une précision dépendant de la méthode numérique utilisée, et donc de l'effort de calcul disponible. En d'autres termes, les problèmes d'imprécision sont dus principalement à la connaissance imprécise des satellites (voir la section 4.3 d'orbitographie) et à l'imprécision des mesures de distances et d'angles (voir la section 4.5).

4.3 Orbitographie

4.3.1 Présentation générale

Dans les systèmes de localisation par satellite, la référence est la position du ou des satellites [7, 29, 44]. Pour se localiser, il faut disposer d'abord des coordonnées des satellites. L'orbitographie désigne les techniques mises en jeu pour estimer la position d'un satellite à tout instant. Dans un système de localisation, cette connaissance est requise à la station de contrôle pour le pointage des antennes et le calcul de localisation. Voir [7, 29, 53, 117] pour les références générales; la référence [7] présente brièvement les procédures de détermination d'orbite de quelques projets ou systèmes. La référence [117] est la plus récente des références trouvées dans les banques de données explorées. Elle traite de l'analyse d'erreurs dans la détermination d'orbite de satellites à défilement.

Qu'il s'agisse d'observation de position ou de calcul, il est difficile, de façon générale, d'obtenir des informations sur les procédures de l'orbitographie par examen de

la bibliographie. Les références ne mentionnent que rarement les applications visées [29, 53], qui peuvent pourtant être aussi variées que la localisation de véhicules ou d'avions, l'observation astronomique ou scientifique. Les descriptions les plus précises concernent les expériences terrestres (océanographie, géodésie spatiale); voir, par exemple, [72, 73, 104]. Tout récemment, des innovations technologiques dans le domaine des méthodes de calibration ont relancé la recherche dans le domaine de la détermination d'orbite [117].

Le principe général de l'orbitographie sera l'intégration des équations du mouvement (équations différentielles du second ordre), incluant les forces identifiées (décrites à la section 4.3.5). Pour déterminer la position du satellite, des mesures sont faites périodiquement à des instants t_i .

Par "position" du satellite, il faut entendre la description d'état qui permet de repérer le satellite à l'instant t de la mesure et de prévoir son évolution aux instants futurs (conditions initiales à injecter dans les équations du mouvement), c'est à dire par exemple $\{\mathbf{r}_t, \mathbf{v}_t\} = \{x_t, y_t, z_t, v_{x_t}, v_{y_t}, v_{z_t}\}$, ou tout ensemble équivalent de 6 paramètres. Dans la suite, si il n'y a pas d'ambiguïté, on omettra l'indice t pour alléger les notations.

Deux approches sont envisageables pour le calcul de la position du satellite à l'instant τ où τ est l'instant de calcul de la position de l'utilisateur ($t_i \leq \tau < t_{i+1}$). L'approche directe consiste à résoudre numériquement les équations du mouvement par intégration entre les instants t_i et τ . Cette méthode présente l'inconvénient de nécessiter un calcul complet pour chaque nouvelle valeur de τ . Une autre approche consiste à déterminer les "éléments d'orbite" à l'instant t_i à partir de la mesure, puis en intégrant les équations, à en extrapoler pour obtenir les éléments d'orbite pour toutes les valeurs de τ comprises dans $[t_i, t_{i+1}[$.

Les avantages de la seconde approche sont multiples: dans le cas idéal de mouvement non perturbé, les éléments de l'orbite seraient constants; c'est à dire que, pour le mouvement réel, on peut en espérer des variations faibles entre t_i et τ : cela autorise des méthodes de développements limités pour extrapoler les éléments d'orbite à τ . De plus, le formalisme de description de l'orbite elliptique donne un cadre naturel pour l'extrapolation et l'établissement des éphémérides: c'est ainsi que l'Astronomie procède pour les corps célestes (lune, planètes, etc).

Dans la suite de cette section 4.3, on décrit plus précisément la méthode indirecte pour laquelle le problème d'orbitographie du ou des satellites met en jeu les trois étapes successives suivantes [29, 53, 73]:

- Etape 1: La détermination de la position instantanée du satellite, à partir de mesures; on parle de *poursuite* ("tracking"). La procédure de mesure est déclenchée selon

un calendrier (récurrence du jour, du mois) qui ne dépend que du satellite et de la précision visée.

- Etape 2: Le calcul des éléments de l'orbite à partir de la position instantanée; c'est le *calcul d'orbite* ("*orbit determination*").
- Etape 3: L'estimation des éléments de l'orbite à un instant quelconque (postérieur, dans notre cas), et la détermination de la position du satellite sur l'orbite; on parle de *restitution d'orbite* ("*orbit propagation*"). Ce sont les *perturbations* du mouvement qui obligent à ces opérations (sans perturbation, l'orbite serait la même en tout temps).

C'est au niveau de cette dernière étape que l'orbitographie s'introduit dans la mission de localisation (cf le diagramme d'organisation globale de la Figure 4.3). La "position du satellite" peut être vue comme une donnée externe, mise à jour selon un processus parallèle, indépendant de la chaîne de localisation, et injectée périodiquement dans le système de localisation. En particulier, l'opération de localisation d'un usager ne doit pas impliquer de déclencher une localisation du satellite.

La fréquence des opérations de détermination de position du ou des satellites dépend de la précision recherchée.

Le reste de cette section débute par un bref rappel (section 4.3.2), décrivant la trajectoire elliptique et ses paramètres caractéristiques. La discussion des tâches d'orbitographie suit ensuite la découpe en trois étapes. La section 4.3.3 décrit les procédures de mesure. La section 4.3.4 explique les mécanismes de calcul d'orbite. La section 4.3.5 décrit l'opération de "restitution d'orbite".

Remarques diverses:

- Les procédures d'orbitographie sont indépendantes, dans leur principe, du type de satellite, géostationnaire ou à défilement. Seule différence, les ordres de grandeur mis en jeu (et, par conséquent, les précisions).
- La position du satellite doit être connue pour le pointage des antennes. Dans le cas d'utilisation d'antennes à directivité modérée, on peut se satisfaire d'une information de position grossière. Par exemple, le satellite est maintenu pendant sa vie dans une fenêtre $\pm\delta$ autour de sa position nominale. Si le cône d'antenne a une ouverture supérieure, aucune mise à jour d'information n'est requise pour le pointage.
- La procédure décrite ci-dessus peut être modifiée, si le suivi des satellites est effectué par un prestataire de services, externe au projet (il prendra en charge les étapes 1 et 2). C'est par exemple, le cas de systèmes de localisation utilisant des satellites commerciaux.

- Il existe des "systèmes" cohérents d'orbitographie (ensemble de procédures, de logiciels), par exemple le "Goddard Trajectory Determination System" [70] et le logiciel "Orbit Analysis and Simulation" (OASIS) de JPL [117].

4.3.2 Rappel: le Mouvement Elliptique [29, 53, 72]

Considérons le mouvement d'un satellite quelconque P (géostationnaire ou non) dans le champ de pesanteur d'une masse ponctuelle O , la Terre (voir Figure 4.5). C'est le "problème à deux corps" de la Mécanique Céleste. Notons \mathbf{r} le vecteur OP ; l'évolution de P par rapport à O est régie par l'équation fondamentale:

$$\ddot{\mathbf{r}} + \frac{\mu}{r^3}\mathbf{r} = 0 \quad (4.8)$$

où μ est la constante d'attraction de la terre (produit de sa masse par la constante de gravitation), et $\ddot{\mathbf{r}}$ la dérivée seconde par rapport au temps de \mathbf{r} . L'examen montre que l'orbite est entièrement contenue dans un plan. Selon les conditions initiales, la solution de l'équation donne une trajectoire parabolique, hyperbolique ou elliptique (le cercle étant un cas particulier de l'ellipse). Dans le cas des satellites, les conditions initiales sont telles que les trajectoires sont elliptiques. La Figure 4.5 montre une trajectoire elliptique. L'ellipse est spécifiée par la position de son plan, par le demi grand axe a et par e , l'*excentricité*. La Terre occupe un des foyers, O , de l'ellipse.

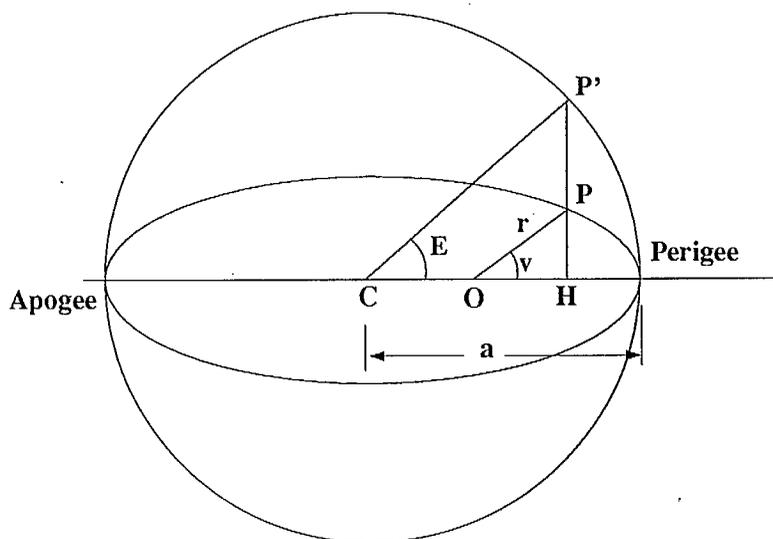


Figure 4.5 Trajectoire elliptique (non-perturbée) du satellite dans le plan de l'orbite

L'angle v est dit *anomalie vraie*. Le cercle, C , de rayon a , tangent à l'ellipse au périhélie et à l'apogée définit le point P' , et l'angle E : *anomalie excentrique*. On a: $P'HIPH = \sqrt{1 - e^2}$. Les équations de l'ellipse s'écrivent:

$$\begin{aligned} r &= a(1 - e \cos E) \\ &= \frac{a(1 - e^2)}{1 + e \cos v} \end{aligned} \quad (4.9)$$

Pour décrire le mouvement du satellite (point P) sur l'orbite, on décrit communément le mouvement du point P' sur le cercle C . La position de P' est directement liée à celle de P par l'équation suivante:

$$\cos v = \frac{\cos E - e}{1 - e \cos E} \quad (4.10)$$

Le mouvement de P' est décrit par l'équation 4.11 suivante (équation de Képler) qui permet d'obtenir E pour une valeur de t donnée.

$$M_t \equiv n * (t - t_0) = E_t - e \sin E_t \quad (4.11)$$

M est dite *anomalie moyenne*; t_0 est une époque de référence; $n = \sqrt{\mu/a^3}$ est le "mouvement moyen" (la période de rotation est $T = 2\pi/n$).

Le mouvement a lieu dans un plan, dont il convient de préciser la position dans l'espace (angles par rapport à un repère arbitraire). La Figure 4.6 montre la position du plan de l'orbite, par rapport à l'équateur et au *point vernal*^(c). On passe du plan de l'équateur à l'orbite par une rotation de Ω à partir du point origine, puis on fait pivoter l'ellipse de i .

^(c) Le point vernal est l'origine des "coordonnées équatoriales". C'est le point de la sphère céleste à l'intersection de l'équateur et de l'écliptique.

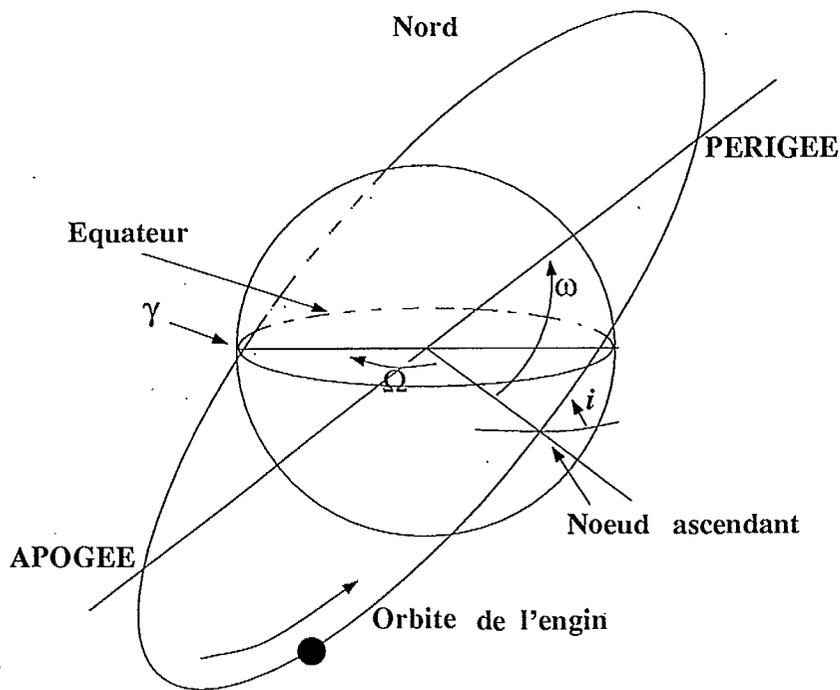


Figure 4.6 Orbite du satellite dans l'espace

En fin de compte, la spécification de l'orbite est faite sous forme de 6 paramètres. Ce sont les "intégrales premières" du mouvement non-perturbé [29, page 215], [72, chapitre XIII].

- Demi grand-axe de l'orbite elliptique a .
- Excentricité de l'orbite e .
- Inclinaison de l'orbite sur l'équateur i .
- Ascension droite du noeud ascendant Ω (l'origine des ascensions droites est le point vernal).
- L'argument du périégée ω .
- Position instantanée du corps sur l'orbite. Une des variables angulaires ν , E ou M où ν : anomalie vraie, E : anomalie excentrique, $M = n(t - t_0) = E - e \sin E$: équation de Képler.

Dans le cas d'une orbite circulaire (c'est, entre autre, le cas d'un satellite géostationnaire^(d)), les paramètres ci-dessus qui sont les paramètres classiques de la

^(d) Un satellite géostationnaire a une orbite circulaire située dans le plan de l'équateur.

Mécanique Céleste, sont mal adaptés: l'argument du périhélie est en effet indéterminé, ce qui avec le choix fait entraîne des erreurs importantes. Pour une orbite quasi-circulaire, sa détermination est trop sujette aux erreurs. Un choix possible est le suivant ([29, 72]):

- Rayon de l'orbite a .
- Inclinaison de l'orbite sur l'équateur i .
- Ascension droite du noeud ascendant Ω .
- $e_x = e \cos \omega$.
- $e_y = e \sin \omega$ (les projections du "vecteur excentricité").
- $\alpha = \omega + M$.

Enfin, un dernier choix [71, 72], plus adapté aux orbites équatoriales (pour lesquelles le noeud ascendant souffre de la même incertitude que le périhélie):

- Longitude moyenne l .
- Vitesse de dérive de la longitude (drift rate) d . l et d définissent le "vecteur déplacement".
- $i_x = i \cos \Omega$.
- $i_y = i \sin \Omega$ (le "vecteur inclinaison")
- $e_x = e \cos (\omega + \Omega)$.
- $e_y = e \sin (\omega + \Omega)$ ("vecteur excentricité").

En résumé, pour déterminer la position d'un satellite il faudra déterminer 6 inconnues, donc il faudra au moins deux mesures de vecteurs, simultanées ou non (par exemple, \mathbf{r}_t et \mathbf{r}'_t , ou \mathbf{r}_t et \mathbf{v}_t), pour localiser le satellite dans l'espace.

Le mouvement réel intègre toutes les forces qu'on a négligées ici. L'orbite elliptique du problème à deux corps, tangente au point P à la trajectoire réelle est dite *orbite osculatrice*.

Reprenons les trois étapes de la méthode indirecte décrite dans la section 4.3.1. Ces trois étapes sont exécutées périodiquement aux instants de mesure t_i .

4.3.3 Etape 1: observation de la position (poursuite)

Le but de cette étape est de déterminer le vecteur position du satellite à l'instant t_i .

L'observation de la position d'un satellite se fait par rapport à des stations terrestres de positions connues. Elle utilise des moyens de mesure et des algorithmes analogues à ceux de la localisation (trilatération à partir de mesures de différences de temps de propagation, d'interférométrie, déplacements Doppler).

Néanmoins, cette observation est quelque peu différente de la localisation: il faut en effet, en principe, observer aussi la vitesse $v_{t_i} = v_i$ du satellite (ou au moins faire suffisamment de mesures pour en déduire les 6 inconnues à déterminer); de plus, la précision à mettre en jeu doit être supérieure, puisqu'elle conditionne fortement la précision globale. Il n'est pas exclu que des conditions expérimentales particulières, ou des exigences de précision, n'obligent à mettre en oeuvre, pour cette mesure, des procédures spéciales (télémessure laser).

Remarques: l'utilisation d'autres repères (étoile, autre satellite de position connue) ne semble pas réaliste aujourd'hui dans des applications réelles de localisation. La situation pourrait évoluer cependant avec l'accroissement des performances réclamées [7]. La référence [92] décrit une expérience d'observation de position par un système autonome embarqué, surveillant les positions d'une vingtaine d'étoiles. Cette surveillance est utilisée à la détermination conjointe de "l'attitude" et de la position.

Noter aussi que le repère terrestre n'est pas un repère d'inertie (il faut corriger au moins l'effet de la rotation diurne; voir section 4.3.5).

Méthode de mesure. La mesure de distance à l'instant t_i fournit le vecteur station-satellite $R_{t_i} = R_i$. La vitesse par rapport à la terre est mesurée par effet Doppler, pour les satellites à défilement. Pour les satellites géostationnaires, le déplacement Doppler est trop faible pour être efficacement observé: c'est une source d'erreur trop importante et on préfère en général écarter cette solution. Dans ce cas, deux mesures de distance sont réalisées aux instants t_i et t'_i pour obtenir deux vecteurs $R^{(e)}$.

La position mesurée R est repérée par rapport à l'observateur terrestre. Un changement de coordonnées (annulant en particulier l'effet de la rotation terrestre) donne la position dans un repère inertiel géocentrique. Soit r le nouveau vecteur-position dans ce repère. Pour déduire la vitesse de deux observations de position aux instants t_i et t'_i , vitesse dont on aura besoin à l'étape 3 de restitution d'orbite, on utilisera les équations 4.12 suivantes. On montre en effet que pour l'orbite osculatrice au point P (époque t_i), on a:

$$\begin{aligned} v_i &= (r_{i'} - Fr_i)/G \quad \text{avec} \\ F &= 1 - \frac{a}{r_i}(1 - \cos \Delta E) \quad , \quad \Delta E = E(t_{i'}) - E(t_i) \\ G &= t_{i'} - t_i - \frac{\Delta E - \sin \Delta E}{n} \end{aligned} \tag{4.12}$$

^(e) On peut utiliser comme deuxième mesure la mesure précédente effectuée à l'instant t_{i-1}

A cette étape, les éléments de l'orbite sont inconnus. L'étape 2 suivante va les déterminer.

Les réseaux de poursuite Même si une ou deux stations de contrôle assurent seules la tâche de localisation, le recours à un réseau de stations plus dense peut améliorer fortement les performances de mesure de localisation des satellites (précision de localisation du satellite géostationnaire). Cela est dû au fait que l'appel à un réseau permet la collecte d'un grand nombre de mesures sur le même objet ce qui permet de faire un ajustement aux moindres carrés, et peut aussi donner accès à des moyens de mesure plus puissants et plus précis. Parmi les réseaux existants, mentionnons:

Le réseau de la NASA:

12 stations au sol, dans la bande S, pilotées par le Goddard Space Flight Centre (GSFC). Il assure une couverture mondiale. Les coordonnées des stations sont connues avec une très grande précision. Le réseau est utilisable par des organisations privées.

Le réseau de l'ESA:

6 stations, dans la bande S, assurant une couverture mondiale. Le réseau est ouvert à tout utilisateur, sous réserve d'un usage pour une application "pacifique".

Autres réseaux:

Citons le CNES, qui opère 4 stations; Intelsat (6 stations), Telesat (2 stations).

4.3.4 Etape 2: calcul de l'orbite à l'instant t_i

Il y a naturellement deux phases dans ce calcul: la première consiste en la détermination approchée de l'orbite à t_i , et la deuxième phase en un "raffinement" de cette orbite [53, Chap. 9], [72, Chap. XIII].

Première localisation

Cela correspond au cas d'un satellite nouvellement placé ($t_i = t_0$), ou d'un satellite dont l'orbite a été fortement modifiée. La procédure vise à rechercher les 6 éléments de l'orbite (ensemble cohérent, e.g. l'un des groupes de 6 paramètres énumérés à la section 4.3.2).

On exécute pour cela la procédure suivante: on procède par itérations, en cherchant les valeurs de a , e et ΔE qui conduisent le satellite de \mathbf{r}_0 à \mathbf{r}'_0 en un temps $t_0 - t'_0$. Cela

revient à estimer les conditions initiales (\mathbf{r}, \mathbf{v}) à partir des conditions équivalentes $(\mathbf{r}_0, \mathbf{r}'_0, t_0 - t'_0)$.

On montre qu'il y a équivalence entre l'un quelconque des groupes de 6 paramètres d'orbites et $(\mathbf{r}_0, \mathbf{v}_0)$: voir [72].

Raffinements On a déterminé l'orbite à l'instant t_{i-1} . Le modèle d'évolution, discuté à la section 4.3.5 suivante, va donner une estimation à une époque future $t_{i-1} \leq \tau < t_i$, à laquelle le rafraichissement de l'orbite est prévu. Mais une estimation de l'orbite existant déjà, il s'agit bien de corriger ou de raffiner les paramètres.

L'ensemble de paramètres estimant l'orbite à t_i est noté \mathbf{p}_i . Ce sont les 6 paramètres de la section 4.3.2, qu'on peut compléter, si nécessaire (i.e si les mesures sont en nombre suffisant) par des coefficients estimant (partiellement) les forces perturbatrices (pression de radiation, par exemple).

Deux approches sont proposées, le traitement par lot ("batch processing"), et le filtre de Kalman modifié.

Traitement par lot:

Il s'agit simplement d'une méthode de moindres carrés. On procède à partir d'un grand nombre d'observations, à partir desquelles on estime une erreur de mesure. On cherche alors à écrire le vecteur \mathbf{p}_i estimant au mieux (au sens des moindres carrés) l'ensemble des mesures. Voir [53, Chap. 9], [70].

Filtre de Kalman:

Soit \mathbf{x} le vecteur des observations. On peut regarder le processus (\mathbf{p}, \mathbf{x}) comme un système dynamique, dont on connaît les équations d'évolution (au prix de l'introduction de vecteurs d'erreur).

L'état \mathbf{p} est évalué à l'étape 3 correspondant à la mesure t_{i+1} , ainsi que la matrice de covariance des erreurs (en utilisant l'information recueillie jusque l'étape 3 correspondant à la mesure t_i).

Puis, l'observation effective de l'étape 3 correspondant à la mesure t_{i+1} est utilisée pour corriger l'état estimé, et la matrice d'erreurs. Le formalisme du filtrage de Kalman permet ainsi de construire progressivement et en temps-réel le modèle de trajectoire (\mathbf{p}) la plus vraisemblable compte tenu d'une mesure *bruitée*.

La faiblesse de cette méthode est dans la possibilité de *divergence*, qui se produit quand la matrice de covariance des erreurs décroît trop vite. Le remède est dans une surveillance de cette matrice.

Voir [53, Chap. 9], [73], [92], [103]. La référence [73] étudie en détail l'utilisation du filtrage de Kalman dans les applications spatiales (satellites, géostationnaires ou non, missions spatiales lointaines).

4.3.5 Etape 3: prévision de l'orbite à un instant τ ($t_i \leq \tau < t_{i+1}$)

La théorie du problème à deux corps conduit à l'orbite elliptique, brièvement décrite à la section 4.3.2. Evidemment, le satellite est soumis à d'autres forces, négligées par ce modèle, et qui vont modifier la trajectoire: les éléments de l'orbite ne sont plus constants.

Dans le cas important d'une orbite géostationnaire, le satellite était fixe par rapport à un observateur terrestre. Il est en réalité animé d'un mouvement apparent [38, 49, 56]. La trace au sol du satellite, théoriquement réduite à un point sur l'équateur, va s'élargir en un "8" ou une ellipse ouverte.

Ces forces perturbatrices (qui sont en fait assez bien connues, et d'amplitude "faible") sont:

- La non homogénéité sphérique de la Terre (bourrelets équatoriaux, irrégularités du champs de la pesanteur). L'effet essentiel résulte de la *triaxialité* de la Terre: le globe n'est pas une sphère, mais un ellipsoïde. Ceci provoque un mouvement de la longitude du satellite.
- Les corps célestes extérieurs Lune et Soleil (il suffit de se limiter à ceux-ci). On modélise chaque astre par un point matériel. Ces points provoquent un mouvement "de marée", qui se traduit en une variation de la latitude du satellite, dont l'ordre de grandeur est $1^\circ/\text{an}$.
- Le frottement visqueux de l'air. Il est négligeable pour les satellites géostationnaires, même dans le cas de localisation précise.
- La pression de radiation; à la fois pression directe du rayonnement solaire, mais aussi pression du rayonnement réfléchi (il dépend alors de l'*albédo* de la Terre). Cette pression provoque un mouvement de longitude.
- Les manoeuvres de correction exécutées par le satellite (*station keeping*).

Remarque: On peut aussi recenser d'autres perturbations. Les satellites des missions d'océanographie Topex/Poseidon prennent en compte des corrections relativistes (ordres de grandeur des précisions recherchées: 10 cm [29]); il peut être nécessaire, pour des satellites en orbite basse, d'aménager spécialement le modèle gravitaire, pour ce genre de précision [104].

L'ordre de grandeur comparé des forces en présence est résumé dans le tableau 4.1 suivant (adapté de la référence [29]):

| | Accélération perturbatrice maximale | Variation maximale de position en une heure (en mètres) |
|-----------------------|-------------------------------------|---|
| Attraction centrale | 5.6×10^{-1} | - |
| Harmonique zonal 2 | 5.3×10^{-5} | 300 |
| Attraction Lunaire | 5.5×10^{-6} | 40 |
| Attraction Solaire | 3×10^{-6} | 20 |
| Harmonique zonal 4 | 10^{-7} | 0.6 |
| Pression de radiation | 10^{-7} | 0.6 |
| Anomalies de gravité | 10^{-8} | 0.06 |
| Autres forces | 10^{-8} | 0.06 |

Tableau 4.1 Comparaison des ordres de grandeur des perturbations

Il faut corriger le modèle à deux corps, pour tenir compte de ces forces. On le fait selon le principe suivant: on réécrit l'équation du problème à deux corps, en faisant apparaître les forces qu'on désire prendre en compte:

$$\ddot{\mathbf{r}} + \frac{\mu}{r^3} \mathbf{r} = \mathbf{a}_p \quad (4.13)$$

où \mathbf{a}_p désigne l'accélération due aux forces ajoutées. Il serait alors possible de déterminer directement $\mathbf{r}(t')$ à partir de $\mathbf{r}(t)$ par intégration directe.

On préfère le plus souvent appliquer la *méthode des perturbations* [29, 72]. En termes analytiques: de l'équation non perturbée (i.e. avec $\mathbf{a}_p = \mathbf{0}$) on déduit l'existence de quantités constantes, les *intégrales premières* du mouvement; c'est à dire qu'on démontre que l'équation est équivalente à 6 équations de type $dS_i/dt = 0$ (où les S_i sont les paramètres décrivant l'orbite).

L'équation perturbée est alors réécrite sous la forme $dS_i/dt = p_i$, $i = 1, \dots, 6$, et intégrée sous cette forme. La forme exacte des équations (c'est à dire les S_i et p_i) dépend des éléments choisis ([29, 72]). Ce sont les *équations de Lagrange*, ou *équations de Gauss* (dans le cas où certaines des forces sont non-conservatives).

L'intérêt de cette approche est qu'on peut facilement insérer ou soustraire un terme de perturbation. De plus, et surtout, les perturbations sont faibles, et donc les éléments

de l'orbite quasi-constants. La trajectoire est ainsi modélisée comme une ellipse dont les paramètres varient lentement dans le temps. Il reste à écrire l'accélération supplémentaire a_p qui résulte des forces perturbatrices. Pour cela, on écrit séparément les termes passés en revue.

Inhomogénéité de la Terre:

On utilise une décomposition du potentiel de gravité en harmoniques sphériques; le potentiel vu par le satellite est:

$$u = \frac{\mu}{r} \left[1 - \sum_{n \geq 2} \left(\frac{R}{r} \right)^n \sin L \times \left\{ J_n P_n + \sum_{m=1}^n P_n^m (C_{nm} \cos m\lambda + S_{nm} \sin m\lambda) \right\} \right] \quad (4.14)$$

où μ est la constante d'attraction de la Terre. On a $\mu = (39860047 \pm 5) \cdot 10^7 \text{ m}^3 \text{ s}^{-2}$ [29]. L désigne la latitude du lieu, λ la longitude, R le rayon de la Terre, r la distance du satellite au centre de la Terre; les fonctions de Legendre sont:

$$\begin{aligned} P_n(x) &= \frac{1}{2^n n!} \frac{d^n}{dx^n} [(x^2 - 1)^n] & -1 \leq x \leq 1 \\ P_n^m(x) &= (1 - x^2)^{m/2} \cdot \frac{d^m}{dx^m} P_n(x) & -1 \leq x \leq 1, m \leq n \end{aligned} \quad (4.15)$$

Les J_n sont les *harmoniques zonales*, C_{nm} et S_{nm} les harmoniques *tesserales*. Leurs valeurs sont calculées, et publiées. En toute rigueur, ces paramètres sont fonctions du temps (marées terrestres et autres phénomènes géophysiques).

L'accélération est déduite du potentiel par dérivation, et conversion dans le repère ad-hoc.

Des *modèles de Terre* (i.e. de son potentiel de gravitation) ont été publiés: ils consistent en un ensemble cohérent de coefficients J , C et S jusqu'à un certain rang. Citons le "Standard Earth Model" du Smithsonian Astrophysical Observatory [72, 75] et les modèles "GEM" [74] de la NASA (utilisé, par exemple dans l'application décrite en [70]).

En pratique, on tronquera la décomposition à un ordre raisonnable. Une difficulté provient du phénomène de *résonance*: un satellite, dont la période de rotation est $1/n$ jour sera sensible aux termes de rang n , $2n$, etc, même si ces termes sont très faibles.

Attraction Lune et Soleil:

Les termes correspondant à chacun des astres sont identiques (à l'application numérique près). Ecrivons les pour la Lune. L'accélération perturbatrice a_L est:

$$a_L = \mu_L \left[\frac{r_{LS}}{r_{LS}^3} - \frac{r_{LE}}{r_{LE}^3} \right] \quad (4.16)$$

r_{LS} (respectivement r_{LE}) désigne le vecteur Satellite-Lune (respectivement Terre-Lune), r en est le module. Les expressions pour le Soleil s'en déduisent. On a

- $\mu_L = 4.90278 \cdot 10^{12}$
- $\mu_S = 3.56507795 \cdot 10^{26}$ ([53]).

Le calcul effectif du terme à une date quelconque implique la connaissance de la position des astres (Lune et Soleil). On pourra utiliser les éphémérides que publient les institutions astronomiques [76], ou recourir à des programmes de calcul autonomes.

Pression de Radiation:

L'accélération due à la pression de radiation directe s'écrit [29]:

$$a_P = -k \frac{A}{m} \times \frac{\phi \cdot r_S}{4\pi \cdot r_S^3} \quad (4.17)$$

r_S est le vecteur Satellite-Soleil, m la masse du satellite, A la section efficace de choc (intégrant éventuellement l'effet d'ombre et de pénombre) dans la direction du soleil, ϕ désigne le flux solaire, donné par l'estimation $\phi = 4\pi D \times 0.465 \cdot 10^{-5} \text{ N/m}^2$, D étant la distance moyenne Terre-Soleil. Le coefficient k dépend des qualités réfléchives du satellite.

Un autre terme plus préoccupant est celui qui correspond à la lumière réfléchiée par la Terre. Il peut représenter jusque 25% du terme précédent. Il dépend de la position relative terre-satellite, de l'albedo de la Terre (variant avec les saisons, etc).

Une solution couramment pratiquée est d'incorporer le terme d'accélération, correspondant à ces phénomènes, dans les inconnues à estimer par l'observation.

Les manoeuvres du satellite:

La philosophie du maintien en orbite, les mécanismes de poussée ainsi que la planification des manoeuvres sont décrits dans la référence [53], chapitre 6.

Une manoeuvre *impulsive*, c'est à dire se produisant en un intervalle de temps très court, provoque un changement instantané des vitesses. Pour une manoeuvre plus

longue, l'accélération se déduit immédiatement de la force appliquée. La précision à attendre de l'estimation de ces accélérations est assez médiocre (supérieure à 10%). Pour un satellite géostationnaire, les manoeuvres sont heureusement rares (récurrence de la semaine, du mois, pour un maintien de la fenêtre de l'ordre de 0.1°). Leur fréquence dépend directement de la tolérance qu'on se donne sur la pure géostationnarité (cf [38], [53, Chap. 6]).

Remarque: La précision dans le positionnement d'un satellite géostationnaire est traditionnellement de l'ordre de $\pm 0.1^\circ$, en latitude comme en longitude. La contrainte en latitude est parfois quelque peu relâchée (c'est la plus coûteuse en carburant). Ainsi, les satellites MARECS ont une tolérance de positionnement de $\pm 3^\circ$, dispensant de correction pendant les 7 années de leur existence [53]. La détermination de ces tolérances est faite en liaison avec les contraintes d'alignement d'antenne.

L'intégration du modèle:

Voir [29], [53, Chapitre 8], [71], [72]. Adoptant l'approche de la théorie des perturbations, appelons \mathfrak{R} la résultante vectorielle des forces perturbatrices retenues; les équations d'évolution sont de la forme:

$$\frac{dS_i}{dt} = f_i \left(\frac{\partial \mathfrak{R}}{\partial S_1}, \dots, \frac{\partial \mathfrak{R}}{\partial S_6} \right) \quad i = 1, \dots, 6 \quad (4.18)$$

où les S_i sont les éléments décrivant l'orbite. La forme finale de ce système est donnée dans [72], pp 113-138, pour différents jeux de S_i .

La résolution numérique de l'équation ci-dessus en découle. La méthode d'intégration appliquée est dite *variation des paramètres*. On estime la modification au 1er ordre des paramètres, en opérant un développement limité et par une intégration pas à pas.

Il faut mentionner également les méthodes de résolution directes. Ces méthodes opèrent à partir de l'équation du second ordre, qu'elles intègrent directement. Les schémas utilisés sont connus sous le nom de *méthode de Cowell* ou de *méthode de Encke*. Il faut noter que le vecteur r étudié par ces méthodes variant beaucoup plus vite que les éléments osculateurs manipulés dans l'approche précédente, les méthodes directes nécessitent un pas d'intégration beaucoup plus fin. A l'inverse, les méthodes de Cowell ou de Encke sont conceptuellement plus simples et plus générales.

Enfin, il est possible à partir des éléments non perturbés, de postuler une variation lente de ceux-ci, c'est à dire une solution de type:

$$S_i(t) = S_i^0 + \alpha_i t + \beta_i t^2 + \sum_j \epsilon_{ij} \cos(\omega_{ij} t + \delta_{ij}) \quad (4.19)$$

où les α , β , etc sont ajustés, à partir des mesures, et avec l'aide du formalisme des perturbations. Les termes en t et t^2 sont dite *séculaires*, les autres *périodiques* [71,72].

Choix du repère pour le calcul de position du satellite:

Un autre problème survient, à cause du choix des repères. Le système a été écrit dans un repère inertiel. On peut le transposer dans un repère en rotation, en ajoutant un terme supplémentaire d'accélération de Coriolis. Ceci permet par exemple de résoudre le système dans le repère terrestre tournant. Cependant, le mouvement de rotation de la Terre présente des irrégularités: nutation (mouvement rapide, le pôle décrivant des mouvements inférieurs à 20 secondes d'arc) et précession (mouvement à très longue période, sans influence ici). Il faut donc corriger de ces mouvements pour passer d'un repère inertiel à un repère céleste lié à la Terre.

Ensuite, les stations terrestres ne peuvent pas être vues comme des points fixes sur un globe indéformable: le globe subit des déformations, liées à des "marées" terrestres, aux mouvements des continents, etc. Il en résulte une différence entre le repère de référence (dit *repère CIO: Conventional International Origin*) et l'ellipsoïde. L'ordre de grandeur, mesuré par le déplacement du pôle terrestre, est de 3 mètres par mois [29].

En fin de compte, les étapes du calcul de l'orbite à l'instant τ s'organisent comme suit:

- Mesures de la position relative satellite-station terrestre.
- Transformation de coordonnées, pour exprimer la position dans un repère inertiel (les transformations prennent en compte: le passage du repère CIO au repère terrestre "vrai", le calcul du temps sidéral pour la rotation de la terre, l'effet de la nutation et de la précession).
- Le calcul et la projection de l'orbite à τ .
- La transformation inverse, pour revenir dans le repère de la station.

Evidemment, la prise en compte des effets mentionnés dépend de la précision globale recherchée.

4.4 Techniques de mesure

Après une brève description d'une classification possible des systèmes de localisation à satellites géostationnaires, nous décrivons dans la section 4.4.2 les techniques de mesures utilisées et dans la section 4.4.3, la chaîne de mesure. Il est difficile de faire une synthèse très précise des techniques de mesure réellement utilisées dans les systèmes de localisation car la plupart des articles se cantonnent à rappeler les principes sans

s'attarder à l'implantation pratique de ces techniques. Ceci est dû au fait que la plupart des systèmes de localisation existants sont privés et que les compagnies les opérant ne veulent pas dévoiler d'informations qu'elles considèrent comme confidentielles.

4.4.1 Classification

Même si les systèmes à satellites géostationnaires n'ont strictement besoin, pour des fins de localisation, que de 1 à 4 satellites suivant les techniques de mesure utilisées, ils en utilisent souvent plus pour améliorer la précision de localisation, la fiabilité et la couverture.

La classification des systèmes de localisation par satellites se fait souvent par le nombre de satellites strictement nécessaires pour obtenir la position de l'utilisateur [21, 31, 39, 45].

Satellite unique

Dans ces systèmes le satellite géostationnaire est le plus souvent privé et est spécialement destiné à la localisation car il doit être doté soit d'un interféromètre pour faire des mesures d'angles, soit d'une antenne manoeuvrable avec détecteur d'énergie qui balaye la région terrestre [31], soit enfin d'une antenne spéciale filiforme en mouvement de rotation autour du centre du satellite [3]. Une technique qui ne requiert aucun dispositif spécial (et donc peut être utilisée avec un satellite commercial) est basée sur la vitesse résiduelle du satellite en orbite quasi-géostationnaire. La lente dérive et les autres mouvements des satellites géostationnaires créent une faible fréquence Doppler, de l'ordre de 2 ou 3 Hz pour une onde porteuse à 406 MHz, permettant la localisation à condition que le satellite soit doté d'une horloge très stable et que la station de contrôle soit équipée pour mesurer avec précision une si faible fréquence Doppler. En pratique, c'est une technique non utilisée.

Deux satellites ou plus

Plusieurs systèmes à au moins deux satellites utilisent une technique de mesure de distances en se basant sur le temps d'arrivée absolu des signaux en provenance des deux satellites ou sur la différence des temps d'arrivée entre ces deux signaux. Les systèmes "Time Difference of Arrival" (TDOA) sont basés sur ce concept [13,45] de différence de temps et sont de plus en plus populaires.

Dans les systèmes à double-trajet l'utilisateur ne transmet que sous la commande de la station centrale, de sorte que le temps d'aller-retour à partir de la station centrale

est facilement obtenu. Les signaux reçus des (deux ou plus) satellites permettent de déterminer la position de l'utilisateur.

Dans les systèmes à simple trajet où l'utilisateur peut transmettre en tout temps, il n'y a pas de base de temps commune et la position, si elle se fait à l'aide de mesure de temps de propagation, doit être déterminée à partir des différences de retards entre au moins trois satellites, si l'altitude de l'usager est connue et au moins quatre autrement.

Il va de soi que les techniques applicables aux systèmes à 2 satellites peuvent l'être aux systèmes à 3 ou 4 satellites.

4.4.2 Techniques de mesure

Les techniques de mesure utilisées pour permettre le calcul de la position (par obtention directe ou indirecte de distances ou d'angles) dépendent du nombre N de satellites, de la précision voulue et des contraintes requises, elles sont listées ci-dessous:

- Techniques de mesure de temps de propagation absolus ou relatifs (techniques TDOA) pour obtenir des distances,
- Technique d'interférométrie (mesure de différence de phases pour obtenir des angles),
- Technique de mesure tonale (pour obtenir des distances),
- Technique à effet Doppler.

Pour accéder à la position d'un mobile il faut établir des liaisons radioélectriques entre le mobile et une infrastructure terrestre ou satellite, puis mesurer des temps de propagation, des différences de temps de propagation, des vitesses ou des phases ou différence de phases. Ces mesures requièrent un traitement du signal (ou des signaux) pour en extraire, selon les cas, des distances, des différences de distances ou des angles [11, 16, 20, 35].

Techniques de mesure de temps de propagation

Les mesures de distance sont généralement effectuées par l'intermédiaire de mesures de temps de propagation entre le mobile et les points de référence. Les signaux doivent donc porter en eux des repères de temps permettant de déceler les instants d'émission et de réception afin de pouvoir déterminer une durée de propagation.

Les liaisons radioélectriques avec les satellites peuvent être unidirectionnelles (systèmes à simple trajet) ou bidirectionnelles (systèmes à double trajet).

Dans les systèmes à simple trajet descendant le satellite est doté d'un émetteur piloté par une horloge ultra stable. Ce système a l'avantage d'être peu vulnérable aux intrusions mais peut nécessiter des récepteurs sophistiqués pour les utilisateurs (par

exemple systèmes de navigation GPS). Ces systèmes ne rentrent pas dans la catégorie des systèmes de localisation.

Par contre les systèmes à simple trajet permettent d'avoir des équipements relativement simples au sol et un récepteur sophistiqué à bord. (ex: systèmes ARGOS, SARSAT). Ces systèmes sont très sensibles au brouillage puisqu'il suffit de brouiller le récepteur du satellite pour rendre tout le système inutilisable. En général, les systèmes à trajet simple nécessitent aux deux extrémités de la liaison l'utilisation d'horloges ultra-stables. Comme dans ce cas, c'est l'utilisateur qui initialise, quand il le veut, la procédure de localisation, les temps de propagation mesurés sont des temps différentiels (ou différences de temps).

Dans les systèmes à double trajet, le problème des horloges est résolu en utilisant la même horloge à l'émission et à la réception. Le satellite est alors doté d'un simple transpondeur ou répéteur qui translate en fréquence le signal reçu avant de le retransmettre.

Nous allons décrire 3 cas où des mesures de temps de propagation absolus ou différentiels sont effectuées:

- Cas #1 : Système à double trajet à trois satellites géostationnaires avec mesures de trois temps de propagation absolus pour une localisation en trois dimensions,
- Cas #2 : Système à simple trajet à trois satellites géostationnaires avec mesures de deux différences de temps de propagation pour une localisation en deux dimensions (altitude connue). Système TDOA,
- Cas #3 : Technique utilisant les codes pseudo-aléatoires (pour obtenir des distances) [35].

Description du cas #1: La station de contrôle génère à t_0 un signal d'interrogation auquel l'utilisateur M répond par l'envoi à des fréquences différentes de trois signaux de retour par l'intermédiaire des trois satellites. La station C mesure les trois instants de retour t_1 , t_2 et t_3 et connaît les temps de réponse de M (T_r) et des satellites (T_s , supposé le même pour les trois satellites aux différentes fréquences pour simplifier les notations) ainsi que la position des trois satellites. En supposant que tous les signaux transitent à la vitesse de la lumière c en ligne droite, on obtient trois équations ($i=1,2,3$):

$$t_i - t_0 = 2 \frac{d(C, S_i)}{c} + 2 \frac{d(S_i, M)}{c} + 2T_s + T_r \quad (4.20)$$

De ces trois équations, on déduit les distances de M aux trois satellites et on peut donc directement appliquer le calcul de la position présenté en section 4.2 dans le cas d'un système à trois satellites et à double trajet.

Description du cas #2: L'utilisateur M initialise la procédure de localisation en envoyant par l'intermédiaire des trois satellites (quatre si l'altitude de M n'est pas connue) trois

fois le même signal au centre de contrôle. Si la position des satellites est parfaitement connue ainsi que leur temps de réponse (on les supposera tous les trois égaux à T_s), alors on pourra en mesurant la différence des temps d'arrivées ("TDOA") des trois signaux en C en déduire des différences de distances. La mesure de ces TDOA nécessite que le centre de contrôle soit équipé de trois antennes (dans le cas de trois satellites) reliés à trois systèmes de réception synchronisés pour faire des mesures simultanées. La station de contrôle reçoit trois signaux qui vont différer, selon les cas, par leur phase et/ou leur amplitude. Il faut être capable de détecter et de mesurer le début du premier signal et de mesurer alors les TDOA des deux autres signaux par rapport au premier signal reçu pris comme référence. Ceci se fait par corrélation analogue ou numérique [69] pour presque n'importe quel type de signal.

Par exemple, si on a mesuré le TDOA entre les signaux émis par l'intermédiaire des satellites S_1 et S_2 , et si on suppose que tous les signaux transitent à la vitesse de la lumière c en ligne droite, on aura:

$$\text{TDOA}(1,2) = \frac{d(M, S_2) - d(M, S_1)}{c} + \frac{d(C, S_2) - d(C, S_1)}{c} \quad (4.21)$$

d'où:

$$d(M, S_2) - d(M, S_1) = d(C, S_2) - d(C, S_1) - c\text{TDOA}(1,2) \quad (4.22)$$

On peut alors se ramener au calcul présenté en section 4.2 (équations 4.7).

Un avantage de cette méthode est de pouvoir utiliser des satellites géostationnaires commerciaux (e.g: existants).

Description du cas #3: Cette technique nécessite des systèmes à double trajet pour que la date d'émission du signal soit parfaitement connue. Les codes PN ont des propriétés remarquables dont celle d'avoir une fonction d'autocorrélation périodique admettant un maximum bien défini [26, 35] qui sert de repère de temps. Pour avoir un pic utilisable pour des mesures de temps de propagation, il faut une séquence longue. On module alors la fréquence porteuse du signal envoyé par la séquence pseudo-aléatoire retenue et on compare le signal reçu après un aller et retour à un signal généré localement à l'aide de cette séquence pseudo aléatoire en corrélant ces deux signaux. La valeur de décalage du signal généré localement qui fait apparaître le pic correspond au temps de propagation. Les avantages de cette technique sont nombreux: précision, protection contre les interférences et les multitrajets. Les codes PN sont utilisés dans les techniques d'étalement de spectre présentées à la section 5.3.

Technique de mesure tonale

Cette technique nécessite un système à double trajet et sert à obtenir des mesures de distance. Elle consiste à mesurer l'écart de phase entre une fréquence émise et la même fréquence reçue après double trajet [35]. Soit T le temps de propagation aller et retour de ce signal. En supposant que tous les signaux transitent à la vitesse de la lumière c en ligne droite et que la position des satellites est parfaitement connue, on obtient la distance séparant le point M d'un satellite S_i par:

$$T = \frac{2[d(S_i, M) + d(C, S_i)]}{c} = \frac{2r}{c} \quad (4.23)$$

Or si le signal modulé émis est $y_e(t)$, le signal reçu après double trajet sera $y_r(t)$ avec:

$$\begin{aligned} y_e(t) &= (1 + \cos(2\pi Ft)) \cos(2\pi ft) \\ y_r(t) &= (1 + \cos(2\pi F(t - T))) \cos(2\pi f(t - T)) \end{aligned} \quad (4.24)$$

On obtient ainsi un déphasage sur le signal porteur $\Delta\varphi = 2\pi fT = \frac{4\pi fr}{c}$ et un déphasage sur le signal modulant $\Delta\phi = 2\pi FT = \frac{4\pi Fr}{c}$. Il y a une ambiguïté de mesure sur $\Delta\phi$ de $2k\pi$ qui peut être levée par la composante basse fréquence (de l'ordre de 8Hz). La précision de la mesure est obtenue par la composante haute fréquence (de l'ordre de 100kHz).

Technique d'interférométrie

Cette technique ne nécessite pas un système à double trajet. Elle consiste à mesurer des différences de phases pour obtenir des angles. Expliquons le principe dans le cas d'un satellite équipé d'un interféromètre permettant le calcul d'un angle [26]. Un interféromètre est constitué de deux antennes identiques A_1 et A_2 suivies de deux récepteurs identiques à partir desquels la mesure de différence de phase est faite par addition des signaux reçus. Soient a la distance séparant les deux antennes et $d(A_1, M)$ (respectivement $d(A_2, M)$) la distance de A_1 (respectivement A_2) à M . Un signal émis par M , par exemple le signal $x(t) = \cos(\omega t) = \cos\left(\frac{2\pi ct}{\lambda}\right)$ est reçu en A_1 (respectivement A_2) sous la forme $y_1(t) = k_1 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi d(A_1, M)}{\lambda}\right)$ (respectivement $y_2(t) = k_2 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi d(A_2, M)}{\lambda}\right)$). La différence de phase $\Delta\phi$ est facilement mesurable à $2k\pi$ près. La valeur réelle et la valeur mesurée ($\hat{\Delta\phi}$) peuvent être reliée à la différence de distance par:

$$\begin{aligned} \Delta\phi &= \frac{2\pi}{\lambda} [d(A_1, M) - d(A_2, M)] = \frac{2\pi \Delta d}{\lambda} \\ \hat{\Delta\phi} &= \frac{2\pi}{\lambda} [d(A_1, M) - d(A_2, M)] \pm 2k\pi \end{aligned} \quad (4.25)$$

avec k tel que $-\pi \leq \hat{\Delta}\phi \leq \pi$

On voit tout de suite que ce genre de mesure entraîne une ambiguïté puisque le déphasage n'est mesuré qu'à $2k\pi$ près. On peut, en principe, par un choix approprié de la longueur d'onde λ , connaissant approximativement la différence de distance, éviter l'ambiguïté. Par exemple si la valeur réelle de $\Delta\phi$ est comprise entre $(-\pi, \pi)$ il n'y aura pas d'ambiguïté sur la mesure. Or:

$$-\pi \leq \Delta\phi \leq \pi \Rightarrow -\frac{\lambda}{2} \leq \Delta d \leq \frac{\lambda}{2} \quad (4.26)$$

Si on suppose que le point M est à une distance très grande des antennes, les rayons qui arrivent en A_1 et A_2 sont pratiquement parallèles et on retrouve la situation illustrée en Figure 4.7 avec:

$$\cos \alpha = \frac{d(A_1, M) - d(A_2, M)}{a} = \frac{\Delta d}{a} \quad (4.27)$$

Il n'y aura pas d'ambiguïté sur la mesure si:

$$-\frac{\lambda}{2} \leq \Delta d \leq \frac{\lambda}{2} \Rightarrow a |\cos \alpha| \leq \frac{\lambda}{2} \Rightarrow a \leq \frac{\lambda}{2} \quad (4.28)$$

Dans les cas qui nous intéressent, λ est plus ou moins fixé par la bande de fréquences

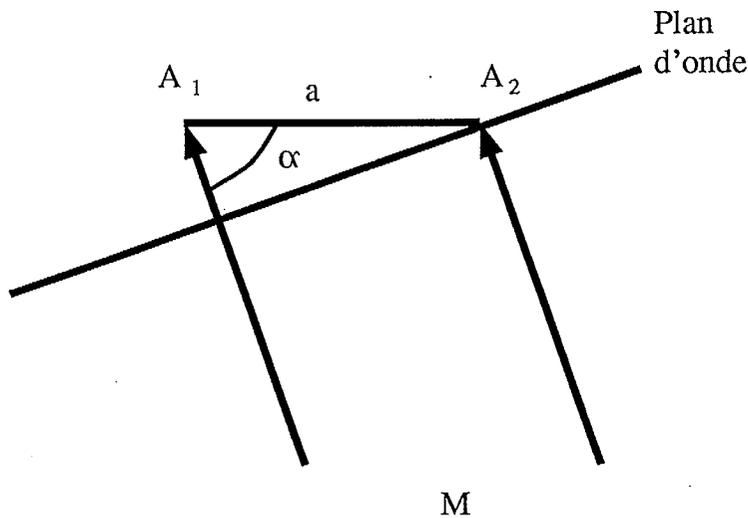


Figure 4.7 Interférométrie: cas où M est très éloigné des antennes

dans laquelle on travaille (e.g. $f=406\text{Mhz}$, $\lambda=.74\text{m}$), ce qui fixerait la valeur maximale de a ($a=37\text{cm}$), ce qui est peu réaliste.

On peut imaginer aussi un autre système à deux satellites où l'interféromètre serait constitué des deux satellites (chaque satellite portera une antenne). Ceci suppose soit une communication entre les deux satellites pour faire la mesure de la différence de phase soit un système à double trajet. L'application numérique ci-dessus montre que dans ce cas, il y a forcément ambiguïté.

L'ambiguïté peut être résolue en utilisant successivement plusieurs bases d'interférométrie [26].

En pratique, ces techniques sont peu utilisées dans le cas de systèmes de localisation par satellites géostationnaires en raison de l'ambiguïté de la mesure.

Techniques à effet Doppler

Nous ne nous attarderons pas à cette technique qui n'est pas bien adaptée aux systèmes de localisation à satellites géostationnaires. Cela revient essentiellement à faire des mesures de décalages en fréquences (décalages Doppler), pour en déduire des vitesses. De ces mesures de vitesses, on peut déduire, en principe, des distances (par intégration) ou des angles [26]. Les vitesses relatives d'un usager et d'un satellite géostationnaire sont trop faibles pour qu'une localisation précise de l'usager puisse être faite à l'aide de technique Doppler. Ce sont des techniques bien adaptées aux systèmes de localisation à satellites à défilement.

4.4.3 Chaîne de mesure

La chaîne de mesure comporte toujours un récepteur RF doté de son oscillateur local et des circuits de changement de fréquence, suivi de circuits spéciaux de traitement de signal et de calcul de la position de l'utilisateur [35]. Les différentes techniques utilisées pour la mesure Doppler, la mesure de distance et les codes pseudo-aléatoires sont bien connues. La mise en oeuvre de ces techniques, y compris les codes utilisés et l'examen des problèmes de brouillage sont brièvement passés en revue à la section 5.3, alors qu'un aperçu des technologies et récepteurs spéciaux particulièrement bien adaptés à la localisation par satellites sont fournis en [20].

4.5 Etude de la précision

On mesure, suivant les cas, des distances ou/et des angles par rapport à des points (satellites) dont on connaît la position avec une certaine précision. Plusieurs facteurs influencent la précision finale de localisation de l'utilisateur:

- La précision de la connaissance de la position des balises (satellites) [9],
- La géométrie des balises par rapport à l'utilisateur [9, 16, 116],
- La précision des mesures entre l'utilisateur et chacune des balises,
- La connaissance imprécise de constantes telles que c ou de phénomènes naturels comme la propagation d'une onde dans l'atmosphère.

Le problème est donc de recenser toutes les erreurs conduisant à des imprécisions, d'estimer ces erreurs et de faire alors le calcul de la précision de la localisation [11].

4.5.1 Recensement des erreurs

On peut classer les erreurs suivant leur provenance:

- erreurs de mesure ou instrumentales: en règle générale, on mesure des temps de propagation, des déphasages (interférométrie) ou des décalages de fréquences,
- erreurs sur la position des satellites,
- erreurs dues à la connaissance imprécise de constantes et de phénomènes naturels.

Considérons, par exemple, un signal électrique allant de M à un satellite. On suppose, en général que cette onde se déplace en ligne droite à une vitesse c alors qu'en réalité, le milieu de propagation n'étant pas le vide, la vitesse n'est pas égale à c et comme le milieu change (troposphère et ionosphère), l'onde a une vitesse qui change et une direction non réellement rectiligne. Ceci a une influence sur le calcul des longueurs d'onde, des distances, des déphasages,... Les antennes ne sont pas ponctuelles et le bruit qui vient s'ajouter au signal doit être éliminé au récepteur. Cette élimination (de même que le bruit résiduel) n'est pas sans effet sur la phase et la fréquence du signal. Les autres équipements de traitement du signal (filtrage, convertisseur) ont aussi des effets qui font que l'extraction à partir du signal reçu des paramètres du signal émis est entaché d'erreurs. Finalement pour obtenir la position de l'utilisateur, un certain nombre de calculs sont nécessaires qui mettent en jeu des quantités connues (fréquence, temps, distances, position des satellites) plus ou moins précisément. L'utilisation de ces quantités introduit

des erreurs d'échelle. En résumé [11], on peut classer les erreurs qui s'appliquent aussi bien à la localisation de l'utilisateur qu'à la localisation des satellites, en:

- Erreurs de propagation,
- Erreurs instrumentales,
- Erreurs dues au bruit thermique,
- Erreurs d'échelle,
- Erreurs liés au calcul numérique.

Parmi toutes les erreurs citées ci-dessus, certaines peuvent être estimées analytiquement plus facilement que d'autres, comme les erreurs de propagation. D'autres peuvent être mesurées à l'aide de banc d'essai (effet du filtrage par exemple). Certaines, étant absolues et déterministes (erreurs de biais), peuvent être corrigées (erreur de propagation), alors que d'autres, étant de nature probabiliste (erreurs aléatoires) ne peuvent être que bornées et sont caractérisées, par exemple, par leur écart type. Les erreurs liés au calcul numérique peuvent toutefois être réduites en augmentant l'effort de calcul.

4.5.2 Evaluation des erreurs

Erreurs de propagation Les erreurs de propagation sont principalement des erreurs de biais. Elles trouvent leur source dans le milieu de propagation, qui n'est pas le vide parfait mais un milieu inhomogène, dont l'indice de réfraction est fonction de l'altitude et de la fréquence de l'onde utilisée. Il en résulte deux effets:

- la vitesse de la lumière (vitesse de phase) n'est plus c , mais c/n (n désignant l'indice de réfraction);
- l'onde subit une réfraction, qui éloigne son parcours de la ligne droite.

Lorsque la mesure n'est pas faite sur une porteuse pure de fréquence f , mais sur une onde modulée, ce n'est pas la *vitesse de phase* (v_p), mais la *vitesse de groupe* (v_g) qui va intervenir:

$$v_p = \frac{c}{n} \quad v_g = \frac{c}{n + f \frac{\partial n}{\partial f}} \quad (4.29)$$

Le chemin vers un satellite géostationnaire traverse la troposphère (jusque 10 km d'altitude), puis l'ionosphère, ionisée. L'ionisation est maximale vers une altitude de 320 km, pour disparaître vers 700 km. On a mis au point [11] les modèles suivants

pour exprimer l'indice de réfraction de la troposphère ($n(T)$) et l'indice de réfraction de l'ionosphère ($n(I)$):

$$\begin{aligned} n(T) &= 1 + 77.6 \times 10^{-6} \frac{P}{T} + 0.373 \frac{e}{T^2} \\ n(I) &= 1 - 40 \frac{C}{f^2} \end{aligned} \quad (4.30)$$

Dans ces expressions P désigne la pression atmosphérique (mbar), T la température (K), e la pression de vapeur d'eau (mbar), pour une altitude donnée dans la troposphère, C est la concentration en électrons par m^3 (dans l'ionosphère, et à l'altitude considérée).

Ces modèles permettent de corriger en partie les erreurs brutes (pourvu que soient connus T , P , e , C à toute altitude). Selon [53, Chapitre 9], on corrige ainsi 97% de l'erreur de propagation. Dès que l'inclinaison dépasse 5° , l'erreur résiduelle peut être considérée comme négligeable.

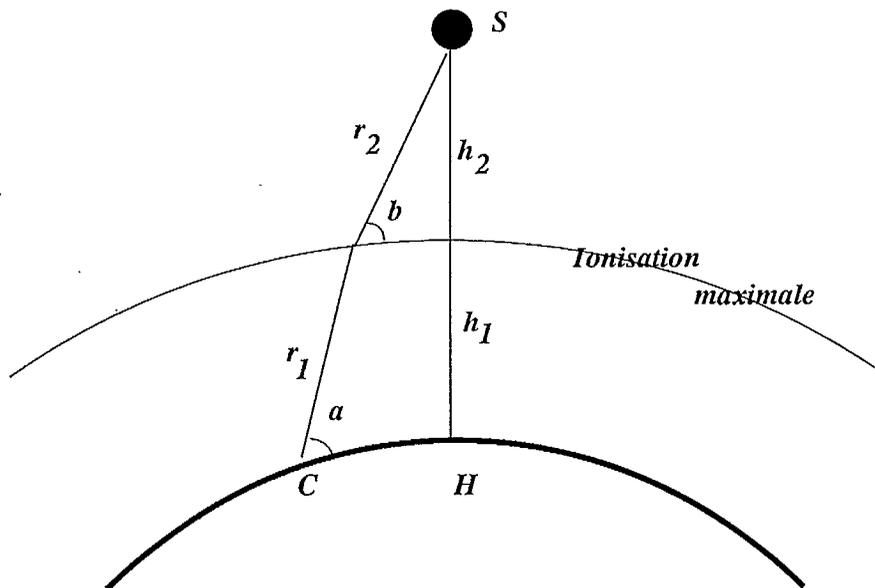


Figure 4.8 Effet de la réfraction des ondes sur la mesure de la distance de S à un point sur la terre

On peut donner des ordres de grandeur de ces quantités [11]. Deux cas sont illustrés sur la Figure 4.8, l'un correspond à une observation à la verticale (le point à localiser H est à la verticale du satellite S), l'autre correspond à une observation oblique où le

point à localiser C est en vision oblique du satellite S . Pour une observation à la verticale ($a=90^\circ$), on a:

$$\Delta h_1 \simeq 2.35 \text{ m} ; \quad \Delta h_2 \simeq \frac{8.10^{18}}{f^2} \text{ m} \quad (4.31)$$

où f est la fréquence de la porteuse.

Pour une observation inclinée, les erreurs étant données en fonction des Δh précédents, on aura:

$$\begin{aligned} \Delta r_1 &= \frac{\Delta h_1}{\sin a} ; & \Delta a &= \frac{\Delta h_1}{h_1 \tan a} \\ \Delta r_2 &= \frac{\Delta h_2}{\sin b} ; & \Delta b &= \frac{\Delta h_2}{h_2 \tan b} \end{aligned} \quad (4.32)$$

Dans ce cas, si $a = 45^\circ$ et $f=406\text{MHz}$, on a:

$$\begin{aligned} \Delta r_1 &= 3.3\text{m} ; & \Delta a &= 4.6 * 10^{-5} \text{ rad} \\ \Delta r_2 &= 70\text{m} ; & \Delta b &= 2.5 * 10^{-6} \text{ rad} \end{aligned} \quad (4.33)$$

Erreurs instrumentales Elles se produisent dans la chaîne de mesure, à l'antenne ou dans son environnement, et dans le récepteur qu'elle alimente.

La première source d'erreur se trouve dans les perturbations du signal reçu, dues aux trajets multiples. Il s'agit d'une erreur de biais. L'antenne capte le signal en provenance directe de l'émetteur, ainsi qu'un certain nombre de signaux réfléchis par l'environnement immédiat ("trajets multiples"). Le signal résultant est la somme vectorielle de ces ondes déphasées; la phase du signal sera donc modifiée, de même que son amplitude.

Un autre phénomène est lié aux mobiles en rotation: l'émetteur peut être un engin spatial, animé d'un mouvement propre de rotation destiné à sa stabilisation. Ce mouvement induit un effet Doppler, qui vient s'ajouter algébriquement à l'effet à mesurer.

La liaison antenne-récepteur est source d'erreur de biais. Dans le cas d'une mesure de déphasage, le récepteur qui effectue la mesure compare les phases des signaux qui lui sont soumis. Chaque signal reçu a parcouru un chemin supplémentaire entre l'antenne et l'entrée du récepteur, dans un câble ou un guide d'onde. On peut "équilibrer" les deux parcours, avec une erreur d'équilibrage résiduelle. Ainsi, pour une mesure d'interférométrie à base courte ($a=100 \text{ m}$), une différence entre les deux chemins de 2 mm entraîne une erreur de phase $\Delta(\cos \alpha)=2.10^{-5}$. Le problème devient plus aigu avec

des bases d'interférométrie plus longues, des faisceaux hertziens y faisant fonction de câble de liaison.

Les filtres utilisés dans le récepteur pour éliminer les bruits ont un effet sur le signal. Considérons par exemple un filtre à fréquence centrale fixe; il introduit un déphasage du signal qui est fonction de la fréquence, est nul à la fréquence centrale, et qui vaut:

$$\delta\varphi = -\frac{2\pi\delta f}{2B} \quad (4.34)$$

à la fréquence f . $2B$ étant la largeur de bande du filtre, et δf l'écart entre la fréquence du signal et la fréquence nominale, dû par exemple au déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur: $\delta f = v/\lambda$. Le filtre doit laisser passer le signal quelle que soit cette vitesse relative, ce qui conduit à $2B \geq 2v_{\max}/\lambda$ (λ est la longueur d'onde, v_{\max} la vitesse relative maximale). Si on utilise la mesure de déphasage pour estimer une distance (cf les mesures tonales à la section 4.4.2), l'erreur de mesure est $\delta d = \lambda/2$.

L'utilisation de filtres asservis (dont la fréquence centrale suit le déplacement Doppler) supprime cet effet pour introduire un effet lié aux accélérations: la réponse du filtre (qui est une boucle à verrouillage de phase) n'est pas instantanée. L'erreur de distance est alors $\delta d \simeq \lambda/9$ (voir [11]).

Ces estimations supposent un filtre ajusté au mieux. On peut atténuer ces erreurs en augmentant la largeur de bande du filtre, au détriment de son action.

Il existe d'autres sources d'erreurs possibles, liées notamment au passage analogique-numérique, dans le récepteur. La plupart de ces erreurs peuvent être rendues négligeables par une conception soignée. Il s'agit pour la plupart d'erreurs de biais: perte de précision dans le codage numérique; datation des événements, etc.

Erreurs dues au bruit thermique Le bruit thermique vient s'ajouter au signal de fréquence f , le signal résultant pouvant être considéré comme un signal sinusoïdal, affecté d'un écart de phase $\delta\varphi = 1/\sqrt{\frac{2S}{N}}$, où S est la puissance du signal, et N celle du bruit. Le déphasage parasite s'exprime par:

$$\delta\varphi = \sqrt{\frac{N_0}{2S}} \times \sqrt{2B} \quad (4.35)$$

où N_0 est la densité spectrale du bruit et B la largeur de bande considérée. L'expression 4.35 montre qu'on ne peut pas augmenter inconsidérément la largeur de bande des systèmes.

Erreurs d'échelle Les erreurs d'échelle sont principalement des erreurs de biais. Elles apparaissent chaque fois qu'une grandeur imparfaitement connue est introduite dans un calcul.

Soit par exemple à mesurer une distance par la formule

$$d = \frac{c}{2\pi f} \Delta\varphi \quad (4.36)$$

(cf section 4.3.2). Si f est imparfaitement connu, une erreur sur d va se produire. Ici, l'erreur relative $\delta d/d$ sera égale à l'imprécision $\delta f/f$.

Le même phénomène se produit en interférométrie, si la base d'interférométrie a est mal connue. L'erreur relative $\delta a/a$ se retrouve sur l'angle.

A noter, une erreur relative de 10^{-6} signifie ici une précision de 1 mm pour $a=1$ km, et 1 m pour $a=1000$ km. Ce type d'erreur est la principale limitation de précision de la technique interférométrique.

De façon générale, l'erreur d'échelle se manifestera par une erreur relative, liée directement à l'imprécision sur les données de la mesure (longueurs, fréquences), ou sur les constantes physiques (valeur de π ou de c insuffisamment précises).

Erreurs sur la position du satellite Elles sont justiciables, en partie, de la même analyse que les erreurs de localisation, puisque la détermination de la position du satellite fait intervenir le même genre de mesure. On localise chaque satellite du système périodiquement. Entre deux localisations du satellite, sa position est donnée par une éphéméride. L'erreur provient donc:

- De l'imprécision de la localisation périodique. Elle est due aux erreurs instrumentales, aux erreurs de propagation, etc.
- De l'incertitude dans l'établissement des éphémérides. Lorsque celles-ci sont établies par usage du modèle de mécanique céleste, l'incertitude provient de la non prise en compte d'une force perturbatrice, ou de l'incertitude sur celle-ci (cas des pressions de radiation, typiquement).

On analyse à part l'erreur de position du satellite, à cause de sa position singulière dans la chaîne. La procédure classique consiste à lui assigner une contribution dans le bilan global décrit ci-dessous, qui conditionne les procédures à mettre en oeuvre.

La précision atteinte dans la localisation des satellites est rarement donnée dans la littérature (en fait, c'est une cause d'erreurs parmi d'autres, difficile à démêler, et aussi à estimer correctement); de plus les conditions d'obtention n'en sont jamais

complètement explicitées. En réalité, la *précision* au sens strict n'est pas mesurable; parmi les chiffres donnés ci-après, ceux qui ont été mesurés sont plutôt des résultats de *cohérence* (comparaison entre mesures successives, indépendantes). De plus, il faut distinguer la *précision brute*, résultat de la mesure, de la précision après filtrage des erreurs (seule valeur utile à la localisation).

La référence [53] (Chapitre 9) fait état d'une précision en distance de l'ordre de 15 mètres pour les satellites Intelsat. La référence [73] rapporte des estimations de précision pour des satellites en orbite ou des engins lointains: de 40 à 500 mètres pour Landsat-4; de 100 à 500 mètres pour Sarsat (selon l'effort de collecte de données); de 10 à 150 mètres pour GPS; d'environ 500 mètres pour ATS-6 et d'environ 1 km pour un engin au voisinage de Saturne. La référence [70] rapporte une analyse du cas des satellites géostationnaires du système TDRSS; les paramètres et options de la procédure de détermination d'orbite sont donnés; aux termes d'une campagne de mesures l'estimation de la précision est 24 mètres (la précision en altitude est de l'ordre de 5 mètres). Pour NAVSTAR [103], la précision atteinte est de l'ordre de 2.5 mètres. Le satellite GEOSTAR est localisé avec une précision meilleure que 25 mètres, mais grâce à la conception soignée de l'application (utilisation de repères pour corriger les erreurs de biais) la contribution au bilan global de la localisation du satellite est estimée à 0.1 m seulement [46], [91].

L'obtention de précisions brutes extrêmes (moins de 10 cm d'incertitude après 4 heures d'observation) est possible, par utilisation conjointe de techniques différentielles et de techniques de "raffinements" des modèles de prédiction, [104].

Une étude précise des sources d'erreur et de l'estimation de leur impact ne peut être conduite que sur un exemple précis. On a choisi celui de GEOSTAR, pour lequel la référence [46] donne les informations nécessaires.

Exemple de synthèse dans le cas du système RDSS (Geostar) [46] La position d'un usager est repérée par mesure de sa distance à 2 satellites géostationnaires, et des angles de visée de l'utilisateur depuis le satellite (par rapport à une origine quelconque). Le bilan adopté est le suivant: Δd désigne l'erreur (supposée la même pour les deux satellites) sur

| Erreur de positionnement | Δd | ΔR | $\Delta\theta$ | Δh |
|--------------------------|------------|------------|---------------------|------------|
| 1 mètre | 0.25 m | 0.25 m | 0.05 μrd | 0.3 m |
| 7 mètres | 1.9 m | 1.9 m | 0.29 μrd | 2.2 m |
| 10 mètres | 2.7 m | 2.7 m | 0.42 μrd | 3.2 m |
| 100 mètres | 28 m | 28 m | 4.2 μrd | 33 m |

Tableau 4.2 Bilan des erreurs, en fonction de la précision visée, satellite Geostar

la distance Satellite-usager; ΔR est l'erreur (supposée la même pour les deux satellites) de position du satellite; $\Delta\theta$ est l'erreur sur l'angle (supposée la même pour les deux satellites); Δh est l'erreur sur l'altitude de l'utilisateur.

Il est possible également d'établir des courbes d'égale précision, montrant le compromis entre les types d'erreur. Supposons par exemple les erreurs d'angle fixées: $\Delta\theta=0.5 \mu\text{rd}$ et $\Delta d=\Delta R$; les courbes de la Figure 4.9 montrent la relation entre la précision de la mesure Δd et l'erreur sur l'altitude Δh , pour diverses précisions de localisation recherchées.

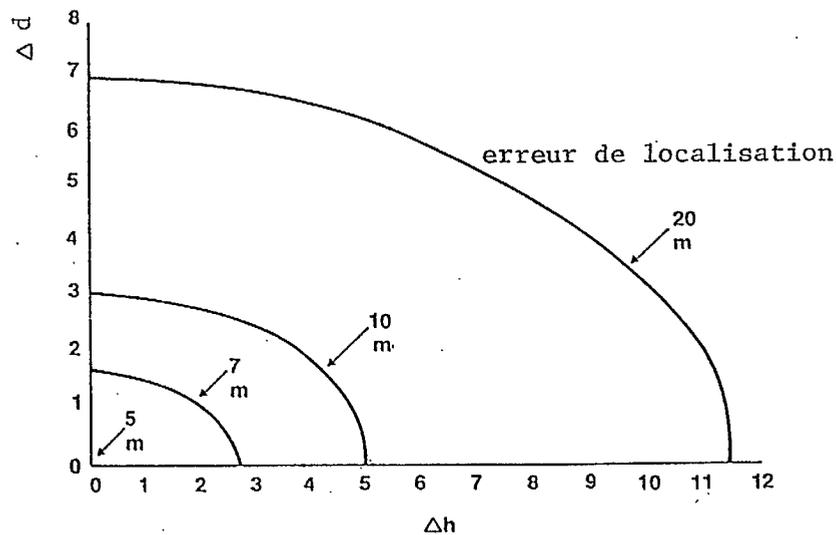


Figure 4.9 Courbes d'égale précision

4.5.3 Calcul de la précision de localisation

Il existe au moins deux méthodes pour calculer les erreurs de localisation d'un usager M . La première consiste à estimer les erreurs que l'on veut prendre en compte (erreurs de mesure, erreurs d'échelle...) et de faire le calcul des erreurs de positionnement de façon globale. La deuxième consiste à calculer indépendamment pour chaque type d'erreur l'effet sur la précision de positionnement et de combiner alors ces effets pour obtenir l'erreur globale de positionnement [47].

Première méthode: calcul global Dans le cas du système à double trajet à deux satellites décrit dans la section 4.2 par l'équation (4.5), les erreurs de positionnement de l'usager en longitude et latitude sont dues principalement aux erreurs de mesure sur les distances d_1 et d_2 , erreurs notées respectivement: Δd_1 et Δd_2 et à l'incertitude sur l'altitude ρ de M (erreur d'échelle), incertitude notée $\Delta\rho$. En supposant que les erreurs instantanées sur chaque paramètre de la position de l'usager suivent une loi de Gauss (nombreuses sources d'erreurs faibles et indépendantes), on caractérise les erreurs de positionnement par les écarts types de ces lois de Gauss (erreur "rms"). Soient $\Delta\phi$ l'erreur rms en longitude et $\Delta\alpha$ l'erreur rms en latitude. On a:

$$\begin{aligned}\Delta\phi &= \sqrt{\left\{ \left(\frac{\partial\phi}{\partial d_1} \right) \Delta d_1 \right\}^2 + \left\{ \left(\frac{\partial\phi}{\partial d_2} \right) \Delta d_2 \right\}^2 + \left\{ \left(\frac{\partial\phi}{\partial\rho} \right) \Delta\rho \right\}^2} \\ \Delta\alpha &= \sqrt{\left\{ \left(\frac{\partial\alpha}{\partial d_1} \right) \Delta d_1 \right\}^2 + \left\{ \left(\frac{\partial\alpha}{\partial d_2} \right) \Delta d_2 \right\}^2 + \left\{ \left(\frac{\partial\alpha}{\partial\rho} \right) \Delta\rho \right\}^2}\end{aligned}\quad (4.37)$$

d'où [39]:

$$\begin{aligned}\Delta\phi &= \frac{\sin\phi}{2\rho R_s \cos\alpha \cos\partial_0} \left[d_1^2 (1 - \cot\phi \cot\partial_0)^2 \Delta d_1^2 \right. \\ &\quad \left. + d_2^2 (1 + \cot\phi \cot\partial_0)^2 \Delta d_2^2 + 4\rho^2 \Delta\rho^2 \right]^{\frac{1}{2}} \\ \Delta\alpha &= \frac{\cos\phi}{2\rho R_s \sin\alpha \cos\partial_0} \left[d_1^2 (1 + \tan\phi \cot\partial_0)^2 \Delta d_1^2 \right. \\ &\quad \left. + d_2^2 (1 - \tan\phi \cot\partial_0)^2 \Delta d_2^2 + 2R_s^2 \left(\frac{\cos\alpha \cos\partial_0}{\cos\phi} - \frac{\rho}{R_s} \right)^2 \Delta\rho^2 \right]^{\frac{1}{2}}\end{aligned}\quad (4.38)$$

On peut alors représenter les erreurs $\Delta\phi$ (respectivement $\Delta\alpha$) en fonction de ϕ (respectivement α) pour des valeurs données de ∂_0 , ρ , d_1 , d_2 , Δd_1 , Δd_2 et de l'incertitude en altitude $\Delta\rho$.

Par exemple dans [39], deux figures sont données qui sont reproduites ci-dessous, donnant respectivement l'erreur rms normalisée $\frac{\rho\Delta\phi}{\Delta d}$ en longitude en fonction de la longitude de l'utilisateur et l'erreur rms normalisée en latitude $\frac{\rho\Delta\alpha}{\Delta d}$ en fonction de la latitude de l'utilisateur (avec l'hypothèse que $\Delta d_1 = \Delta d_2 = \Delta d = 1$). Ces courbes sont tracées pour $2\partial_0 = 8^\circ$ et pour un usager sur la terre. Le premier jeu de courbes (Figure 4.10) est tracé pour différentes valeurs de latitudes et différentes valeurs de $\frac{\Delta\rho}{\Delta d}$. Le deuxième jeu de courbes (Figure 4.11) est tracé pour différentes valeurs de longitudes et différentes valeurs de $\frac{\Delta\rho}{\Delta d}$. Pour $(\phi, \alpha, \rho, \Delta d, \Delta\rho, \partial_0, R_s)$ donnés, les seules quantités non connues pour le calcul de $\Delta\phi$ et $\Delta\alpha$ sont d_1 et d_2 . Or ces deux quantités peuvent être calculées en utilisant les relations suivantes [40]:

$$\begin{aligned} d_1 &= R_s \left[1 - 2 \left(\frac{\rho}{R_s} \right) \cos(\phi + \partial_0) \cos \alpha + \left(\frac{\rho}{R_s} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \\ d_2 &= R_s \left[1 - 2 \left(\frac{\rho}{R_s} \right) \cos(\phi - \partial_0) \cos \alpha + \left(\frac{\rho}{R_s} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (4.39)$$

On s'aperçoit alors, sur ces jeux de courbes, que les erreurs en longitude et latitude sont très sensibles à l'incertitude en altitude et dépendent de la position de M (surtout pour les erreurs en latitude). Les erreurs en latitude sont très importantes pour des valeurs faibles de latitude et augmentent énormément avec l'erreur $\Delta\rho$. Si on s'intéresse à l'effet du paramètre ∂_0 , on s'aperçoit que plus les satellites sont séparés (e.g plus ∂_0 est grand), meilleure est le positionnement (pour autant que les satellites soient visibles de M).

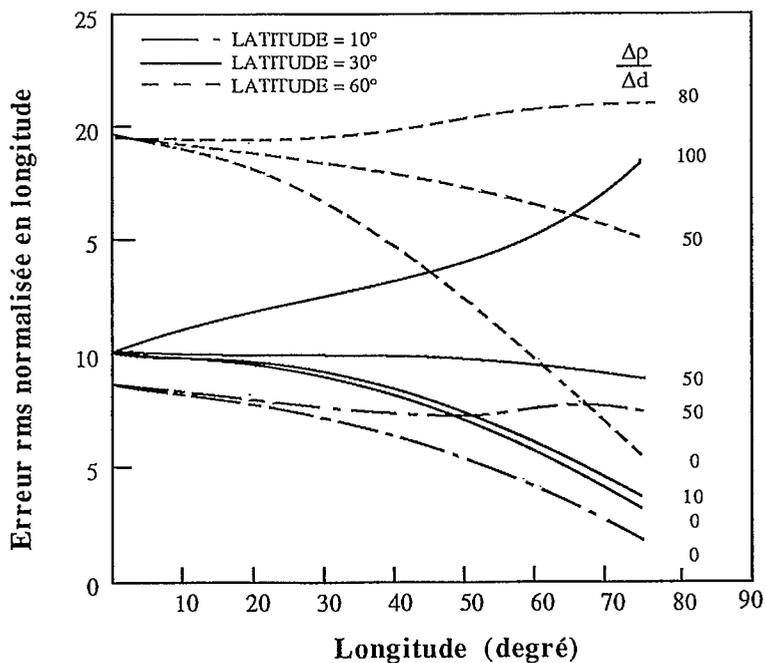


Figure 4.10 Erreur rms normalisée en longitude en fonction de la longitude de l'utilisateur [39]

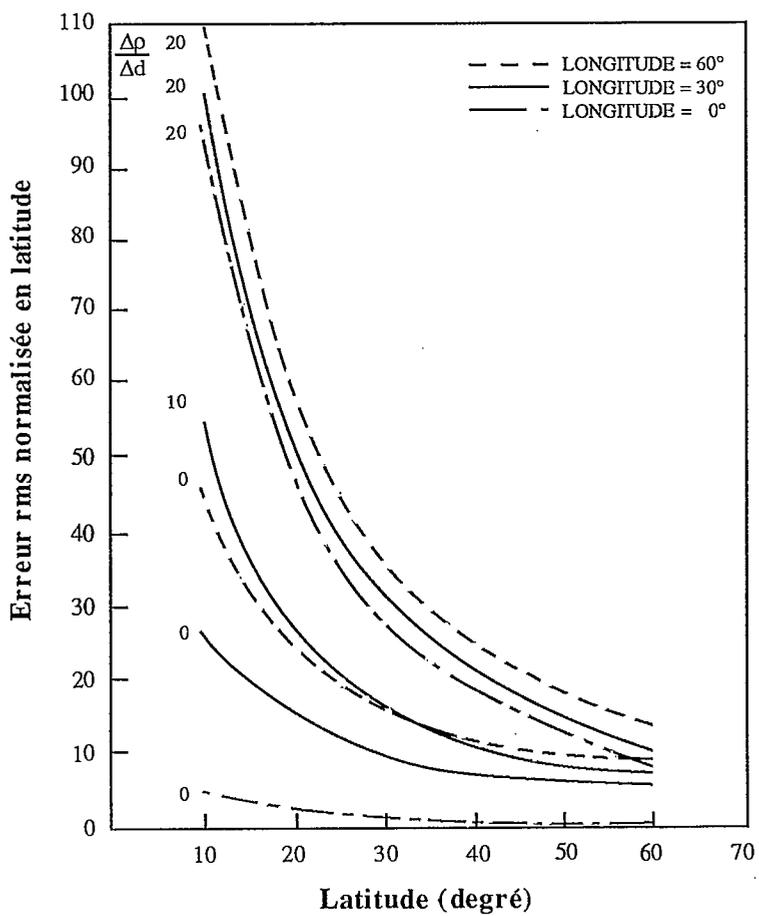


Figure 4.11 Erreur rms normalisée en latitude en fonction de la latitude de l'utilisateur [39]

De la même façon, dans le cas du système à double trajet à trois satellites dont les équations de positionnement sont données par les équations (4.6), les erreurs $\Delta\phi$, $\Delta\alpha$, $\Delta\rho$ peuvent s'exprimer en fonction des erreurs de mesure sur les distances Δd_1 , Δd_2 , Δd_3 et des autres paramètres [39]. On remarque que les erreurs $\Delta\phi$, $\Delta\alpha$, $\Delta\rho$ sont inversement proportionnelles à $1 - \cos \vartheta_0$ et donc très sensibles à la séparation des satellites. Elles sont aussi très sensibles à la position de M .

Deuxième méthode: calculs indépendants L'un des problèmes qui se pose dans ce cas est de combiner les erreurs de positionnement obtenues pour chaque type d'erreur retenu. En général, [47] on fait la distinction entre les erreurs de biais et les erreurs aléatoires. L'erreur de positionnement mesuré en terme d'écart type est alors donné par:

$$\sigma_p = \sigma_{p_a} + b_p \quad (4.40)$$

où σ_{p_a} est dû aux erreurs aléatoires et b_p aux erreurs de biais. Pour chaque erreur aléatoire e_a retenue, on calcule son impact sur la précision de positionnement sous la forme d'un écart type σ_{e_a} obtenu en supposant que l'erreur est distribuée suivant une loi de Gauss. On combine l'effet dû à toutes les erreurs aléatoires pour obtenir l'erreur de positionnement dû à ces erreurs, en supposant que les erreurs sont indépendantes et de moyenne nulle, sous la forme:

$$\sigma_{p_a} = \sqrt{\sum_{e_a} \sigma_{e_a}^2} \quad (4.41)$$

Pour obtenir l'erreur de positionnement dû aux erreurs de biais (e_b) on écrit:

$$b_p = \sum_{e_b} b_{e_b} \quad (4.42)$$

Les erreurs de biais ont donc plus d'effet que les erreurs aléatoires car elles sont systématiques mais, en contrepartie, elles sont plus faciles à corriger.

Dans la section 4.6 suivante, on passe en revue les systèmes existants et futurs du point de vue de la localisation.

4.6 Etudes des systèmes existants et futurs

Nous nous intéressons ici à l'étude des techniques de localisation des systèmes vus dans la section 3: STARFIX, STARFIND, OmniTRACS, LOCSTAR/GEOSTAR et SAT/TRAC.

STARFIX

Le système nécessite trois satellites géostationnaires privés pour effectuer la localisation mais utilise actuellement 4 satellites de communications dans la bande C (4 à 6 GHz) pour améliorer la précision et assurer une certaine redondance.

Le système calcule la position d'un mobile par mesure différentielle des distances par rapport à des points de référence, fournissant ainsi une précision de 5 m (longitude et latitude seulement).

La position des satellites est déterminée de façon très précise à l'aide d'un réseau de stations.

STARFIND

Ce système utilise un nouveau concept qui permet la localisation à l'aide d'un seul satellite géostationnaire STAR/SAT spécialement destiné à cet usage. Le principe utilisé est la géo-localisation à point unique ("single-point geolocation"). Il permet de fournir, à l'aide d'un seul point en orbite géostationnaire, la position (latitude, longitude et altitude) d'un utilisateur avec une précision de quelques mètres (4m) en l'espace de quelques secondes seulement. Le satellite géostationnaire STAR/SAT est composé d'une série d'antennes filiformes très longues reliées entre-elles en un point central pour former une structure étoilée. Cette structure étoilée est en mouvement continu de rotation autour du centre du satellite. Le mouvement naturel du satellite le fait de plus tourner autour de son axe. Le récepteur reçoit ainsi les signaux sous différents angles ce qui lui permet de calculer sa position. Pour rendre la couverture globale, 5 satellites seront utilisés.

OmniTRACS

Voir section 6.

LOCSTAR/GEOSTAR (RDSS)

Les deux systèmes (LOCSTAR et GEOSTAR phase 3) fonctionnent sur le même principe: utilisation de satellites géostationnaires (deux ou trois par système), transmission à étalement de spectre et localisation par mesure de distance. Ils offrent un service de radio détermination par satellites ("RDSS") avec une précision de 10 à 100 m en moins de 30 secondes. La dernière phase de GEOSTAR, prévue pour 1993/1994, devrait permettre une couverture globale avec une précision de localisation de moins de 50 m obtenue en quelques secondes. Des meilleures précisions peuvent être obtenues par l'utilisation de bancs d'essai [36].

SAT/TRAC

Le principe de localisation de ce nouveau système est fort intéressant, il permet à l'aide d'un seul satellite privé en orbite géostationnaire de fournir la position d'un utilisateur terrestre. Il s'apparente par son ingéniosité, au principe du système STARFIND. Le satellite géostationnaire est composé d'une immense antenne gonflable de 50 mètres de diamètre. Le satellite tourne autour de l'axe de cette antenne et a de plus un mouvement de nutation autour d'un axe normal à la terre. La localisation de l'émetteur terrestre est alors déterminée quand l'antenne reçoit les signaux dans différentes positions. La précision avec un satellite est de 330 mètres, elle peut passer à 15 mètres si on utilise deux satellites.

5 TECHNIQUES DE COMMUNICATIONS

5.1 Bilan de liaison, propagation et bruit

Cette section traite des éléments de base entrant dans le bilan énergétique qui existe dans une liaison radio-électrique entre le satellite et l'unité mobile. Les notions de puissance rayonnée, gain d'antenne, affaiblissement, etc., sont passées en revue dans le but de calculer la puissance reçue à une antenne au sol. Les pertes diverses subies par l'onde électromagnétique entre le satellite et la terre et qui apparaissent sous l'effet de "bruits" sont examinées, et les notions de facteur de bruit, température de bruit, etc., introduites, ce qui permet d'établir les expressions habituelles des rapports signal à bruit. Enfin quelques propriétés du milieu, les bandes fréquences utilisées pour les communications spatiales ainsi que les normes d'interférences permises avec les systèmes terrestres sont mentionnées.

5.1.1 Bilan de liaison

Dans les systèmes de localisation par satellite la puissance de transmission disponible à bord des satellites ou chez des usagers mobiles étant généralement faible, et de plus les antennes des mobiles étant de petites tailles, il est impératif de minimiser la puissance de transmission requise pour obtenir un rapport signal à bruit suffisant pour satisfaire une qualité de service donnée. Dans d'autres cas, comme par exemple le système OmniTRACS de Qualcomm, Inc., la puissance de transmission doit être maintenue à un niveau suffisamment bas pour ne pas créer d'interférence inacceptable dans la direction terre-espace avec les autres services de communication par satellite.

Le bilan de liaison est le bilan énergétique qui relie les gains et les pertes encourues dans une liaison entre deux stations, fixes ou mobiles. Il permet de déterminer le rapport signal à bruit au récepteur à partir des principales caractéristiques du milieu de propagation et des équipements des stations.

Equation des télécommunications L'équation des télécommunications permet de calculer la puissance reçue en fonction de la puissance transmise, des caractéristiques des antennes et des pertes diverses encourues [61], [77]-[79].

Considérons un émetteur équipé d'une antenne isotrope, c'est-à-dire qui irradie la puissance uniformément dans toutes les directions. Si P_t est la puissance transmise,

alors le flux de puissance ou densité de puissance (en W/m^2) à une distance d est égal à $P_t/(4\pi d^2)$. Cependant, une antenne sert à concentrer et à focaliser l'énergie électromagnétique en un faisceau dirigé vers le récepteur. Cet effet de concentration est évalué en assignant à l'antenne un gain G_t par rapport à la radiation isotropique. La densité de puissance effective à une distance d est donc

$$\left(\frac{P_t}{4\pi d^2}\right)G_t \quad (5.1)$$

Le produit $P_t G_t$ est la puissance rayonnée apparente (P.A.R.) ou puissance isotrope rayonnée équivalente (P.I.R.E.) (en anglais "Equivalent isotropically radiated power, E.I.R.P. ").

L'antenne de réception de surface équivalente A'_r prélève sur l'onde reçue la puissance $A'_r P_t G_t / (4\pi d^2)$. La puissance reçue à l'entrée du récepteur est donc

$$P_r = \frac{P_t G_t A'_r}{4\pi d^2} \quad (5.2)$$

La surface équivalente d'une antenne est reliée principalement à la forme et aux dimensions de l'antenne. Par exemple, pour une antenne parabolique, la surface équivalente est de l'ordre de 0.5 à 0.6 fois la surface réelle. De plus, le gain d'une antenne G et sa surface équivalente A' étant reliés par la relation

$$G = \frac{4\pi A'}{\lambda^2} \quad (5.3)$$

où λ est la longueur d'onde, la puissance reçue peut s'exprimer en fonction des gains ou des surfaces équivalentes des antennes (il y a réciprocité entre une antenne utilisée pour la transmission et la même antenne utilisée pour la réception).

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad (5.4)$$

$$P_r = P_t A'_t A'_r \frac{1}{\lambda^2 d^2} \quad (5.5)$$

Utilisant (5.4), l'affaiblissement de puissance P_t/P_r s'exprime donc en décibel par

$$\begin{aligned} \alpha_{dB} &= 10 \log_{10} \frac{P_t}{P_r} \\ &= 22 + 20 \log_{10} \left(\frac{d}{\lambda}\right) - G_t - G_r \end{aligned} \quad (5.6)$$

où les gains d'antennes G_t et G_r sont exprimés en dB. L'affaiblissement en espace libre, c'est-à-dire l'affaiblissement de propagation entre deux antennes isotropes $\alpha_{e.l.}$ est donné par l'expression

$$\alpha_{e.l.} = 22 + 20 \log_{10} \left(\frac{d}{\lambda} \right) \quad (5.7)$$

On en déduit immédiatement que l'affaiblissement augmente avec la fréquence utilisée. La figure 5.1 donne l'affaiblissement en fonction de la fréquence pour la distance $d = 36\,000$ km, correspondant à l'altitude des satellites géostationnaires. En limite de couverture pour une antenne dont l'angle de site est 5 degrés, il faut ajouter 1.3 dB. Il est important de remarquer que l'utilisation de fréquences élevées ne conduit pas nécessairement à un bilan de liaison moins avantageux. En effet à surfaces égales le gain des antennes croît avec la fréquence et peut donc compenser l'augmentation de l'affaiblissement de propagation et des autres pertes. En particulier, l'augmentation du gain de l'antenne avec l'augmentation de la fréquence se traduit par une plus petite surface de couverture si on garde la même surface d'antenne.

Il faut néanmoins mentionner que pour les nouveaux systèmes en voie de développement et utilisant des constellations de satellites à défilement sur orbites basses ("Low Earth Orbit Satellites") l'affaiblissement de propagation est considérablement plus faible. Naturellement le bilan de liaison en est profondément modifié avec des conséquences pratiques intéressantes sur le type et la taille des antennes au sol et à bord des mobiles (voir section 7).

Les bandes de fréquence allouées aux systèmes de localisation par satellite (systèmes de détresse exceptés) ont été à l'origine situées entre 1.5 et 2.0 GHz (bande L). Cependant, la tendance des systèmes de communications mobiles par satellite à incorporer des services de localisation, ainsi que l'apparition de nouveaux systèmes de localisation par satellites offrant aussi des services de messagerie/voix, font en sorte que pratiquement toutes les bandes de fréquences allouées aux communications par satellites deviennent potentiellement disponibles aux services de localisation.

Pertes diverses Un bilan de liaison réel doit tenir compte des pertes d'origines diverses qui s'ajoutent aux pertes théoriques.

Ces pertes sont:

- pertes entre la sortie de l'émetteur et l'antenne de transmission, entre l'antenne de réception et l'entrée du récepteur;

AFFAIBLISSEMENT D'ESPACE LIBRE

$$\alpha_{el} = 22 + 20 \text{ Log}_{10} (d/\lambda)$$

$$d = 36000 \text{ Km}$$

60a

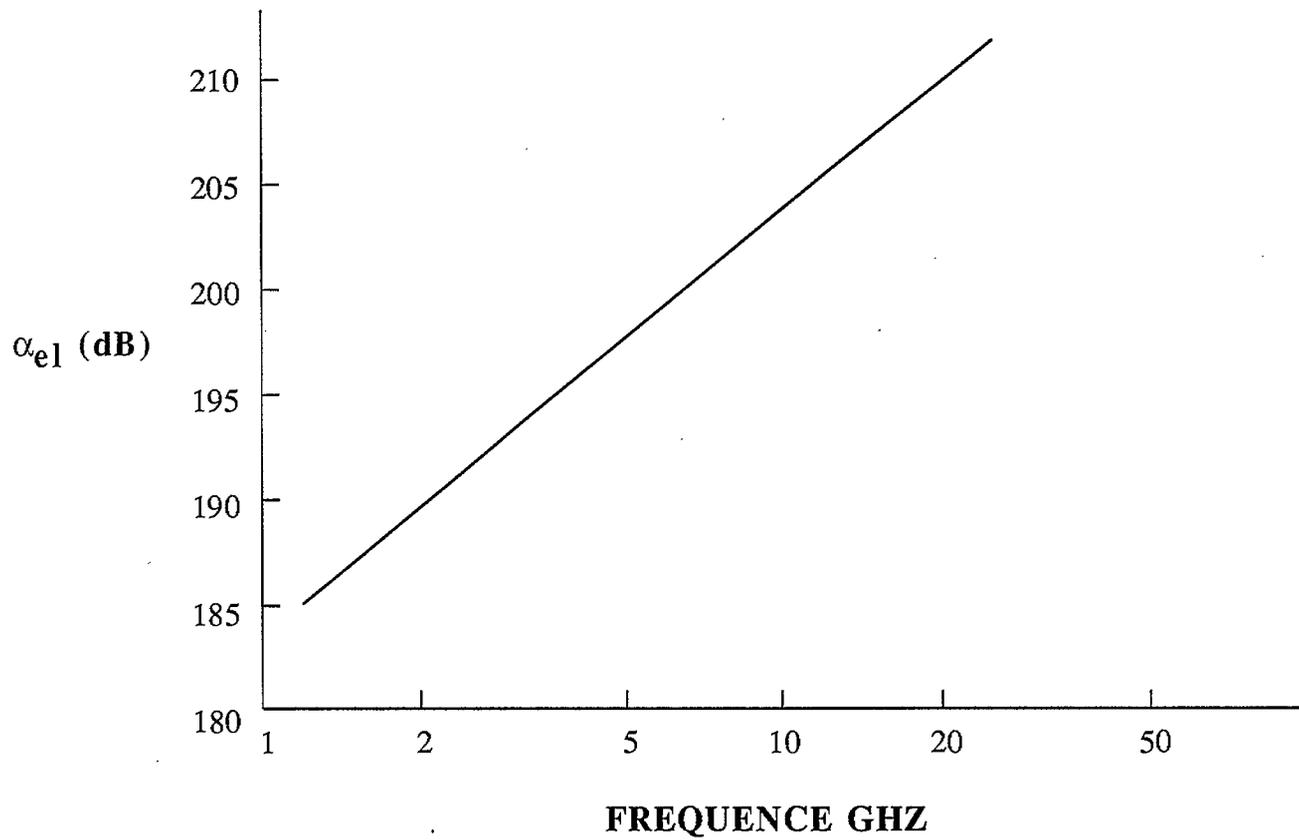


Figure 5.1 Affaiblissement d'espace libre pour un satellite géostationnaire

- pertes de propagation dans l'atmosphère et l'ionosphère;
- pertes de polarisation dues à une adaptation imparfaite entre les polarisations des antennes d'émission et de réception;
- pertes dues au dépointage des deux antennes;
- pertes dues à la pluie, au brouillard, etc...

Dénotant l'ensemble de ces pertes par L , le bilan de liaison devient donc

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{G_t G_r}{L} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (5.8)$$

ou, exprimé en décibels

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L - 22 - 20 \log_{10} \left(\frac{d}{\lambda} \right) \quad (5.9)$$

Température de bruit

Tout signal reçu par une antenne est accompagné de bruit. Le rôle du récepteur est d'amener le signal reçu à un niveau acceptable. Cependant, l'amplification effectuée au récepteur agit sur le signal et sur le bruit, et de plus ajoute des bruits créés par le récepteur, de sorte que l'amplification dégrade la qualité du signal incident. Dans le but d'arriver à exprimer les rapports de signal à bruit, les paramètres (facteur de bruit, température de bruit) décrivant les effets des bruits sont passés en revue.

Le bruit thermique est associé au mouvement aléatoire des particules dans le milieu. L'énergie cinétique moyenne d'une molécule est proportionnelle à kT , où k est la constante de Boltzmann, $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$, et T la température absolue en Kelvins.

En électricité, les particules sont des ions et des électrons qui vibrent et se heurtent au hasard. Les électrons libres produisent un courant, et la valeur quadratique moyenne de ce courant est encore proportionnelle à kT : C'est le bruit thermique. Son spectre de densité de puissance N_0 est indépendant de la fréquence (bruit blanc) et est égal à kT

$$N_0 = kT \quad \text{W/Hz} \quad (5.10)$$

Le bruit total N dans une bande de fréquence B est donc

$$N = N_0 B \quad (5.11)$$

Température et facteur de bruit d'un récepteur

Le bruit créé par un récepteur est défini par son facteur de bruit ou sa température de bruit.

Soit un récepteur à la température ambiante T_0 , e.g $T_0 = 300\text{K}$, de largeur de bande B_{IF} , et de gain en puissance G . Si le récepteur ne créait aucun bruit lui-même, la puissance maximum de bruit à la sortie N' ne dépendrait que du bruit présent à l'entrée du récepteur

$$N' = G kT_0 B_{IF} \quad (5.12)$$

Cependant, le récepteur crée des bruits propres. La puissance maximale de bruit à la sortie du récepteur est N_s , supérieure à N' . Le facteur de bruit F est le rapport

$$F = \frac{N_s}{N'} = \frac{N_s}{G kT_0 B_{IF}} \quad (5.13)$$

Le facteur de bruit s'exprime souvent en décibels, $F_{dB} = 10 \log_{10} F$.

Pour évaluer le bruit créé par le récepteur, on utilise la notion de température équivalente de bruit du récepteur T_e . Supposant le récepteur non bruyant, c'est la température T_e d'une source de bruit branchée à l'entrée du récepteur, et qui donnerait le même bruit de sortie que ce récepteur, c'est-à-dire $GkT_e B_{IF}$. La puissance de bruit maximale N_s est

$$\begin{aligned} N_s &= GkT_0 B_{IF} + GkT_e B_{IF} \\ &= Gk B_{IF} (T_0 + T_e) \end{aligned} \quad (5.14)$$

Utilisant (5.13) on obtient donc l'expression

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (5.15)$$

La température équivalente de bruit T_e est bien sûr une température hypothétique. Cependant c'est un paramètre commode et fréquemment utilisé en pratique. Pour une température ambiante T_0 donnée, la relation entre facteur de bruit et température équivalente de bruit est immédiate.

La température équivalente de bruit d'un récepteur est en général différente de la température à laquelle est portée ce récepteur. On peut noter que la température de bruit est habituellement prise relative à l'entrée de l'amplificateur à faible bruit du récepteur.

Par exemple, pour un facteur de bruit $F = 6$ dB, un récepteur à la température ambiante $T_0 = 300$ K donnera une température équivalente de bruit $T_e = 900$ K. Les récepteurs des stations au sol ont des températures équivalentes de bruit T_e comprises entre 10 K et 1000 K alors que les récepteurs des satellites ont des températures T_e de l'ordre de 1000 K.

Température de bruit d'antenne

L'antenne capte des bruits d'origine externe qui se superposent au signal utile. Si N_0 est la densité spectrale de ces bruits (W/Hz), alors la température d'antenne T_A est donné par

$$N_0 = k T_A \quad (5.16)$$

où k est la constante de Boltzmann.

La température d'antenne T_A dépend du gain d'antenne donc de son diamètre d'ouverture et de son angle de site (angle d'élévation).

Les bruits captés par une antenne ont des origines différentes, de nature atmosphériques et industrielles. Le spectre de densité de puissance des bruits industriels ne s'étend pas au-delà de 50 MHz, donc peut être ignoré pour les liaisons par satellites. Les autres bruits correspondent au rayonnement énergétique de tous les corps de température supérieure à 0 K. Donc l'atmosphère, la terre, le soleil, les étoiles, etc., se comportent comme des sources de bruit. Si une antenne était parfaitement isolée de ces bruits, la température de bruit de cette antenne serait égale à zéro. Naturellement, cette antenne serait aussi parfaitement inutile car elle ne pourrait capter aucun signal utile.

Dans le cas d'une antenne de réception pointée vers un satellite on distingue le bruit provenant du ciel et le bruit dû au rayonnement propre de la terre.

Bruit provenant du ciel On distingue le bruit cosmique, le bruit dû aux gaz atmosphériques et aux précipitations. Le bruit cosmique appelé aussi parfois bruit de fond galactique est émis par les étoiles et les gaz interstellaires. Il varie en fonction inverse de la fréquence et sa décroissance est très rapide et dépend de la région du ciel considéré. De plus, on constate une augmentation de bruit lorsque le lobe principal de l'antenne est dirigé vers une radio-source intense.

Par exemple, dans le cas d'une antenne de 2 mètres de diamètre, la température additionnelle serait de 9000 K si elle était pointée vers le soleil mais seulement de 36 K si elle était pointée vers la lune.

Dans la gamme des hyperfréquences, les principales sources de bruit rencontrées dans l'atmosphère sont celles dues aux gaz de l'air (surtout l'oxygène et la vapeur d'eau) et

aux formations météorologiques (nuages, pluies, brume, etc.). Lorsque les antennes sont protégées par des radômes, la pluie provoque la formation d'une mince pellicule d'eau sur ces radômes, ce qui se traduit par une absorption et un bruit, particulièrement élevé aux fréquences supérieures à 10 GHz. Les différents bruits atmosphériques varient avec l'angle de site des antennes.

Bruit dû au rayonnement propre de la terre La température de bruit provenant du rayonnement propre de la terre est approximativement égale à la température réelle du sol (275 à 300 K). Pour une station terrienne, le lobe principal de l'antenne est normalement pointé vers le ciel, mais la présence de lobes latéraux et arrières induit une température de bruit qui peut ne pas être négligeable pour les antennes à faible température de bruit. La température d'antenne des grandes stations terriennes est typiquement de l'ordre de 30 K par beau temps. Cependant, pour les antennes à bord des satellites, la température d'antenne est égale à celle de la terre, soit environ 300 K.

Température globale de bruit

La température globale de bruit ramenée à l'entrée du récepteur tient compte de la température d'antenne T_A et de la température équivalente de bruit du récepteur T_e . A cela il faut aussi ajouter l'effet de la ligne qui relie l'antenne au récepteur. Si T_L est la température réelle de cette ligne et α_L son affaiblissement, alors la température globale de bruit ramenée à l'entrée du récepteur, T , est donnée par

$$T = \frac{T_A}{\alpha_L} + T_L \left(1 - \frac{1}{\alpha_L} \right) + T_e \quad (5.17)$$

Si la bande passante du récepteur est B_{IF} , alors la puissance totale de bruit d'entrée est égale à

$$N = k T B_{IF} \quad (5.18)$$

La ligne qui relie l'antenne au récepteur prend de l'importance lorsque la température de bruit de l'antenne est faible. Ainsi, pour une station au sol ayant une température d'antenne T_A faible (30 K), il y a lieu d'utiliser un récepteur à faible température de bruit, par exemple un amplificateur paramétrique refroidi ($T_e \approx 10\text{K}$), donnant une température globale de l'ordre de 70 K. Si on utilisait un amplificateur paramétrique non refroidi, ($T_e \approx 150\text{K}$), la température globale serait de l'ordre de 200 K.

Dans le cas des récepteurs à bord des satellites, la température d'antenne T_A étant de l'ordre de 300 K, il devient inutile d'utiliser des récepteurs ayant une très faible température de bruit T_e . La température globale T est alors typiquement de l'ordre de 1000 K.

En conclusion, le niveau de bruit recueilli par l'antenne d'un récepteur varie en fonction de la fréquence et des conditions de propagation dans l'atmosphère terrestre. Il est clair qu'il y a d'autant plus d'intérêt à soigner le récepteur et à diminuer son bruit propre que le bruit recueilli par l'antenne est faible.

Rapport signal sur bruit dans la bande utile

Ayant établi l'expression de la température globale de bruit, on peut à présent évaluer le rapport de la puissance reçue S à la puissance de bruit recueillie N dans la bande de réception B_{IF} , c'est-à-dire la largeur de bande de l'amplificateur à fréquence intermédiaire. Utilisant les relations (5.8) et (5.18), on obtient

$$\frac{S}{N} = \frac{P_t G_t G_r}{L k T B_{IF}} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (5.19)$$

Si la puissance S est celle d'une porteuse pure C (comme c'est le cas en modulation FM), on obtient

$$\frac{C}{N} = \frac{S}{N} = \frac{P_t G_t G_r}{L k T B_{IF}} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (5.20)$$

Dans certains cas, on recherche le rapport de la puissance reçue à la densité spectrale du bruit N_0 . Sachant que $N = N_0 B_{IF}$, on obtient

$$\frac{C}{N_0} = \frac{P_t G_t G_r}{L k T} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (5.21)$$

Les expressions (5.19) à (5.21) montrent que les rapports signal sur bruit augmentent avec la puissance transmise et le gain des antennes, et diminuent avec la température globale ramenée à l'entrée du récepteur. Exprimé en dB, le rapport C/N_0 est souvent considéré comme le bilan d'une liaison.

Les systèmes de réception dans les liaisons par satellite sont souvent caractérisés par un facteur de mérite G/T . C'est le rapport du gain d'antenne de réception G_r à la température globale de bruit ramenée à l'entrée du récepteur T , et s'exprime en dB/K.

Le facteur G/T varie avec l'angle de site de l'antenne et est d'autant plus élevé que le système de réception est performant. Il mesure en quelque sorte la qualité du système de réception. Pour les grandes stations terriennes des communications par satellites, G/T peut atteindre une valeur de 40.

Utilisant le facteur de mérite G/T dans les expressions des rapports signal à bruit (5.20) et (5.21), on obtient

$$\frac{C}{N} = \frac{P_t G_t}{L k B_{IF}} (G/T) \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (5.22)$$

et

$$\frac{C}{N_0} = \frac{P_t G_t}{L k} (G/T) \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (5.23)$$

Ce rapport est souvent exprimé en décibels de la façon suivante

$$\frac{C}{N_0} = P.I.R.E. + G/T - k - \alpha_{e.l.} - L \quad (5.24)$$

où $P.I.R.E. = P_t G_t$ = puissance isotrope rayonnée équivalente

G/T = facteur de mérite du système de réception

k = constante de Boltzmann = 228.6 dBW/K.Hz

$\alpha_{e.l.}$ = affaiblissement en espace libre = $22 + 20 \log_{10} \left(\frac{d}{\lambda} \right)$

L = pertes diverses: polarisation, dépointage des antennes dues aux équipements, à la pluie, etc...

Par exemple soit une liaison satellite/terre à la fréquence de 7.3 GHz ($\lambda = 4.1$ cm). La puissance émise par l'émetteur est de 10 watts et l'antenne d'émission a un gain de 20 dB (ce qui donne une P.I.R.E. égale à 30 dBW). Pour un système de réception ayant une valeur de G/T égale à 10 dB/K, le bilan de liaison s'établit comme suit:

| | <u>Termes positifs</u> | <u>Termes négatifs</u> |
|--|----------------------------|----------------------------|
| P.I.R.E. | 30 dBW | |
| G/T | 10 dB | |
| k | 228.6 dB | |
| Affaiblissement d'espace libre $\alpha_{e.l.}$ | | 200.9 dB |
| Pertes de pointage | | 1.3 dB |
| Pertes de polarisation | | 0.4 dB |
| Pertes dues à la pluie | | 2.0 dB |
| Pertes à l'émission | | 0.8 dB |
| Pertes à la réception | | 0.2 dB |
| TOTAL | 268.6 dB | 205.6 dB |

Le rapport $\frac{C}{N_0}$ devient: $\frac{C}{N_0} = 62 \text{ dB}$.

En plus de l'énorme perte due à l'affaiblissement de propagation en espace libre, les liaisons satellites pour les fins de localisation et de communications avec les mobiles sont également sujettes à un certain nombre d'effets supplémentaires reliés directement aux fréquences utilisées. Mentionnons les perturbations d'amplitude et de phase de l'onde reçue, la propagation multichemins, les effets d'évanouissement et d'ombrage, les problèmes de diffractions, de vibrations et autres imperfections à bord des véhicules. Les problèmes de propagation dans les bandes assignées aux mobiles (bande L, 1.5 à 2.0 GHz) font l'objet de mesures et d'analyses pour plusieurs régions en Amérique du Nord, en particulier dans la région d'Ottawa [61]. De ces mesures, il ressort que pour assurer un fort degré de fiabilité et de disponibilité de la liaison (supérieur à 99%), des marges importantes, allant jusqu'à 20 dB de puissance de transmission supplémentaire peuvent être requises. Cependant il est rare que de telles marges soient disponibles à bord des satellites. On doit souvent se contenter de marges beaucoup plus faibles, entraînant une disponibilité plus faible (e.g. 95%) [61].

5.2 Techniques de codage correcteur d'erreurs

Dans les systèmes de communications numériques modernes, les avantages et bénéfiques potentiels permis par le codage correcteur d'erreur (en Anglais Forward Error Correction — FEC-) sont de plus en plus reconnus comme moyens d'améliorer la fiabilité et la performance des liens de communications. Par conséquent le codage de canal est devenu un élément essentiel dans la conception de systèmes de communications. Des améliorations substantielles dans la qualité et la performance du canal de transmission peuvent être obtenues si les codes correcteurs d'erreur sont correctement choisis et les techniques de décodage efficaces judicieusement appliquées [77]-[84].

Dans certaines applications les avantages du codage se manifestent par des échanges intéressants dans la conception de systèmes. En effet, si un élément ou partie d'un système était particulièrement coûteux, complexe ou difficile à entretenir, alors on pourrait envisager d'utiliser une version dégradée et moins performante, mais aussi moins coûteuse et moins complexe de cet élément ou partie de système. Dans ce cas, l'utilisation d'un système de codage bien choisi peut permettre de compenser la partie dégradée, et donc de ramener tout l'ensemble à un niveau de performance égal (voire même supérieur) à celui du système original. Pour les systèmes utilisant les satellites de communication, le résultat final peut se traduire par des antennes plus petites, des puissances de transmission plus faibles, des satellites plus rapprochés les uns des autres sur l'orbite géostationnaire, etc... Dans les applications récentes des systèmes de communication par satellites, en particulier les communications avec les mobiles, les "Very Small Aperture Terminals" ou VSAT, les Radio positionnement et Radio navigation, etc... le codage correcteur d'erreur constitue une partie intégrante du système. Les antennes à bord des mobiles et des stations terriennes fixes devenant de plus en plus petites, les services offerts devenant de plus en plus diversifiés, on peut prédire que le codage sera de plus en plus utilisé non seulement en correction et détection des erreurs, mais aussi en synchronisation, modulation, étalement de spectre et traitement à bord des satellites.

Le reste de la section 5.2 est organisée comme suit:

Après quelques notions fondamentales sur les systèmes correcteurs d'erreur, les résultats principaux de l'analyse générale des performances d'erreur théoriques dans les canaux discrets sans mémoire sont présentés. Les courbes des performances limites que l'on peut atteindre avec des ensembles de codes sont fournies. Mettant une emphase particulière sur les codes convolutionnels, les principales techniques de décodage (séquentiel et Viterbi) sont passées en revue. Les notions de mesure de distance et de bornes sur la probabilité d'erreur des codes convolutionnels sont présentés. Enfin, les courbes de per-

formance d'erreur des meilleurs codes connus de taux $R=1/2$, $1/3$ et $1/4$ et de longueurs de contrainte $6 \leq K \leq 9$ sont présentées.

5.2.1 Notions de base

L'efficacité d'un système de communication numérique est souvent mesurée par le rapport signal-à-bruit E_b/N_0 requis pour atteindre une performance d'erreur donnée. Cette performance d'erreur peut être exprimée par la probabilité d'erreur de séquence P_E ou plus souvent, par la probabilité d'erreur par bit P_b .

Soit P la puissance du signal reçu au récepteur, N_0 le spectre de densité de puissance du bruit blanc dans le canal supposé sans mémoire, et soit R_s le débit des données de la source en bits d'information par seconde. On peut alors écrire la relation

$$E_b/N_0 = P/(N_0 R_s) \quad (5.25)$$

qui sert souvent de facteur de mérite pour différentes combinaisons de procédures de codage et de modulation. Il est clair qu'une procédure de codage ou de modulation qui réduit la valeur de E_b/N_0 requise pour atteindre une probabilité d'erreur donnée peut conduire à une augmentation du débit de la source R_s , ou à une réduction de la puissance reçue P ou à une combinaison des deux. Le problème fondamental revient donc à déterminer le système ou la procédure qui fonctionnera à une valeur minimale de E_b/N_0 pour fournir une performance donnée sujette à une disponibilité adéquate de la largeur de bande.

On appelle gain de codage l'amélioration obtenue avec un système de codage donné. C'est la différence, exprimée en dB, des valeurs de E_b/N_0 requises pour une probabilité d'erreur donnée entre ce système de codage et un système non codé, tel que la modulation PSK cohérente parfaite. La valeur minimale de E_b/N_0 qui permettrait en théorie une communication sans erreur est égale à -1.6 dB et s'appelle la valeur limite de Shannon. Bien qu'aucun système connu ne fonctionne à une valeur s'approchant de la limite de Shannon, il existe néanmoins des systèmes de codage pratiques et fonctionnels où les gains de codage sont substantiels. Se référant à la Figure 5.2, par exemple, au taux d'erreur de 10^{-5} , le codage en bloc BCH (128,112) donne un gain de codage de 2 dB, alors que le décodage de Viterbi avec quantification pondérée ($K=7$, $R=1/2$) permet un gain de codage égal à 5 dB. On peut voir qu'un décodeur séquentiel avec quantification dure permet un gain de codage égal à 5.2 dB, alors qu'en quantification pondérée à huit niveaux ou 3 bits, le gain de codage peut atteindre 7 à 8 dB. D'un point de vue pratique, un gain de 5,2 dB peut se traduire soit par une réduction de 5,2 dB de la puissance de

PERFORMANCE D'ERREUR DE QUELQUES SYSTÈMES CODÉS

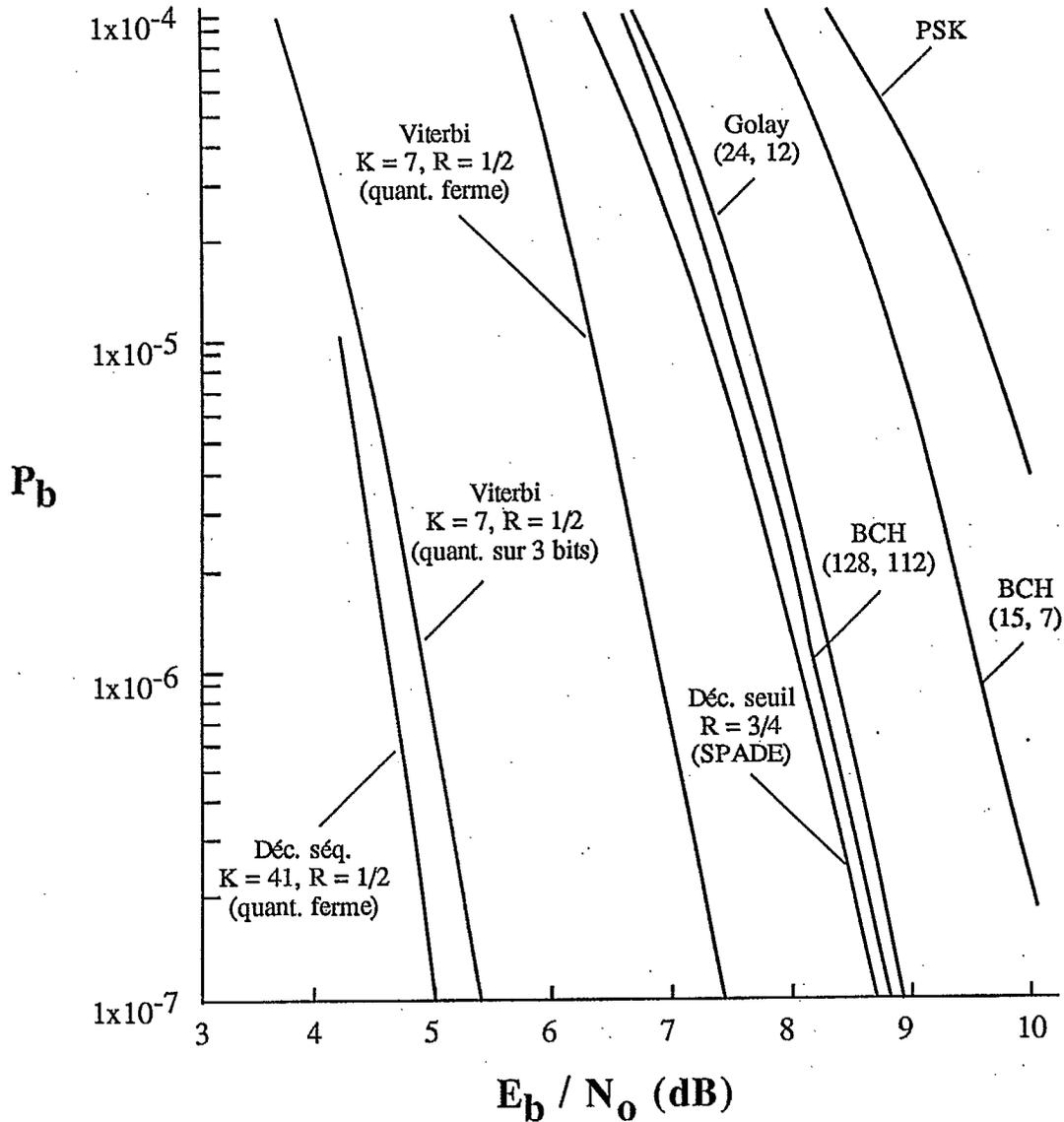


Figure 5.2 Performance d'erreur de quelques systèmes codés

transmission de l'émetteur, soit par une augmentation de la vitesse de transmission des données non codées par un facteur de $10^{0.52} = 3,3$. Selon les applications, chacune de ces possibilités peut s'avérer particulièrement intéressante pour améliorer la conception d'un système, en particulier dans un environnement de liaisons numériques par satellite où chaque décibel d'énergie émise par le satellite est extrêmement coûteux.

Le gain permis par le codage devient donc une alternative attrayante à l'augmentation directe de la puissance de transmission. Aussi, tous les systèmes de localisation par satellites mis en service ou envisagés dans l'avenir, utilisent le codage correcteur d'erreur, et plus spécialement le codage convolutionnel.

5.2.2 Analyse générale des performances d'erreur

Afin de pouvoir faire un choix judicieux du système de codage approprié et des limitations qui en découlent, une brève analyse des performances théoriques permises est présentée. Le canal de communication utilisé est un canal sans mémoire, avec entrées et sorties discrètes, et où le bruit est blanc et gaussien. Ce modèle de canal représente bien le canal satellite réel et est très largement utilisé dans la littérature [77]-[84]. Bien que l'analyse puisse s'appliquer à tous les systèmes de codage, un accent particulier sera mis sur les codes convolutionnels puisque ces codes sont utilisés de façon quasi-générale dans les systèmes d'intérêt pour ce projet.

Dans un canal discret sans mémoire (CDSM) les entrées sont typiquement binaires mais les sorties peuvent prendre un nombre $J, J \geq 2$ de valeurs discrètes. Un symbole reçu $j, j=1,2,\dots J$ (i.e. à la sortie du canal) ne dépend que de l'entrée correspondante $i, i = 1,2$, et est déterminé par la probabilité de transition du canal $P(j/i), i = 0,1; j = 1,2,\dots J$. Un cas particulier intéressant de CDSM est le canal binaire symétrique (CBS), aux entrées et sorties binaires, 0 et 1. La probabilité d'erreur ou probabilité de transition de ce canal est dénotée par $p = P(1/0) = P(0/1)$. Si le nombre de sorties $J > 2$, le canal est dit être en quantification douce. Bien que toute quantification de la sortie de canal se traduise par une perte de performance par rapport à un canal à sortie continue, il est bien connu [85] que pour le bruit additif gaussien, une quantification à 3 bits ou 8 niveaux ($J=8$) ne dégrade la performance ultime que d'environ 0.2 dB, mais offre une amélioration de 2 dB par rapport à un CBS. Par conséquent, à toutes fins pratiques, les canaux en quantification douce sont limités à 8 niveaux de sortie.

Des bornes supérieures utiles sur la probabilité d'erreur pour des ensembles de codes aléatoires ont été dérivées pour les CBS utilisés en conjonction avec des décodeurs à maximum de vraisemblance [85]-[86]. Pour les codes convolutionnels, une borne

supérieure sur la probabilité d'erreur moyenne de séquence pour un ensemble de codes de longueur de contrainte K et de taux de codage R est exprimée par

$$\overline{P(E)} \leq 2^{-KR_{comp}/R}, \quad R < R_{comp} \quad (5.26)$$

Cette expression indique qu'en moyenne, pour l'ensemble des codes convolutionnels, la probabilité d'erreur décroît de façon exponentielle avec la longueur de contrainte du code, à condition que le taux de codage soit inférieur au paramètre R_{comp} . Ce paramètre est appelé taux de coupure et joue un rôle primordial en codage convolutionnel. En particulier, en décodage séquentiel R_{comp} représente le taux de codage limite au delà duquel un décodeur séquentiel cesse de fonctionner correctement. R_{comp} ne dépend que du canal et pour un CDSM général ayant Q entrées et $J, J \geq Q$, sorties, il est exprimé par

$$R_{comp} = -\log_2 \left[\min_{\{Q\}} \sum_{j=1}^J \left[\sum_{i=1}^Q q_i P(j/i)^{1/2} \right]^2 \right] \quad (5.27)$$

Dans cette expression les q_i sont les probabilités d'entrée au canal, les $P(j/i)$ sont les probabilités de transition du canal, et la minimisation est appliquée sur les distributions d'entrées du canal.

Pour un canal discret sans mémoire, le calcul de R_{comp} est simplifié car les probabilités d'entrée égales, $q_0 = q_1 = \frac{1}{2}$, correspondent toujours à la minimisation. Par exemple pour le canal binaire symétrique, R_{comp} est donné par

$$R_{comp} = 1 - \log_2 \left\{ 1 + 2[p(1-p)]^{\frac{1}{2}} \right\} \quad (5.28)$$

Etant donné le rôle central joué par R_{comp} dans la conception de systèmes de codage par codes convolutionnels, les variations de ce paramètre en fonction des autres données du système ($p, E_b/N_0, etc.$) sont à présent étudiées. Les courbes et résultats qui suivent permettent de mieux déterminer les limites d'applicabilité du codage convolutionnel et de mesurer les différents échanges possibles entre les différents paramètres du système.

Une courbe des valeurs de R_{comp} en fonction de la probabilité de transition p d'un CBS est tracée à la Figure 5.3. Tel que prévisible, R_{comp} croît de façon monotone avec p . Ainsi limitant la valeur du taux de codage R à sa valeur maximale permise, R_{comp} , la valeur la plus élevée de p peut être déterminée. Sur la Figure 5.3, le domaine de

variations de p étant $0.02 \leq p \leq 0.2$, pour les taux de codage $R=1/2$, $1/3$ et $1/4$ les valeurs de p correspondant à R_{comp} sont donc $p = 0.045$, 0.095 et 0.134 respectivement. Par conséquent, à titre d'exemple, pour un canal très bruité, ayant $0.05 < p < 0.1$, la Figure 5.3 indique que des codes de taux $R = \frac{1}{2}$ ne seraient pas indiqués, et par conséquent des codes de taux de codage inférieur à $1/2$ devraient être utilisés. Naturellement l'implication sur l'expansion de largeur de bande est immédiate car un système utilisant un taux de codage R nécessite une expansion de largeur de bande égale à $1/R$.

Un paramètre commode dans l'analyse des systèmes codés est le rapport R/R_{comp} , qui doit, bien sûr être maintenu inférieur à 1. Le rapport R/R_{comp} est tracé en fonction de p à la Figure 5.4 pour les codes $R=1/2$, $1/3$ et $1/4$. Il est facile de constater que les mêmes valeurs limites de p de la Figure 5.3 peuvent être obtenues à la Figure 5.4 en posant $R/R_{comp} = 1$.

Dans certains cas il peut être particulièrement commode d'utiliser la valeur du rapport signal à bruit E_b/N_0 plutôt que la probabilité de transition p comme variable. En effet, le calcul du bilan de liaison conduit souvent à une valeur de puissance reçue P , et de là, en utilisant (5.25) à la valeur de E_b/N_0 .

La relation entre la probabilité de transition du canal binaire symétrique p et le rapport signal à bruit E_b/N_0 est directe pour une procédure de modulation donnée. Un cas fréquemment utilisé est celui d'une modulation PSK cohérente idéale. Il est bien connu que pour un taux de codage R , et rapport signal à bruit par symbole transmis

$$E_n/N_0 = R(E_b/N_0) \quad (5.29)$$

la valeur de p est exprimée par

$$p = Q\left(\sqrt{2 E_n/N_0}\right) \quad (5.30)$$

et donc

$$p = Q\left(\sqrt{2R E_b/N_0}\right) \quad (5.31)$$

où

$$Q(Z) = \int_Z^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}x^2} dx \quad (5.32)$$

Ne considérant que les codes de faibles taux, $R=1/2$, $1/3$ et $1/4$, les rapports R/R_{comp} sont tracés en fonction de E_b/N_0 aux Figures 5.5, 5.6 et 5.7 pour les canaux à 2 sorties (CBS) et à quantification douce à 8 sorties.

R_{comp} vs p
Canal Binaire Symétrique

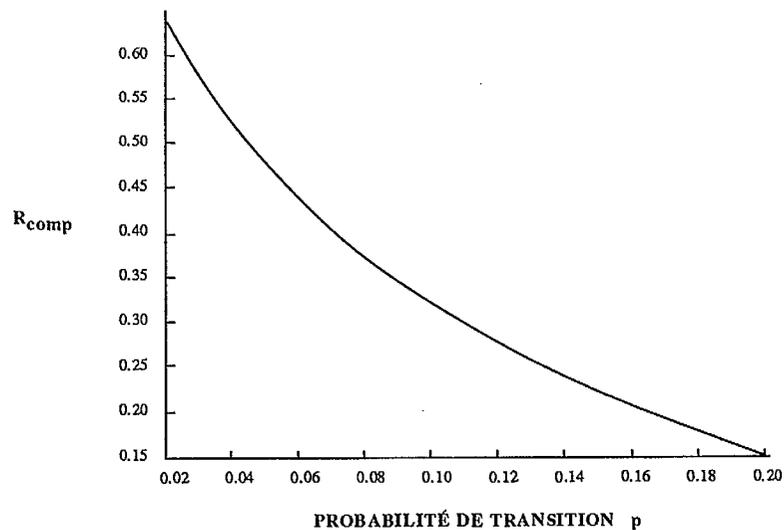


Figure 5.3 : COURBE DE R_{comp} EN FONCTION DE p POUR UN CANAL BINAIRE SYMÉTRIQUE

R / R_{comp} vs p
Canal Binaire Symétrique

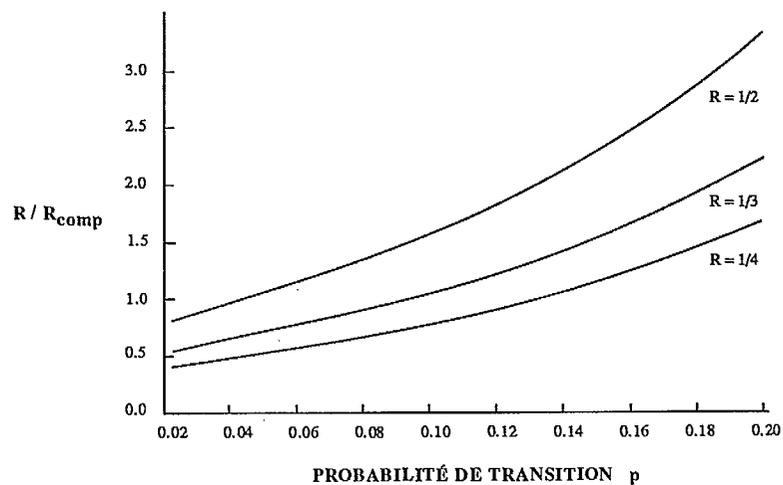


Figure 5.4 : COURBES DE R/R_{comp} EN FONCTION DE p POUR DES TAUX DE CODAGE $R=1/2, 1/3, 1/4$

R / R_{comp} vs E_b / N_0 ($R = 1/2$)

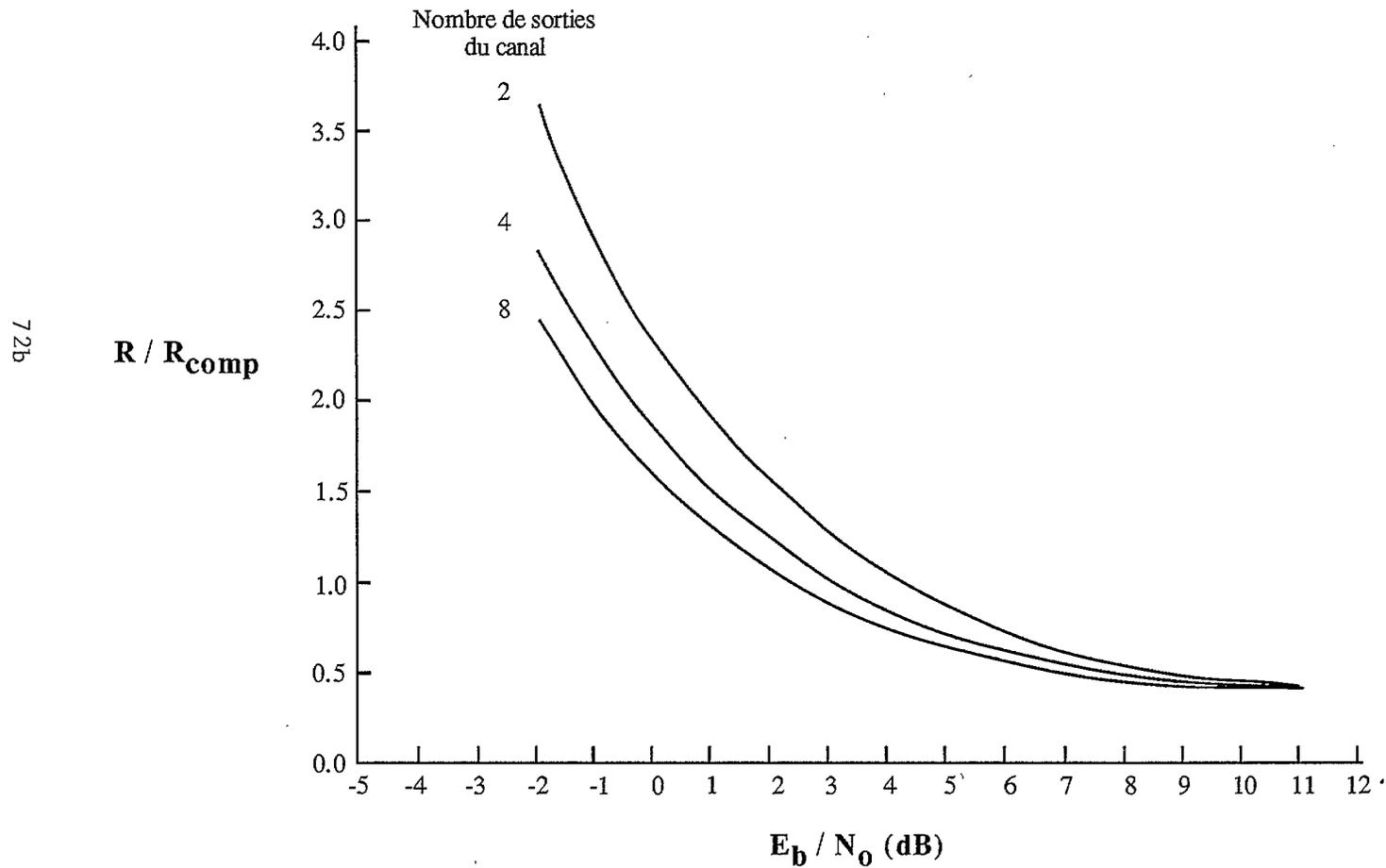


Figure 5.5 Valeurs de R/R_{comp} en fonction de E_b/N_0 , pour $R=1/2$ et un canal quantifié à 1, 2 et 3 bits

R / R_{comp} vs E_b / N_0 ($R = 1/3$)

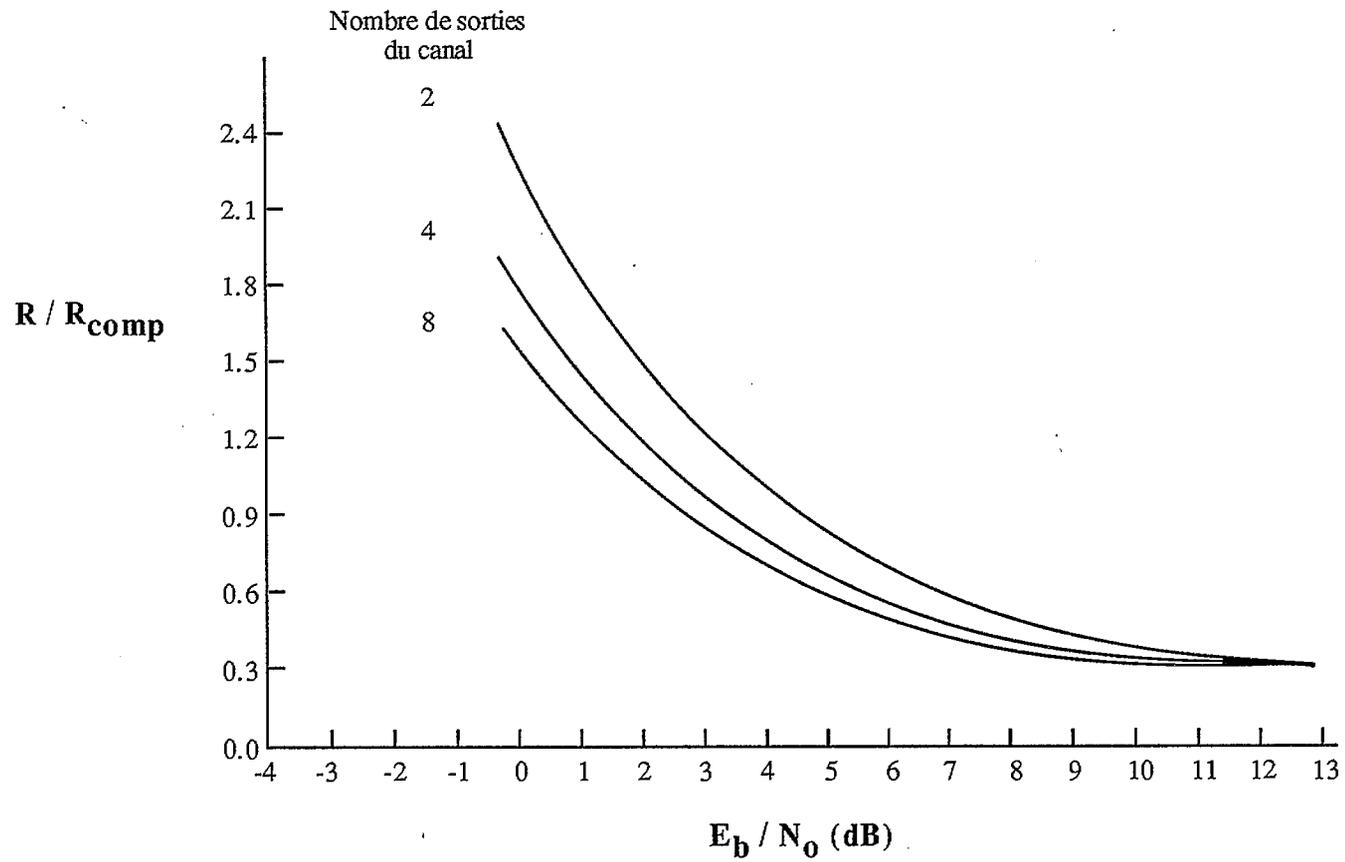


Figure 5.6 Valeurs de R/R_{comp} en fonction de E_b/N_0 , pour $R=1/3$ et un canal quantifié à 1, 2 et 3 bits

R / R_{comp} vs E_b / N_0 ($R = 1/4$)

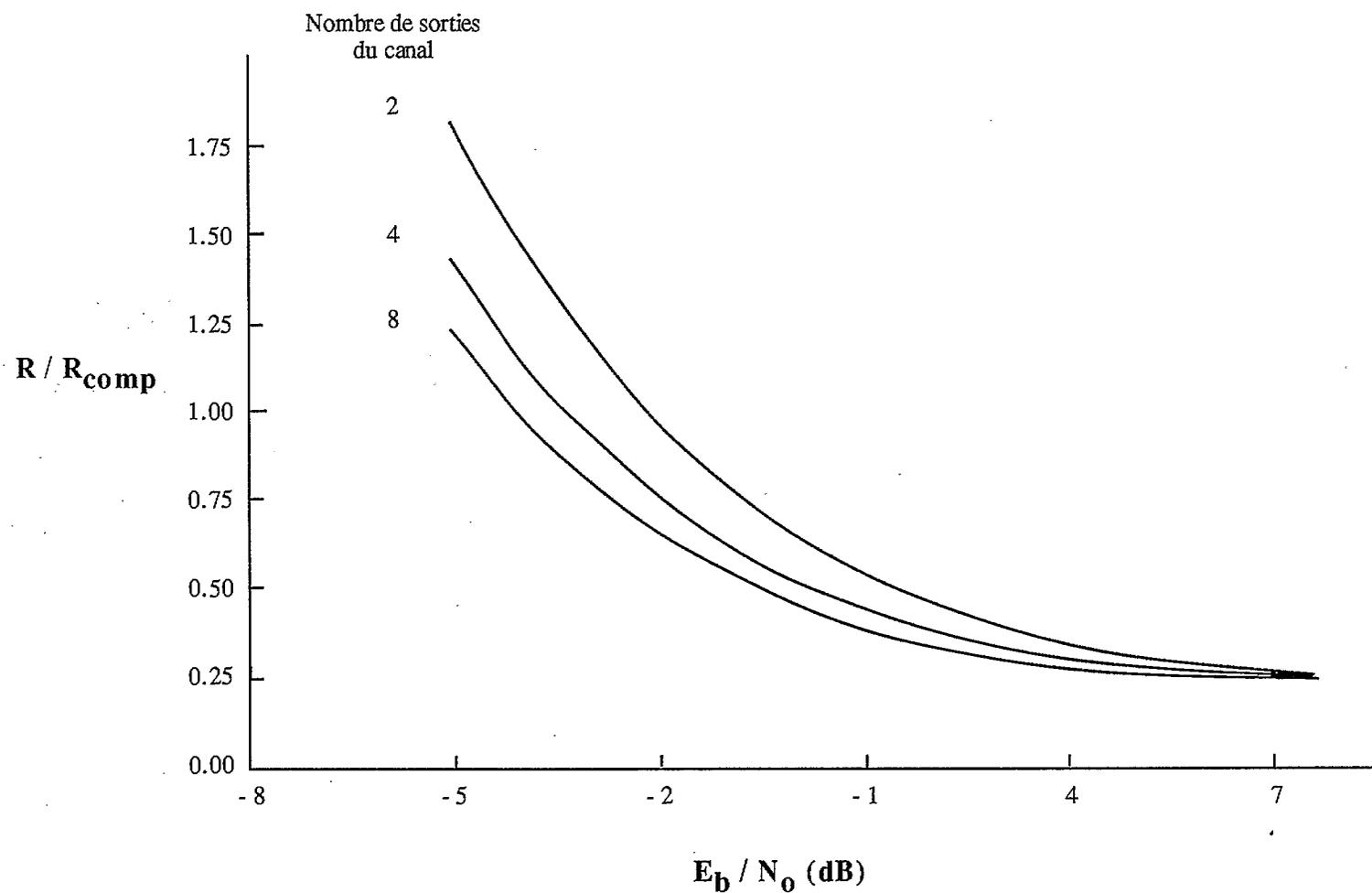


Figure 5.7 Valeurs de R/R_{comp} en fonction de E_b/N_0 , pour $R=1/4$ et un canal quantifié à 1, 2 et 3 bits

Ainsi, on peut lire directement sur les courbes que pour les taux de codage $R = 1/2, 1/3$ et $1/4$, les valeurs minimales de E_b/N_0 sont 4.60 dB, 4.10 dB et 3.90 dB respectivement pour un CBS. Les avantages apportés par une quantification douce à 8 niveaux paraissent de façon immédiate sur ces figures, et correspondent à une réduction de 2 dB des valeurs de E_b/N_0 requises par un CBS. Dans les conditions de puissance de transmission limitée qui prévalent dans les liaisons mobiles et par satellite, l'échange de 2 dB de puissance pour la complexité additionnelle due à une quantification à 3 bits est des plus attrayants.

Pour finir, dans la Figure 5.8 les valeurs de E_b/N_0 en fonction du taux de codage R sont tracées pour plusieurs valeurs de R/R_{comp} pour un CBS. Les valeurs correspondantes pour un canal à quantification douce à 8 niveaux peuvent être facilement déduites en réduisant de 2 dB les valeurs de la Figure 5.8. Ces tracés montrent que pour une valeur donnée de R/R_{comp} , le rapport E_b/N_0 décroît avec une décroissance du taux de codage, et pour un taux de codage donné R , la valeur requise de E_b/N_0 décroît pour des valeurs croissantes de R/R_{comp} .

5.2.3 Performances d'erreur de quelques systèmes pratiques

À la Figure 5.9 les performances d'erreur d'un certain nombre de systèmes correcteurs d'erreurs sont fournis, montrant les gains de codage obtenus [84]. Comme tout codage de taux R entraîne une expansion de largeur de bande égale à $1/R$ par rapport à un système non codé, il est important d'examiner également le coût en largeur de bande des systèmes codés envisagés pour une performance d'erreur donnée. Par exemple, soit une probabilité d'erreur requise égale à $P_b = 1 \times 10^{-6}$. La Figure 5.9 montre quelques courbes de performance de systèmes codés pratiques utilisant des codes convolutionnels de longueur de contrainte $K=7$, de taux $R=1/2, 1/3$ et $1/4$ et d'un code perforé $K=7, R=3/4$ dérivé du code $K=7, R=1/2$, tous décodés par décodage de Viterbi avec quantification douce à 3 bits. De plus quelques codes en blocs sont représentés: codes BCH (127,112), Golay (23,12), et Hamming (7,4). L'abscisse de la Figure 5.9 représente l'expansion de largeur de bande (inverse du taux de codage) et tous les points correspondent à une probabilité d'erreur $P_b = 1 \times 10^{-6}$. En plus de fournir la valeur de E_b/N_0 requise pour atteindre $P_b = 1 \times 10^{-6}$, la Figure 5.9 indique le coût en expansion de largeur de bande. Par exemple on peut voir qu'en codage convolutionnel, changer le taux de codage de $1/2$ à $1/3$ et à $1/4$, conduit à une économie de E_b/N_0 égale à environ 0.5 dB, mais aussi à un coût en largeur de bande égal à 2 dB et 3 dB respectivement par rapport au taux $R=1/2$, c.a.d. une expansion supplémentaire de largeur de bande par un facteur égal à 1.58 et 2 respectivement. Il est clair que cette largeur de bande supplémentaire doit être

E_b / N_0 vs R
pour différentes valeurs de R / R_{comp}
canal binaire symétrique

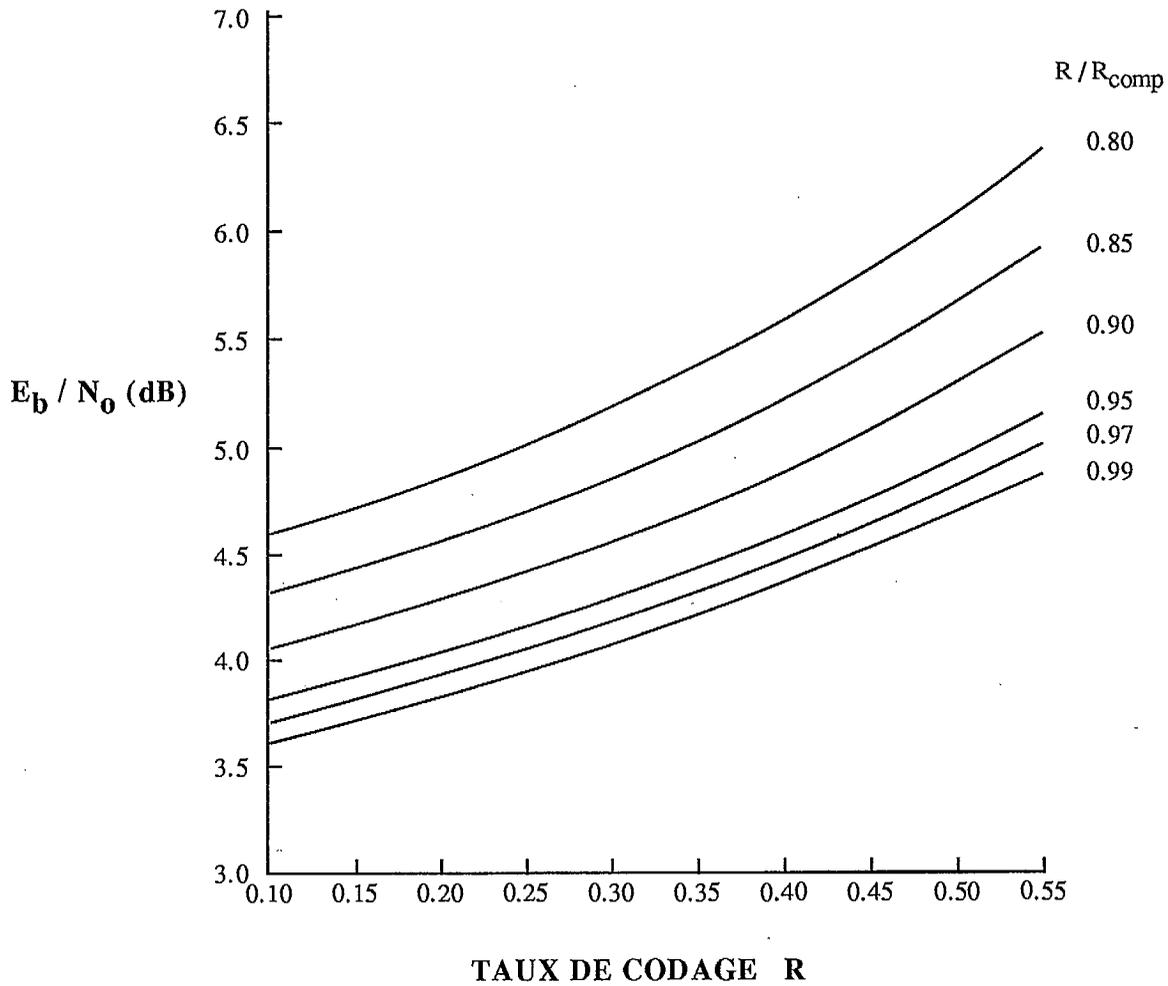


Figure 5.8 : E_b/N_0 EN FONCTION DE R POUR DIFFÉRENTES VALEURS DE R/R_{comp}

E_b / N_0 requis pour $P_b = 10^{-6}$
pour quelques systèmes codés

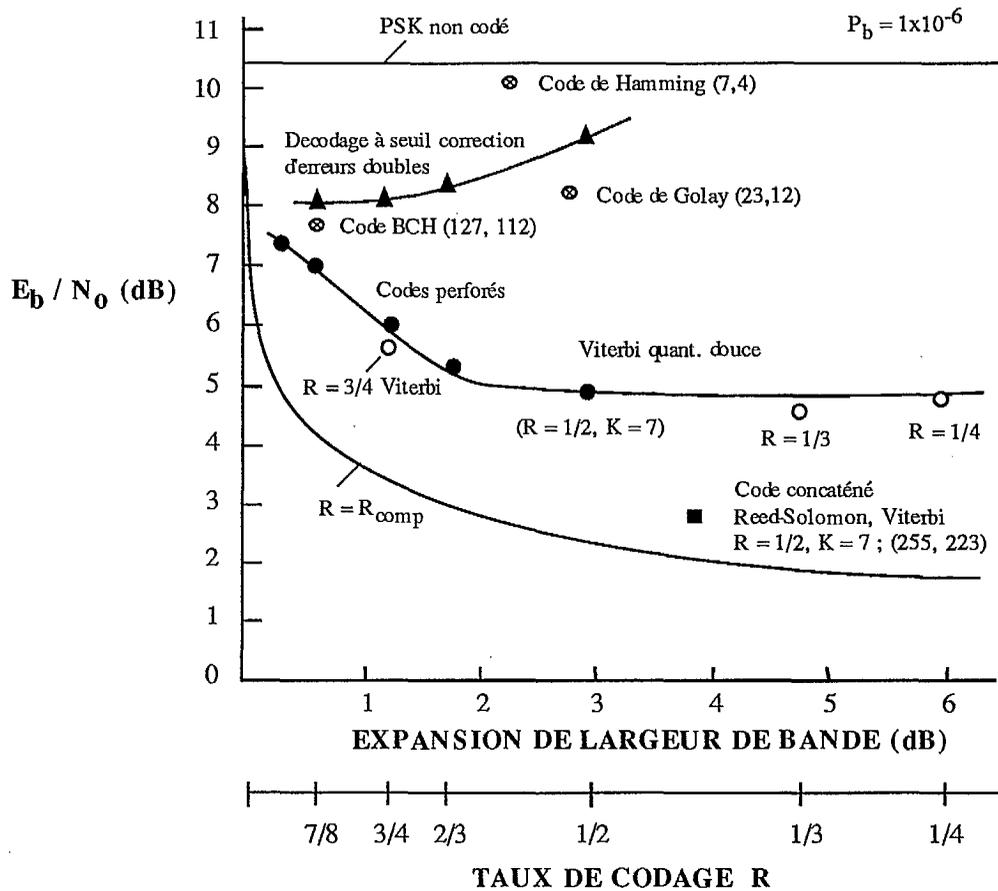


Figure 5.9 Valeurs de E_b/N_0 requises pour obtenir $P_b = 1 \times 10^{-6}$ pour quelques systèmes codés et comparaison des expansions de largeurs de bande

prise en considération et évaluée en fonction des autres paramètres pertinents dans la conception finale du système.

La Figure 5.9 montre aussi qu'un système beaucoup plus complexe, tel que le système concaténé code convolutionnel interne $K=7$, $R=1/2$ et code Reed-Solomon externe (255,223) offre un gain de codage supérieur sans coût excessif de largeur de bande par rapport au codage convolutionnel $K=7$, $R=1/2$ seul. Cependant dans ce cas, c'est l'augmentation substantielle de la complexité du système concaténé qui doit être considérée. A titre indicatif, à la Figure 5.9 la courbe du taux de coupure R_{comp} pour un canal non quantifié est également tracée, montrant la marge de gain encore potentiellement disponible par l'utilisation du codage.

5.2.4 Codage Convolutionnel

Dans cette section on rappelle brièvement les notions de base du codage convolutionnel et des structures en arbre ou en treillis du processus d'encodage de l'information, ces notions étant essentielles à la compréhension des opérations de décodage par méthodes probabilistes: décodage de Viterbi et décodage séquentiel [77], [82], [83], [86], [87].

Structure des codes convolutionnels Un codeur convolutionnel de taux de codage $R=1/V$ peut être représenté par une machine linéaire à états finis composée d'un registre à décalage de K cellules, de V additionneurs modulo-2 connectés à certaines cellules du registre à décalage, et d'un commutateur qui balaye les V additionneurs modulo-2. L'ensemble des connexions entre le registre à décalage et les additionneurs modulo-2 spécifie le code. Ces connexions sont généralement décrites par V vecteurs de dimension K appelées générateurs. Ces générateurs dénotés $\underline{G} = \underline{G}_1, \underline{G}_2, \dots, \underline{G}_V$, sont des vecteurs binaires, où la j^e composante g_{ij} du vecteur \underline{G}_i est égale à 1 si la cellule j du registre à décalage est connectée à l'additionneur modulo-2 i ; sinon la composante g_{ij} est égale à zéro, avec $i = 1, 2, \dots, V$, $j = 1, 2, \dots, K$. Par commodité, les générateurs des codes sont habituellement donnés en notation octale. Par exemple, un codeur convolutionnel $K=3$, $R=1/2$ est montré sur la Figure 5.10.

Un codeur convolutionnel fonctionne comme suit: les bits d'information sont introduits par la gauche, un bit à la fois, et après chaque décalage, les additionneurs modulo-2 sont échantillonnés en séquence par le commutateur, fournissant ainsi V symboles codés qui sont modulés et émis dans le canal. Le taux de codage est donc $R=1/V$. Pour ces codeurs binaires simples, la longueur K du registre à décalage s'appelle la *longueur de contrainte* du code. Un codeur peut être facilement généralisé, et admettre non pas 1 mais b bits à la fois dans le codeur, avec $k < V$; le taux de codage devient alors $R=b/V$. Dans

cette phase du projet, seuls les codes de faible taux $R=1/V$ sont considérés. En effet, ces codes sont les plus performants et sont ceux surtout utilisés dans les communications par satellites à puissance de transmission limitée. Bien que la généralisation aux codes de taux élevés $R=b/V$ soit en principe immédiate, la complexité des procédures de codage et surtout de décodage est telle que les codes "normaux" de taux $R=b/V$ deviennent vite peu attrayants en pratique, voire même impossible à mettre en oeuvre. Cette difficulté peut cependant être contournée par les codes à taux de codage élevés dits "codes perforés". Les codes perforés et leur décodage sont traités en section 5.2.5.

Arbre et treillis

Considérant seulement des codes convolutionnels de taux $R=1/V$ et de longueur de contrainte K , à chaque bit d'information correspond deux branches d'un arbre, chacune portant V symboles codés. L'extrémité de chaque branche est un noeud caractérisé par un état du codeur. L'état du codeur est le contenu des $(K-1)$ premières cellules du registre à décalage, et donc le nombre d'états distincts est égal à $2^{(K-1)}$.

Un chemin dans l'arbre est spécifié par la séquence d'information qui est entrée dans le codeur et deux chemins reconvergent (i.e. ont le même état terminal) si leurs $(K-1)$ derniers bits d'information sont identiques. Au-delà d'une profondeur égale à $(K-1)$ l'arbre d'encodage contient donc une énorme redondance qui peut être éliminée en ne gardant qu'un seul chemin au-delà de chaque noeud de reconvergence. L'arbre devient alors un treillis ayant 2^{K-1} états, et pour une séquence d'information de longueur L bits, les chemins dans l'arbre ou le treillis ont donc une longueur maximale égale à L branches. Un exemple d'arbre et de treillis correspondant au codeur de la Figure 5.10 est donné sur les Figures 5.11 et 5.12.

Les notions de chemin, arbre et treillis sont essentielles à la compréhension du codage des codes convolutionnels et des principes de décodage. Les principales techniques de décodage et en particulier le décodage de Viterbi sont brièvement présentés ci-après.

Décodage des codes convolutionnels La séquence d'information étant représentée par un chemin (le chemin correct), la fonction de décodage consiste donc, connaissant la séquence reçue, à trouver le chemin dans l'arbre ou le treillis qui soit le plus "vraisemblable", c'est-à-dire qui "ressemble" le plus à la séquence reçue. Dans un grand nombre de canaux et d'applications et en particulier dans les liaisons satellites fixes ou mobiles, les systèmes utilisant le codage convolutionnel avec décodage probabiliste sont parmi les plus intéressants tant du point de vue de leur performance d'erreur que du point de vue de leur réalisation et implantation matérielle. Le décodage probabiliste

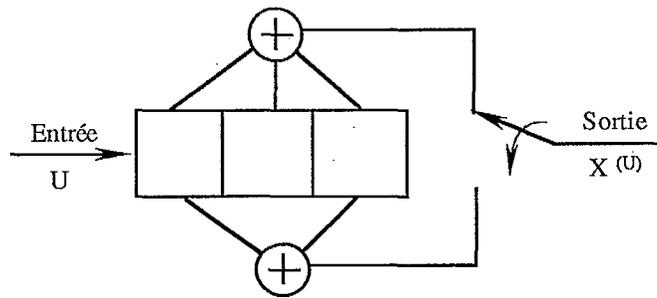


Figure 5.10 : CODEUR CONVENTIONNEL, $K = 3$, $R = 1/2$

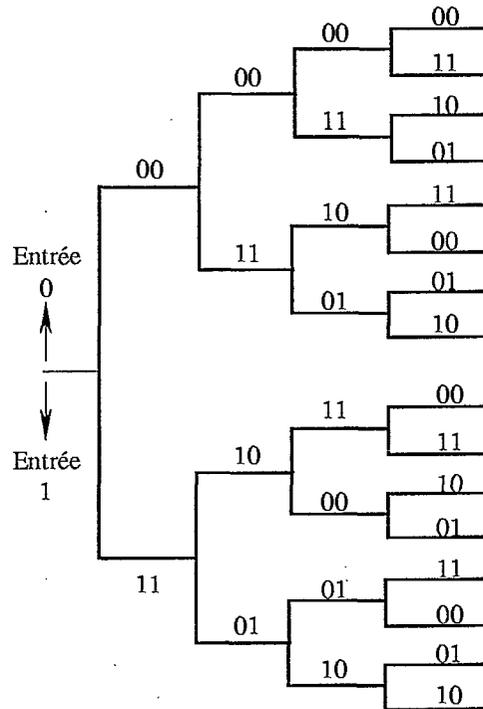


Figure 5.11 : ARBRE D'ENCODAGE DU CODE DE LA FIGURE 5.10

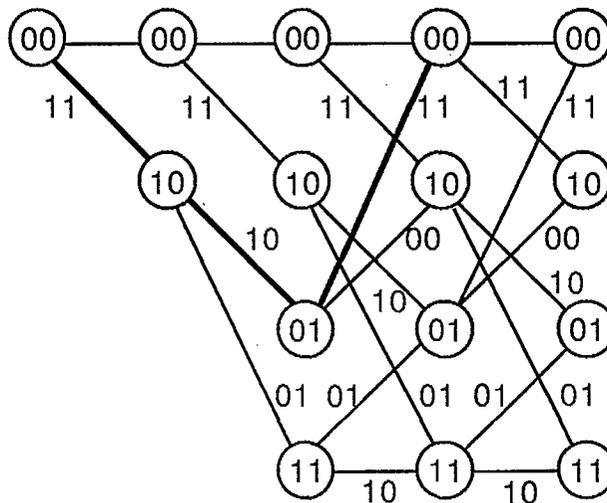


Figure 5.12 : TREILLIS CORRESPONDANT À L'ARBRE DE LA FIGURE 5.11

comprend un ensemble de techniques où le message décodé est obtenu par des procédures probabilistes plutôt que par des opérations algébriques fixes, et où les codes utilisés n'ont pas, en principe, à satisfaire à une structure algébrique particulière. Ils peuvent donc être choisis au hasard sans nuire à la technique de décodage, ce qui augmente considérablement leur champ d'application. Les deux principales techniques de décodage probabiliste des codes convolutionnels sont le décodage séquentiel et le décodage de Viterbi. Chacune de ces techniques consiste à trouver un chemin particulier $\underline{U} = (u_1, u_2, u_3, \dots)$, (le message transmis) dans un graphe orienté où on assigne aux branches $\{u_i\}$ des "métriques" ou valeurs de vraisemblance $\{\gamma_i\}$ entre les données Y reçues du canal de transmission et les données qui auraient pu être transmises $X^{(u)}$. L'objectif général du décodeur est donc de déterminer le chemin ayant la métrique totale maximale $\Gamma = \sum_i \gamma_i$, et ce, avec un minimum d'effort et un maximum de fiabilité. Ce chemin trouvé par le décodeur est la séquence décodée [77].

Les techniques de décodage séquentiel et de décodage de Viterbi sont nettement différentes l'une de l'autre et trouvent des domaines d'applications distincts. Un décodeur séquentiel utilise la structure en arbre du code et n'explore que la partie de l'arbre qui paraît être la plus vraisemblable; cette exploration est effectuée un seul chemin à la fois. Par contre un décodeur de Viterbi utilise la structure en treillis du code et examine tous les chemins qui auraient pu être transmis. En conséquence, l'effort de décodage en nombre de calculs effectués par bit décodé est constant, mais en général élevé pour le décodeur de Viterbi, alors qu'en décodage séquentiel cet effort est en moyenne très faible mais aussi très variable, avec une distribution de type Pareto. Cette variabilité de calcul est l'inconvénient principal du décodeur séquentiel et nécessite l'emploi d'un tampon d'entrée afin d'y stocker les données reçues qui attendent d'être décodées. La variabilité de l'effort de calcul a une influence directe sur la file d'attente au tampon d'entrée dont le débordement constitue un événement d'erreur catastrophique.

Une propriété intéressante du décodage séquentiel est que le nombre moyen de calculs pour décoder un bit d'information, C_{AV} , est quasi indépendant de la longueur de contrainte du code. Cette propriété n'est pas partagée par un décodeur de Viterbi où l'effort de calcul et la complexité du décodeur augmentent de façon exponentielle avec la longueur de contrainte du code. Comme la probabilité d'erreur des décodages de Viterbi ou séquentiel décroît exponentiellement avec la longueur de contrainte, une amélioration de la performance d'erreur par augmentation de la longueur du code est facilement réalisable par décodage séquentiel mais devient très vite prohibitive pour un décodeur de Viterbi. Par conséquent, le décodage de Viterbi est en pratique limité

à des codes de longueur de contrainte ne dépassant pas $K=7$, alors qu'en décodage séquentiel des longueurs de contrainte de l'ordre de 40 ou plus ne sont pas rares. Néanmoins, le décodage séquentiel est complexe à mettre en oeuvre et est réservé aux applications nécessitant une très faible probabilité d'erreur et un très grand gain de codage (exploration spatiale par exemple). Par contre le décodage de Viterbi est très largement utilisé en pratique et des décodeurs de Viterbi pouvant fonctionner à plusieurs mégabits/s sont couramment disponibles sur le marché à des prix ne dépassant pas quelques centaines de dollars [88]. Dans les applications de localisation par satellites où le coût et la disponibilité d'équipements standards sont des facteurs importants, le codage convolutif avec décodage de Viterbi est utilisé comme technique de contrôle des erreurs de façon quasi universelle. Dans d'autres applications de communications par satellites telle que INMARSAT ou INTELSAT, des codes convolutifs (avec décodage de Viterbi) de longueur de contrainte $K=7$ et de taux de codage $R=1/2$ et $R=3/4$ ont même été standardisés [84].

Algorithme de Viterbi

L'algorithme de décodage de Viterbi est une procédure simple qui détermine le chemin ayant la vraisemblance ou métrique maximale parmi tous les chemins distincts du graphe d'encodage. L'algorithme utilise la structure en treillis du code et sélectionne le meilleur chemin qui aboutit à chacun des 2^{K-1} états du treillis à chaque profondeur. Ces chemins sélectionnés s'appellent "survivants". La procédure est très simple: à chaque profondeur du treillis, les 2^{K-1} chemins survivants sont prolongés en leurs 2 branches respectives et leurs nouvelles métriques totales comparées, de sorte que pour chaque paire de chemins convergeant en un état, seul le chemin de métrique maximale est retenu; l'autre chemin est éliminé et n'est plus jamais considéré. La procédure est répétée pour chaque profondeur du treillis et aucun des chemins éliminés ne peut être celui à vraisemblance maximale, rendant la procédure optimale [86]. Tous les chemins distincts étant examinés de façon exhaustive, le décodage revient à effectuer une procédure de programmation dynamique dans un treillis régulier.

La probabilité d'erreur du décodage de Viterbi étant théoriquement celle permise par le code, elle décroît de façon exponentielle avec la longueur de contrainte K du code. Il peut donc être désirable d'utiliser un code de longueur K aussi grande que possible. Cependant comme les opérations de décodage doivent être effectuées à chacun des 2^{K-1} états du treillis, le nombre de calculs par bit décodé, et donc la complexité du décodeur augmentent aussi de façon exponentielle avec K . Cette croissance exponentielle de la complexité limite actuellement les décodeurs à utiliser des codes courts avec $K \leq 7$.

Le décodage de Viterbi succinctement décrit ci-dessus concerne les codes dits de taux de codage faibles, $R = \frac{1}{V}$ avec $V \geq 2$. Pour les codes de taux codage élevés, $R = b/V$, $b < V$, $R > 1/2$, les procédures d'encodage et surtout de décodage deviennent très vite beaucoup plus complexes. En effet, un codeur de taux $R = b/V$ peut être réalisé essentiellement par b codeurs de taux $R = 1/V$, conduisant ainsi à une complexité b fois plus grande. Au décodage cependant, l'arbre ou le treillis ayant 2^b branches par noeud, la complexité de la procédure de décodage séquentiel ou de Viterbi est multipliée par le facteur $2^{(b-1)}$. Par conséquent, pour des taux de codage $R > 2/3$ les procédures traditionnelles de codage et de décodage atteignent une complexité qui les rendent vite impraticables. De plus, une pénurie marquée de bons codes de taux $R > \frac{1}{2}$ contribue à rendre peu attrayante l'extension directe aux codes de taux élevés les techniques de codage et de décodage utilisées pour les codes de taux faibles $R = 1/V$. Ces difficultés ont été néanmoins contournées de façon astucieuse par les codes de taux élevés dits "perforés". Ces codes sont déduits de codes de taux faibles $R = 1/V$ et leur décodage peut être effectué dans l'arbre ou le treillis du code origine de taux faible. Par conséquent leur utilisation ne soulève pas de problème d'implantation particulier. Cependant bien que l'utilisation de codes de taux élevés permette une économie de largeur de bande par rapport aux codes de taux faibles, ces codes sont nettement moins performants et les valeurs de E_b/N_0 requises pour une probabilité d'erreur donnée augmentent avec le taux de codage R . Etant donné les bilans de liaisons mis en jeu dans les systèmes de localisation actuels, ces systèmes n'utilisent en général que des codes de faibles taux $R = 1/V$. Une discussion plus détaillée des codes perforés, de leurs caractéristiques et de leurs particularités sera effectuée dans une phase subséquente du projet.

Distances de Hamming des codes convolutionnels

Les codes convolutionnels étant des codes linéaires, leurs distances de Hamming minimales sont une mesure de leur puissance de correction d'erreurs. Cependant à l'encontre des codes en blocs, il existe plusieurs mesures de distance pour les codes convolutionnels, et chacune d'elles est importante pour une technique de décodage particulière: décodage de Viterbi, décodage séquentiel, décodage à seuil...

Les deux principales distances de Hamming pour les codes convolutionnels sont la distance minimale d_{min} et la distance libre minimale d_{libre} . Ces deux distances sont deux valeurs particulières d'une mesure de distance plus générale appelée fonction de distance des colonnes. On appelle fonction de distance des colonnes d'ordre n , dénotée $d_c(n)$, d'un code convolutionnel, la distance de Hamming minimale entre toutes les paires de mots de code de longueur n branches qui diffèrent entre elles à la première branche. La

fonction $d_c(n)$ est non décroissante avec n , et admet deux valeurs particulières

$$d_{min} = d_c(K) \quad (5.33)$$

et

$$d_{libre} = \lim_{n \rightarrow \infty} d_c(n) \quad (5.34)$$

En général $d_{libre} > d_{min}$ mais pour de nombreux codes on peut avoir $d_{libre} = d_{min}$.

Dans l'établissement de bornes supérieures sur les performances d'erreur des codes convolutionnels décodés par décodage optimal (i.e. Viterbi), la connaissance de la distance libre seulement peut ne pas s'avérer suffisante. La connaissance du nombre de mots de code à d_{libre} , $(d_{libre} + 1)$, $(d_{libre} + 2)$..., c.à.d. le spectre des distances ou spectre du code est essentielle à une évaluation précise d'une borne supérieure sur les probabilités d'erreur de séquence et par bit du code.

Les codes à distance libre maximale de longueur de contrainte $6 \leq K \leq 14$ et de taux de codage $R=1/2$, $1/3$ et $1/4$ sont connus [89], [90]. Cependant pour établir leurs performances d'erreur sur des canaux très bruités, comme ceux correspondant aux conditions de fonctionnement des systèmes de localisation par satellites, les spectres de ces codes doivent être connus sur un grand nombre de termes au delà de d_{libre} . Utilisant des procédures de recherche de spectres des codes convolutionnels développés à l'Ecole Polytechnique, ces spectres ont été étendus au delà des poids de Hamming disponibles dans la littérature. Ces spectres étendus ont permis de calculer des bornes supérieures serrées sur la probabilité d'erreurs des codes d'intérêt dans le projet. Ces bornes sur la probabilité d'erreur sont établies selon la méthode décrite ci-dessous.

Bornes supérieures sur la performance d'erreur

Pour des canaux discrets sans mémoire, la dérivation de bornes supérieures sur la probabilité d'erreur peut être obtenue par application d'une borne union sur la fonction de transfert $T(D,B)$ du code. Cette fonction de transfert $T(D,B)$ décrit de façon complète le spectre du code, c.à.d. le nombre de chemins de poids de Hamming D , $D \geq d_{libre}$, ainsi que le nombre de bits d'information en erreur sur ces chemins. Bien que la fonction de transfert soit rarement connue, des bornes supérieures serrées peuvent être obtenues en n'utilisant que les premiers termes du spectre, c.à.d. les premiers termes du développement en série de $T(D,B)$, soit:

$$T(D, B)|_{B=1} = \sum_{j=d_{libre}}^{\infty} a_j D^j \quad (5.35)$$

et

$$\frac{dT(D, B)}{dB} \Big|_{B=1} = \sum_{j=d_{libre}}^{\infty} C_j D^j \quad (5.36)$$

Dans les deux expressions, d_{libre} est la distance libre du code, a_j est le nombre de chemins incorrects de poids de Hamming j , $j \geq d_{libre}$, et C_j est le nombre total de bits d'information en erreur sur ces chemins incorrects. Les séquences $\{a_j\}$ et $\{C_j\}$ constituent le spectre du code.

Utilisant ce spectre, une borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit P_b du code est donnée par

$$P_b \leq \sum_{j=d_{libre}}^{\infty} C_j P_j \quad (5.37)$$

où P_j est la probabilité d'erreur entre deux mots de code de distance j . Il est donc clair que P_b dépendra de P_j , qui à son tour dépend du type de modulation utilisée. Par exemple, pour une modulation cohérente PSK et un canal gaussien non quantifié,

$$P_j = Q\left(\sqrt{2j R E_b/N_o}\right) \quad (5.38)$$

où la fonction $Q(\cdot)$ est donnée par (5.32).

Pour des conditions de canal fortement bruité, correspondant à des valeurs de R/R_{comp} proches de 1, l'expression de la probabilité d'erreur par paire P_j doit être serrée. Pour un canal binaire symétrique de probabilité de transition p , P_j peut être exprimée exactement par les développements binomiaux suivants [77]:

$$P_j = \begin{cases} \sum_{i=\frac{j+1}{2}}^j \binom{j}{i} p^i (1-p)^{j-i} & j \text{ impair} \\ \sum_{i=\frac{j}{2}+1}^j \binom{j}{i} p^i (1-p)^{j-i} + \frac{1}{2} \binom{j}{j/2} [p(1-p)]^{j/2} & j \text{ pair} \end{cases} \quad (5.39)$$

L'utilisation des expressions exactes pour P_j contribue de façon substantielle à obtenir des bornes serrées sur P_b .

Une évaluation numérique des bornes sur la probabilité d'erreur par bit, P_b des meilleurs codes connus (codes de Odenwalder [89]) de longueurs de contrainte $6 \leq K \leq 9$ et de taux de codage $R=1/2, 1/3$ et $1/4$ a été effectuée en utilisant pas moins de 10 termes

de spectre. Les Figures 5.13, 5.14 et 5.15 fournissent une borne supérieure sur P_b en fonction de E_b/N_0 pour tous ces codes. Pour une performance d'erreur donnée, ces familles de courbes permettent de déterminer facilement quels codes choisir pour chaque valeur de E_b/N_0 . A titre d'exemple, soit la valeur $P_b = 1 \times 10^{-5}$ désirée. On peut alors facilement déduire les valeurs de E_b/N_0 ou les valeurs de la probabilité de transition du canal p qui sont requises pour chaque code et chaque taux de codage R . Ces valeurs sont regroupées au tableau 5.1 et permettent d'évaluer les gains et avantages relatifs dans le choix final d'un code pour satisfaire une performance donnée.

| K | E_b/N_0 (dB) pour obtenir $P_B = 10^{-5}$ | | | Probabilité de transition p du canal pour obtenir $P_B = 10^{-5}$ | | |
|---|--|-------|-------|---|-------|-------|
| | R=1/2 | R=1/3 | R=1/4 | R=1/2 | R=1/3 | R=1/4 |
| 6 | 6.75 | 6.36 | 6.32 | 0.0148 | 0.045 | 0.072 |
| 7 | 6.50 | 6.02 | 6.27 | 0.0173 | 0.051 | 0.073 |
| 8 | 6.05 | 5.66 | 5.47 | 0.022 | 0.059 | 0.092 |
| 9 | 5.85 | 5.47 | 5.26 | 0.0245 | 0.063 | 0.097 |

Tableau 5.1 Valeurs limites de E_b/N_0 et de p d'un canal binaire symétrique pour obtenir une probabilité d'erreur par bit $P_b = 1 \times 10^{-5}$.

5.2.5 Codes convolutionnels de taux de codage élevés

Jusqu'à très récemment, les techniques de contrôle des erreurs utilisant les codes convolutionnels ont été largement dominées par les codes de taux de codage faible, $R = 1/V$, (typiquement $R = 1/2$, $1/3$ ou $1/4$). Tel que mentionné plus haut, des codes optimaux de faibles taux de codage et fournissant de grands gains de codage existent, et des décodeurs puissants (séquentiel et Viterbi) fonctionnant à plusieurs dizaines de mégabits par seconde sont disponibles commercialement. Cependant les tendances actuelles vers des débits de transmission de plus en plus élevés tout en préservant la largeur de bande de transmission conduisent à rechercher de bons codes de taux élevés, $R = b/V$, $1 < b < V$, $V > 2$, et surtout à développer des techniques de codage et de décodage qui soient pratiques et efficaces pour ces codes. Malheureusement une application directe des procédures de décodage traditionnelles (Viterbi ou séquentiel) devient très rapidement impraticable pour des taux $R > 2/3$. De plus, à l'inverse

**BORNES SUR LA PROBABILITÉ D'ERREUR PAR BIT
CANAL BINAIRE SYMÉTRIQUE
CODES CONVOLUTIONNELS $R = 1/2$, $K = 6$ à 9 .**

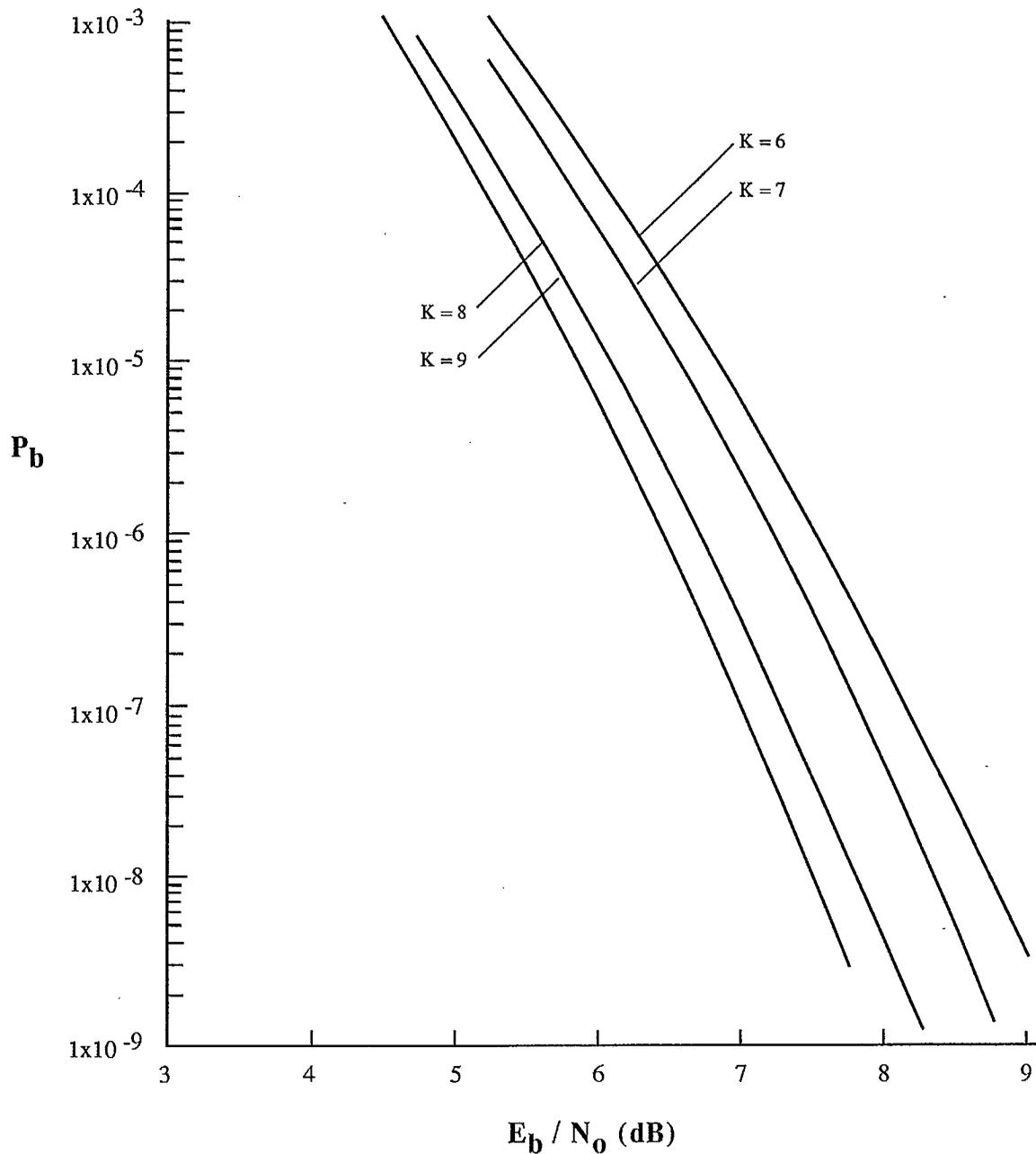


Figure 5.13 Performance d'erreur des meilleurs codes convolutionnels, $6 \leq K \leq 9$, et $R=1/2$ sur un canal binaire symétrique

**BORNES SUR LA PROBABILITÉ D'ERREUR PAR BIT
CANAL BINAIRE SYMÉTRIQUE
CODES CONVOLUTIONNELS $R = 1/3$, $K = 6$ à 9**

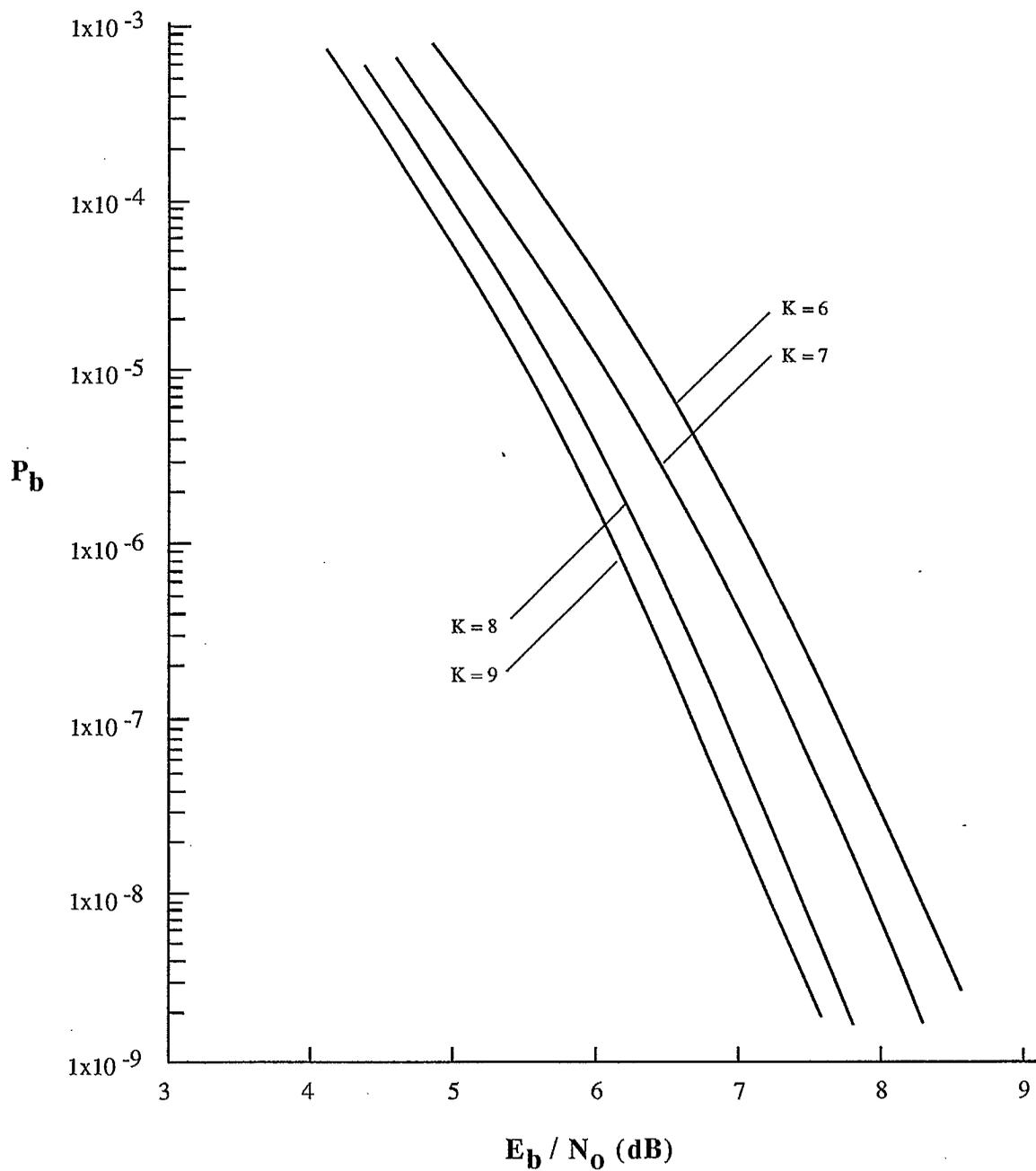


Figure 5.14 Performance d'erreur des meilleurs codes convolutionnels, $6 \leq K \leq 9$, et $R=1/3$ sur un canal binaire symétrique

**BORNES SUR LA PROBABILITÉ D'ERREUR PAR BIT
CANAL BINAIRE SYMÉTRIQUE
CODES CONVOLUTIONNELS $R = 1/4$, $K = 6$ à 9**

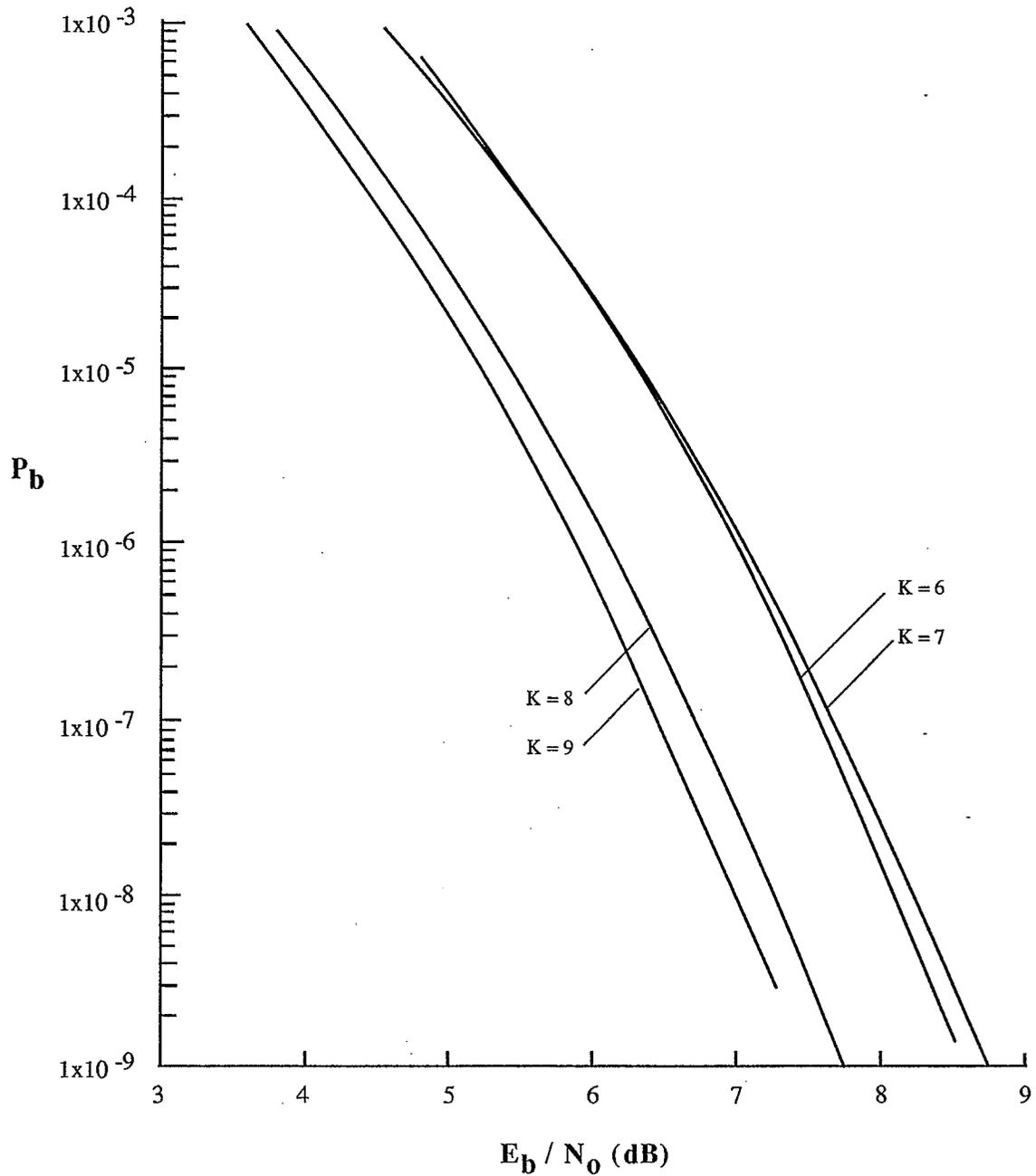


Figure 5.15 Performance d'erreur des meilleurs codes convolutionnels, $6 \leq K \leq 9$, et $R=1/4$ sur un canal binaire symétrique

des codes de faibles taux, seulement quelques codes optimaux de taux $R > 2/3$ sont disponibles dans la littérature.

Ces difficultés ont été contournées récemment par l'avènement des codes convolutionnels perforés de taux de codage élevés. Le codage et surtout le décodage des codes perforés de taux élevé n'est guère plus complexe que celui des codes de faibles taux, et de plus, les techniques de décodage traditionnelles peuvent très facilement être appliquées au décodage adaptif et à taux variable.

Après une brève introduction aux codes de taux élevés on présente l'essentiel des codes perforés et de leur décodage. Des listes des meilleurs codes perforés connus de taux $R = 2/3, 3/4, 4/5$ et $7/8$ et de leurs spectres de distance sont présentées avec leurs courbes de performance d'erreur.

Codage convolutionnel de taux élevés $R = b/V$ Tout comme pour les codeurs de taux $R = 1/V$, un codeur convolutionnel binaire de taux $R = b/V$, peut être représenté par une machine séquentielle linéaire à états finis composée d'un registre à décalage de longueur K bits et de V additionneurs modulo-2 connectés à certaines cellules du registre à décalage. L'ensemble des connexions entre le registre à décalage et les additionneurs spécifie le code. Les données à encoder sont introduites b bits à la fois, provoquant un décalage de b positions du contenu du registre à décalage, et produisant V symboles codés, $V > b$, qui sont recueillis à la sortie des V additionneurs modulo-2. Le taux de codage est donc $R = b/V$ bits/symbole. Dans cette représentation par registre à décalage unique, la *longueur de contrainte* du code (en bits d'information) est définie comme étant le nombre total de bits dans le registre qui peuvent influencer la sortie du codeur; c'est donc la longueur totale K du registre à décalage. L'état du codeur est spécifié par le contenu des $(K - b)$ premières cellules du registre à décalage [77]-[86]. La longueur K n'étant pas nécessairement un multiple de b , une représentation en parallèle du codeur est souvent préférable. Le codeur est alors composé de b registres à décalage de longueurs $k_i, i = 1, 2, \dots, b$, connectés aux V additionneurs modulo-2. Les données sont alors introduites un bit à la fois mais simultanément dans les b registres à décalage. Naturellement, dans ce cas, chaque registre n'est décalé que d'un seul bit. A chaque cycle d'encodage, aux b bits d'information on fait correspondre 2^b branches d'un arbre, chacune d'elle codée en V symboles. Par conséquent, une séquence de L b bits d'information va déterminer dans l'arbre d'encodage un chemin particulier de longueur L branches et codé en LV symboles. Un exemple de codeur convolutionnel de longueur de contrainte $K = 4$ et de taux $R = 2/3$ est montré à la Figure 5.16(a) et son arbre d'encodage à la Figure 5.16(b).

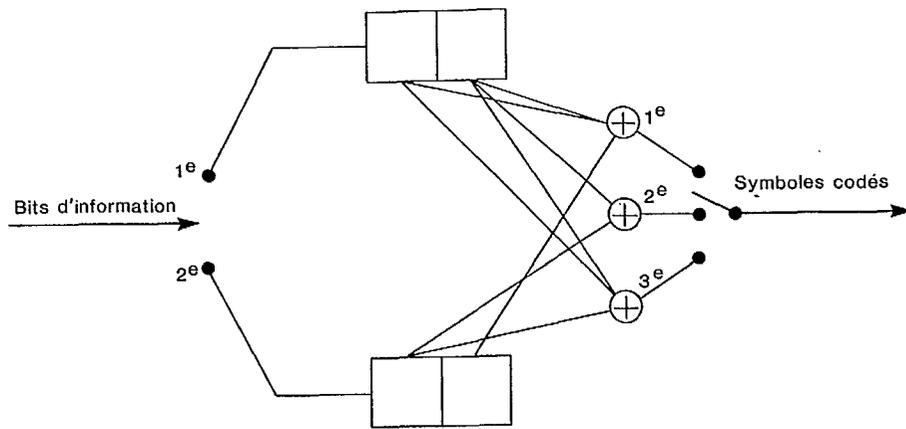


Figure 5.16 (a) : Schéma de codeur convolusionnel de taux $R=2/3$, $K=4$, $V=3$, $b=2$.

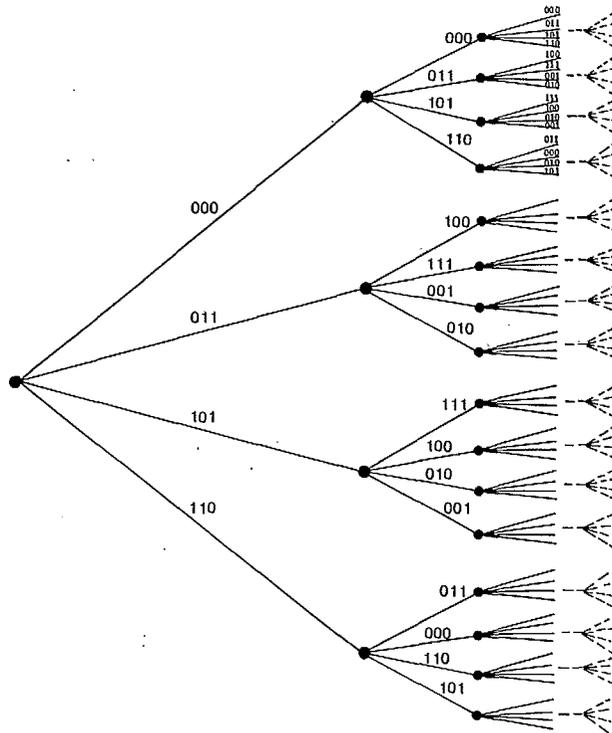


Figure 5.16 (b) : Arbre d'encodage du codeur de la figure 5.16 a

En général, tous les b registres à décalage ne sont pas nécessairement constitués du même nombre de cellules. Dans ce cas, la notion de longueur de contrainte devient quelque peu imprécise et il est alors préférable de considérer plutôt la mémoire du codeur. Cette mémoire M est définie par

$$M = \sum_{i=1}^b m_i \quad (5.40)$$

où m_i correspond au nombre de cellules du registre i , $i = 1, 2, \dots, b$, en omettant la cellule d'entrée. Par exemple pour le codeur de taux $R = 3/4$ de la Figure 5.16(c), la mémoire totale est égale à $M = 8$. Tel que montré ci-dessus, la structure d'un codeur de taux $R = b/V$ est b fois plus complexe que celle d'un codeur de taux $R = 1/V$. Le nombre de branches issues de chaque noeud de l'arbre d'encodage d'un code de taux $R = b/V$ étant égale à 2^b , la complexité d'un décodeur séquentiel ou de Viterbi est multipliée par un facteur de 2^b . Par conséquent ces techniques de décodage deviennent très vite impraticables pour des codes de taux supérieurs à $R = 2/3$, et certaines variantes de décodage séquentiel ont été proposées pour pallier à cette difficulté [122]. Cependant l'avènement des codes perforés a permis de contourner entièrement les accroissements de complexité des codeurs et des décodeurs.

Codes convolutionnels perforés de taux de codage élevés Les codes convolutionnels perforés sont une classe de codes convolutionnels à haut taux de codage $R = b/V$ qui peuvent être obtenus à partir de codes convolutionnels de faibles taux $R = 1/V$ par perforation (c'est-à-dire élimination) de certains symboles codés.

La perforation consiste à éliminer périodiquement un certain nombre de symboles codés de la sortie du codeur d'un code de faible taux. Le taux de codage est égal au rapport entre les bits d'information qui entrent dans le codeur et les symboles codés qui subsistent après la perforation. Le taux de codage résultant de l'opération peut donc être augmenté.

Le concept de perforation est apparu dans la littérature en 1979. Les auteurs, Clark, Cain et Geist [123] limitaient alors l'usage de la perforation aux codes de petites mémoires ($M < 6$) et au décodage de Viterbi. D'autres travaux y ont fait suite [124]-[127] et récemment, Haccoun et al [128]-[131] ont étendu l'application de la perforation à des codes de grandes mémoires et au décodage séquentiel.

Encodage des codes convolutionnels perforés Pour illustrer le principe des codes perforés considérons un code de taux $R = 2/3$ et de mémoire $M = 2$ dont le treillis est

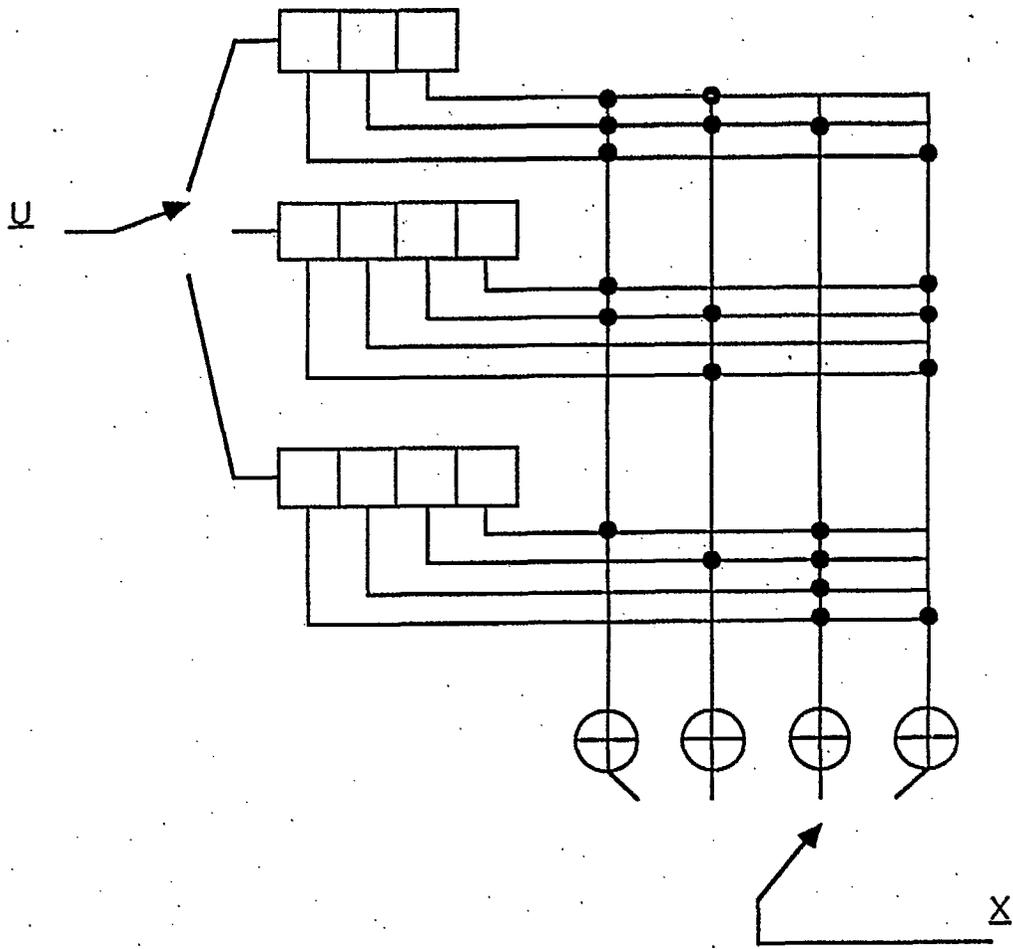


Figure 5.16 (c) : Codeur de mémoire $M=6$ et de taux de codage $R=2/3$.

illustré à la Figure 5.16(d). Ce treillis comporte 4 états et de chacun d'entre eux 4 branches émergent, portant chacune 3 symboles codés. Considérons à présent un code de taux $R = 1/2$ et de mémoire $M = 2$ (voir Figure 5.16(e)). Si un symbole parmi chaque groupe de 4 symboles codés consécutifs (2 branches consécutives) est éliminé périodiquement, alors, on obtiendrait un code de taux $R = 2/3$, puisque 2 bits d'information entrant dans le codeur produisent à la sortie 3 symboles codés. Par un choix judicieux du code de taux faible, appelé *code origine*, et de la règle d'élimination ou de perforation, en principe tout code de taux élevé $R = b/V$ peut être obtenu. Dans l'exemple de la Figure 5.16(e), en éliminant périodiquement le 4^e symbole codé (représenté par un X sur le dessin), on observe que la structure résultante est identique à celle du code de taux $R = 2/3$ de la Figure 5.16(d). Un code de taux $R = 2/3$ a donc été généré par un code origine de taux de codage $R = 1/2$. Il va de soi que la procédure n'est pas limitée à des codes origine de taux $R = 1/2$ seulement. Tout code origine de faible taux $R = 1/V_0$ pourrait être utilisé pour générer un code de taux $R = b/V$. Pour cela, de chaque groupe de $(V_0 b)$ symboles codés consécutifs issus de l'encodage de b bits d'information par le codeur origine, un nombre $S = (V_0 b - V)$ symboles sont éliminés selon un motif de perforation déterminé. Le taux de codage résultant est alors $R = b/(V_0 b - S)$, ce qui correspond bien au taux de codage désiré, $R = b/V$. Par un choix judicieux du codage origine et du motif de perforation, n'importe quel taux de codage peut donc être obtenu. Naturellement, la perforation du codage origine entraîne une diminution de sa distance libre, et cette diminution sera d'autant plus importante que le nombre de symboles perforés S est élevé. Il y a donc avantage à utiliser des codes origine de taux $R = 1/2$. Un grand nombre de bons codes perforés construits à partir de codes de taux $1/2$ ont été ainsi proposés pour des codes de taux variant de $2/3$ à $16/17$ [123]-[129].

Matrice de perforation Un code perforé de taux $R = b/V$ dépend du code origine de taux $1/V_0$, du nombre b de branches regroupées ainsi que du nombre S et de la position des symboles perforés. L'information de position des symboles perforés peut être commodément spécifiée par une matrice binaire $[P]$ ayant b lignes et V_0 colonnes appelées *matrice de perforation*. Les éléments de $[P]$ valent 0 ou 1 correspondant à l'élimination ou au maintien des symboles codés du code origine. Il est clair que $[P]$ correspond au motif de perforation utilisé pour générer le code perforé désiré. Par conséquent, pour un même codeur origine plusieurs codes perforés de taux de codage différents peuvent être obtenus en modifiant le motif de perforation, c'est-à-dire en changeant les dimensions et les éléments de la matrice de perforation $[P]$. Par exemple, la matrice de perforation

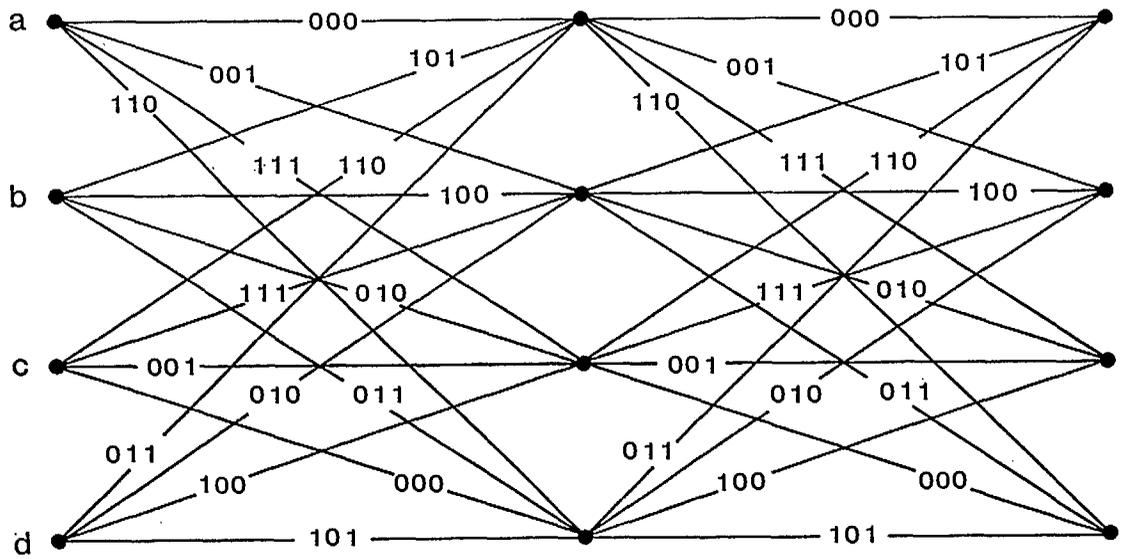


Figure 5.16 (d) : Treillis d'un code de mémoire $M=2$ et de taux de codage $R=2/3$

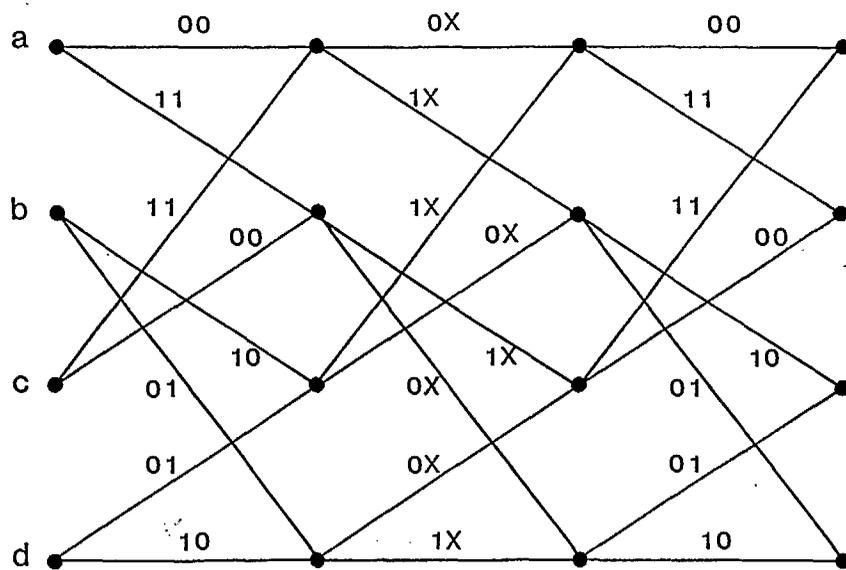


Figure 5.16 (e) : Treillis d'un code de mémoire $M=2$ et de taux $R=1/2$ (les symboles perforés sont indiqués par X)

correspondant au code de taux $R = 2/3$ dont le treillis est illustré à la Figure 5.16(e) est

$$[P_1] = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

alors que pour un code de taux $R = 5/6$ issu du même code origine de taux $R = 1/2$, la matrice de perforation pourrait s'écrire

$$[P_2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.42)$$

Un codage à taux variable peut être facilement réalisé si tous les taux perforés requis sont déduits du même encodeur de faible taux. Seules les matrices de perforation doivent être modifiées tel qu'illustré par $[P_1]$ et $[P_2]$ ci-dessus.

Un codeur de codes perforés peut donc être réalisé par le codeur origine de faible taux suivi d'un perforateur commandé par la matrice de perforation (voir Figure 5.16(f)). Le codage à taux variable peut être spécialisé en ajoutant la restriction que tous les symboles codés des codes perforés de taux de codage les plus élevés appartiennent aux codes de taux de codage plus faibles. Cette restriction minimise en quelque sorte les modifications à apporter à la matrice de perforation lorsqu'on modifie le taux de codage. Les codes perforés ainsi obtenus sont dits être à *taux compatibles*. Ces codes perforés à taux compatibles sont particulièrement utiles dans certaines applications de codage hybrides FEC/ARQ [126], [127], [132].

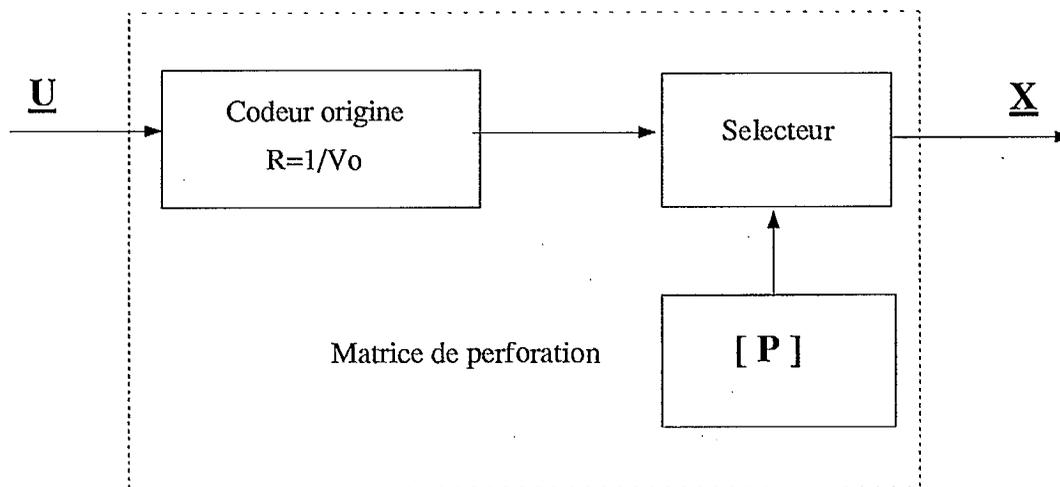


Figure 5.16 (f) : Schéma de principe d'un codeur pour codes perforés

Décodage probabiliste des codes perforés Les codes convolutionnels perforés se prêtent aux mêmes techniques de décodage probabiliste (décodage de Viterbi et décodage séquentiel) que les codes convolutionnels traditionnels. Cependant, les difficultés (effort et complexité des calculs, mémoire requise) associées au décodage des codes de taux élevés habituels sont presque totalement éliminées en utilisant des codes perforés. En décodage séquentiel ou de Viterbi, les opérations de décodage sont effectuées dans l'arbre ou le treillis du code origine de faible taux $R = 1/V_o$, mais les calculs des métriques des symboles perforés y sont essentiellement inhibés. Sachant la matrice de perforation du code, cette inhibition peut être facilement effectuée par insertion de symboles de bourrage dans les positions correspondant aux symboles perforés. Ces symboles de bourrage sont effectivement éliminés en leur assignant la même métrique (typiquement une valeur nulle) quelque soit le symbole, 0 ou 1.

Les codecs de Viterbi ou séquentiels pour codes perforés de taux de codage élevés ne présentent nullement la difficulté de décodage par "force brutale" des codes de taux élevés traditionnels. Ces codecs peuvent être mis en oeuvre par l'addition de circuits relativement simples aux codecs des codes de faibles taux $R = 1/V_o$. De plus, comme un code de faible taux $R = 1/V_o$ peut générer un très grand nombre de codes perforés de taux élevés, l'approche "codes perforés" conduit à des réalisations très intéressantes de codes à taux variables. Mentionnons cependant que les décodeurs de Viterbi doivent avoir une longueur de récupération quelque peu plus longue que celle du code origine $R = 1/V_o$, et que cette longueur de récupération tend à augmenter avec le taux de codage. Toutes les autres opérations du décodeur demeurent essentiellement identiques, quelque soit le taux de codage $R = b/V$.

Performances d'erreurs des codes perforés L'analyse de la probabilité d'erreur des codes perforés est en tous points identique à celle des codes habituels. Cette analyse est encore basée sur la fonction de transfert $T(D,B)$ du code, et à défaut de la connaissance de $T(D,B)$, l'analyse utilise le spectre du code, c'est-à-dire la distribution des poids de Hamming des chemins incorrects et du nombre de bits en erreur sur ces chemins. Le formalisme est le même que celui présenté à la section 5.2.4.

Utilisant des procédures de recherche à l'ordinateur, les spectres des meilleurs codes perforés de mémoires $2 \leq M \leq 8$ et de taux de codage $2/3 \leq R \leq 7/8$ générés à partir des meilleurs codes connus de taux $R = 1/2$ ont été obtenus [125]-[128].

Des simulations exhaustives de décodage de Viterbi ont été effectuées à l'ordinateur pour des codes perforés de mémoire $M = 6$ et de taux de codage $R = 2/3, 3/4, 4/5$ et $7/8$. Le Tableau 5.2 résume les résultats obtenus pour des canaux à bruit additif gaussien

à quantification dure et à quantification douce à 3 bits. Les performances d'erreur observées satisfont les bornes théoriques dérivées des spectres de ces codes. Le Tableau 5.2 montre que les longueurs de récupération utilisées sont nettement supérieures à celles normalement requises des codes de taux $R = 1/V$ (5 à 6 longueurs de contrainte). De plus, on remarque que les longueurs de récupération sont plus longues pour un canal à quantification douce que pour un canal à quantification dure. Cependant, comme on pouvait le prévoir, un canal à quantification douce à 3 bits permet un gain de codage intrinsèque égal à 2 dB.

Le Tableau 5.3 fournit une liste des meilleurs codes perforés non catastrophiques, de mémoire $M = 6$ et de taux de codage $R = (V - 1)/V$, variant de $R = 2/3$ à $R = 16/17$ [124], [125]. Tous ces codes ont été dérivés du même code origine optimal de mémoire $M = 6$ et de taux $R = 1/2$. Le Tableau 5.3 donne pour chaque code la matrice de perforation, la distance libre minimale d_{free} , et le nombre total de bits en erreur C_{d_f} sur les chemins à distance libre. Bien que la connaissance de C_{d_f} puisse suffire à évaluer la performance d'erreur de ces codes pour des valeurs élevées de rapport signal à bruit E_b/N_o , une évaluation plus raffinée de la performance des codes nécessite un plus grand nombre de termes des spectres de ces codes. Ces spectres ont été déterminés sur les chemins allant de d_{free} à $d_{(free+10)}$ et pour un grand nombre de codes [128]. Une borne supérieure sur la probabilité d'erreur par bit P_B des codes listés au Tableau 5.3 est montrée à la Figure 5.16(g) pour un canal à bruit blanc gaussien non quantifié. A titre indicatif la probabilité d'erreur pour une modulation PSK non codée est tracée sur la Figure 5.16(g), permettant de déterminer les gains de codage réalisables par ces codes. On peut ainsi voir qu'à une probabilité d'erreur $P_B = 1 \times 10^{-5}$, les gains de codage des codes de taux $R = 2/3$ et $3/4$ sont égaux à 4.9 dB et 4.6 dB, représentant des gains appréciables, voire même précieux, sur une liaison satellite. Même à des taux de codage aussi élevés que $R = 7/8$ et $R = 15/16$, les gains de codage respectifs de 3 dB et 2.4 dB à $P_B = 1 \times 10^{-5}$ demeurent substantiels (naturellement pour un canal à quantification dure, tous ces gains de codage doivent être réduits de 2 dB). Le fait que ces gains puissent être obtenus pour de faibles expansions de largeur de bande de transmission (8/7 et 16/15 respectivement) et surtout en utilisant des décodeurs de Viterbi à peine plus complexes que ceux pour des codes de taux $R = 1/2$ témoignent de l'attrait que présentent les codes perforés de taux élevés. De plus, cet attrait des techniques de codes perforés se maintient pour des codes longs, de mémoires $M > 8$, utilisant le decodage séquentiel [128]-[132].

Pour finir mentionnons que les meilleurs codes perforés issus des meilleurs codes de taux $R = 1/2$ ne sont pas optimaux, et par conséquent ne sont pas aussi performants que les meilleurs codes traditionnels connus de mêmes taux. Cependant la dégradation

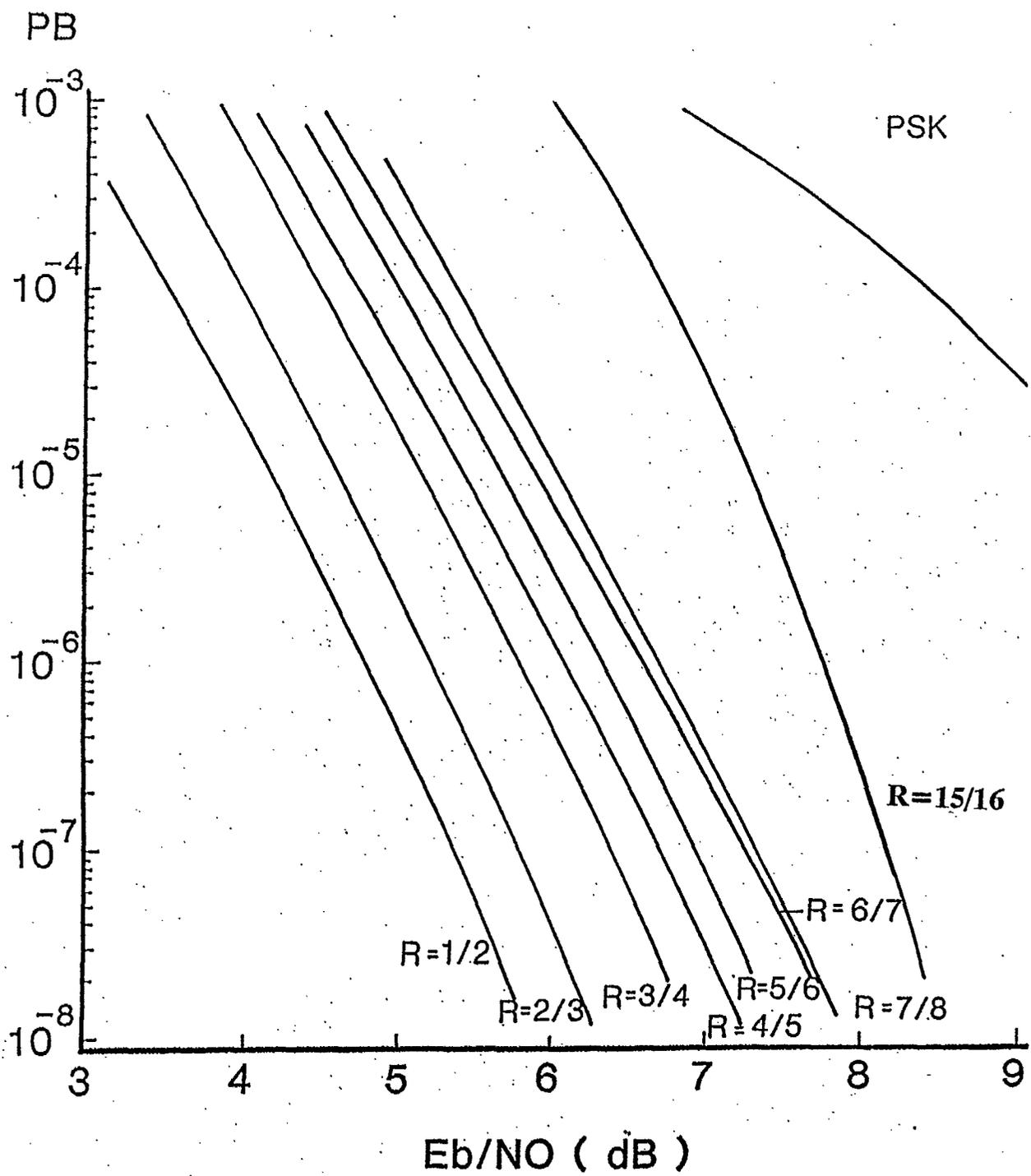


Figure 5.16 (g) : Performances d'erreur du code origine de mémoire $M=6$ et de taux $R=1/2$ et des codes perforés de taux $2/3 \leq R \leq 15/16$ qui en sont issus.

| Taux R | E_b/N_o (dB) | | Probabilité d'erreur par bits P_B | | Longueur de recuperation L | |
|-------------|----------------|-------|-------------------------------------|-----------------------|---------------------------------|-------|
| | Dure | Douce | Dure | Douce | Dure | Douce |
| 2/3 | 5.0 | 3.0 | 1.65×10^{-3} | 2.84×10^{-3} | 120 | 150 |
| | 5.5 | 3.5 | 4.83×10^{-4} | 6.17×10^{-4} | 70 | 90 |
| | 6.0 | 4.0 | 1.34×10^{-4} | 2.19×10^{-4} | 70 | 90 |
| | 6.5 | 4.5 | 3.2×10^{-5} | 4.90×10^{-5} | 60 | 50 |
| | 7.0 | 5.0 | 1×10^{-5} | 8.0×10^{-6} | 50 | 50 |
| 3/4 | 5.5 | 3.5 | 1.68×10^{-3} | 2.25×10^{-3} | 110 | 150 |
| | 6.0 | 4.0 | 5.51×10^{-4} | 5.68×10^{-4} | 90 | 120 |
| | 6.5 | 4.5 | 1.22×10^{-4} | 2.15×10^{-4} | 80 | 90 |
| | 7.0 | 5.0 | 1.5×10^{-5} | 3.0×10^{-5} | 80 | 70 |
| | 7.5 | 5.5 | no errors | 7.0×10^{-6} | 70 | 50 |
| 4/5 | 5.5 | 3.5 | 3.32×10^{-3} | 5.91×10^{-3} | 120 | 200 |
| | 6.0 | 4.0 | 1.12×10^{-3} | 1.28×10^{-3} | 120 | 150 |
| | 6.5 | 4.5 | 3.2×10^{-4} | 4.02×10^{-4} | 120 | 150 |
| | 7.0 | 5.0 | 8.5×10^{-5} | 1.12×10^{-4} | 90 | 80 |
| | 7.5 | 5.5 | 4.8×10^{-5} | 3.6×10^{-5} | 80 | 70 |
| 7/8 | 6.5 | 4.5 | 1.51×10^{-3} | 2.57×10^{-3} | 120 | 200 |
| | 7.0 | 5.0 | 2.9×10^{-4} | 4.77×10^{-4} | 120 | 200 |
| | 7.5 | 5.5 | 6.3×10^{-5} | 9.30×10^{-5} | 100 | 150 |
| | 8.0 | 6.0 | 3.4×10^{-5} | 3.9×10^{-5} | 90 | 90 |
| | 8.5 | 6.5 | no errors | 1.9×10^{-5} | 70 | 90 |

Tableau 5.2 Résultats de simulations d'un décodage de Viterbi pour codes perforés sur canaux gaussiens à quantifications dure et douce. Codes $M = 6$, $R = 2/3, 3/4, 4/5, 7/8$.

des performances d'erreur entre les codes traditionnels et perforés de mêmes mémoires et de mêmes taux n'est pas très élevée. Par exemple, la Figure 5.16(h) compare

| Taux de Codage R | Matrice de Perforation $[P]$ | Spectre | |
|-----------------------|---------------------------------|-------------------------|-------------------------|
| | | Distance Libre d_f | bits en erreur C_f |
| 1/2 | 1 | 10 | 36 |
| 2/3 | 11 | 6 | 3 |
| | 10 | | |
| 3/4 | 110 | 5 | 42 |
| | 101 | | |
| 4/5 | 1111 | 4 | 12 |
| | 1000 | | |
| 5/6 | 11010 | 4 | 92 |
| | 10101 | | |
| 6/7 | 111010 | 3 | 5 |
| | 100101 | | |
| 7/8 | 1111010 | 3 | 9 |
| | 1000101 | | |
| 8/9 | 11110100 | 3 | 13 |
| | 10001011 | | |
| 9/10 | 111101110 | 3 | 29 |
| | 100010001 | | |
| 10/11 | 1110110111 | 3 | 52 |
| | 1001001000 | | |
| 11/12 | 11110111110 | 3 | 66 |
| | 10001000001 | | |
| 12/13 | 111111110101 | 3 | 83 |
| | 100000001010 | | |
| 13/14 | 1101000001111 | 3 | 215 |
| | 1010111110000 | | |
| 14/15 | 11010110110110 | 3 | 143 |
| | 10101001001001 | | |
| 15/16 | 111001011010010 | 3 | 240 |
| | 100110100101101 | | |
| 16/17 | 1101010010000101 | 3 | 393 |
| | 1010101101111010 | | |

Tableau 5.3 Liste des meilleurs codes perforés de mémoire $M = 6$ issus du même code optimal de mémoire $M = 6$ et de taux $R = 1/2$. [125]

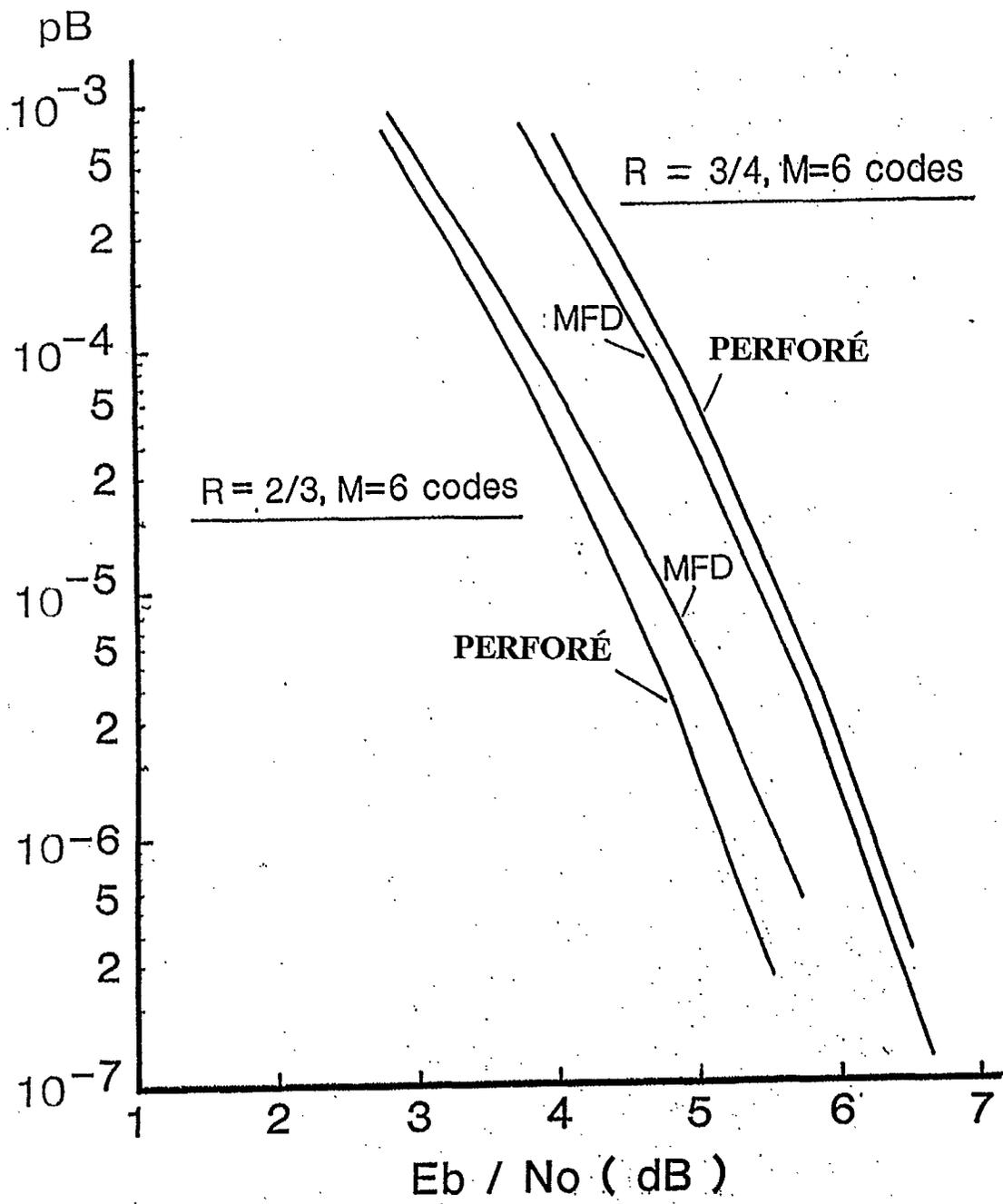


Figure 5.16 (h) : Comparaison des performances d'erreur des meilleurs codes perforés et des codes traditionnels optimaux : M=6, R=2/3 et R=3/4

les probabilités d'erreur par bit des codes ($M = 6$, $R = 2/3$ et $R = 3/4$) optimaux traditionnels et des meilleurs codes perforés issus de codes de taux $R = 1/2$. On constate qu'à $P_B = 1 \times 10^{-5}$, la dégradation n'est que de 0.25 dB et 0.1 dB pour les codes $R = 2/3$ et $R = 3/4$ respectivement. Il est clair que la grande simplicité de décodage de ces codes perforés compense amplement cette faible dégradation des performances.

5.3 Techniques d'étalement de spectre

Les techniques d'étalement de spectre (ES) (en anglais: "Spread Spectrum"), sont des techniques de transmission dans lesquelles les signaux transmis occupent une largeur de bande considérablement supérieure à celle des signaux d'information en bande de base. La largeur de bande de transmission n'est que très faiblement dépendante de celle des signaux en bande de base, et est surtout déterminée par un signal auxiliaire connu de l'émetteur et par tous les récepteurs avec lesquels on veut communiquer. Résistant particulièrement bien aux attaques par brouillage intentionnel ("jamming") et aux interceptions, les communications par étalement de spectre ont été longtemps en usage dans les applications militaires; cependant leur utilisation à des fins civiles et commerciales connaît actuellement un développement accéléré, et des applications diverses dans les domaines de la réduction de la densité de l'énergie de transmission, la mesure de distance à haute résolution, la navigation, l'accès multiple par répartition du code, etc... font usage de techniques d'étalement de spectre. En effet, les signaux transmis en spectre étalé étant distribués sur une vaste largeur de bande ils paraissent en quelques sorte transparents. Tout comme dans les applications militaires où il est peu vraisemblable qu'ils soient interceptés par l'ennemi, dans les applications civiles et commerciales il est également peu probable que les signaux à spectre étalé provoquent des interférences avec les signaux des autres services, même si ces autres services partageaient les mêmes bandes de fréquences. Il est clair que de telles propriétés contribuent à la résolution du problème de la congestion du spectre des fréquences, et ouvrent la voie à un usage de plus en plus répandu des techniques d'étalement de spectre. A titre d'exemple, on peut mentionner de nouveaux systèmes de communications cellulaires mobiles [63], les systèmes de localisation RDSS [47], les systèmes de navigation GPS, les communications avec la navette spatiale américaine, les systèmes de réseaux de communications personnelles etc... [50]. Des essais en cours à Houston (Texas) et Orlando (Floride) où un réseau de communications personnelles utilisant l'étalement de spectre partage les mêmes bandes de fréquences (1.85 à 1.99 GHz) que des services locaux de gaz et d'électricité, tentent de démontrer qu'un système à étalement de spectre peut augmenter l'efficacité d'utilisation

de cette bande sans porter atteinte aux niveaux de performances requis. Egalement, de nombreuses études et des essais et mesures sur le terrain dans la région de Los Angeles ont conduit à une implantation avantageuse de systèmes à étalement de spectre pour le service téléphonique cellulaire mobile.

Dans cette section on présente de façon synthétique les principes de base des techniques de transmission à étalement de spectre. Le sujet est vaste et la littérature extrêmement abondante. En plus des ouvrages traitant de communications numériques par satellite e.g. [77]-[79], un très grand nombre de livres et d'articles de revue traitant de l'analyse de systèmes de communications par étalement de spectre existent e.g. [92]-[102],[107],[108].

Un système est défini comme étant à étalement de spectre si les conditions suivantes sont remplies:

- Le signal transmis occupe une largeur de bande de transmission W de très loin supérieure à la largeur de bande du signal en bande de base, ou de façon équivalente, au débit de la source R_s en bits par seconde.
- L'étalement de spectre est effectué à l'aide d'un signal d'étalement, appelé aussi signal code, qui est indépendant des données.
- Au récepteur, l'opération inverse de "désétalement" ou resserrement du signal étalé est effectuée par corrélation du signal reçu avec une réplique synchronisée du signal d'étalement de spectre utilisé à la transmission.

On peut immédiatement observer que la caractéristique d'expansion de largeur de bande des systèmes à étalement de spectre représente une forme de redondance pour combattre les effets des interférences. Le codage correcteur d'erreur étant aussi caractérisé par une expansion de largeur de bande, et étant aussi une méthode efficace pour introduire de la redondance, il devient un élément important dans la conception de systèmes et signaux à étalement de spectre.

Enfin on peut mentionner que les techniques d'étalement de spectre ont aussi des applications qui ne sont pas strictement du domaine des communications, en particulier, dans les applications de mesures de distance (retards) et de vitesses utilisées en navigation et en radar. Il est clair que ces applications sont du plus haut intérêt pour le présent projet.

5.3.1 Concepts de base

Un système élémentaire d'étalement de spectre est représenté schématiquement aux Figures 5.17(a) et 5.17(b). En plus de la procédure de modulation numérique conventionnelle, (PSK, FSK, etc...) le système comprend une modulation supplémentaire représentée

par une multiplication du signal modulé conventionnel par la fonction d'étalement $p(t)$. Il est clair que le système peut très facilement incorporer une procédure de codage correcteur d'erreur avant la modulation conventionnelle et une procédure de décodage après le démodulateur conventionnel.

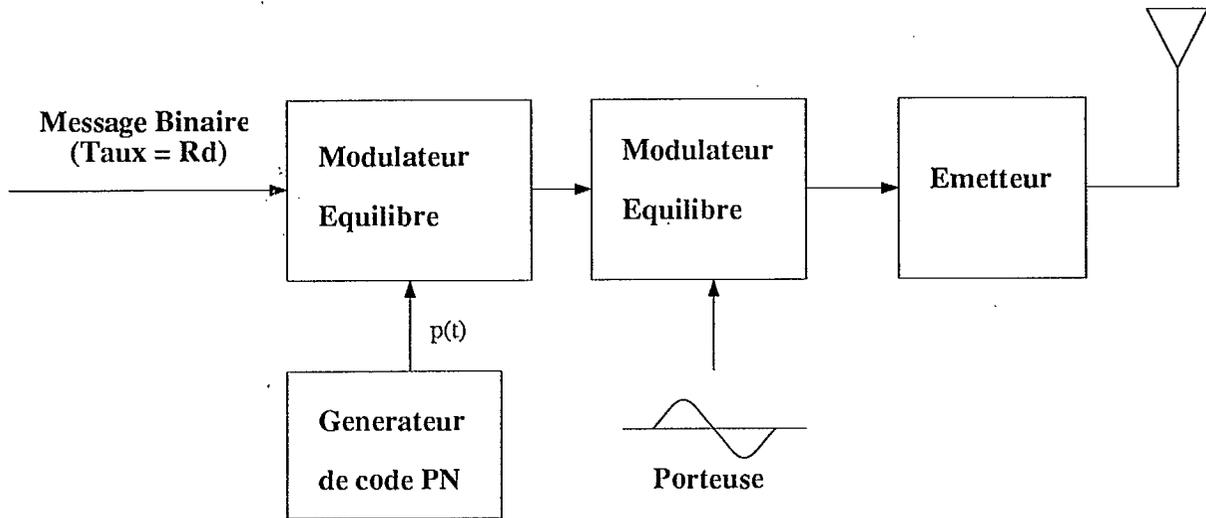


Figure 5.17(a) : Emetteur pour système à séquence directe

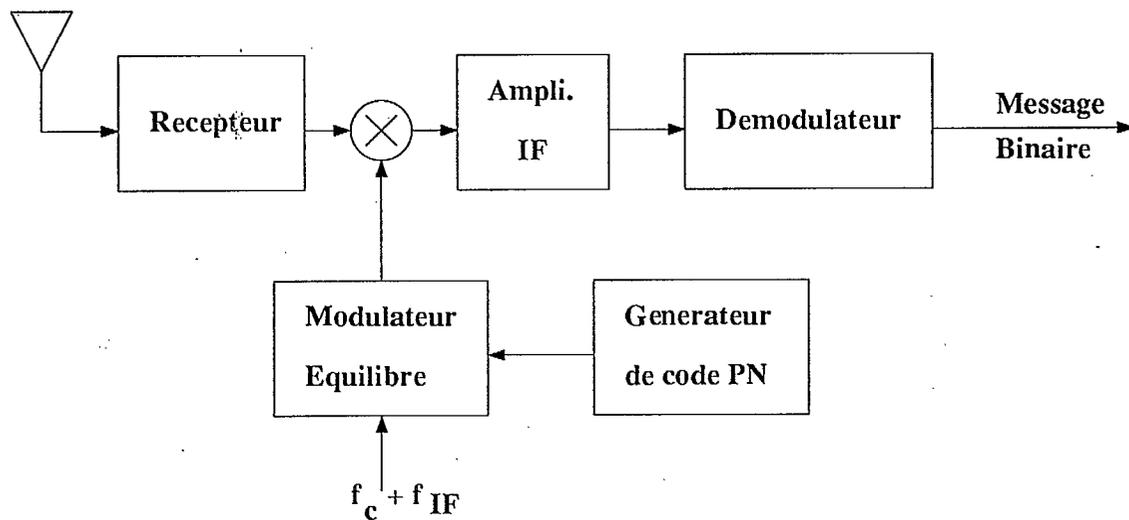


Figure 5.17(b) : Récepteur pour système à séquence directe

Types de systèmes à étalement de spectre D'une manière générale, un signal à spectre étalé large bande est obtenu en effectuant deux modulations successives. Dans une première modulation le signal des données est modulé par une porteuse, et cette onde modulée est ensuite modulée à nouveau à l'aide d'un signal d'étalement de très grande largeur de bande. La seconde modulation ou modulation d'étalement peut être une modulation de phase ou une modulation par un changement rapide de la fréquence de la porteuse, ou une combinaison des deux. Lorsque l'étalement est effectué par modulation de phase, le signal étalé est appelé signal à spectre étalé par séquence directe, (en anglais "Direct Sequence (DS) Spread Spectrum Signal"). Lorsque l'étalement est obtenu par changements rapides de la fréquence de l'onde porteuse, le signal étalé est appelé signal à spectre étalé par sauts de fréquence, (en anglais "Frequency-Hopping (FH) Spread Spectrum Signal"). Une combinaison des deux méthodes d'étalement de spectre conduit à un signal hybride DS/FH. Chacune de ces techniques est brièvement décrite ci-après.

Il est clair que le signal d'étalement doit être choisi pour rendre la démodulation facile au récepteur auquel on destine la transmission, mais aussi difficile que possible à tout autre destinataire. Naturellement en cas de brouillage intentionnel, ces propriétés facilitent la discrimination entre brouilleur intentionnel et signal utile.

5.3.2 Etalement de spectre par séquence directe et modulation BPSK

La forme la plus simple d'étalement de spectre *DS* utilise la modulation binaire à déplacement de phase *BPSK* comme technique de modulation d'étalement (2^e modulation).

Soit $S_d(t)$ une onde modulée en phase par les données $d(t)$, d'enveloppe constante, de fréquence centrale ω_0 et de puissance P exprimée par

$$S_d(t) = \sqrt{2P} \cos(\omega_0 t + \theta_d(t)) \quad (5.43)$$

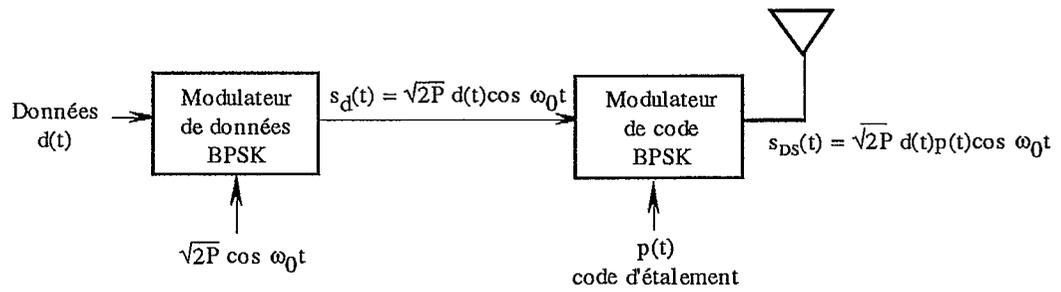
où $\theta_d(t)$ représente l'information ou données. La largeur de bande du signal $S_d(t)$ dépend des paramètres de la modulation de phase et est typiquement comprise entre la moitié et le double de la valeur du débit des données.

L'étalement de spectre est réalisé en multipliant $S_d(t)$ par une fonction $p(t)$ ou code représentant le signal d'étalement. Le signal résultant de cette 2^e modulation est

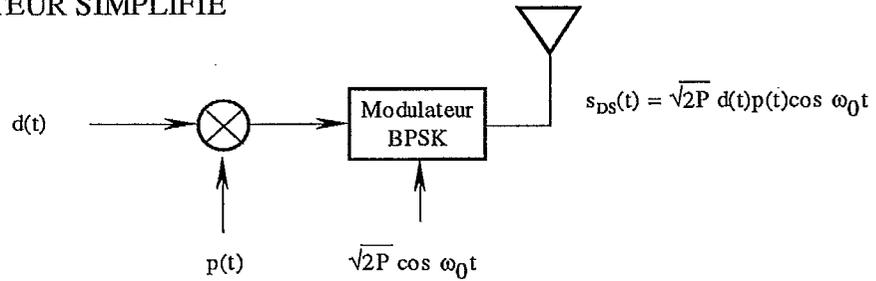
$$S_{DS}(t) = \sqrt{2P} p(t) \cos(\omega_0 t + \theta_d(t)) \quad (5.44)$$

La Figure 5.17(c) illustre ce principe. Le signal à spectre étalé $S_{DS}(t)$ est transmis dans le canal et est reçu avec un retard T_d , en présence de bruit gaussien et possiblement

(a) ÉMETTEUR



(b) ÉMETTEUR SIMPLIFIÉ



(c) RÉCEPTEUR

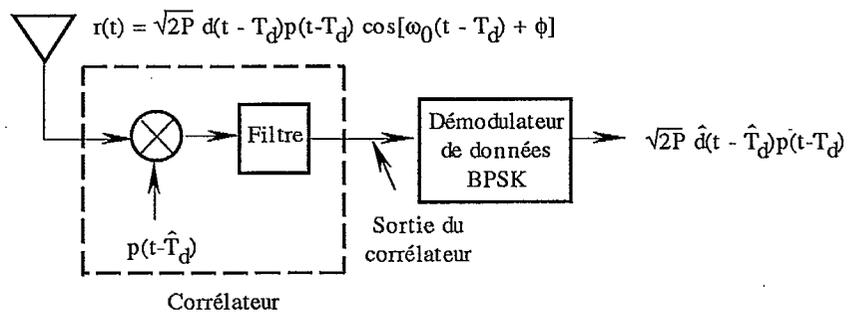


Figure 5.17(c) : SYSTÈME DE SPECTRE ÉTALÉ PAR SÉQUENCE DIRECTE AVEC MODULATION BPSK

d'interférences. La démodulation est réalisée en deux étapes: dans la première étape le signal reçu est remodulé par la même fonction d'étalement $p(t)$. Cette importante opération s'appelle désétalement ou resserrement (en anglais "despreading") et est bien sûr critique pour tout système à étalement de spectre. La seconde étape est une simple démodulation PSK qui récupère le signal de données origine.

Au récepteur, à la sortie du premier modulateur, le signal s'écrit

$$\sqrt{2P} p\left(t - \widehat{T}_d\right) p(t - T_d) \cos [\omega_0 t + \theta_d(t - T_d) + \phi] \quad (5.45)$$

où \widehat{T}_d est un estimé du retard de propagation. Sachant que le signal d'étalement $p(t)$ est binaire et antipodal, $p(t) = \pm 1$, si le signal code d'étalement utilisé au récepteur est synchronisé avec celui utilisé à l'émetteur, alors le produit $p\left(t - \widehat{T}_d\right) p(t - T_d)$ sera égal à 1. Par conséquent en situation synchrone le signal à la sortie du modulateur de désétalement est égal à $S_d(t)$ à un erreur de phase prêt ϕ , et donc $S_d(t)$ peut être démodulé par un démodulateur conventionnel pour fournir le signal de données $d(t)$.

Dans le développement ci-dessus, aucune restriction n'a été placée sur la forme de la modulation de phase $\theta_d(t)$. Il est cependant d'usage d'utiliser la même démodulation numérique pour les données et le signal d'étalement (le code). Si on utilise la modulation binaire PSK (BPSK) pour les deux modulateurs, alors un modulateur peut être éliminé. Les deux étapes de modulation peuvent être remplacées par une seule opération de modulation entre la somme modulo-2 des données et du code et l'onde porteuse.

Exemple de système DS à modulation BPSK

Soit un signal binaire de données $d(t)$, $d(t) = \pm 1$ et soit l'onde porteuse un train binaire de valeurs ± 1 . L'expression (5.43) de la première modulation peut s'écrire

$$S_d(t) = \sqrt{2P} d(t) \cos \omega_0 t \quad (5.46)$$

et l'onde étalée transmise devient

$$S_{D.S}(t) = \sqrt{2P} d(t) p(t) \cos \omega_0 t \quad (5.47)$$

Les Figures 5.18 illustrent les différentes formes d'onde et de signaux mis en jeu dans le système où on suppose un retard de propagation $T_d = 0$. Les Figures 5.18a, 5.18b, 5.18c et 5.18d montrent les signaux $d(t)$, $p(t)$, $S_d(t)$ et $S_{D.S}(t)$ respectivement. Les Figures 5.18e et 5.18f montrent l'entrée et la sortie du multiplieur (mélangeur)

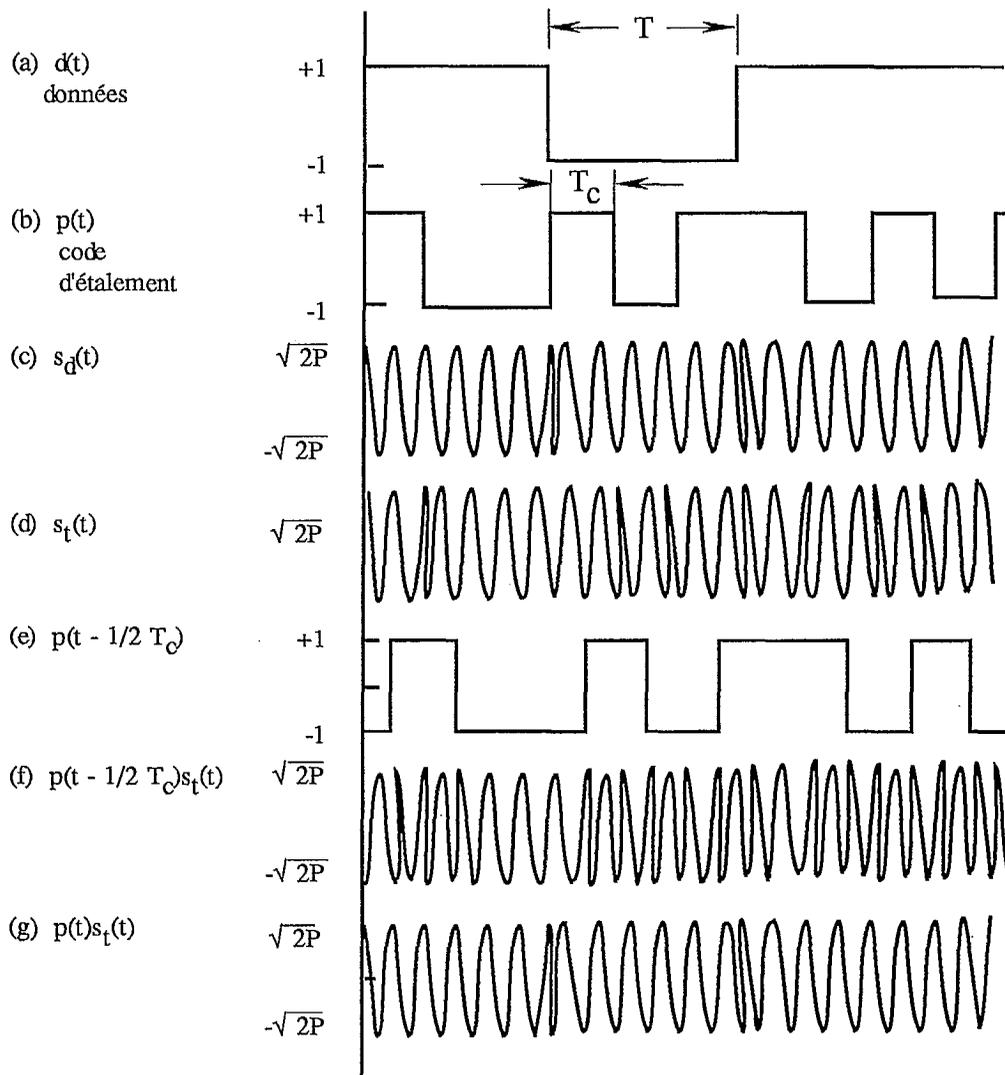


Figure 5.18 : SIGNAUX DANS LES SYSTÈMES À ÉTALEMENT DE SPECTRE DS

d'étalement) respectivement. On peut observer que la forme d'onde de la Figure 5.18f n'est pas identique à $S_d(t)$ montré à la Figure 5.18c, illustrant la nécessité de synchroniser le récepteur. Lorsque cette synchronisation est acquise, alors la sortie du mélangeur est identique à $S_d(t)$, et de là, la récupération de $d(t)$ par démodulation cohérente est immédiate.

Un autre exemple des différentes opérations d'un signal à spectre étalé DS avec modulation BPSK peut être illustré comme suit:

Le train de données modulé $S_d(t) = \sqrt{2P} \cos(\omega_0 t + \theta_d(t))$ peut s'écrire après la 2^e modulation par $p(t)$ comme

$$S_{DS}(t) = \sqrt{2P} \cos(\omega_0 t + \theta_d(t) + \theta_p(t)) \quad (5.48)$$

où les phases $\theta_d(t)$ et $\theta_p(t)$ sont dues aux données $d(t)$ et au code $p(t)$.

En modulation antipodale BPSK, ces expressions deviennent encore

$$S_d(t) = \sqrt{2P} d(t) \cos \omega_0 t \quad (5.49)$$

et

$$S_{DS}(t) = \sqrt{2P} d(t) p(t) \cos \omega_0 t \quad (5.50)$$

La Figure 5.19 montre les différents trains d'ondes et les déphasages obtenus par le système, où on suppose que pour les trains binaires une tension positive (négative) correspond à la valeur binaire 0 (ou 1). Tel qu'indiqué plus haut et illustré à la Figure 5.19c, la première modulation peut être effectuée par simple addition modulo-2 des séquences binaires d'entrée $d(t)$ et du code $p(t)$. A la Figure 5.19d, la phase totale de la porteuse, $(\theta_d(t) + \theta_p(t))$ est égale à π (ou 0) lorsque le produit $d(t)p(t) = -1$ (ou 1), c.à.d. lorsque la somme modulo-2 de $d(t)$ et $p(t)$ est égale à 1 (ou 0). La Figure 5.19e montre la réplique du signal d'étalement (le code) $\theta_p(t)$ sous forme de déphasages 0 pour la valeur 0 et de π pour la valeur +1 de $p(t)$. L'opération de réétalement revient à faire la somme $\hat{\theta}_p(t) + (\theta_p(t) + \theta_d(t))$; cette somme est illustrée à la Figure 5.19f où on peut reconnaître les déphasages $\theta_d(t)$ du signal $d(t)$ finalement récupéré. La Figure 5.19 illustre une propriété de "camouflage" intrinsèque des systèmes à étalement de spectre. En effet, l'examen des Figures 5.19b et 5.19c montre que le signal des données $d(t)$ est en quelque sorte caché à l'intérieur du signal produit $d(t) p(t)$. Le signal de données $d(t)$ fait fluctuer très lentement le signal de code $p(t)$, rendant ainsi très difficile son extraction par un récepteur qui ne possède pas le code $p(t)$.

Tout comme dans le cas de modulation numérique traditionnelle il peut être avantageux d'utiliser deux porteuses en quadrature dans les systèmes à spectre étalé DS.

On fonctionne alors avec deux signaux d'étalement $p_1(t)$ et $p_2(t)$ en quadrature, conduisant au signal à spectre étalé DS avec modulation QPSK:

$$S_{DS(QPSK)}(t) = \sqrt{P} p_1(t) \cos(\omega_0 t + \theta_d(t)) + \sqrt{P} p_2(t) \sin(\omega_0(t) + \theta_d(t)) \quad (5.51)$$

Gain de traitement et performance

Un problème fondamental est celui du niveau de protection qu'un système à spectre étalé peut offrir contre les signaux de brouillage et d'interférence. Un brouilleur intentionnel peut essayer de brouiller toute la bande avec une puissance finie, ou concentrer toute sa puissance de brouillage sur une partie seulement de la bande, laissant le reste de la bande de transmission libre de toute interférence. Il est clair qu'un brouilleur qui dilue toute sa puissance dans toute la bande du signal étalé ne provoquera qu'un faible niveau d'interférence. Il est préférable pour le brouilleur de concentrer toute son énergie dans une bande de telle sorte que le rapport signal à bruit à la sortie du récepteur soit minimal. On démontre [91]-[98] que la protection contre le type de brouillage est d'autant plus élevée que la largeur de bande du signal à spectre étalé est grande. On appelle gain de traitement G_p le rapport entre la largeur de bande W_{se} du spectre étalé et la largeur de bande minimale des données W_{min} , considérée égale au débit R_s en bits/seconde:

$$G_p = \frac{W_{se}}{W_{min}} = \frac{W_{se}}{R_s} \quad (5.52)$$

Pour les systèmes à séquence directe DS, la largeur de bande étalée est approximativement égale au débit du code d'étalement R_p , et donc G_p s'écrit:

$$G_p = \frac{R_p}{R_s} \quad (5.53)$$

Une autre forme de brouillage consiste à utiliser une tonalité de puissance J , et de la placer comme interférence au milieu de la bande de transmission du spectre étalé. On montre que le gain de traitement d'un tel système revient encore essentiellement à l'expansion de largeur de bande du système, et s'exprime encore par l'expression (5.53).

Les gains de traitement de système à spectre étalé peuvent être très élevés, de l'ordre de 60 dB ou plus. Il est clair que les rapports signal à bruit d'entrée et de sortie deviennent reliés par l'expression

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{out} = G_p \left(\frac{S}{N}\right)_{in} \quad (5.54)$$

Un autre paramètre de la performance de systèmes à spectre étalé en présence de brouillage est la marge de brouillage (en anglais "Jamming Margin") dénotée M_j . C'est le degré d'interférence qu'un système à spectre étalé peut supporter tout en délivrant le signal désiré avec un niveau de rapport signal à bruit acceptable. La marge de brouillage est reliée au gain de traitement par l'expression

$$M_j = G_p - \left(\left(\frac{S}{N} \right)_{out} + L \right) \quad (5.55)$$

où L représente les diverses pertes du système: démodulation imparfaite, incohérence de phase, synchronisation de codes imparfaite etc... Ces pertes L sont typiquement de l'ordre de 3 dB.

5.3.3 Systèmes à sauts de fréquence

Dans les systèmes à étalement de spectre par sauts de fréquence, en anglais ("Frequency Hopping"-FH), la modulation la plus souvent utilisée est la modulation par déplacement des fréquences MFSK où $k = \log_2 M$, c.à.d. où chaque tonalité M est donnée par une séquence de k bits d'information. Ici le code d'étalement $p(t)$ ne module pas directement les données modulées une première fois, mais est utilisé pour commander la séquence de fréquences porteuses. Dans un système de modulation conventionnel MFSK, les données $d(t)$ modulent une fréquence fixe, alors que dans un système FH/MFSK les données modulent une onde porteuse dont la fréquence varie de façon aléatoire sous le contrôle d'un code pseudo-aléatoire qui est le signal d'étalement $p(t)$. Que ce soit en MFSK ou FH/MFSK, à chaque instant une seule fréquence est transmise, mais en FH/MFSK cette fréquence saute d'une valeur à l'autre dans une bande très large.

Le diagramme bloc d'un système FH/MFSK est montré à la Figure 5.20. C'est encore un système à double modulation: une première modulation des données $d(t)$ suivie d'une seconde modulation par sauts de fréquence. Au récepteur l'opération saut de fréquence est effectuée dans un mélangeur dont la fréquence de l'oscillateur local subit en synchronisme les mêmes sauts de fréquences que le signal reçu. L'opération saut de fréquence (modulateur FH) est réalisée par un synthétiseur de fréquence; et le système de transmission et de réception est montré schématiquement à la Figure 5.21.

A cause des difficultés à construire des synthétiseurs de fréquences parfaitement cohérents, les systèmes FH/MFSK utilisent une modulation des données non cohérente ou différentiellement cohérente. Une telle procédure présente l'avantage de simplifier la structure du récepteur puisque alors la récupération de la phase des données modulées n'est plus nécessaire.

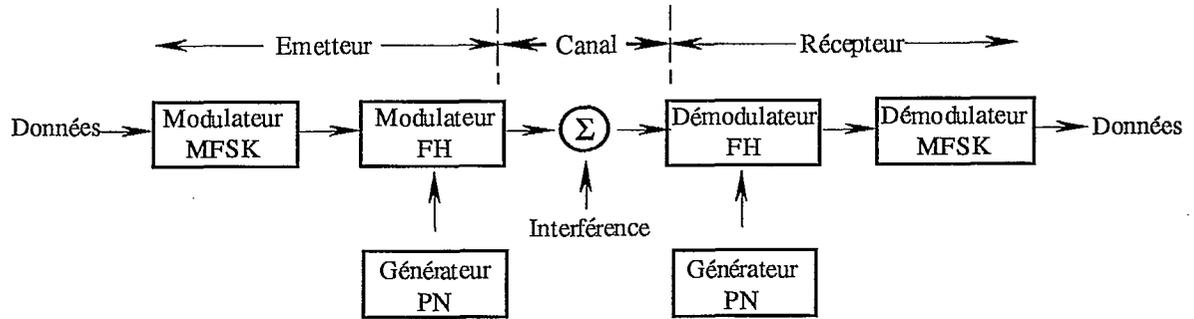
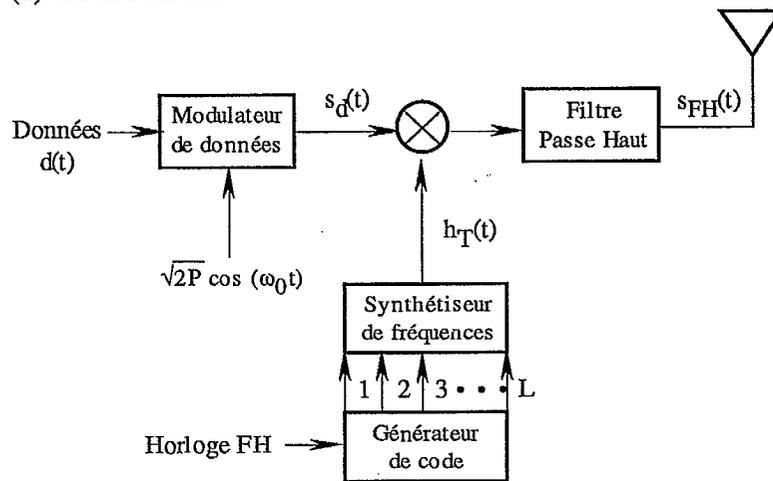


Figure 5.20 **SCHÉMA DE PRINCIPE D'UN SYSTÈME À SPECTRE ÉTALÉ PAR SAUTS DE FRÉQUENCES**

(a) ÉMETTEUR



(b) RÉCEPTEUR

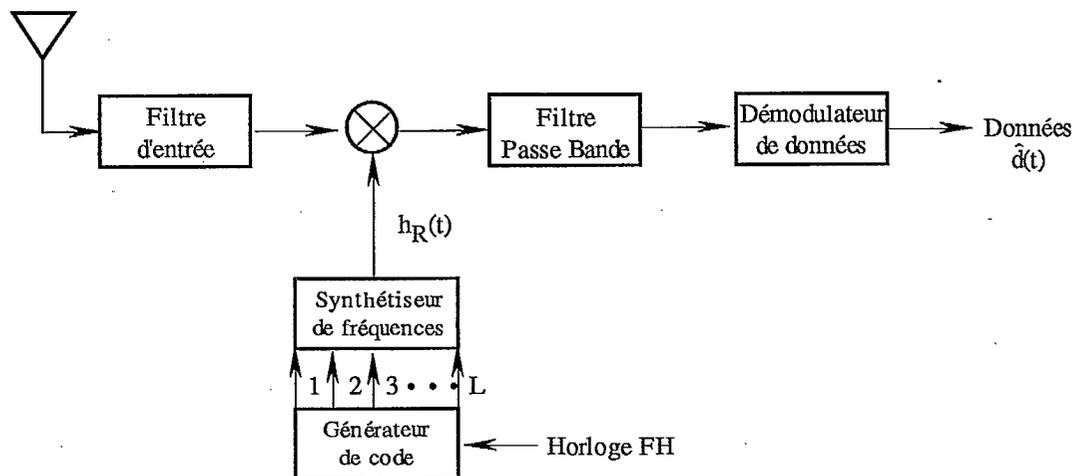


Figure 5.21 SYSTÈME À SAUTS DE FRÉQUENCE COHÉRENT

L'opération de sauts de fréquence est effectuée essentiellement de la façon suivante: A chaque instant de saut de fréquence, un générateur de séquence pseudo aléatoire PN fournit au synthétiseur une séquence de L symboles ou *chips*, représentant un *mot de fréquence*, qui détermine l'une des 2^L positions différentes. La largeur de bande des sauts, W_{FH} et l'espacement minimal entre deux sauts consécutifs Δf , déterminent le nombre minimal de chips qui sont nécessaires dans un mot de fréquence. Par exemple soit une largeur de bande des sauts $W_{FH} = 100$ MHz et un espacement minimal $\Delta f = 100$ Hz. Le nombre minimal de chips L qui est requis par chaque mot de fréquence est facilement calculé comme étant

$$\begin{aligned} L &= \log_2(W_{FH}/\Delta f) \\ &= \log_2\left(\frac{100}{100} \times 10^6\right) = 20 \text{ chips} \end{aligned} \quad (5.56)$$

Pour chaque valeur de saut, la largeur de bande de transmission est identique à celle de la modulation MFSK conventionnelle, qui est largement inférieure à W_{FH} . Cependant sur l'ensemble des sauts possibles, le spectre du signal FH/MFSK occupe toute la largeur de bande du spectre étalé. Tout comme dans les systèmes DS, le gain de traitement de système FH est égal au rapport des largeurs de bande $G_p = W_{FH}/W_d$ où W_d est la largeur de bande des données. Pour les modulations MDSK décrites ci-dessus, le gain de traitement est

$$G_{pFH} = 2^L \quad (5.57)$$

Les largeurs de bande des systèmes FH sont de l'ordre de plusieurs gigahertz, et typiquement sont 10 fois supérieures à celles permises par les systèmes DS actuels. Par conséquent les gains de traitement G_p des systèmes à sauts de fréquence sont en général plus élevés que ceux des systèmes à séquence directe. Cependant la difficulté à maintenir la cohérence de phase d'un saut à l'autre sur de telles bandes de fréquence conduit à utiliser une modulation MFSK non cohérente.

A titre d'exemple, supposons que le modulateur des données débite une des 2^k tonalités permises, chacune de durée kT_d secondes, où T_d est la durée d'un bit d'information. Soit 2^L le nombre de fréquences porteuses du système, et soit T_{Hop} l'intervalle de temps entre deux sauts de fréquence consécutifs. On dit que le système est à sauts de fréquence lent si $T_{Hop} > LT_d$, car plus d'un bit d'information correspond à une valeur particulière de la fréquence transmise par le système FH. Par exemple, soit

$L=3$ et $k=2$. Alors on dispose de $2^3 = 8$ fréquences pour le modulateur *FH*, et chacune de ces fréquences, sert à traduire les $M = 2^2 = 4$ tonalités générées par le modulateur de données 4FSK.

A chaque groupe de 4 bits (2 tonalités) d'information, le système saute à l'une des 8 fréquences possibles, sous le contrôle de la séquence aléatoire *PN*. Au récepteur l'oscillateur local commandé par la même séquence *PN* synchronisée fournit les paires de tonalités qui sont ensuite démodulées par un démodulateur MFSK non cohérent conventionnel pour délivrer les données. La Figure 5.22 illustre le système décrit, pour lequel le gain de traitement est

$$G_p = 2^L = 2^3 = 8 \quad (5.58)$$

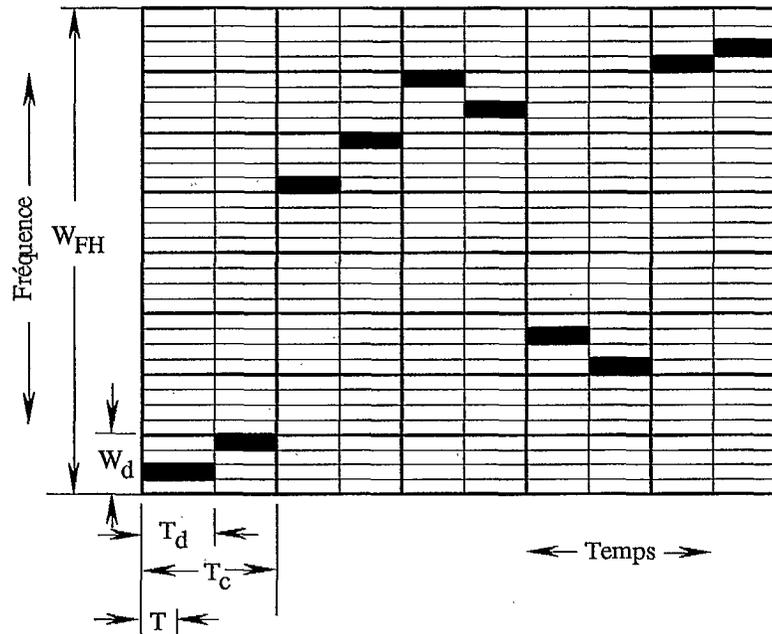
Systèmes à sauts de fréquence rapides L'exemple décrit ci-dessus est un système FH lent car les sauts de fréquence ne se produisent que pour les groupes de 4 bits d'information, c.à.d. 2 symboles ou mots délivrés par le modulateur MFSK. Dans un système à sauts de fréquences rapides (en anglais "Fast-Frequency-Hop" (FFH)) les sauts de fréquence se produisent plusieurs fois par symbole modulé. Cette situation est avantageuse en brouillage sur bande partielle par la diversité en fréquence qu'elle procure sur chaque symbole transmis.

Le même exemple que précédemment est montré à la Figure 5.23 pour illustrer un système à sauts de fréquence rapide. La sortie du démodulateur MFSK est encore une tonalité choisie parmi $2^2 = 4$ permises, mais ici chaque tonalité est divisée en 2 chips, et pour chacun de ces chips on effectue un saut de fréquences. Il est clair que ce procédé fournit une plus grande dispersion des fréquences, tel qu'illustré à la Figure 5.23. La technique de sauts de fréquence rapide s'avère être très utile dans les canaux à évanouissement, ou en présence de brouilleurs sur bande partielle et se prête particulièrement bien au codage correcteur d'erreur, ce qui lui confère des caractéristiques supplémentaires de protection contre les erreurs.

5.3.4 Systèmes hybrides séquence directe/sauts de fréquences (DS/FH)

Dans les systèmes hybrides DS/FH, les techniques des systèmes à séquence directe et à sauts de fréquences sont utilisées en un seul système pour procurer les avantages de chacune d'elles. Ces systèmes hybrides sont fréquemment utilisés dans les applications militaires. Plusieurs méthodes pour leur mise en oeuvre sont possibles. Comme les

(a) TRANSMISSION



Données 0 1 1 1 0 0 1 1 1 0 1 1 0 0 0 0 0 1

(b) RÉCEPTION

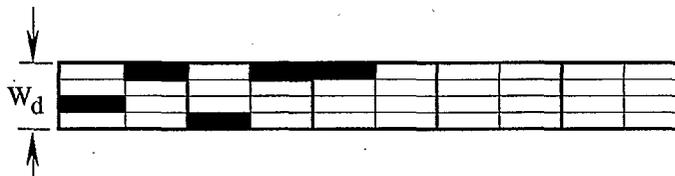
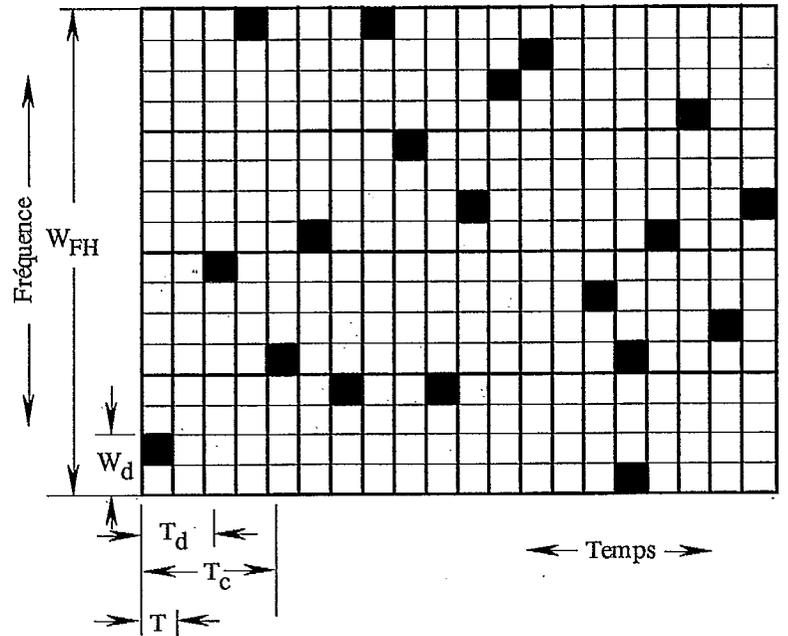


Figure 5.22 : MATRICE TEMPS / FRÉQUENCE POUR SYSTÈME FH /MFSK À SAUTS DE FRÉQUENCES LENTS

(a) TRANSMISSION



Données 0 1 1 1 0 0 1 1 1 1 0 1 1 0 0 0 0 0 1

(b) RÉCEPTION

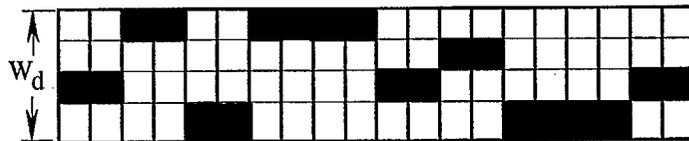


Figure 5.23 : MATRICE TEMPS / FRÉQUENCE POUR SYSTEME FH /MFSK À SAUTS DE FRÉQUENCES RAPIDES

systemes *FH* utilisent la modulation MFSK non cohérente, dans les systemes hybrides la première modulation des données doit être de type non cohérent ou différentiellement cohérent. Typiquement les données sont d'abord encodées différentiellement avant de subir une modulation DPSK et un étalement de spectre par une fonction d'étalement $p_1(t)$ selon la technique de séquence directe. Le signal *DS* qui en résulte est ensuite modulé une seconde fois par la technique de sauts de fréquence conventionnelle à l'aide d'un second code $p_2(t)$. Naturellement à la réception les deux codes pseudo aléatoires $p_1(t)$ et $p_2(t)$ doivent être récupérés et synchronisés pour effectuer les démodulations. La Figure 5.24 illustre ce principe. Bien que performants, ces systemes hybrides DS/FH sont nettement plus complexes, et se justifient surtout pour des applications militaires.

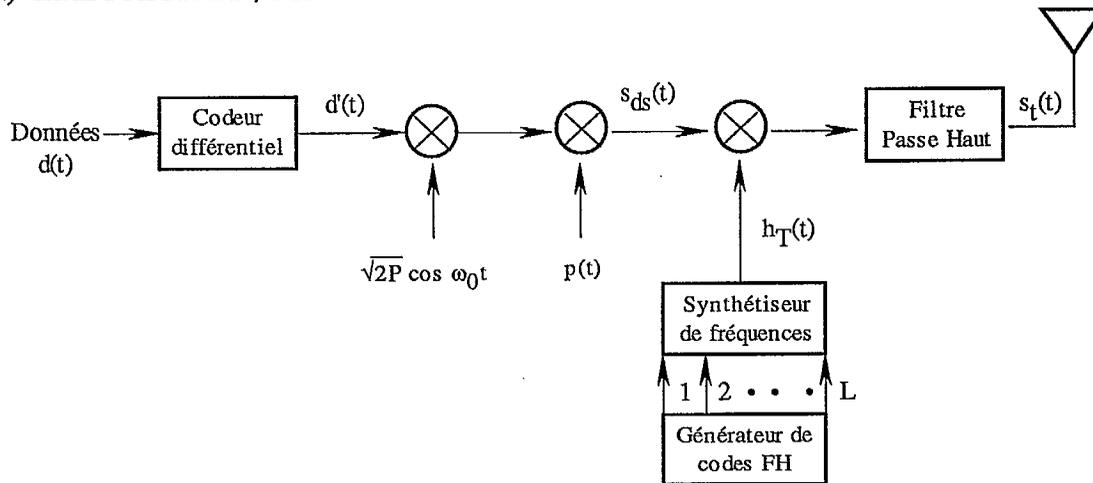
5.3.5 Synchronisation dans les systemes à étalement de spectre

Pour tout systeme à spectre étalé le récepteur doit utiliser une réplique synchronisée du code ou séquence aléatoire *PN* utilisée à l'émission pour démoduler correctement le signal reçu. La procédure pour synchroniser le code généré localement avec celui reçu comporte généralement deux étapes. La première étape, appelée acquisition consiste à mettre les deux signaux d'étalement dans un alignement approximatif. Une fois le signal d'étalement acquis, la seconde étape appelée verrouillage ou poursuite (en anglais "tracking") entre en fonction dans le but de maintenir continuellement un alignement aussi fin que possible à l'aide d'une boucle d'asservissement.

Acquisition Le problème de synchronisation initiale ou acquisition consiste à effectuer une recherche dans une région d'incertitude en temps et en fréquence dans le but de synchroniser approximativement le signal à spectre étalé reçu et le signal d'étalement généré au récepteur. Les procédures d'acquisition peuvent être cohérentes ou non cohérentes. Cependant comme la phase de la porteuse est en général inconnue au récepteur et que l'opération de désétalement a lieu avant celle de synchronisation, les procédures d'acquisition non cohérentes sont les plus souvent utilisées.

Une technique fréquemment utilisée pour la synchronisation initiale consiste à chercher et à essayer toutes les valeurs de phase et de fréquence du signal code local jusqu'à ce que la synchronisation soit réalisée. Chaque valeur de phase et de fréquence est évaluée en essayant de désétalement le signal reçu. Le désétalement survient et est détecté dès que l'estimé des phase et fréquence du code s'avère être exact. Si la phase ou la fréquence du signal code généré localement est incorrecte, le signal reçu n'est pas désétalement, et une nouvelle valeur de la phase ou fréquence est essayée pour une nouvelle évaluation. Cette technique de recherche pas-à-pas est appelée recherche sérielle. Un schéma bloc simplifié

(a) ÉMETTEUR DS / FH



(b) RÉCEPTEUR DS / FH

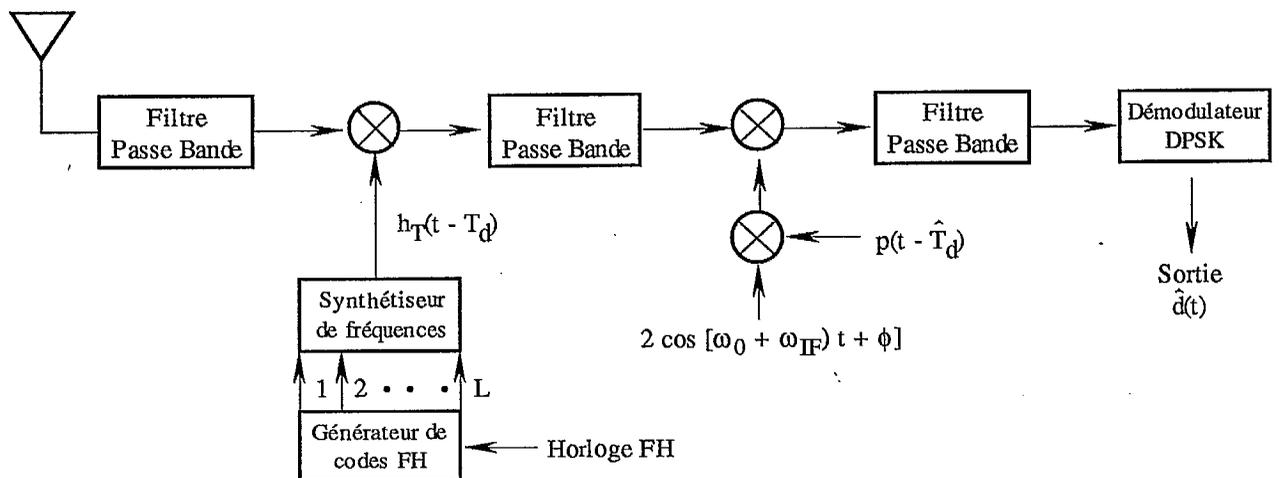


Figure 5.24 SYSTÈME À SPECTRE ÉTALÉ HYBRIDE DS / FH

d'un tel système est montré à la Figure 5.25. Dans cette technique, lorsque les valeurs de phase/fréquence de la référence locale sont telles que le code d'étalement local est presque aligné avec le code de transmission, par exemple à $\pm 1/2$ chip, le signal reçu est suffisamment désétaillé pour que l'organe de décision arrête la procédure de recherche.

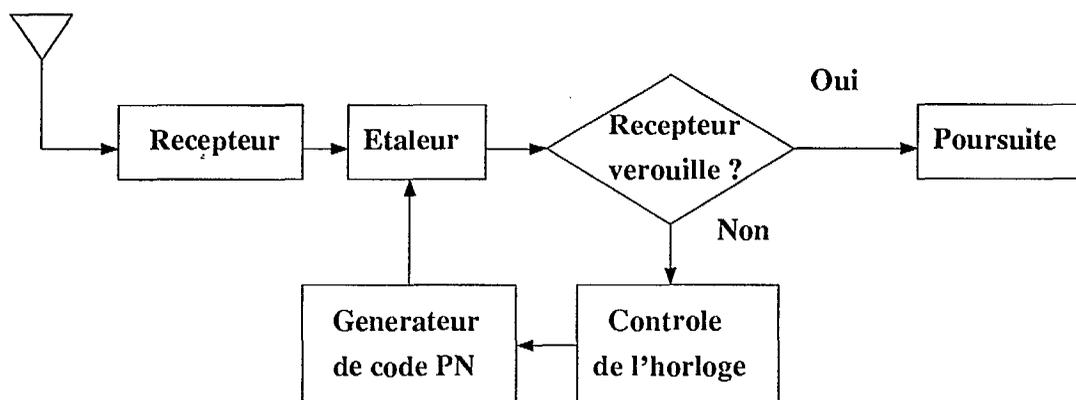


Figure 5.25 : Principe de système de synchronisation

Le nombre de phases et de fréquences à évaluer pour obtenir la synchronisation est proportionnel à l'incertitude du retard de propagation, exprimé en nombre de chips du code d'étalement, et dépend aussi des caractéristiques du récepteur. La durée d'un chip étant inversement proportionnelle au débit du code d'étalement (nombre de chips par seconde), le temps de synchronisation est donc aussi directement proportionnel au taux de l'horloge utilisée par le générateur du code d'étalement. Dans un système à sauts de fréquences, le taux de l'horloge est nettement inférieur à la largeur de bande de transmission. Par conséquent le temps de synchronisation pour un système à sauts de fréquence est en général beaucoup plus faible que pour les systèmes à séquence directe de même largeur de bande de transmission. Les techniques d'acquisition de synchronisation demeurent essentiellement les mêmes dans les systèmes FH et DS, mais la plus grande facilité des systèmes FH à acquérir la synchronisation contribue de façon substantielle à préférer souvent les systèmes à sauts de fréquence aux systèmes à séquence directe dans les réalisations pratiques.

Les méthodes d'acquisition du code permettent de déterminer la phase du code d'étalement reçu avec une incertitude de $\pm 1/2$ à $\pm 1/4$ de chip. La résolution finale de la phase pour atteindre le synchronisme exact est l'objet de l'opération de poursuite et verrouillage.

Poursuite et verrouillage Une fois l'acquisition ou synchronisation approximative réalisée, il faut effectuer une synchronisation fine du code (en anglais "Tracking"). Cette opération est effectuée par des techniques utilisant une boucle à verrouillage de phase. Les boucles à verrouillage de phase utilisées pour la synchronisation fine du code en étalement de spectre ne diffèrent pas beaucoup des boucles d'asservissement traditionnelles utilisées à d'autres fins (démodulation, détection, etc...). La principale différence concerne la mise en oeuvre qui est quelque peu plus complexe dans les systèmes à étalement de spectre.

Les boucles à verrouillage de code utilisées en étalement de spectre peuvent être cohérente ou non cohérente. Dans une boucle cohérente l'information de phase de la porteuse reçue est connue et utilisée, alors que dans une boucle non cohérente cette information n'est pas utilisée. Les boucles à verrouillage de code typiques effectuent des opérations de corrélation entre le signal reçu et deux valeurs de phases (en avance et en retard) du code généré localement au récepteur. Ces opérations de corrélations peuvent être effectuées en utilisant 2 canaux indépendants ou un seul canal partagé dans le temps. Une boucle de verrouillage de code utilisant deux corrélateurs indépendants est appelée boucle de verrouillage de retard (en anglais "Delay Locked Loop") où encore discriminateur avance-retard. Dans ce système le signal reçu est appliqué à deux multiplieurs (corrélateurs) où il est multiplié par une version en avance de τ et une version en retard de τ du code PN généré localement. Le signal différence (erreur) obtenu est alors utilisé pour commander l'horloge qui contrôle le générateur de codes PN. Enfin, il existe aussi une variante du système précédent dans laquelle encore une version en avance et une version en retard du code PN généré localement sont corrélées avec le signal d'entrée. Cependant ici un seul corrélateur est utilisé au lieu de deux pour effectuer les corrélations. Le corrélateur est commuté sur chacune des versions du code PN local et le signal de sortie différence est encore utilisé pour commander l'horloge du générateur de code. Cette variante appelée en anglais "tau-dither loop" simplifie quelque peu le système de synchronisation décrit plus haut au prix d'une dégradation d'environ 3 dB du rapport signal à bruit. Cette technique de synchronisation est utilisée dans un grand nombre de systèmes à étalement de spectre, en particulier dans les satellites TDRSS ("Tracking and Data Relay Satellite System").

5.3.6 Séquences pseudo-aléatoires

La mise en oeuvre de systèmes à étalement de spectre requiert la génération de séquences aléatoires ou codes d'étalement à l'émetteur et au récepteur. Les séquences utilisées sont appelées pseudo aléatoires (en anglais "Pseudo Noise ou PN") car elles sont

généérées par des méthodes déterministes. Parmi les codes PN, les codes de longueur maximale appelés, en anglais "Maximum Length Shift Register Sequences" MLSR, ou simplement séquences m , sont les plus utilisés en étalement de spectre. Ces codes ou séquences ont l'avantage d'être facilement générés par des structures à registres à décalage avec boucles de retour. Leur fonction d'autocorrélation a un pic très élevé à l'origine et une valeur légèrement négative ailleurs ce qui lui confère une ressemblance marquée avec le bruit blanc. En technique d'étalement de spectre, un pic très prononcé de la fonction d'autocorrélation à l'origine facilitera l'acquisition par le destinataire, alors que la valeur quasi nulle ailleurs rendra d'autant plus difficile l'interception non autorisée.

Les séquences MLSR sont une classe de codes cycliques (n, k) avec

$$(n, k) = (2^m - 1, m) \quad (5.59)$$

où m est un entier positif. Les mots de code sont facilement générés par un registre à décalage de longueur m ayant une ou plusieurs connexions de retour tel que montré à la Figure 5.26. Par exemple à la Figure 5.27 le registre à décalage de longueur $m=3$ permet de générer le code ou séquence (7,3). L'opération est très simple: pour chaque mot de code à générer les m bits sont introduits dans le registre à décalage, et le contenu du registre est décalé d'un bit à la fois jusqu'à $(2^m - 1)$ décalages consécutifs, produisant ainsi un mot de code, ou séquence de longueur $n = 2^m - 1 = 7$. A titre d'exemple le registre de la Figure 5.27 génère les 8 mots de code listés.

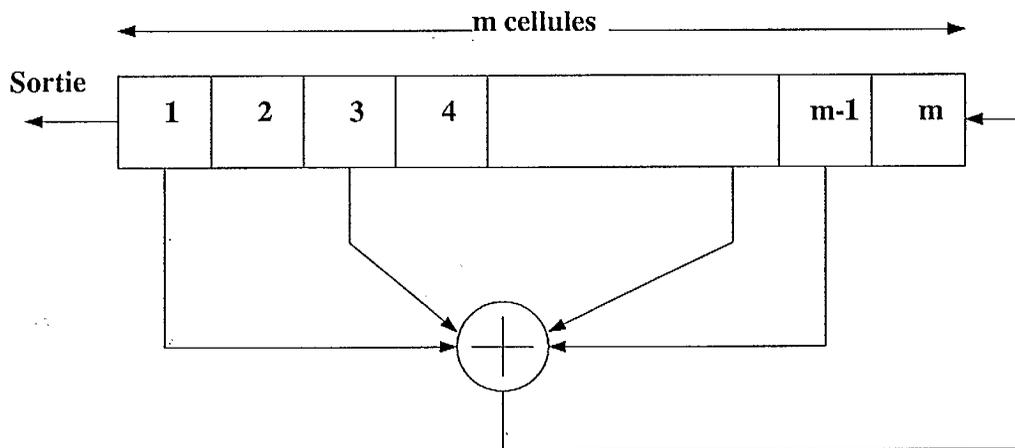
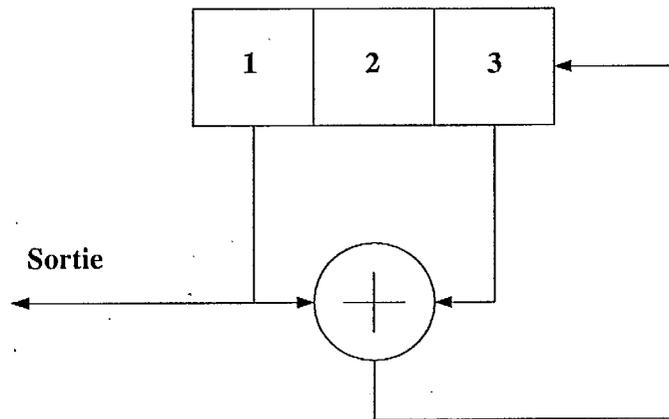


Figure 5.26 Schéma général d'un codeur pour séquence m



| BITS D'INFORMATION | | | MOTS DE CODE | | | | | | |
|--------------------|---|---|--------------|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |

Figure 5.27 Schéma d'un codeur pour séquence (7,3)

Il est clair qu'après l'entrée d'une séquence de m bits particuliers dans le registre à décalage et $(2^m - 1)$ décalages consécutifs, le contenu du registre à décalage est identique à l'état initial, c.à.d. contient exactement la même séquence initiale de m bits. Par conséquent la séquence de sortie du codeur est périodique, de période $n = 2^m - 1$. Cette longueur $n = 2^m - 1$ correspond à la plus longue période possible, au plus grand nombre d'états possibles et donc à la plus grande longueur de séquence générée, conférant ainsi le nom de séquence de longueur d'autocorrélation maximale.

Un grand nombre de codes MLSR existent et ont été tabulés. On présente au Tableau 5.4 une liste des connexions au registre à décalage pour générer des séquences m où $2 \leq m \leq 34$ [101], [102].

| m | Cellules connectées | m | Cellules Connectées | m | Cellules Connectées |
|----|---------------------|----|---------------------|----|---------------------|
| 2 | 1, 2 | 13 | 1, 10, 11, 13 | 24 | 1, 18, 23, 24 |
| 3 | 1, 3 | 14 | 1, 5, 9, 14 | 25 | 1, 23 |
| 4 | 1, 4 | 15 | 1, 15 | 26 | 1, 21, 25, 26 |
| 5 | 1, 4 | 16 | 1, 5, 14, 16 | 27 | 1, 23, 26, 27 |
| 6 | 1, 6 | 17 | 1, 15 | 28 | 1, 26 |
| 7 | 1, 7 | 18 | 1, 12 | 29 | 1, 28 |
| 8 | 1, 5, 6, 7 | 19 | 1, 15, 18, 19 | 30 | 1, 8, 29, 30 |
| 9 | 1, 6 | 20 | 1, 18 | 31 | 1, 29 |
| 10 | 1, 8 | 21 | 1, 20 | 32 | 1, 11, 31, 32 |
| 11 | 1, 10 | 22 | 1, 22 | 33 | 1, 21 |
| 12 | 1, 7, 9, 12 | 23 | 1, 19 | 34 | 1, 8, 33, 34 |

Tableau 5.4 Connexions au registre à décalage pour la génération de séquences m

Propriétés des séquences m Les séquences MLSR ont un certain nombre de propriétés qui les rendent particulièrement attrayantes pour les applications d'étalement de spectre.

- Chaque mot de code ou séquence de longueur $n = 2^m - 1$ (à l'exception du mot nul) comportent exactement 2^{m-1} uns et $(2^{m-1} - 1)$ zéros. Par conséquent toutes les séquences ont le même poids de Hamming, et ce poids est aussi la distance minimale du code.
- La somme modulo-2 d'une séquence m et d'un décalage de cette même séquence produit un autre décalage de la même séquence m .
- La fonction d'autocorrélation n'a que deux valeurs données par

$$R_n(k) = \begin{cases} 1 & k = ln, \quad l = 0, 1, 2, \dots \\ -\frac{1}{n} & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (5.60)$$

où l est un entier et n la période de la séquence.

Pour les applications d'étalement de spectre, aux éléments binaires $\{0,1\}$ de la séquence m on fait correspondre des valeurs positives et négatives d'un train de créneaux bipolaires de valeurs -1 et 1 respectivement. Un exemple de fonction d'autocorrélation d'une séquence m est montré à la Figure 5.28.

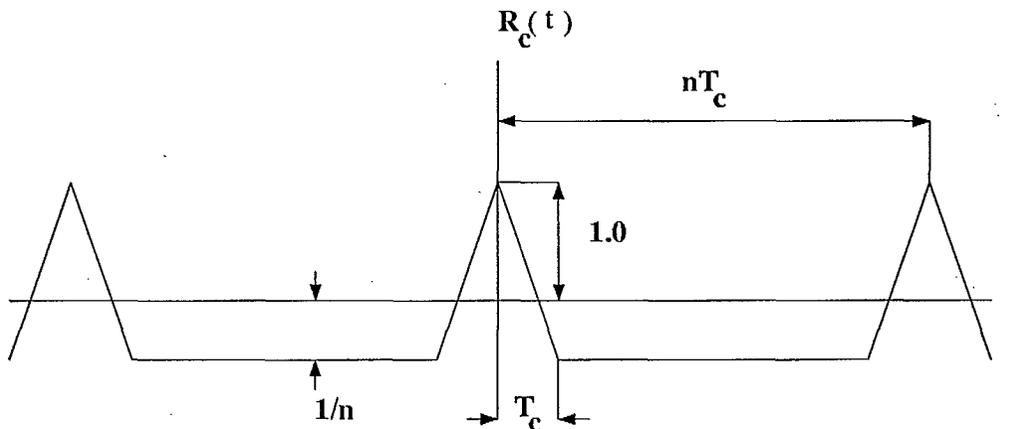


Figure 5.28 Fonction d'autocorrélation d'une séquence m

Vulnérabilité des séquences PN Les systèmes à étalement de spectre sont souvent utilisés pour se protéger contre les attaques d'un brouilleur intentionnel ou pour empêcher le décodage par un récepteur non autorisé. Il est clair que ces deux objectifs ne peuvent être atteints si le brouilleur ou le récepteur non autorisé possédait une copie de la fonction d'étalement, c.à.d. du code $p(t)$ utilisé à l'émission. Cependant si le brouilleur intentionnel ou le récepteur non autorisé possédait une version faiblement entachée de bruit du signal transmis, alors la phase initiale et le schéma de connexions du codeur PN pourraient être facilement déterminés en observant seulement $2m$ chips de la séquence PN. Par conséquent même le choix d'une très longue période de la séquence pseudo-aléatoire n'offre pas une grande protection. Cette vulnérabilité des séquences PN est une conséquence de la propriété de linéarité de ces codes, qui deviennent donc un mauvais choix lorsqu'un niveau élevé de sécurité et de confidentialité sont requis.

Afin de réduire la vulnérabilité à un brouilleur intentionnel, les séquences de sortie de plusieurs cellules du registre à décalage, ou plusieurs séquences m obtenues à la sortie de codeurs distincts sont combinées de façon non linéaire. On montre que de telles combinaisons produisent des séquences pseudo aléatoires non linéaires qui sont considérablement plus difficiles à déterminer par un brouilleur ou un récepteur

non autorisé [102]. La protection contre les attaques peut être encore augmentée en changeant fréquemment les connexions aux registres à décalages ou même en changeant les longueurs des registres selon une procédure connue des émetteurs et récepteurs autorisés.

Dans les applications de techniques d'étalement de spectre à l'Accès Multiple par Répartition du Code (en anglais "Code Division Multiple Access" ou CDMA), les séquences pseudo aléatoires utilisées doivent avoir des propriétés supplémentaires d'orthogonalité. En effet, en CDMA, à chaque utilisateur on assigne une séquence PN particulière. De façon idéale, les séquences PN utilisées devraient être mutuellement orthogonales afin de ne pas créer d'interférences entre les différents utilisateurs. Cependant, les séquences PN utilisées en pratique sont légèrement corrélées entre elles.

A cet effet, des séquences PN ayant de meilleures propriétés d'intercorrélation périodiques que les séquences m ont été découvertes par Gold et Kasami, [96]. Ces séquences sont dérivées des séquences m . En particulier, les séquences dites de Gold sont formées par une somme modulo-2 de paires de séquences m . Les codes sont de même longueur et les séquences sont additionnées bit par bit en synchronisme. Les deux générateurs de code maintiennent donc la même relation de phase et les codes somme ainsi générés ont même longueur que les deux codes de la paire d'origine. Cependant les séquences de Gold ainsi générées ne sont pas de longueur maximale, et de plus, des paires de séquences m ne donnent pas toutes des séquences de Gold sous l'addition modulo-2. On peut aussi mentionner que le bruit résiduel d'autocorrélation est plus fort que pour les séquences m entraînant en général une diminution de la capacité du système. Les paires éligibles doivent en effet satisfaire certaines propriétés qui les rendent des paires de séquences m dites "préférées". Un grand nombre de familles de séquences de Gold ont été découvertes et sont listées dans la littérature [77], [93]—[97], [102],[107].

5.3.7 Mesure de distance par étalement de spectre

Les systèmes à étalement de spectre possèdent des caractéristiques qui les qualifient de façon particulière pour les applications de navigation et de localisation, en particulier la mesure des distances. En fait, dès le début de la décennie 1960 les mesures de distance en exploration spatiale ont utilisé les techniques d'étalement de spectre. La méthode consiste essentiellement à mesurer le temps de propagation d'un événement dont on connaît parfaitement la date d'émission (par exemple un instant particulier d'un code PN). La datation de l'arrivée de ce même événement à l'autre extrémité permet de calculer le temps de propagation (voir Figure 5.29).

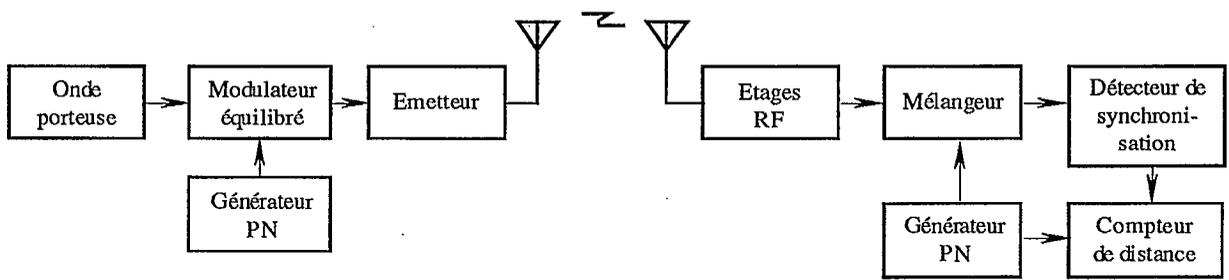


Figure 5.29 **SYSTÈME SIMPLE DE MESURE DE DISTANCES PAR DS**

Un signal électromagnétique se propageant à vitesse connue (300,000 Km/s ou de façon équivalente, $6\mu\text{s}/\text{mille}$), il est évident que la différence des temps de départ et d'arrivée d'une onde fournira la distance séparant émetteur et récepteur.

En radar, on transmet une impulsion d'énergie haute fréquence et on mesure la différence des temps entre la transmission de cette impulsion et la réception du signal écho réfléchi par la cible. La vitesse de propagation étant connue, on en déduit facilement la distance à la cible. Tout signal utilisé est sujet aux mêmes relations temps/distance. Si une porteuse non-modulée subit un retard identique à celui d'un signal de spectre étalé, la distance parcourue sera alors la même, mais pour la mesure de cette distance le signal à spectre étalé présente l'avantage que sa phase peut être facilement résolue.

Pour un système à spectre étalé par séquence directe, la résolution de base est celle de 1 bit du signal *DS*, et par conséquent la précision de distance augmente avec le débit du code. Par contre, les systèmes à sauts de fréquence ne possèdent pas habituellement de propriétés de grande résolution de distance, ceci étant dû essentiellement à leur taux de sauts de fréquences qui n'est pas suffisamment élevé. Mais en toute rigueur avec des synthétiseurs de fréquences à grands taux, les systèmes *FH* peuvent être tout aussi performants que les systèmes *DS*.

Un système à séquence directe pour la mesure de distance fonctionne essentiellement de la même manière que pour les communications. Les Figures 5.30 et 5.31 illustrent deux méthodes de mesure de distance par séquence directe. La première, (Figure 5.30) s'appelle système simplex ou transmission/réception, et la seconde (Figure 5.31) s'appelle système duplex car là on transmet et reçoit simultanément. Dans chacune des 2 méthodes, l'émetteur transmet un signal modulé par le code pseudo aléatoire et les temps de propagation sont mesurés par les décalages du code.

Considérons le système duplex illustré à la Figure 5.31. Soit *A* et *B* les 2 systèmes dont on veut déterminer la distance qui les séparent. Le système *A* transmet son signal *DS* à la fréquence F_1 . Le système *B* reçoit ce signal et le translate simplement à la fréquence F_2 avant de le retransmettre vers le système *B* qui le reçoit avec un temps retard correspondant au temps de propagation aller-retour entre les sites *A* et *B*. Un récepteur situé en *A* se synchronise sur le signal de retour à la fréquence F_2 et peut donc déterminer la distance le séparant de *B* en comptant le nombre de bits de retard des codes utilisés à la transmission et à la réception (Figure 5.32). Ce type de système de mesure nécessite l'utilisation de générateurs de codes distincts à l'émission et à la réception au site *A*, puisque le code servant à la réception doit être déphasé par rapport à celui servant à l'émission. Cependant la fonction du site *B* est réduite à celle d'un simple répéteur,

réduisant ainsi sa complexité.

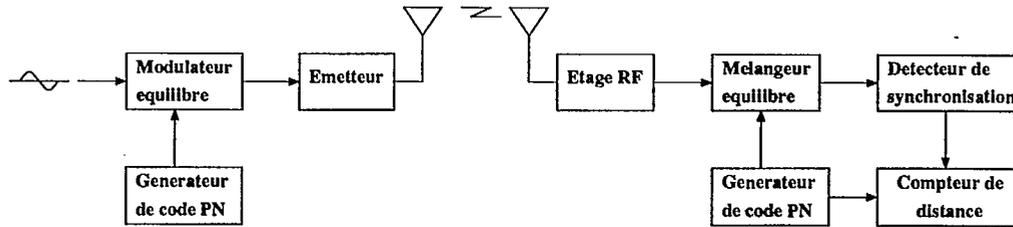


Figure 5.30 Mesure de distance par méthode simplex

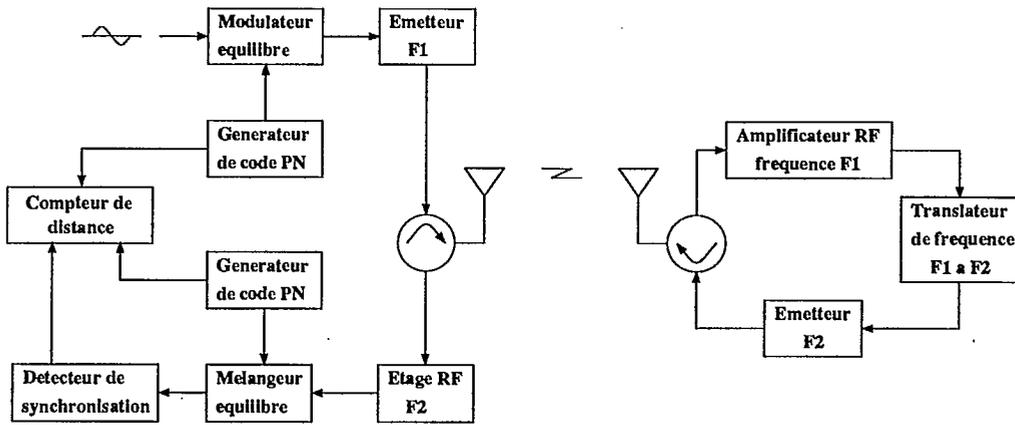


Figure 5.31 Mesure de distance par méthode duplex

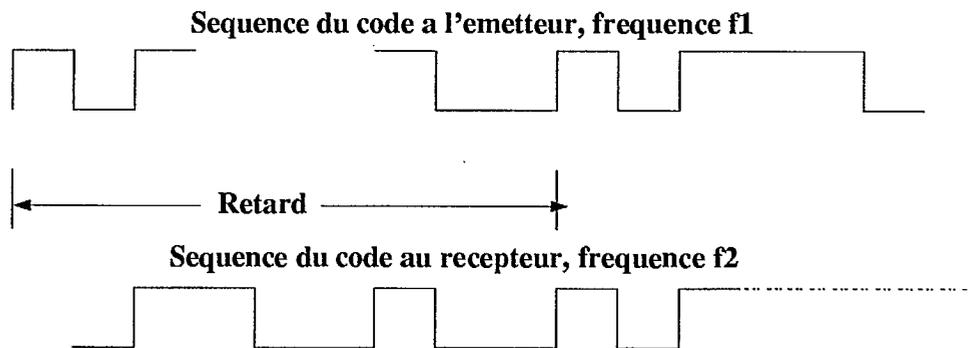


Figure 5.32 Comparaison des séquences du code à l'émetteur et au récepteur

Dans les systèmes de mesures de distances simplex à temps partagé, les transmissions sont identiques à celles du système duplex, mais les émetteurs et récepteurs aux deux sites *A* et *B* ne fonctionnent pas simultanément, et par conséquent, une seule fréquence est nécessaire. Soit le site *A* transmettant le premier. Il transmet une séquence de longueur suffisante pour que le récepteur au site *B* puisse se synchroniser.

Le récepteur adapte son code de référence interne sur celui de la modulation qu'il reçoit; la référence interne au récepteur est alors décalée de celle de l'émetteur par un nombre de bits représentant la distance qui les sépare.

Une fois l'acquisition initiale réalisée, l'émetteur du site *A* (l'interrogateur) demande au système de réception de répondre à sa transmission en émettant vers lui dès réception d'un signal préétabli. L'émetteur du site *A* transmet alors au site *B* une commande lui ordonnant de commencer à transmettre et passe en mode de réception. Les deux sites *A* et *B* continuent à générer le même code sans interruption ni recallage de leurs références pendant toute la durée de la mesure. Le récepteur du site *B* est verrouillé sur un signal codé qui était décalé par rapport au signal transmis par le site *A* d'une valeur correspondant à la distance entre les sites, et retransmet en utilisant le même code. Naturellement le décalage correspond à la distance aller-retour entre les sites *A* et *B*, mais la méthode permet une précision quantifiée à 1/2 bit.

Sources d'erreur dans les mesures de distance Les erreurs dans la mesure des distances par systèmes à étalement de spectre sont de plusieurs nature et comprennent:

- Erreurs dues à l'effet Doppler
- Décalage du taux de l'horloge
- Erreur du taux de l'horloge
- Erreur de comptage des bits décalés.

Les 3 premiers types d'erreurs ci-dessus, bien que similaires sont néanmoins différents. Il est clair que si le taux de l'horloge pour un code de mesure de distance est décalé par rapport à son taux d'étalonnage, le nombre de bits/km pour lequel le système a été étalonné sera faussé. Par exemple, on peut calculer que la résolution de 1 mille nautique est égale à 161875 bits/s., et celle de 1Km est égale à 299768 bits/s. Ainsi si 0.5% d'erreur de mesure est permis, alors ces débits peuvent tolérer ± 809 bits/s et ± 1498 bits/s. respectivement.

Les erreurs dues à l'effet Doppler s'accroissent pour l'horloge du code tout comme pour la fréquence porteuse, c.à.d. à $1.102\text{Hz}/\text{MHz} \times \text{nbre de Mach}$. Ainsi pour une horloge à 10 Mbps dans un système se déplaçant à Mach3 l'écart du taux de l'horloge

serait 33.06 bps. Sachant que pour une horloge à 10 Mbps, chaque bit représente une erreur de 30 mètres, alors une erreur de 992 mètres existe pour chaque seconde pendant laquelle les horloges des deux terminaux accumulent une différence. Cependant si les 2 horloges sont verrouillées l'une sur l'autre par un système de poursuite (tracking) alors l'accumulation de l'erreur de distance est fortement réduite.

Dans les systèmes de mesure de distance décrits ci-dessus, le système duplex est beaucoup moins sensible aux erreurs dues à l'effet Doppler que le système Simplex transmission/réception. En effet, dans le système duplex la mesure de distance est effectuée pendant que les 2 codes sont verrouillés et asservis l'un à l'autre et donc le système est peu enclin à permettre une accumulation d'erreurs de décalages. La seule erreur est celle d'un décalage entre le taux du code reçu et celui de la référence transmise. Par contre, dans les systèmes simplex (transmission/réception), dans lequel le mode transmission est suivi du mode réception, le décompte des bits pour la mesure de distance correspond au décompte du nombre de bits pour se resynchroniser sur le signal de commande transmis. Ce processus de recherche de synchronisation peut être assez long (quelques secondes), et durant ce temps une dérive des horloges aux deux sites est possible, provoquant ainsi des erreurs. Il est clair que dans les systèmes simplex toute erreur supplémentaire due à l'effet Doppler proprement dit va s'ajouter à celle inhérente au système. Cependant une compensation de l'effet Doppler peut être effectuée en faisant un décalage *à-priori* de l'horloge du système du répondeur d'une valeur égale à celle de l'effet Doppler, mais en sens inverse.

Quelle que soit la technique utilisée en mesure de distance par séquence PN une erreur possible demeure toujours fonction de la précision et de la fiabilité avec lesquelles on génère les codes eux-mêmes, d'où le besoin de sources d'horloge les plus stables possibles.

Codes pour la mesure des distances Tout comme dans les systèmes à étalement de spectre utilisés en communication, les codes PN utilisés pour les mesures de distance doivent être choisis sur la base des propriétés de leurs fonctions d'auto et d'inter corrélation. De plus, leur longueur doit être suffisante pour que leur période (convertie en distance) soit plus longue que la distance à mesurer. Par exemple, soit une distance de quelque 10,000 km à mesurer avec un code fournissant une résolution de 80 bit/km. La longueur minimale du code devrait alors être égale à 80,000 bits. Une longueur plus faible ferait répéter le code à l'intérieur de la distance à mesurer, conduisant à plusieurs valeurs de la vraie distance. Le taux correspondant à 80 bits/km étant égal à 24 Mbps, on peut choisir par exemple un code de longueur $n = (2^{17} - 1) = 131071$, ce qui donne

une période égale à $131071/24 \times 10^6 = 5.461\text{ms}$. Un autre point à considérer dans un système de mesure de distance est celui de l'échange de la résolution ou précision de la mesure avec le temps requis pour effectuer cette mesure. Cet échange a un impact direct sur la conception du système en particulier sur les largeurs de bande des boucles d'asservissement et d'acquisition à utiliser et le choix final de la technique de mesure à utiliser demeure donc un problème d'ingénierie classique. Des codes particuliers ayant les longueurs appropriées pour les mesures de grandes distances tout en possédant des propriétés de synchronisation qui réduisent les temps de mesure ont été développés, surtout pour des applications d'exploration spatiale. En particulier au Jet Propulsion Laboratories, on a découvert des séquences composées de trois sous codes assemblés de telle sorte que la longueur de la séquence résultante soit le produit de celle des 3 composants.

5.4 Transmission et réglementation

La bibliographie concernant cette section est constituée des articles suivants [8, 15, 24, 28, 33, 34, 35, 46].

L'utilisation du spectre de fréquences est règlementé par des accords internationaux signés dans le cadre de l'Union Internationale des Télécommunications (IUT). Des règles d'assignation et d'emploi des fréquences ont été fixées et des bandes de fréquences attribuées à des services. Dans le cas du programme exclusivement humanitaire (détresse) SARSAT/COSPAS, sa gestion est assurée par une organisation internationale comprenant entre autres le Canada, la France, les U.S.A. et l'Union Soviétique. Pour ce système la bande de fréquences 406 MHz – 406.1 MHz est réservée uniquement à l'utilisation et au développement de radiobalises de localisation de sinistre, de faible puissance et utilisant des satellites. L'attribution des fréquences est remise à jour périodiquement à l'occasion des Conférences Administratives Mondiales des Radiocommunications (CAMR). La dernière conférence CAMR a lieu en 1992 et a réalloué une partie du spectre pour en faire une utilisation plus efficace. A cette occasion certaines bandes de fréquence ont été attribuées aux services de localisation par satellites.

Mentionnons que des organismes internationaux se sont vus attribuer le monopole de la fourniture de certains services, et dans certains cas des accords peuvent interdire la mise en place de services onéreux. Par exemple SARSAT/COSPAS n'ayant qu'un but humanitaire, ce service doit être gratuit. Les fréquences utilisées dans les services de radiolocalisation font l'objet d'une réglementation du Comité Consultatif International

sur la Radio (CCIR), contenue dans le Rapport CCIR 1050 "Technical and operational considerations for a radio determination satellite service in bands 9 and 10" [33].

Quatre liaisons Terre-Espace sont prévues: Utilisateur-Satellite; Satellite-Station Centrale, Station Centrale-Satellite et enfin Satellite-Utilisateur. Ces 4 liaisons forment une boucle fermée permettant une mesure précise des temps de propagation de signaux de référence émis par le centre de contrôle. La position de l'utilisateur peut donc être calculée à la station centrale, puis ensuite être communiquée à l'utilisateur. Comme les puissances de transmissions sont en général assez faibles et que les antennes sont souvent omnidirectionnelles de faible gain, les fréquences utilisées sont dans la bande 0.3 à 6.0 GHz pour ne pas subir de pertes de propagation trop importantes.

Liaison satellite-utilisateur

Cette liaison fournit les références de temps en plus de transmettre les signaux de commande, les messages et la position calculée à l'utilisateur. La liaison utilise des canaux de 16.5 MHz en conjonction avec une modulation à étalement de spectre par codes PN. Les fréquences les plus adéquates couvrent la bande 400 MHz à 3000 MHz.

Liaison utilisateur-satellite

Cette liaison sert à transmettre des requêtes de localisation ainsi que des messages à la station centrale. Les transmissions ne peuvent survenir qu'à des instants particuliers déterminés par les signaux de synchronisation reçus par l'utilisateur en provenance du satellite.

Les transmissions de l'utilisateur sont reçues par tous les satellites du système de localisation; les interférences sont évitées par l'emploi de techniques d'étalement de spectre et de multiplexage par division du code (CDMA en anglais). Les fréquences pressenties pour cette liaison sont dans la bande 300-2000 MHz pour réduire quelque peu les pertes d'atténuation de propagation et pour réduire le coût des équipements chez l'utilisateur. Le partage des fréquences avec certains autres services n'est pas exclu.

Liaison station centrale-satellite

La liaison montante entre la station centrale et le satellite fournit la synchronisation temporelle, les messages de contrôle et les positions calculées des utilisateurs à l'ensemble du système de radiolocalisation. Cette transmission se compose de trains de données individuels pour chacune des régions des usagers, multiplexés dans un canal unique.

Liaison satellite-station centrale

Chacun des satellites du système dispose d'une liaison descendante vers la station centrale. Ces satellites transmettent les signaux requis des utilisateurs par multiplexage en fréquence. Les liaisons montantes et descendantes doivent se partager les bandes de fréquences réservées aux services de télécommunications par satellites, exigeant ainsi une coordination avec ces services. Cependant la bande de fréquence inférieure à 7000 MHz est la plus appropriée pour les liaisons satellite—station centrale.

Les bandes de fréquences pour les services de radiolocalisation par satellites doivent être sélectionnées pour minimiser les interférences potentielles avec les autres services de télécommunications existants. Mentionnons que les caractéristiques du service de radiolocalisation (utilisateurs mobiles, faibles puissances de transmission, antennes omnidirectionnelles...) sont telles que la sélection finale des fréquences n'est pas toujours facile.

Par exemple le système Américain GEOSTAR du "Radio Determination Satellite Services" (RDSS) utilise pour les liaisons usagers-satellite 8 faisceaux étroits pour une couverture de l'Amérique du Nord, et une antenne unique à faisceau large pour les liaisons Satellite-Station Centrale. Les fréquences suivantes ont été allouées:

- Utilisateur-Satellite : 1610.0 – 1626.5 MHz,
- Satellite-Utilisateur : 2483.5 – 2500.0 MHz,
- Station Centrale-Satellite : 6525.0 – 6541.5 MHz,
- Satellite-Station Centrale : 5117.0 – 5183.0 MHz.

Dans les transmissions de la station centrale les données sont fournies au rythme de 64 Kbits/s à destination de chacun des 8 satellites, et sont protégées contre les erreurs par un codage convolutionnel de taux $R=1/2$ et de longueur de contrainte $K=7$. Toutes les données et autres informations connexes sont multiplexées en un train de données unique de débit total de 8.192 Mbits/s. Les détails du format utilisé ainsi que les différents bilans de liaison, gains des antennes et autres caractéristiques du système sont fournis dans [33], [47].

6 EXEMPLE DE SYSTEME: OmniTRACS

Nous avons choisi de décrire plus en détails le système OmniTRACS de la compagnie Qualcomm de San Diègo, Californie, (et sa version Européenne EutelTRACS) car il est l'exemple réussi d'un système commercial de radio-localisation par satellites géostationnaires. Ce service est offert au Canada sous le nom Satlink/Mobile par la compagnie CANCOM.

Le système OmniTRACS a été le premier système de localisation et de communication par satellites fonctionnant dans la bande KU (12 à 14 GHz) [1, 2, 4, 22, 34, 54, 112]. Utilisant deux transpondeurs à bord d'un même satellite géostationnaire de communication à couverture Nord Américaine (GSTAR-1), le système dans sa première version était capable de desservir une population de plusieurs dizaines de milliers d'utilisateurs. Il en dessert 30 000 à ce jour en Amérique du Nord. Opérationnel depuis 1989, ce système s'adresse particulièrement à l'industrie du transport terrestre à laquelle il fournit des services de messagerie numérique bidirectionnelle (2000 caractères) avec accusés de réception, des services de radiodiffusion à des flottes d'utilisateurs, etc... En Janvier 1990 le système OmniTRACS a été amélioré par l'addition d'un deuxième satellite géostationnaire (RANGER). Le nouveau système à deux satellites permet d'offrir un service de localisation de meilleure qualité (en fournissant une meilleure précision) appelé service QASPR ("Qualcomm Automatic Satellite Position Reporting") tout en maintenant et améliorant les autres services de messagerie. Dans le nouveau système les deux satellites sont utilisés à des fins de positionnement, alors que les services de messagerie continuent d'être assurés par un seul satellite tout comme dans la première version. Le nouveau système offrant le service QASPR est disponible commercialement aux Etats-Unis depuis Mai 1990 et est aussi disponible en Europe sous le nom d'EutelTRACS (offert par une alliance Alcatel, Qualcomm). Dans le cas du système Américain, les deux satellites sont séparés de 12° (103°W et 91°W) et la précision est de moins de 350 mètres.. Il fonctionne par mesure de distances. Ces mesures sont faites à l'aide de codes PN (voir section 4.4.2, techniques de mesures de temps de propagation, cas #3 et section 5.3.7). La position du véhicule est calculée par multilatération à partir de trois points connus dans l'espace. Plutôt que d'obtenir les éphémérides par les centres de contrôles des satellites, le système dérive lui-même la position des satellites par un processus analogue à celui utilisé pour trouver la position d'un véhicule (multilatération du satellite à partir de au moins trois unités fixes localisées judicieusement dans la zone de couverture du système).

Le système OmniTRACS est composé de cinq éléments:

1. Le centre de régulation informatique (un par client ou par flotte). Chaque véhicule de la flotte est relié grâce au système OmniTRACS au centre de régulation de la flotte. Les messages et l'information de localisation sont envoyés via satellite au centre de gestion du réseau (le NMC) de Qualcomm d'où ils sont transmis aux centres de régulation des différentes flottes au moyen du réseau public ou de lignes spécialisées. Ce centre utilise des logiciels et des bases de données offrant les fonctions nécessaires aux services de messagerie et de localisation (ainsi qu'aux services complémentaires).
2. Le centre de gestion du réseau ("Network Management Center" (NMC)) de Qualcomm. Le NMC relié à la station centrale traite les transactions provenant des différents centres de régulation.
3. La station centrale composée de deux antennes (une antenne principale et une antenne secondaire) et des équipements associés. La station centrale traite et régule les flux de trafic (messageries et information de localisation) entre les NMC et les TCM. Elle est responsable de l'accès aux satellites (dans les deux sens). L'antenne principale sert à transmettre et à recevoir des messages tandis que l'antenne secondaire sert à envoyer un signal de balise synchronisé avec le message émis.
4. Les satellites. Rappelons que les deux satellites sont utilisés à des fins de positionnement, alors que les services de messagerie sont assurés par un seul satellite. Pour la fonction messagerie, deux répéteurs dans la bande Ku (un par sens de transmission) sont installés à bord d'un des deux satellites (le satellite GSTAR-1 en Amérique du Nord). Pour la fonction de localisation, les deux satellites sont utilisés. Le deuxième satellite ne sert que dans le sens NMC vers mobile.
5. Le terminal de communication mobile (TCM) monté sur les véhicules. Le TCM reçoit et envoie des messages et fait les mesures nécessaires à la localisation. Il est équipé de trois modules:
 - Un module intérieur servant de modem et de codec, équipé d'un décodeur de Viterbi et d'un processeur Intel C186 qui assure la fonction de synchronisation pour la localisation,
 - Un module extérieur constitué d'une antenne qui poursuit mécaniquement le satellite,
 - Un autre module intérieur écran clavier pour lire et envoyer les messages.

Qualcomm offre un service complet et diversifié à ses utilisateurs à l'aide de logiciels et d'équipements formant le système OmniTRACS d'information pour véhicules ("the OmniTRACS Vehicle Information System (VIS)").

Toute flotte de véhicules en déplacements interurbains dans la zone de couverture peut bénéficier des nombreux services offerts par un tel système: communication de données en temps réel entre le centre de régulation et les véhicules (dans les deux sens), localisation automatique et sur demande des véhicules, et gestion souple des informations, des déplacements et de la maintenance [112].

De nouveaux logiciels et équipements sont régulièrement introduits pour fournir aux sociétés de transport routier un éventail de services complémentaires. En particulier trois produits sont offerts par Qualcomm en complément au service de base de OmniTRACS:

- SensorTRACS: système qui collecte et reporte les performances du véhicule (vitesse, consommation,...) en temps réel. Ces données sont disponibles pour lecture sur l'écran du véhicule et au centre de régulation.
- JTRACS: système de diagnostics qui contrôle les pannes des équipements électroniques (senseurs...) du véhicule.
- TrailerTRACS: système qui fournit des renseignements sur l'état de la remorque et de son chargement.

La documentation commerciale [112] mise à notre disposition par QUALCOMM décrit un certain nombre d'avantages économiques et sociaux à utiliser le système VIS. Notons entre autres une diminution moyenne des frais de téléphone de 50 à 80% et des coûts de maintenance, une meilleure qualité de vie pour les conducteurs des véhicules qui peuvent grâce à une meilleure planification passer moins de temps sur les routes et peuvent être prévenus rapidement en cas d'urgence.

Le partenaire de Qualcomm au Canada est CANCOM/Satlink [114]. CANCOM est une entreprise Canadienne de télécommunications aux activités diversifiées dont le siège social se trouve à Toronto. L'une d'entre elles est la diffusion de signaux de télévision et de radio aux systèmes cablés de communautés éloignées ou de petite taille. Une autre activité consiste à offrir des services de communications de données numériques par satellites. En particulier, le système équivalent à OmniTRACS est offert depuis début 1991 sous le nom Satlink/Mobile aux sociétés Canadiennes de transport routier. Le service SensorTRACS décrit ci-dessus est aussi offert par CANCOM

Une version Européenne du système dénommé EutelTRACS est en opération en utilisant deux satellites EUTELSAT fonctionnant dans la bande Ku [115]. Cette version est offert par la "joint venture" Alcatel Qualcomm. Les deux satellites sont séparés de 9° et la précision de la localisation est de l'ordre de 500 mètres. Le système offre un service ininterrompu à travers l'Europe, le Moyen-Orient et l'Afrique du Nord. .

7 TENDANCES ET CONCLUSIONS

Dans ce projet nous avons fait une étude détaillée des systèmes de localisation par satellites géostationnaires. Le domaine est en plein développement, les utilisations s'élargissent et les développements technologiques des équipements (récepteurs, terminaux VSAT etc...) tendent à faire diminuer le coût des services offerts et/ou à améliorer les performances et augmenter leur fiabilité.

Un grand nombre de systèmes ingénieux ont été conçus, certains utilisant des satellites avec des antennes spécialement destinées aux systèmes proposés, par exemple STARFIND, STAR/TAC... Par contre d'autres systèmes utilisent des transpondeurs à bord de satellites de communications à usage commercial. L'avantage de cette approche est de disposer d'une plus grande redondance dans le nombre de transpondeurs disponibles et de là d'assurer un service avec une plus grande fiabilité. C'est le cas en particulier, des systèmes Américains OmniTRACS et QASPR qui ont pu très rapidement être mis en place pour l'Europe en utilisant deux satellites à couverture européenne (EUTELSAT).

Une autre tendance concerne l'intégration des services de navigation et de localisation. C'est le cas des systèmes de navigation tels que NAVSTAR/GPS qui peuvent aussi être utilisés à des fins de positionnement.

L'effort international de réglementation du service "RDSS" indique une tendance à la coordination de ce type de services à l'échelle mondiale.

Les deux tendances les plus récentes et les plus importantes sont d'une part, l'intégration du service de radio-localisation aux services de communications offerts par des systèmes de communications personnelles par satellites, et d'autre part, l'utilisation de systèmes à constellations de satellites à défilement. Ces tendances sont présentées dans la suite de cette section.

Le domaine des télécommunications subit actuellement de très grands bouleversements. L'émergence de la téléphonie cellulaire numérique permettra à très court terme des communications personnelles mobiles couvrant de grands territoires à des coûts faibles ou très abordables. Les appareils d'usage personnels mis en oeuvre utiliseront les technologies modernes de télécommunications sans fils, et viendront compléter, voire même supplanter les équipements téléphoniques terrestres traditionnels, c'est-à-dire reliés par fils. Aux exigences propres aux communications personnelles (qualité de service pour la voix, les données, expansion géographique aux régions de faibles densités de population etc...) se greffent les exigences des nouveaux services tels que messagerie améliorée, "roaming" ou déplacement libre, ainsi que localisation et positionnement.

Les systèmes de communications personnelles (SCP) sont en pleine évolution et font l'objet d'un grand nombre de demandes de licences expérimentales (entre 50 et 100 compagnies aux Etats-Unis) par des compagnies de téléphone: cablodistributeurs, entreprises de SCP spécialisées, manufacturiers d'équipements de télécommunications etc... De nouvelles technologies et techniques de modulation et d'accès multiples sont proposées ou mises en oeuvre, dont notamment l'étalement du spectre et l'Accès Multiple par Répartition des Codes (en anglais "Code Division Multiple Access " ou CDMA). Les applications sont pour l'instant surtout limitées aux services à bande étroite: voix numériques à 32 kbps, données à faible débit (9600 bps).

Le rôle des satellites de communications dans ces systèmes en est surtout un d'interconnexion entre différents systèmes, en plus d'assurer une grande couverture géographique. Egalement l'adjonction de services de radio localisation aux services de communications apparaît comme un atout supplémentaire pour les systèmes actuellement en place et pour les nouveaux systèmes proposés ou à l'étude. La tendance qui se dessine ainsi est donc d'offrir la fonction de localisation par des systèmes non plus dédiés à cette fonction mais par des systèmes de communications par satellites qui intègrent aux services usuels de communications des services de localisation. Les problèmes associés à ces systèmes par satellite concernent les bandes de fréquences à utiliser ou à partager avec d'autres services et le choix des types d'orbites : orbites basses (en anglais "Low Earth Orbit" ou LEO), orbites moyennes (en anglais "Medium Earth Orbit" ou MEO), et enfin orbite géostationnaire (en anglais "Geostationary Orbit" ou GEO).

Parmi tous les systèmes effectuant une fonction de localisation répertoriés au début de l'étude (1990), la grande majorité était des systèmes de localisation par satellites sur orbite géostationnaire (satellites dédiés ou satellites commerciaux). En particulier OmniTRACS de Qualcomm et EutelTRACS de Qualcomm et Alcatel ont été développés sur la base de satellites géostationnaires non dédiés qui utilisent les technologies du service par satellites fixes (en anglais "Fixed Satellite Service" ou FSS). Egalement, les services mobiles par satellite (en anglais "Mobile Satellite Service" ou MSS) qui seraient susceptibles d'incorporer des services de localisation utilisent aussi les technologies FSS. C'est le cas en particulier du consortium de 65 pays membres appelé INMARSAT. Etabli en 1979 pour fournir des services de communications mobiles maritimes et aéronautiques pour la terre entière, INMARSAT utilise actuellement 11 satellites GEO. D'autres lancements de satellites sont prévus pour les années 1994/1995, et il est généralement admis qu'INMARSAT sera autorisé à fournir des services mobiles terrestres, y compris la localisation. A cet effet, INMARSAT-C utilisera des terminaux peu coûteux et des petites antennes omnidirectionnelles qui ne requièrent pas d'être exactement

pointées vers les satellites. Un système de codage correcteur d'erreur puissant par codes convolutionnels, une procédure de retransmission ARQ et l'entrelacement des signaux transmis contribuent à délivrer d'excellentes performances pour l'environnement mobile terrestre. Le service de localisation n'est pas cependant intrinsèque aux satellites de INMARSAT mais utilise un récepteur "Global Positioning System" intégré, ce qui permet de transmettre aux centres de coordination les données de localisation.

D'autres systèmes MSS actuels ou en développement utilisent des satellites en orbite géostationnaire, mais à l'encontre de INMARSAT ne sont destinés à offrir que des services régionaux. Les limitations de puissance d'émission des satellites et de tailles des antennes à bord des mobiles conduisent à utiliser des équipements avec antennes directionnelles qui doivent être pointées en tout temps sur le satellite.

Choix des orbites

Les systèmes de localisation tels que OmniTRACS ou EutelTRACS de Qualcomm utilisent des satellites sur orbite géostationnaire. Dans les nouveaux systèmes mobiles et de localisation proposés ou à l'étude, l'utilisation de satellites à défilement sur les orbites basses (LEO) ou moyennes (MEO) est de plus en plus considérée.

Jusqu'à tout récemment les seuls systèmes utilisant des satellites à défilement qui effectuaient une fonction de localisation étaient des systèmes qui avaient comme caractéristiques communes d'être principalement dédiés à cette fonction de localisation, d'avoir des applications avant tout scientifiques (sauf COSPAS/SARSAT qui a pour mission l'aide au sauvetage et à la localisation des détresses) et d'utiliser un petit nombre de satellites. Ces systèmes sont ARGOS, MOS, DORIS et COSPAS/SARSAT et ils n'ont pas tendance à ce généraliser. (Une description de ces systèmes est donnée en Annexe 2.)

Les systèmes de satellites à orbites basses (LEO) offrent un certain nombre d'avantages substantiels sur les satellites sur orbite géostationnaire. Ces avantages sont le résultat de la sélection d'une orbite qui permet une grande qualité de service avec des équipements mobiles terrestres de faible puissance et utilisant des antennes omnidirectionnelles sans grande exigence de pointage. Alors que les systèmes de communication pour satellites GEO tels que INTELSAT sont bien adaptés aux besoins de transmissions à large bande (télévision, données à très haute vitesse), les utilisateurs mobiles se contentent souvent de services à bande étroite (téléphone de qualité et données basse vitesse). Les utilisateurs mobiles préfèrent ne pas subir de longs délais de transmission et avoir des équipements embarqués à bord des mobiles ou même portatifs voire même tenus à la main qui soient simples, peu coûteux, avec des petites antennes omnidirectionnelles sans exigence de pointage.

La différence des longueurs de trajets pour la communication entre un satellite LEO et un satellite GEO est un élément majeur qui milite en faveur de l'utilisation de satellites LEO pour les systèmes de communications personnelles par satellites. En effet un satellite sur orbite géostationnaire est à une distance fixe de 36 000 km de la Terre, alors que des satellites à défilement sur orbite basse fonctionnent à une altitude inférieure à quelques 1500 km. Le flux de la puissance électromagnétique reçue étant inversement proportionnel au carré de la distance (voir section 5), l'affaiblissement de propagation en est réduit par un facteur de quelque 22 dB à 28 dB. En d'autres termes, utilisant la même puissance de transmission du satellite, une même antenne de réception au sol recevra une puissance 150 à 600 fois plus faible en provenance d'un satellite GEO que d'un satellite LEO. (Bien sûr l'énorme affaiblissement de propagation de système GEO est compensé par l'utilisation des satellites de grandes puissances et le déploiement d'antennes de grande taille.) Sur la base de l'altitude orbitale, les systèmes LEO offrent donc des avantages technologiques substantiels.

De plus, en utilisant des grappes ou constellations de plusieurs satellites, les systèmes LEO peuvent très facilement assurer une couverture globale de la Terre. Par conséquent les systèmes LEO sont plus robustes et moins susceptibles de subir des défaillances catastrophiques, que ce soit pendant le déploiement ou la vie durant des satellites. Enfin, un système multisatellites à couverture globale permet d'en amortir le coût sur un marché mondial.

Nouveaux systèmes

De nombreux systèmes mobiles par satellites offrant des services à bande étroite, y compris le positionnement et utilisant des orbites basses ou moyennes ont été proposés ou sont à l'étude [135]. Mentionnons en particulier:

- Le système IRIDIUM de Motorola comportant quelques 77 satellites LEO destiné aux communications personnelles.
- Le système ELLIPSO de Ellipsat. Tout comme IRIDIUM ce système de communications personnelles par satellites comportera quelques 24 satellites LEO et promet entre autres des communications téléphoniques à un prix inférieur à celui des systèmes cellulaires terrestres.
- Le système GLOBALSTAR de Loral-Qualcomm Satellite Service, formé de 48 satellites LEO et fournissant les services de voix et données en plus des services de localisation pour les mobiles [134].

- Le système ARIES de Constellation Communications comporte également 48 satellites et fournira surtout des services de voix similaires aux systèmes cellulaires, mais à coût moindre.

Ces quatre systèmes sont appelés les "grands LEO", non pas à cause de leur coût total élevé, mais parce qu'ils se proposent de fournir des services bande étroite pour les mobiles sur une base globale à une fréquence supérieure à 1 GHz.

A ces grands LEO d'autres systèmes appelés "petits LEO" sont envisagés. Ces systèmes fourniront des services de localisation, des services de messagerie bidirectionnels et d'autres services (qui ne sont pas des services de voix) à des fréquences inférieures à 1 GHz. Ces systèmes sont : ORBITAL COMMUNICATIONS, Fairfax, Va; STARSYS, Lanham, Md; VOLUNTEERS IN TECHNICAL ASSISTANCE, Roslyn, Va; et enfin LEOSAT, Washington DC. Ces systèmes "petits LEO" sont encore à l'état de projets et très peu de documentation est actuellement disponible sur leurs caractéristiques.

La tendance qui se dessine ainsi est donc une d'utilisation de systèmes à constellation de satellites LEO.

A ces systèmes LEO s'ajoute un système à altitude moyenne, MEO, et deux autres systèmes utilisant des satellites géostationnaires (systèmes GEO). Ce sont:

- ODYSSEY de TRW. C'est un système de 12 satellites sur orbites moyennes d'altitudes de quelque 10 000 km. Ce système est destiné à des services de voix, données, messageries et localisation.
- AMERICAN MOBILE SATELLITE CORP. (AMSC), Washington DC est un système comportant 3 satellites sur orbite géostationnaire et destiné au service de satellites mobiles (MSS). Le marché cible de ce système GEO est la clientèle de services mobiles à l'extérieur des régions où les services cellulaires sont normalement disponibles. AMSC offrira aussi, à long terme, des services aux industries du camionnage, ainsi qu'aux industries maritimes et aéronautiques.
- CELSAT de San Diego est un système composé de deux ou trois satellites GEO et destiné à fournir des services de voix, données à haute vitesse et services de localisation. Un objectif principal de ce système est la fourniture de ces services à des coûts nettement inférieurs à ceux en vigueur par les systèmes cellulaires terrestres.

Ces différents systèmes sont décrits plus en détail à la fin de cette section

Allocation de fréquences

Une difficulté importante des systèmes LEO est la disponibilité du spectre de fréquences pour leur usage. Il n'existe en effet pratiquement aucune bande de fréquence

spécifiquement disponible pour les systèmes LEO. Ainsi pas moins de 400 MHz de largeur de bande ont été demandés par les systèmes LEO auprès du "Federal Communications Commission" (FCC), l'organisme qui alloue et gère le spectre radiofréquences aux Etats-Unis, et les systèmes existants font appel à des besoins supplémentaires de quelques 800 MHz. Bien que le FCC examine la possibilité d'utiliser le haut de la bande L, (2GHz), ainsi que la réallocation de fréquences pour les nouvelles technologies en émergence (telles que les LEO), le partage des fréquences du spectre actuellement disponible en bande L est inévitable [134]-[136].

Ainsi INMARSAT désire une expansion de son spectre pour les liaisons montantes (1646.5 – 1660.5 MHz) et descendantes (1530 – 1539 MHz) afin de réduire la congestion et de permettre une meilleure coordination avec en particulier le système AMSC décrit plus loin. Egalement, le système GLOBALSTAR qui désire utiliser pour ses services satellite pour les mobiles les bandes de fréquence allouées pour le RDSS s'est opposé aux demandes de spectre de AMSC et de INMARSAT. En effet, AMSC et INMARSAT risqueraient de faire dépasser de façon substantielle les normes de densité de flux des systèmes RDSS ($-3 \text{ dBW}/4 \text{ kHz}$), causant de sévères interférences, voire même rendant inutilisables les bandes de fréquences des services RDSS par LEO, et GEO. Néanmoins les possibilités d'utilisation de la bande 1.8 GHz à 1.9 GHz pour les systèmes LEO existent pour le futur.

Le problème de la réglementation et de l'allocation des fréquences est complexes et épineux avec des implications technologiques, financières, voire même politiques. Cependant de nouvelles approches de solutions reflétant l'état de la technologie sont proposées afin de pallier aux difficultés d'une pénurie chronique de spectre. Ainsi 100 MHz de spectre dans les bandes 20 GHz et 30 GHz ont été allouées à la conférence CAMR 92, pour les systèmes mobiles par satellites [136], [137]. Néanmoins l'intérêt pour les systèmes LEO est tel que probablement les bandes du RDSS seront maintenues et les allocations aux systèmes mobiles par satellites par systèmes LEO seront effectuées aux fréquences 1610 – 1626.5 MHz et 2483.5 – 2500 MHz, avec relaxation des limitations de densité de puissance du flux. Il est admis que ces allocations permettront de satisfaire les besoins des services LEO projetés pour les Etats-Unis. Quant aux besoins globaux pour la Terre entière, ils sont évalués à 4 fois ceux des Etats-Unis, avec une demande qui dépasse les 10 millions d'utilisateurs. Enfin on peut mentionner comme argument pour maintenir les bandes du RDSS, que les fonctions RDSS, lorsque combinées avec les services mobiles par satellites LEO permettent d'offrir des communications dans les situations d'urgence et de sécurité, voire même de désastres graves.

Les généralités sur les nouvelles tendances ayant été exposées, les nouveaux systèmes mentionnés ci-dessus sont à présent décrits en détail.

IRIDIUM

IRIDIUM, système proposé par Motorola qui l'a annoncé en Juin 1990, illustre bien les deux tendances citées ci-dessus d'intégration du service de radio-localisation aux services de communications et d'utilisation de satellites LEO.

Le système IRIDIUM est un système de communication qui offrira à ses utilisateurs un large éventail de services incluant un service de radio-localisation [110]. Ce système utilise une constellation de 77 petits satellites intelligents à orbite basse formant un réseau numérique commuté de voix et de données. Plusieurs innovations technologiques dans le domaine de la conception et du lancement de petits satellites intelligents LEO ont été nécessaires pour permettre la réalisation de ce système.

Le système s'inspire des systèmes cellulaires classiques. Dans de tels systèmes, l'utilisateur se déplace à l'intérieur d'un réseau de cellules fixes centrées sur des émetteurs radio terrestres. Dans le système IRIDIUM, chaque cellule est centrée sur un satellite mobile par rapport à la terre, créant ainsi un réseau de cellules mobile. Dans ce cas, le déplacement de l'utilisateur peut être négligé par rapport à celui du réseau. Chaque satellite comporte un commutateur numérique permettant dans un premier temps la commutation entre cellules générées par un même satellite et dans un second temps, la commutation directe d'un satellite à l'autre.

Les applications envisageables sont nombreuses. En complément avec les réseaux fixes et cellulaires existants (réseau téléphonique, etc...), ce système pourrait offrir un service de communications de voix et de données fixes ou mobiles dans des zones terrestres faiblement à fortement peuplées ainsi que sur les mers et dans les airs (à des altitudes de moins de 30 km). Ce système pourrait aussi offrir un service de communications d'urgence (en cas de désastre naturel par exemple), un service de collecte de données (par exemple de données météorologiques) et un service de localisation. Offrir un service de localisation est naturel puisque le système doit de toute façon effectuer une telle fonction pour pouvoir fournir les services de communications.

Le système compte offrir un service de voix bi-directionnel de haute qualité à 4.8 kbps, un service de données à 2.4 kbps, un service de localisation avec une précision de 1.8 km incluant un service de messagerie bi-directionnel, et un service de "paging" alphanumérique. Le temps d'établissement d'une communication est de l'ordre de 30 secondes. Lors d'une communication le passage d'une cellule à l'autre se fait en moyenne toutes les 2 mn tandis que le passage d'un satellite à l'autre se fait en moyenne toutes les

9 mn. L'utilisation de 77 satellites permet d'offrir aux usagers une couverture globale et des services ininterrompus. Les orbites des satellites sont polaires, à une altitude de 765 km et sont pratiquement circulaires.

Le système utilise une combinaison de techniques de transmission AMRF et AMRT pour permettre la réutilisation de fréquences sur un motif de 7 cellules et offrir ainsi 419 canaux par MHz (en supposant une bande passante disponible de 10.5 MHz).

Le système tel que proposé est composé de trois segments:

- Les équipements usagers. Les équipements usagers sont de trois types: mobiles pour les véhicules, portables et fixes pour être installés dans des édifices. La bande de fréquences préconisée pour les communications entre usagers et les satellites est la bande L.
- Les satellites. Les satellites sont légers (moins de 386 kg). Chaque satellite génère 37 faisceaux pour former 37 cellules de 689 km de diamètre sur la terre. Chaque satellite communique avec les 4 satellites les plus proches de lui et a besoin pour cela d'un total de 200 MHz dans la bande de 22.55 à 23.55 GHz. Chaque satellite est aussi relié à deux stations terriennes "gateways" par des liaisons descendantes (dans la bande 18.8 à 20.2 GHz) et ascendantes (dans la bande 27.5 à 30.0 GHz) utilisant une largeur de bande de 100 MHz chacune.
- les stations terriennes "gateways". Les stations terriennes "gateways" font le routage en temps réel des communications satellite, contrôlent l'accès au système et effectuent l'interconnexion avec les autres réseaux (réseau téléphonique par exemple). Par exemple deux telles stations seront installées aux Etats Unis.

ELLIPSO

Tout comme le système IRIDIUM ce système multisatellites LEO (24 en tout) a pour objet l'extension et non pas le remplacement des réseaux cellulaires. Une attention particulière est portée au marché Nord Américain. ELLIPSO entend mettre en place des satellites peu onéreux sur des orbites elliptiques pour couvrir un grand territoire et offrir aux utilisateurs mobiles une extension des services cellulaires aux régions isolées. Cette extension se veut sans discontinuité et quasi imperceptible pour les utilisateurs. En plus de ces services, ELLIPSO fournira également un service de localisation pour les véhicules. Sous réserve de l'autorisation du FCC, six satellites devraient être disponibles dès 1993, et le système de 24 satellites mis en place pour un service de 24 heures par jour dès 1995.

Le système utilisera la technique de AMRC (CDMA) et se propose d'offrir à faible coût (US \$ 300.00) un équipement à ajouter à l'équipement cellulaire terrestre pour

obtenir la capacité de communiquer par satellites. Dans ce sens, ELLIPSO apparaît comme coopérant avec les systèmes cellulaires urbains et, se destine donc surtout aux régions rurales en plus d'offrir aux utilisateurs en déplacement sur de grands territoires (en anglais "roaming") les attributs d'un service cellulaire urbain.

Le nombre potentiel de ce type d'utilisateurs non desservis est estimé à 100 millions aujourd'hui, se stabilisant à quelque 35 millions à la fin de ce millénaire. De ce nombre ELLIPSO espère en abonner 250 000 aux Etats-Unis seulement. Dans une phase initiale 12 satellites suffiront pour fournir les services de voix pour l'hémisphère nord.

GLOBALSTAR

Ce système de 48 satellites LEO se propose de combiner les services par satellites avec ceux des réseaux de communications terrestres existants. Le réseau de satellites fonctionne en conjonction avec les systèmes terrestres par l'intermédiaire de "gateways", de sorte que les services de GLOBALSTAR sont simplement ajoutés à ceux des réseaux terrestres. Là encore, la construction des satellites n'attend que l'autorisation du FCC pour commencer, avec mise en service prévue pour 1997. Les services proposés sont la voix, les données et le service de localisation aux abonnés sur une base globale. Les appels pourront être effectués à partir de téléphones montés à bord de véhicules ou même d'appareils portables tenus à la main. Ces appels pourront être routés à travers les réseaux de téléphones terrestres publics ou privés.

Des 48 satellites en orbite basse que comportera le système, 8 d'entre eux seront mis en réserve à titre de remplacement. Chaque satellite sera doté de 6 faisceaux étroits pour assurer une couverture globale de la Terre. Les techniques de pointe développées par Qualcomm en modulation numérique, étalement du spectre (AMRC), vocodeur, etc..., seront utilisées pour fournir un service de qualité à un coût s'approchant de celui des systèmes cellulaires urbains. Plus de 6 500 circuits duplex ou appels téléphoniques (100 000 abonnés) seront disponibles simultanément dans le monde. Les fréquences d'utilisation pour GLOBALSTAR pourront être partagées avec d'autres systèmes de satellites tels qu'INMARSAT, permettant ainsi l'accès multiple pour des millions d'utilisateurs sur toute la surface de la Terre. Comme mentionné précédemment GLOBALSTAR n'entend pas cibler le marché urbain, mais se concentrera sur le marché rural et celui des grandes banlieues, et plus généralement sur les régions non ou mal desservies par les systèmes cellulaires terrestres.

Un des attraits de GLOBALSTAR sera l'utilisation d'émetteurs-récepteurs de faible puissance et de faible encombrement avec des antennes omnidirectionnelles facilitant l'usage d'équipements montés à bord des automobiles, ou même tenus à la main. Le trafic

terrestre n'est ni affecté ni diminué par l'addition de ces équipements car les transmissions avec les satellites utilisent de fréquences différentes de celles des réseaux terrestres. En fait, avec un téléphone GLOBALSTAR, le même combiné peut être utilisé au bureau, à bord d'une automobile, voire même à bord d'un avion commercial (en le connectant à la prise spéciale située au dossier des sièges des passagers) pour communiquer avec tout correspondant n'importe où dans le monde.

Le support terrestre de GLOBALSTAR consistera en général d'un réseau de stations "gateways" interconnectées à un Centre de Commande du Réseau ("Network Control Center") qui fournit l'interconnexion au réseau de téléphone commuté public. Chaque pays du réseau GLOBALSTAR aura son propre Centre de Commande du Réseau et gardera le contrôle complet de l'accès du système par les satellites à l'intérieur de ses frontières. La clef du système GLOBALSTAR est la possibilité de connecter un utilisateur mobile au "gateway" le plus rapproché ou à tout "gateway" spécifié n'importe où dans une très grande région de couverture. Le coût d'un "gateway" est de l'ordre de grandeur d'un site de téléphone cellulaire, soit environ US \$ 350 000, et permet de connecter tous les abonnés potentiels d'une région pouvant atteindre une superficie de quelque 1.3 millions km².

Les satellites du système étant à défilement, ils sont en mouvement continu par rapport aux "gateways"; les antennes des "gateways" doivent donc toujours suivre les satellites les plus rapprochés. La technologie AMRC est utilisée dans les liaisons avec les satellites, permettant ainsi la connexion de l'utilisateur avec au moins 2 satellites en même temps. Le passage périodique de la liaison d'un satellite sortant du champ de couverture au satellite suivant s'effectue de façon transparente aux utilisateurs de GLOBALSTAR et du réseau téléphonique terrestre. Le choix des orbites des satellites est tel que les angles d'élévation sont en moyenne supérieurs à 40° au dessus de l'horizon pour la plupart des latitudes, assurant ainsi une bonne intensité de signal reçu.

En résumé, GLOBALSTAR peut fournir tous les services de systèmes mobiles ou du réseau téléphonique public commuté en plus des services de localisation. Ces services de localisation d'une précision d'environ 200 mètres sont disponibles aux "gateways" et à bord des mobiles, et peuvent être seuls ou accompagnés de services de messagerie ou de monitoring, à savoir:

- Localisation seule déterminée par l'utilisateur (gratuite).
- Localisation accompagnée de services de messagerie, déterminée par l'utilisateur.
- Localisation par interrogation à distance d'équipements de l'utilisateur.
- Localisation avec messagerie ou monitoring passif par interrogation à distance.

ARIES

Ce système de 48 satellites LEO permet la liaison entre terminaux mobiles (voix et données) et un "gateway" terrien connecté au réseau téléphonique public commuté. Plusieurs "gateways" connectés entre eux et aux réseaux téléphoniques terrestres nationaux et internationaux sont prévus pour assurer un service aux régions mal desservies par les réseaux cellulaires terrestres. Ces services comprennent le téléphone, telex, FAX et données, et l'utilisateur peut y avoir accès à partir de terminaux portables ou de cabines téléphoniques publiques. Le système ARIES devraient s'avérer particulièrement attrayant pour les pays en voie de développement où les services téléphoniques sont surtout concentrés dans les régions urbaines avec peu d'espoir d'expansion substantielles vers les régions rurales dans un avenir rapproché. ARIES permettrait donc de fournir ces services à un coût inférieur à celui de la construction de nouveaux systèmes terrestres.

Deux types de terminaux sont prévus: l'un pour un usage à bord de mobiles et l'autre qui sera une unité portable. Pour utiliser le système, le terminal de l'utilisateur commence par chercher une onde porteuse AMRT/AMRC (TDMA/CDMA) à partir de codes stockés en mémoire. Une fois la porteuse acquise, l'utilisateur peut soit s'enregistrer dans le système et donc recevoir des appels, soit demander un accès pour utiliser le système. Dans chacun des cas la position de l'utilisateur est communiquée au système ARIES. (Naturellement que ce soit l'accès ou l'enregistrement une authentification est effectuée pour vérifier la validité de l'abonné.)

Le coût de la première génération de ARIES est estimé à environ 300 M \$ US, avec un coût par terminal usager d'environ 1 500 \$ US basé sur au moins 100 000 abonnés dans le monde. Le coût des services ARIES devrait être inférieur à celui des services mobiles par satellites actuels, tout en étant supérieur à celui des services terrestre. Cependant pour conclure, sous l'aspect qui nous intéresse le plus dans ce projet, c'est-à-dire la localisation par satellite, il faut reconnaître que dans sa conception actuelle ARIES n'offre que des services limités. A moins de changements sous cet aspect au cours de l'évolution du système, ARIES apparaît donc être d'un intérêt faible pour les services de localisation par satellites.

ODYSSEY

Ce système proposé par la compagnie TRW de Californie, est destiné à fournir des services de voix, données, localisation et messagerie à partir d'une constellation de 12 satellites à défilement sur orbites moyennes (MEO), d'altitude 10 000 km environ. Tout comme les autres systèmes "grands LEO", ODYSSEY fournit la liaison entre abonnés

mobiles et le réseau téléphonique public commuté. Pour les appels intercontinentaux les réseaux terrestres existants seront utilisés.

ODYSSEY donnera la priorité à l'utilisation de services cellulaires terrestres. Lorsqu'un utilisateur mobile effectue un appel, le combiné téléphonique détermine la disponibilité de fréquences du système cellulaire, essayant en premier lieu d'acheminer l'appel par le réseau cellulaire. En cas de non disponibilité du service cellulaire ou si l'appel est bloqué, alors l'appel est acheminé par ODYSSEY.

En faisant une demande pour un circuit, un terminal d'utilisateur transmet sa requête aux satellites ODYSSEY. L'utilisateur est assigné au faisceau satellite qui fournit le signal le plus fort à la station de base, et est informé de la fréquence et du code d'étalement spectral particulier au faisceau à utiliser. Toute la procédure est transparente pour l'utilisateur. Chaque satellite utilise un ensemble de multi-faisceaux qui divisent sa région de couverture propre en cellules contigues. La région totale visible par un satellite particulier comprendra une ou plusieurs régions à densité démographique substantielle ainsi que d'autres régions ayant peu d'abonnés potentiels. Utilisant la réutilisation des fréquences la capacité d'un satellite à 19 faisceaux est calculée égale à environ 2 300 circuits voix, mais comme la constellation à 12 satellites prévoit fournir une couverture double pour chaque région, la capacité réelle sera le double soit 4 600 circuits voix.

La Compagnie TRW prévoit qu'ODYSSEY supportera quelque 2.3 millions d'abonnés mondiaux, avec au moins un circuit de voix disponible par 100 abonnés aux heures de pointe. En doublant le nombre de faisceaux, (plus exactement en passant ce nombre de 19 à 37) la capacité pourrait atteindre plus de 18 millions d'abonnés.

Le choix d'une orbite moyenne pour ODYSSEY fait suite à une analyse comparative des systèmes LEO, MEO et GEO. De cette analyse, TRW a conclu que pour fournir le service global envisagé un système GEO nécessiterait 100 faisceaux étroits, et des transpondeurs complexes et de haute puissance pour compenser le grand affaiblissement de propagation. D'autre part un système LEO requiert un grand nombre de satellites, dont l'inclinaison sur orbite devient un facteur prépondérant pour la qualité de la transmission et un service continu. Naturellement l'utilisation d'orbites plus hautes conduit à utiliser un plus petit nombre de satellites pour assurer la même couverture. C'est le cas de ODYSSEY qui n'utilise que 12 satellites au lieu des 77 ou 48 satellites des systèmes LEO IRIDIUM ou GLOBALSTAR.

Nouveaux systèmes GEO

Deux nouveaux systèmes à base de satellites sur orbite géostationnaire sont proposés. Tel que discuté plus haut, ces systèmes GEO ne comportent qu'un petit nombre de

satellites (deux ou trois au maximum) et utilisent de grands réflecteurs et des antennes élaborées qui illuminent les régions géographiques d'intérêt à l'aide d'un très grand nombre de faisceaux étroits. Chacun de ces systèmes GEO est destiné surtout aux communications mobiles cellulaires (voix et données) avec un service de localisation apparaissant quelque peu comme accessoire. Ces systèmes sont donc essentiellement des systèmes du service mobile par satellite (MSS). Ce sont:

AMERICAN MOBILE SATELLITE CORP (AMSC). C'est un système MSS devant fournir un service double de téléphonie cellulaire/satellite à un coût d'environ \$ 1.50 par minute. AMSC prévoit utiliser 3 satellites GEO en tout, le premier étant déjà prêt à entrer dans l'arène des MSS. Le marché ciblé est celui de la clientèle du service cellulaire en déplacement et désirant un service n'importe où aux Etats-Unis, et celui de la clientèle désirant l'accès aux communications mobiles mais vivant dans une région non desservie par le service cellulaire. AMSC a établi qu'avec une pénétration inférieure à 1% du nombre projeté d'utilisateurs cellulaires, la demande d'abonnements dépassera la capacité du premier satellite.

AMSC a été autorisé par la FCC à lancer 3 satellites GEO; le premier sera lancé en 1994. Avec ce satellite, le plein service sera disponible sur un territoire couvrant un peu moins de 50% des Etats-Unis. Pour contrer la concurrence du service cellulaire terrestre, AMSC compte offrir le service aux industries du camionnage, maritime et aéronautique. Quant aux services de localisation AMSC reste plutôt discret; rien ou presque n'est dévoilé sur le sujet.

CELSAT Inc. C'est un système de communication par satellites MSS qui se définit comme un nouveau système de téléphonie cellulaire destiné surtout au marché Nord Américain. Un objectif de départ est l'offre de service (voix, données, localisation) à faible coût : inférieur à 0.25 \$ US par minute. CELSAT Inc. qui est affiliée à la Compagnie Titan de San Diego envisage de commencer à offrir des services terrestres dès 1993 et des services par satellite en 1996. Le système proposé sera composé de plus de 100 "super" cellules transmises par des antennes multifaisceaux et assurera une couverture totale de tout le territoire des Etats-Unis pour les individus et les mobiles. Le marché étant urbain et rural, dans les régions métropolitaines les "super" cellules satellites seront augmentées de systèmes cellulaires terrestres. CELSAT prévoit mettre en place 2 satellites sur orbite géostationnaire pour supporter 50 000 circuits de voix pour les mobiles. Chaque satellite aura un réflecteur de 20 mètres avec 149 faisceaux fins. La transmission utilisera la technique d'étalement spectrale CDMA. La combinaison cellulaire terrestre et services satellites devrait selon ses promoteurs, rendre CELSAT plus concurrentiel que les systèmes cellulaires terrestres et les autres systèmes par satellites.

En fait, la capacité de CELSAT est projetée d'être supérieure à celle des autres systèmes par satellites. Quant à la partie cellulaire terrestre de CELSAT, elle aura tendance à augmenter sensiblement la capacité du satellite tout en éliminant le quart de seconde de retard inhérent aux satellites GEO. CELSAT se présente comme un concurrent des autres systèmes LEO et MEO, mais pas nécessairement de l'autre système GEO proposé, AMSC, car il ne vise pas le même marché. Un faible coût pour les utilisateurs étant essentiel au succès de CELSAT, la compagnie entend s'associer avec des manufacturiers pour concevoir et fournir un combiné coûtant moins de 500 \$ US. Ce combiné pourra évoluer vers une entité de communications personnelles sans fils supportant voix, données, FAX et la localisation.

ANNEXE 1

Cette Annexe présente les tableaux regroupant les différentes caractéristiques des systèmes décrits dans la section 3 (systèmes par satellites GEO dédiés principalement à la radio-localisation) et un tableau de synthèse qui permet de comparer tous ces systèmes entre eux.

| CRITERES | COMMENTAIRES |
|------------------------|--|
| Couverture | Partielle : continent nord Américain avec 800 Km oceans off shore. Expansion future : Europe de l'Ouest. |
| Capacité | Relativement faible. Destiné à marché restreint (maritime) Fonctionnement actuel à la capacité |
| Temps de réponse | Quasi-immédiat. |
| Précision | 5 mètres. |
| Données transmises | Messages de 80 caractères. |
| Utilisation principale | Localisation plateformes de forage-offshore. Exploration pétrolière et cartographie maritime. |

Tableau 1 STARFIX

| CRITERES | COMMENTAIRES |
|------------------------|---|
| Couverture | Partielle (1 satellite géostationnaire STAR/SAT) : Amérique du Nord et du Sud; Pacifique Ouest; Atlantique Est. |
| Capacité | Plusieurs millions d'utilisateurs pour le système entier. |
| Temps de réponse | Quasi immédiat (quelques secondes). |
| Précision | Inférieure à 3.5 mètres. |
| Données transmises | - Transmissions bidirectionnelles pour messages standards ou préprogrammés. - Télécommande d'unités mobile. - Bouton de panique. |
| Utilisation principale | Flotte de véhicules terrestres - Chemins de fer Navigation maritime - Applications militaires Exploration minière - Système de secours. |

Tableau 2 STARFIND

| CRITERES | COMMENTAIRES |
|------------------------|--|
| Couverture | Partielle: Amérique du Nord. Utilisation de deux satellites géostationnaires non dédiés dans bande Ku (RANGER et GSTAR). |
| Capacité | 40 000 à 80 000. |
| Temps de réponse | Quasi immédiat (inférieur à 10 secondes). |
| Précision | Inférieur à 350 m. |
| Données transmises | Transmissions bidirectionnelles - Accusés de réception, paging, bouton de panique. Messages de 2 000 caractères. |
| Utilisation principale | Localisation, surveillance, communications bidirectionnelles avec flottes de véhicules, industries du transport. |

Tableau 3 OmniTRACS

| CRITERES | COMMENTAIRES |
|------------------------|---|
| Couverture | Partielle : définie par la couverture des antennes. Dans un premier temps, le système Géostar prévoit la couverture de l'Amérique du Nord et Locstar celle de l'Europe et d'une partie du Moyen Orient. |
| Capacité | Plusieurs centaines de milliers de localisations par heure et par faisceau, soit environ 2 millions pour l'ensemble de la couverture Locstar. |
| Temps de réponse | Immédiat ou quasi immédiat. |
| Précision | 10 à 100 m selon les conditions locales (altitude). |
| Données transmises | Environ 100 caractères. Transmission bi-directionnelle mobile-station et station-mobile. |
| Utilisation principale | Radiolocalisation et radionavigation terrestre, maritime et aérienne. Messagerie de service. |

Tableau 4 GEOSTAR-LOCSTAR

| CRITERES | COMMENTAIRES |
|------------------------|--|
| Couverture | Partielle (1 satellite) : Amérique du Nord, (2 satellites) : Amérique du Nord et du Sud. Globale (3 x 2 satellites) |
| Capacité | 10,000 utilisateurs (1 satellite) 6,000,000 utilisateurs (2 satellites) |
| Temps de réponse | 20 minutes (1 satellite) 1 minute (2 satellites) |
| Précision | 350 mètres (1 satellite) 15 mètres (2 satellites) |
| Données transmises | Non déterminée. |
| Utilisation principale | Localisation, services de routine ou sur demande. |

Tableau 5 SAT/TRAC

| | OmniTRACS | GEOSTAR LOCSTAR | STARFIND | SAT/ TRAC | STARFIX |
|-----------------------|---|---|---|---|---|
| Couverture | Partielle | Partielle | Partielle | Partielle | Partielle |
| Capacité | 40 000 à 80 000 | 2 millions pour LOCSTAR | Plusieurs millions | 10 000 à 6 000 000 | Faible (marché restreint) |
| Tps de rép. | Quasi immédiat | Immédiat | Quasi immédiat | 1 à 20 mns | Quasi immédiat |
| Précision | < 350 m | 10 -100m | < 3.5 m | 350 m à 15 m | 5 m |
| Données transmises | 2000 caractères Bidirectionnelles | 100 caractères Bidirectionnelles | Messages standards Bidirectionnelles | Non déterminé | 800 caractères |
| Utilisation | localisation, surveillance, communica- tions | localisation, navigation messagerie | localisation terrestre, maritime, exploration minière | localisation terrestre, service sur demande ou de routine | localisation de plate- formes et explo- ration minière |
| Statut | Opérationnel depuis 1989 | Ne sont plus en fonction | Breveté en 1986, en développement | En dévpt. | Opérationnel depuis 1986 |

Tableau 6 Tableau de synthèse

ANNEXE 2

Cette Annexe décrit les systèmes destinés principalement à la localisation et utilisant des satellites à défilement. Ces systèmes sont ARGOS, MOS, DORIS et COSPAS/SARSAT. Des tableaux synthétiques de leurs caractéristiques sont fournis.

ARGOS

Le premier système de localisation par satellite, Argos, est en opération depuis 1978. La principale fonction d'Argos demeure encore l'étude de l'environnement. Le système est un résultat des accords coopératifs entre le Centre National d'Etudes Spatiales (France), la NASA et la NOAA ("National Aeronautics and Space Administration", USA) [47]. De plus, les utilisateurs des quelques 13 000 terminaux peuvent envoyer des messages de 32 à 256 caractères en plus des données de localisation.

C'est un système à simple trajet à deux satellites. L'altitude de l'utilisateur (fixe ou mobile) est supposée connue. Afin de localiser un objet, ce système mesure le décalage Doppler des signaux reçus de deux satellites mobiles en orbite basse (850 km) quasi-polaire. L'orbitographie est effectuée par un réseau de 11 stations de contrôle dont la position est connue de façon précise. Ceci permet la détermination de la position des satellites avec une précision de 30m dans la direction radiale ("groundtrack") et 250m dans la direction tangentielle ("crosstrack") [46]. La précision dépend de la stabilité de l'oscillateur embarqué dans le mobile. Argos permet une couverture globale ainsi qu'une précision de 500 m avec un temps de réponse moyen de 2 heures (20 minutes en zone de couverture en temps réel). A l'aide de mesures réparties sur plusieurs jours, ce système peut atteindre une précision de 20 à 30 m.

COSPAS/SARSAT

Le système SARSAT à 406 MHz et celui à 121,5 MHz ont pour mission l'aide au sauvetage et à la localisation des détresses [9, 19, 23]. Les deux systèmes ont été mis en place simultanément dans le cadre d'un même programme (systèmes opérationnels depuis 1985). Le système SARSAT est la contribution des Etats-Unis, du Canada et de la France au système mondial COSPAS/SARSAT où l'URSS fournit le système COSPAS. Le système COSPAS/SARSAT utilise des balises de détresse à 121.5 MHz et 406 MHz pour détecter les alertes et fournir des données de localisation aux centres de coordination des recherches. Le système permet la détection et la localisation des balises de détresse de façon simple, instantanée et précise en tous lieux du globe. De plus, le système permet aussi de faire l'identification des balises à 406 MHz. On utilise pour cela

une constellation de satellites à défilement: deux satellites météorologiques Américains NOAA ("National Oceanographic and Atmospheric Administration") sur orbite polaire et deux satellites de navigation soviétiques COSPAS sur orbite quasi-polaire. Ce choix de satellites déjà existants a permis de réduire le coût de développement et d'exploitation du segment spatial.

Les balises à 406 MHz ne peuvent qu'émettre seulement, transmettant des messages courts (0.5 s) et relativement puissants (5 watts). Ces messages contiennent une information d'identification codée, utile aux opérations de recherche et de sauvetage.

Le système à 121.5 MHz est destiné à localiser par satellites les balises de détresse aéronautiques existantes et obligatoires dans plusieurs pays. La bande de fréquence 406 MHz — 406.1 MHz a été réservée aux systèmes de radiobalises de détresse faisant appel aux techniques spatiales; les systèmes à 406 MHz remplaceront dans l'avenir ceux à 121.5 MHz.

Bien que le système SARSAT puisse comporter un très grand nombre de balises, le système ne traite que celles qui deviennent activées par un sinistre ou une détresse.

Un accord signé en 1988 par les 4 pays fondateurs (Etats-Unis, Canada, France, URSS) assure la pérennité du système pour une période de 15 ans renouvelable par période de 5 ans.

Le choix des satellites à défilement conduit à l'utilisation de la localisation par effet Doppler qui ne nécessite pas de transpondeur pour les balises, entraînant un moindre coût pour ces balises. L'objectif pratique du système à 406 MHz est de détecter et localiser 90 balises simultanément actives sous un satellite avec une probabilité de quelque 95%. Quant à la précision de localisation, une incertitude de quelque 5 kilomètres est adéquate. Le système à 121.5 MHz est cependant beaucoup moins performant: le nombre maximal de balises qui peuvent être vues simultanément est égal à 10 et la précision n'est que de 17 Km.

DORIS

Le CNES a lancé en 1991, le système DORIS [17] pour des applications qui nécessitent une localisation très précise. DORIS est surtout utilisé pour la géodésie, la surveillance de phénomènes naturels, la sismographie, etc. Ce système utilise des satellites en orbite circulaire basse à inclinaison quelconque (comme par exemple, SPOT, TOPEX-POSEIDON) et permettra ainsi une couverture globale de la planète.

Le principe de localisation utilisé est la mesure du décalage Doppler de signaux émis par des balises à deux fréquences (2036,25 MHz et 401,25 MHz). La précision visée est

de l'ordre de 10 cm. Notons toutefois qu'une telle précision prend une à deux semaines de mesures et de calculs.

MOS

Il y a peu d'information disponible sur le système expérimental Japonais MOS destiné à évaluer la possibilité d'un système opérationnel Japonais similaire au système ARGOS en terme de caractéristiques et d'applications. Le système expérimental est composé d'un satellite et d'une station sol et a été lancé en 1987.

| CRITERES | COMMENTAIRES |
|------------------------|---|
| Couverture | Globale. |
| Capacité | 13 000 terminaux uniformément répartis à la surface de la terre. Ce chiffre sera porté à 50 000 à partir de 1993 grâce à de nouveaux instruments embarqués. |
| Temps de réponse | 2 heures quelle que soit la position du terminal, 20 minutes dans la zone de couverture des stations temps réel. On rappelle que le système Argos utilise 2 satellites en orbite quasi-polaire à 850 km d'altitude (environ 101 mn de période). |
| Précision | 500 m dans 95% des cas pour les meilleurs terminaux. Dépend ensuite de la qualité du terminal. Une localisation précise (20/30 m) peut être obtenue en sélectionnant et moyennant les mesures sur quelques jours. |
| Données transmises | Message digital à 400 bits/s contenant l'identification du terminal et de 32 à 256 bits de données. Transmission unidirectionnelle: mobile vers station. |
| Utilisation principale | Etude de l'environnement et météorologie. |

Tableau 1 ARGOS

| CRITERES | COMMENTAIRES |
|------------------------|---|
| Couverture | Partielle : définie par le cercle de visibilité des stations de réception d'un satellite en orbite à 850 km d'altitude, soit environ 5000 km de diamètre. 15 stations inter-connectées assurent une couverture importante dans l'hémisphère nord. |
| Capacité | Environ 10 balises de détresse émettant simultanément dans la couverture définie ci-dessus, soit 100 000 mobiles équipés. |
| Temps de réponse | De 1/2 heure à 2 heures en moyenne selon la latitude du mobile dans les zones couvertes par deux stations. Peut atteindre plusieurs heures dans les zones en bordure de couverture d'une seule station. |
| Précision | Entre 10 et 20 km dans 90% des cas pour les temps d'attente définis ci-dessus. |
| Données transmises | Aucune. La balise émet une porteuse à 121,5 MHz modulée en amplitude par un signal audio-fréquence. |
| Utilisation principale | Localisation des détresses aéronautiques; utilisation gratuite. |

Tableau 2 COSPAS/SARSAT 121.5MHz

| CRITERES | COMMENTAIRES |
|------------------------|--|
| Couverture | Globale |
| Capacité | 1500 balises uniformément réparties à la surface de la terre et émettant simultanément. S'agissant d'un système de détresse, les balises n'émettent qu'exceptionnellement et on peut admettre un rapport de 10^4 entre le nombre des mobiles équipés et le nombre de balises émettant simultanément. 90 balises émettant simultanément dans la zone de couverture. |
| Temps de réponse | De 1/2 heure à 2 heures en moyenne selon la latitude du mobile. Minimum au pôle, maximum à l'équateur, a priori plus court dans l'hémisphère nord. On rappelle que le système Cospas/Sarsat utilise 4 satellites en orbite polaire ou quasi-polaire et 15 stations sol inter-connectées. |
| Précision | 5 km dans 90% des cas pour les temps de réponse définis ci-dessus et pour l'ensemble de la couverture. |
| Données transmises | Message digital à 400 bits/s contenant l'identification de la balise (60 bits) et des données optionnelles (38 bits). Transmission unidirectionnelle mobile vers station. |
| Utilisation principale | Localisation des détresses aéronautiques, maritimes et terrestres. Utilisation gratuite. |

Tableau 3 COSPAS/SARSAT 406 MHz

| CRITERES | COMMENTAIRES |
|------------------------|---|
| Couverture | Globale. |
| Capacité | De l'ordre de 100 balises uniformément réparties à la surface de la terre. |
| Temps de réponse | Une à deux semaines. |
| Précision | < 10 cm selon les trois axes pour une balise isolée (localisation absolue). Précision relative de 0,1 ppm pour plusieurs balises distantes de plusieurs centaines de kilomètres. |
| Données transmises | Pas de données "utilisateur". Seules sont transmises des données nécessaires au fonctionnement du système. |
| Utilisation principale | Localisation précise : géodésie, surveillance de phénomènes naturels, zones sismiques et volcaniques, glaciers, dérive des continents, surveillance des sites lors de travaux de génie civil. |

Tableau 4 DORIS

| CRITERES | COMMENTAIRES |
|------------------------|--|
| Couverture | Partielle, limitée au cercle de visibilité de la seule station suivant le satellite : Earth Observation Center NASDA à Hatoyama (Japon). Orbite : 909 km, inclinaison : 99° . |
| Capacité | Le segment spatial de ce système est un répéteur transparent de 100 kHz de bande passante. La capacité théorique d'environ 700 balises n'a pas, à notre connaissance, été exploitée par un segment sol essentiellement expérimental (10 balises en service). |
| Temps de réponse | Pour ce critère également, on ne peut considérer que les possibilités théoriques en l'absence d'information sur une éventuelle utilisation opérationnelle. Le satellite survole la station 6 fois par 24 heures en 2 groupes de 3 passages successifs (période orbitale 103 mn) séparés par 12 heures. |
| Précision | De l'ordre du kilomètre. |
| Données transmises | Messages numériques à 400 bits/s contenant l'identification du mobile (par exemple bouée) et 256 bits de données. |
| Utilisation principale | Etude de l'environnement et météorologie. |

Tableau 5 MOS

| | ARGOS | COSPAS/SARSAT 406 MHz | COSPAS/ SARSAT 121.5 MHz | DORIS | MOS |
|----------------------------|--|---|--|--|---|
| Couverture | Globale | Globale | Partielle | Globale | Partielle |
| Capacité | 13000 ter- minaux actifs répartis dans la couver- ture (50000 en 1993) | 1500 alertes réparties dans la couverture. 90 balises actives dans la zone de couverture | 10 alertes réparties dans la zone de couverture | 100 balises actives réparties dans la couver- ture | Non définie |
| Tps de rép. | 2 heures | 1/2 à 2 heures | 1/2 à 2 heures | 1 à 2 semaines | 2 à 12 heures |
| Précision | 500 m/1000m | 1-5 km | 10-20 km | <10 cm absolue <0,01 ppm en relatif | environ 1 km |
| Données trans- mises | 32 à 256 bits mobile- station | Identification et 38 bits mobile-station | aucune | données système | 256 bits mobile- station |
| Utilisation | Etude environ- nement | Localisation détresses | Localisation détresses | Géodésie surveil- lance de phénomènes naturels | Etude environ- nement |
| Statut | Opération nel depuis 1978 | Opérationnel depuis 1985 | Opérationnel depuis 1985 | Prévu 1991 | Expérimen- tal lancé en février 1987 |

Tableau 6 Tableau de synthèse

Liste de références

- [1] Ames, W.G., "A Description of QUALCOMM's Automatic Satellite Position Reporting (QASPR®) for Mobile Communications", Proceedings 2nd International Mobile Satellite Conference, Ottawa 1990, pp. 285-290.
- [2] Jacobs, I.M., Salmasi, A., Gilhousen, K.S., Weaver, L.A. Jr., Bernard, T.J., "A Second Anniversary Operational Review of the OmniTRACS® - The First Two-way Mobile Ku-band Satellite Communications System", Proceedings, 2nd International Mobile Satellite Conference, Ottawa, 1990, pp. 13-18.
- [3] Le Marshall, C., McMillen, D. et Twiggs, R., "A Single Geostationary Satellite for Mobile Terrestrial Transmitter Tracking", Proceedings of the 3rd Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites, Sept. 26-28, 1989, 9 pages.
- [4] Salmasi, A., "An Overview of the Omnitrac - The First Operational Mobile Ku-Band Satellite Communications", Proceedings 1st International Mobile Satellite Conference, Pasadena 1988, pp. 63-68.
- [5] Klarer, P.R., "Autonomous Land Navigation In a Structure Environment", Advanced Technology Div. 5267, IEEE AES Magazine, March 1990, pp. 9-12.
- [6] Rosette, C., "Back to the Stars", European Space Agency, 6 pages.
- [7] Nouel, F., "C3 - L'Orbitographie des satellites", Article présenté au cours du CNES "Location and Navigation Satellite Systems", Toulouse, France, Mars 1989.
- [8] Ishide, A., "Communication and Ranging Systems for Navigation Experiment using Engineering Test Satellite V", Electronic Navigation Research Inst., Japan, 5 pages.
- [9] Gal, C., "Comparaison des systèmes de localisation", Article présenté au cours du CNES "Location and Navigation Satellite Systems", Toulouse, France, Mars 1989.
- [10] Carel, O., "Comparaison entre les divers Systèmes de Radionavigation", Cours de technologies spatiale, Toulouse, Mars 1989, 13 pages.
- [11] St-Etienne, J., "Erreurs de mesure", Article présenté au cours du CNES "Location and Navigation Satellite Systems", Toulouse, France, Mars 1989.
- [12] Cugny, B., "Expérience de navigation avec GPS", Article présenté au cours du CNES "Location and Navigation Satellite Systems", Toulouse, France, Mars 1989.
- [13] Burkhart, R.M., Harris, R.R., "Geo-Location Through Satellite Propagation Delay Differences", 1987 IEEE Aerospace Applications Conf. Digest, Vail, CO, U.S.A., Feb. 1987, pp. 8-13.

- [14] Motamedi,M. & Briskman,R.D., "Implementation of GEOSTAR RDSS Spread Spectrum Receiver", Proceedings IEEE Globecom, Nov. 1987, Tokyo, pp. 42.7.1-42.7.5.
- [15] Prunieras,J., "Introduction Générale des domaines de la localisation et de la navigation", Institut Français de Navigation, Paris, 31 pages.
- [16] De Chezelles,N., "Le système de localisation et de navigation GPS-Navstar*", Minist. de la Défense, Délégation aux Relations Internationales, Mars 1989, 23 pages.
- [17] Dorrer,M., "Le Système Doris", Article présenté au cours du CNES "Location and Navigation Satellite Systems", Toulouse, France, Mars 1989.
- [18] Durand,J.M., "Les projets de système de navigation par satellites: complément Européen au GPS (CE-GPS) et Navsat", Article présenté au cours du CNES "Location and Navigation Satellite Systems", Toulouse, France, Mars 1989.
- [19] Portas,G., "Les systèmes de localisation ARGOS et SARSAT", Article présenté au cours du CNES "Location and Navigation Satellite Systems", Toulouse, France, Mars 1989.
- [20] Cugny,B., "Liaisons radioélectriques et Techniques Instrumentales, Description de la chaîne de mesure", Article présenté au cours du CNES "Location and Navigation Satellite Systems", Toulouse, France, Mars 1989.
- [21] Rosso,R., "Locstar : Un service de radiorepérage par Satellite pour l'Europe", Article présenté au cours du CNES "Location and Navigation Satellite Systems", Toulouse, France, Mars 1989.
- [22] Bernard,T.J., "Logistics Benefits From Two-Way Satellite Tracking", QUALCOMM, Inc., Defense Transportation Journal, Feb. 1990, pp. 91-94.
- [23] Pancrate,C., "Mise en place des Programmes de localisation", Article présenté au cours du CNES "Location and Navigation Satellite Systems", Toulouse, France, Mars 1989.
- [24] Gamester,M.A., "Navigation programmes: financial and institutional aspects", Civil Aviation Authority, London, pp. 507-519.
- [25] Poritzki,S.B., "Navigation Requirements - What They Are and Where They Come From", Article présenté au cours du CNES "Location and Navigation Satellite Systems", Toulouse, France, Mars 1989.
- [26] Jonquière,J.L., "Principes généraux des systèmes de radionavigation", "Codage de l'espace", École Nationale de l'Aviation Civile, Toulouse, 20 pages.

- [27] Kinal,G.V., "Prospects for Integration of Satellite Communications, Navigation and Monitoring", International Maritime Satellite Organization, London, 6 pages.
- [28] Briskman,R.D., "Radio Determination Satellite Service", Proceedings of the IEEE, Vol. 78, No. 7, July 1990, pp. 1096-1106.
- [29] Sengenés,P., "Référentiels - Techniques d'orbitographie", Article présenté au cours du CNES "Location and Navigation Satellite Systems", Toulouse, France, Mars 1989.
- [30] Schmid,P.E., Lynn,J.J., Vonbun,F.O., "Single Pass Doppler Positioning for Search and Rescue Satellite Missions", NASA/Goddard Space Flight Center, IEEE Plans 76, pp. 58-67.
- [31] Niemeyer,P.H., "STARFIND: Single Satellite Geolocation", Satellite Commun. & Broadcasting, 1987, pp. 69-77.
- [32] "Starfix: Satellite navigation for Maritime Users", MSN July 1989, pp. 34-40.
- [33] "Technical and Operational Considerations for a Radiodetermination Satellite Service in Bands 9 and 10", Study Programme 17A/8, CCIR Report 1050, 1986, 13 pages.
- [34] Antonio,F.P., Gilhousen,K.S., Jacobs,I.M., Weaver,L.A.Jr., "Technical Characteristics of the Omnitrac - The First Operational Mobile Ku-band Satellite Communications System", Proceedings 1st Intern. Mobile Satellite Conference, Pasadena, 1988, pp. 203-208.
- [35] Cugny,B., "Techniques de Localisation et de Navigation: Mise en oeuvre des principes", Article présenté au cours du CNES "Location and Navigation Satellite Systems", Toulouse, France, Mars 1989.
- [36] Briskman,R.D., "The Geostar® Location and Messaging System", Geostar Positioning Corp., Washington D.C., 9 pages.
- [37] Gimonet,B., "Traitement de la mesure: Traitement du signal par filtrage de Kalman", Centre d'Études et de Recherches de Toulouse, 14 pages.
- [38] Slabinski,V.J., "Variation in Range, Range-Rate, Propagation Time Delay, and Doppler Shift for a Nearly Geostationary Satellite", in Communications Satellite Technology, P.L. Bargellini Ed., Alpine Press Inc., U.S.A. 1974.
- [39] Johannsen,K.G., "Radio Position Determination", Proceeding 38th IEEE Vehicular Technology Conf., pp. 647-657, June 1988.
- [40] Johannsen,K.G., "Satellite Mobile Communication and Radio Positioning System Planning Aspects", IEEE Trans. on Aerospace and Electr. Systems, Vol. 24, No. 4, July 1988, pp. 387-396.

- [41] Morikawa,E., Matsumoto,Y. and Ohmori,S., "Hybrid System of Communication and Radio Determination using Two Geostationary Satellites", Proceedings, IEEE International Communication Conference, 1990, pp. 326.4.1-326.4.5.
- [42] Kee,S.M. and Marquart,C., "Navigation using Local Position Determination from a Mobile Satellite Terminal" IEEE 1989, Hughes Network Systems, Inc., Germantown, Maryland 20874, pp. 39.3.1-39.3.5.
- [43] Keyser,D.A., "Geostar:Navigation Location System", Proceedings IEEE Globecom 1989, Tokyo, pp. 39.2.1-39.2.9.
- [44] Kumar,K., "Orbital and Attitude Prediction Accuracy Requirements for Satellites Engaged in Remote Sensing and Scientific Missions", IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-18, No. 2, March 1982, pp. 188-191.
- [45] Chestnut,P.C., "Emitter Location Accuracy Using TDOA and Differential Doppler", IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-18, No. 2, March 1982, pp. 214-218.
- [46] Ha,T.T. and Robertson, R.C., "Geostationary Satellite Navigation Systems", IEEE Trans. on Aerospace and Electronics Systems, Vol. AES-23, March 1987, pp. 247-253.
- [47] Rothblatt,M., "Radio Determination Satellite Services and Standards", Artech House Norwood, MA, U.S.A., 1987.
- [48] IEEE Position and Navigation Symposium Record PLAN 1986 et années suivantes.
- [49] Edwards, A.F. and Hope, D.R., "Apparent Motion of a Geostationary Satellite", Third National Space Engg. Symposium 1987, Canberra.
- [50] Schilling, D.L., Pickholtz, R.L. and Milstein, L.B., "Spread Spectrum goes Commercial", IEEE Spectrum, August 1990, pp. 40-45.
- [51] Hayes, D.P. and Ha, T.T., "A Performance Analysis of DS-CDMA and SCPC VSAT Networks", IEEE Trans. on Aerospace & Electronic Systems, Vol. 26, No. 1, Jan. 1990.
- [52] Fombonne, P., "Radio navigation, Radio localisation", Masson 1983.
- [53] Pocha, J.J., "An Introduction to Mission Design for Geostationary Satellites", D. Reidel Publishing Compagny, 1987.
- [54] Jacobs, I.N., Salmasi, A. and Bernard, T.J., "The Application of a Novel Two-Way Mobile Satellite Communications and Vehicle Tracking System to the Transportation Industry", IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 40, No. 1, Feb. 1991.

- [55] Urckovnik, G. and Carter, C.R., "A Novel Approach for the SARSAT System", IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 27, No. 2, March 1991.
- [56] Erick, R.H., "Orbital Regression of Synchronous Satellites due to the Combined Gravitational Effects of the Sun, the Moon and the Oblate Earth", Nasa Report, #R-454-Nasa, 1967.
- [57] Nagle, J.R. and Kinal, G.V., "Geostationary Repeaters: A Low Cost Way to Enhance Civil user Performance of GPS and Glonass", IEEE Plans, 1990.
- [58] Chadwick, J.B. and Bricher, J.L., "A Vehicle Location System (VLS) Solution Approach", IEEE Plans, 1990.
- [59] Sagey, W.E. and Fried, W.R., "VLS - A DTOA System for Position Location", IEEE Plans, 1990.
- [60] Oh, L., "STARFIX: Commercial Satellite Positioning", IEEE Plans, 1988.
- [61] Lodge, J.H., "Mobile Satellite Communications Systems: Toward Global Personal Communications", IEEE Comm. Magazine, Nov. 1991.
- [62] Wood, P., "Mobile Satellite Services for Travellers", IEEE Comm. Magazine, Nov. 1991.
- [63] Gilhousen, K.S. and al., "On the Capacity of a Cellular CDMA System", IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 40, No. 2, May 1991.
- [64] Kayton, M., "Navigation, Land, Sea, Air & Space", IEEE Press, 1989.
- [65] Reinhart, E.E., "Mobile Communications", IEEE Spectrum, Feb. 1992.
- [66] Smith, W.W. Jr. and Steffes, P.G., "A Satellite Interference Location System Using Differential Time and Phase Measurement Techniques", IEEE International Carnahan Conf. on Security Technology, Oct. 1990, pp. 38-41.
- [67] Pavesi, B., Rondinelli, G., Graziani, F., "Position Reporting System Using Small Satellites", International Mobile Satellite Conference, Ottawa, 1990, pp. 109-116.
- [68] Ohmori, S., Matsumoto, Y. and Morikawa, E., "Hybrid System of Communication and Radio Determination using Two Geostationary Satellites", International Mobile Satellite Conference, Ottawa, 1990, pp. 103-108.
- [69] Smith, W.W. Jr., Steffes, P.G., "Time Delay Techniques for Satellite Interference Location System", IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Sys., Vol. AES-25, No. 2, March 1989, pp. 224-231.

- [70] Doll, C.E., Gramling, C.J., Oza, D.H. and Radomski, M.S., "Sensitivity of High-Accuracy Tracking and Data Relay Satellite System (TDRSS) user Spacecraft Orbit Determination to Tracking Schedules", Congrès Mécanique Spatiale (CMCS), Toulouse, Cepadues Ed., Novembre 1989, pp. 627-641.
- [71] Pinheiro, M.P. and Rios Neto, A., "Real Time Geostationary Orbit Determination", Congrès Mécanique Spatiale, Nov. 1989, Toulouse, Cepadues Ed., pp. 695-701.
- [72] Levallois, J.J., et Kovalevsky, J., "Géodésie Générale (Tome IV: Géodésie Spatiale)", Collection Scientifique de l'Institut Géographique National, Éditions Eyrolles, Paris V^e, 1971, 267 pages.
- [73] Raol, J.K., Sinha, N.K., "On the Orbit Determination Problem", IEEE Trans. AES, Vol. AES-21, May 1985.
- [74] Marsh, J.G. et al, "An Improved Model of the Earth's Gravitational Field", NASA Technical Memorandum, T.M. 4019, July 1987.
- [75] Gaposchkin, E.M., "Earth Gravity Field to the Eighteenth degree ...", Journal of Geophysical Research, December 1974, Vol. 79, pp. 5377-5411.
- [76] Astronomical Almanac for the Year xx., US Govt Printing Office.
- [77] Bhargava, V.K., Haccoun, D., Matyas, R. and Nuspl, P., "Digital Communications by Satellite", New York: Wiley, 1981.
- [78] Wu, W. W., "Elements of Digital Satellite Communications", Vol. II, Channel Coding and Integrated Services Digital Satellite Networks, Rockville, MD: Computer Science, 1985.
- [79] Ha, T.T., "Digital Satellite Communications", 2nd Edition, McGraw Hill, New-York, 1990.
- [80] Lin, S. and Costello, D.J., Jr., "Error Control Coding", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1983.
- [81] Michelson, A. and Levesque, A., "Error-control Techniques for Digital Communication", New York: Wiley, 1985.
- [82] Viterbi, A.J. and Omura, J., "Principles of Digital Communication and Coding", New York: McGraw-Hill, 1979.
- [83] Clark, G.C., Cain, B., "Error-Correction Coding for Digital Communications", Plenum Press, New York, 1981.

- [84] Wu, W., Haccoun, D., Peile, R., Hirata, Y., "Coding for Satellite Communications", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. SAC-5, May 1987, pp. 724-748.
- [85] Wozencraft, J. and Jacobs, I.M., "Principles of Communication Engineering", J. Wiley, New York, 1965.
- [86] Viterbi, A.J., "Convolutional Codes and their Performance in Communication Systems", IEEE Trans. on Com. Tech., Vol. COM-19, Oct. 1971.
- [87] Heller, J.A. and Jacobs, I.M., "Viterbi Decoding for Satellite and Space Communications", IEEE Trans. Commun. Tech., Vol. COM-19, Oct. 1971.
- [88] STANFORD TELECOM, Custom Products Division, Santa Clara, CA.
- [89] Odenwalder, J.P., "Optimal Decoding of Convolutional Codes", Ph.D. Dissertation, Dept. of Elect. Eng., U.C.L.A., Los Angeles, Jan. 1970.
- [90] Larsen, K.J., "Short Convolutional Codes with Maximal Free Distance for Rate 1/2, 1/3 and 1/4", IEEE Trans. on Inform. Theory, Vol. IT-19, May 1973.
- [91] Richards, R.T. et Snively, L.O., "Geostar Positioning Analysis", 1986 IEEE Position Location and Navigation Symposium, Las Vegas, 4-7 November 1986, pp. 13-19.
- [92] White, R.L. et al., "Attitude and Orbit Estimation Using Stars and Landmarks", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-11, No. 2, March 1975, pp. 195-203.
- [93] Dixon, R.C., "Spread Spectrum Systems", John Wiley, New York, 1977
- [94] Holmes, J.K., "Coherent Spread Spectrum Systems", John Wiley, 1982.
- [95] Simon, M.K., Omura, J.K., Scholtz, R.A., Levitt, B.K., "Spread Spectrum Communications", Vol. I, II et III, Computer Science Press, Rockville, 1985.
- [96] Ziemer, R.E., Peterson, R.L., "Digital Communication and Spread Spectrum Systems", Mac Millan, New York, 1985.
- [97] Cook, C.E., Ellersick, F.W., Milstein, L.B., Schillints, D.L., "Spread Spectrum Systems", IEEE Press, New York, 1983.
- [98] Cooper, G.R., McGillem, C.D., "Modern Communication and Spread Spectrum", McGraw Hill, New York, 1986.
- [99] Gilhousen, K., Jacobs, I.M., Padovani, R., Viterbi, A.J., Weaver, L., Weatley III, Ch., "On the Capacity of a Cellular CDMA System", IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 40, No. 2, May 1991, pp. 303-311.

- [100] Pickholtz, R., Milstein, L.B., Schilling, D.L., "Spread Spectrum for Mobile Communications", IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 40, No. 2, May 1991, pp. 313-320.
- [101] Golomb, S.W., "Shift Register Sequences", Holden Day, San Francisco, 1967.
- [102] Sarwate, D.V., Pursley, M.B., "Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences", Proc. IEEE, May 1980.
- [103] Parkinson, B.W., Gilbert, S.W., "NAVSTAR - Global Positioning System - Ten Years Later", Proc. IEEE, Oct. 1983.
- [104] Yunck, T.P., Wu, S.C., Wu, J.T., "Strategies for Sub-decimeter Satellite Tracking with GPS", 1986 IEEE Position Location and navigation Symposium, Las Vegas, Nov. 1986, pp. 122-128.
- [105] Russel, T.D., "Burlington: Toward a Rolling Warehouse", Satellite Communication, June 1990, pp. 23-25.
- [106] Rothblatt, M., "Talking Stars and Talking Cars", Satellite Communication, June 1990, pp. 12-20.
- [107] Special Issue on Spread Spectrum Communications, IEEE Trans. on Comm., Part I, Vol. COM-30, May 1982, pp. 817-1057.
- [108] Spread Spectrum Communications II, IEEE J. on Sel. Areas in Comm., Vol. 8, June 1990, pp. 713-942.
- [109] Wiedeman, R.A., "The Role of Globalstar, a Satellite-Based Personal Communications System, in the Wireless Revolution", Proc. 14th Pacific Telecommunications Council, Jan. 1992, Honolulu, pp.1-6.
- [110] Hatlelid, J.E., Sterling D.E., "The Iridium System - A Revolutionary Satellite Communications System Developed with Innovative Applications of Technology", Proc. Military Communications in a Changing World MILCOM 91, 4-7 Nov, 1991, Mc Lean, VA, USA, pp. 436-440 vol.2.
- [111] Krage, M.K., "The TravTek Driver Information System", Proc. Vehicle Navigation and Information System, VNIS 91, 20-23 Oct. 1991, Dearborn, MI, USA, pp.739-748 vol.2.
- [112] Documentation commerciale de Qualcomm.

- [113] Tsai, J., "Highway Environment Information System Interests and Features Survey", Proc. Vehicle Navigation and Information Systems, VNIS 91, 20-23 Oct. 1991, Dearborn, MI, USA, pp.113-122 vol.1.
- [114] Documentation commerciale de CANCOM.
- [115] Documentation commerciale de Alcatel-Qualcomm.
- [116] Zhu, J., "Calculation of Geometric Dilution of Precision", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems vol.28 no.3, July 1992, pp.893-895.
- [117] Estefan, J.A., "Precise Orbit Determination of High-Earth Elliptical Orbiters Using Differenced Doppler and Ranging Measurements", IEEE Aerospace and Electronics Systems Magazine vol.7 no.5, May 1992, pp.12-18.
- [118] Watrous, D.S., "PLANS'92 Keynote Address", IEEE Aerospace and Electronics Systems Magazine vol.7 no.5, May 1992, pp.47-50.
- [119] Stein, B., Tsang, W., "A Coded Modulation design for INMARSAT Geostationary GLONASS Augmentation, Proc. MILCOM 91, Sept. 1991, pp.321-325.
- [120] Marshall, J., "A System Optimization Approach to FDMA Loadings", MILCOM 91, Sept.1991, pp.441-450.
- [121] Haccoun, D., "Variabilité de calculs et débordements de décodeurs séquentiels à pile", Traitement du signal, Vol. 3, No 3, 1986, pp. 127-143.
- [122] Haccoun, D., "Décodage séquentiel des codes convolutionnels de taux de codage élevés", Traitement du Signal, Paris, Vol. 4, No 6, Nov. 1987, pp. 471-478.
- [123] Cain, J.B., Clark, G.C. and Geist, J.M., "Punctured Convolutional Codes of Rate $(n-1)/n$ and Simplified Maximum Likelihood Decoding", IEEE Trans. on Inf. Theory, Vol. IT-25, Jan. 1979.
- [124] Yasuda, Y., Hirata, Y., Nakamura, K. and Otani, S., "Development of Variable-Rate Viterbi Decoder and its Performance Characteristics", 6th International conference on digital Satellite Communication, Phoenix, Sept. 1983.
- [125] Yasuda, Y., Kashiki, K. and Hirata, Y., "High-Rate Punctured Convolutional Codes for Soft Decision Viterbi Decoding", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-32, March 1984, pp.315-319.
- [126] Hagenauer, J., "Hybrid ARQ/FEC Protocols on Fading Channels using Rate-Compatible Punctured Convolutional Codes", Proc ICC '87, 1987.
- [127] Hagenauer, J., "Rate Compatible Punctured Convolutional Codes and their Applications", IEEE Trans. on Comm., Vol. Com-36, April 1989, pp. 389-400.

- [128] Haccoun, D., Begin, G., "High-Rate Punctured Convolutional Codes for Viterbi and Sequential Decoding", IEEE trans. on Comm., Vol. 37, Nov. 1989, pp.1113-1125.
- [129] Bégin, G., Haccoun, D., "High Rate Punctured Codes Structure Properties and Construction techniques", IEEE Trans. on Comm., Vol. 37, No 12, Dec. 1989, pp. 1381-1385
- [130] Begin, G., Haccoun, D., "Decoding of Punctured Convolutional Codes by the Stack Algorithm" Book of Abstracts, 1986 IEEE Intern. Symposium on Information Theory, Ann Arbor, Michigan, Oct. 1986.
- [131] Wu, W.W., Haccoun, D., Hirata, Y. and Peile, R., "Coding for Satellite Communications", IEEE Journal of Selected Areas in Communications, Vol. SAC-5, May 1987, pp. 724-748.
- [132] Kallel, S., Haccoun, D., "Generalized Type II Hybrid ARQ Scheme using Punctures Convolutional Codes", IEEE Trans. on Comm., Vol. 38, No 11, Nov. 1990.
- [133] Steinhausser, R., Hall. G., "EUTELTRACS : the European Land Mobile Satellite Service" IEE Colloquium on Land Mobile Satellite Systems, Londres, UK, June 1992.
- [134] GLOBALSTAR, Rapport Techniques Internes, Loral Aerospace Corporation.
- [135] Hartshorn, D., "LEO : Crown Jewel or Royal Headache", Satellite Communications, Aout 1992, pp. 14-21.
- [136] Baker, A.N., "Fréquency Reuse in Land Mobile Satellite Systems", IEE Colloquium on Land Mobile Satellite Systems, Londres, UK, 1992.
- [137] Norbury, J.R., "Low Earth Orbit Mobile Satellite Systems at 20/30 GHz", IEE Colloquium on Land Mobile Satellite Systems, London, 1992.

