

N° d'ordre : 333

THESE

Présenté en vue de
L'obtention du titre de

DOCTEUR

de

**L'ECOLE NATIONALE SUPERIEURE
DE L'AERONAUTIQUE ET DE L'ESPACE**

SPECIALITE : TRAITEMENT DU SIGNAL - TELECOMMUNICATION

Marie MALICORNE

**ANALYSE SES PERFORMANCES DE SYSTEMES DE NAVIGATION PAR SATELLITES
POUR LES APPLICATIONS EN ENVIRONNEMENT URBAIN**

Soutenue le 3 décembre 2001 devant la Commission d'Examen :

MM.	F.	CASTANIE	Président
	A.	BENHALLAM	Rapporteur
	M.	BOUSQUET	Directeur de thèse
	J.	CITERNE	Rapporteur
	B.	LOBERT	
	G.	MARAL	
	J-L.	ISSLER	Invité
	R.	LUCAS	Invité

Thèse préparée au sein du laboratoire Electronique-Optronique-Physique de SUPAERO

REMERCIEMENTS

Mes premiers remerciements sont adressés à Mr Bruno Lobert qui m'a donné l'opportunité de réaliser cette thèse avec la collaboration d'Alcatel Espace. Je remercie Mr. Christophe Bourga qui m'a appris beaucoup et qui m'a soutenue tout le long de cette thèse avec beaucoup de patience et plus généralement toutes les personnes d'Alcatel qui m'ont si bien accueillis.

Je voudrais aussi exprimer ma plus vive reconnaissance à Mr. Christophe Macabiau pour son aide lors de la campagne de mesures.

Mes plus sincères remerciements à Mr. le Professeur Francis Castanié, le responsable de l'école doctorale et le responsable du laboratoire TeSA.

Je voudrais aussi remercier mon directeur de recherche Mr. le Professeur Michel Bousquet pour ses conseils et sa confiance.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Mr. André Bourricaud, chef du département Système Electroniques Photoniques et Télécoms, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire.

J'ai une pensée toute particulière pour Mr. Vincent Calmettes qui m'a suivi depuis mon DEA et qui a toujours su se montrer d'un très grand soutien. Je remercie également Melle. Damienne Bajon pour ses précieux conseils en électromagnétisme.

Je remercie aussi Mr. François Martinez pour son travail sur le logiciel de lancer de rayons.

Enfin, je voudrais adresser un remerciement à toutes les personnes du département Systèmes Electroniques Photoniques et Télécoms qui m'ont accompagnés tout au long de ces trois années, ainsi qu'au personnel de TeSA.

A ma famille, à Luc, je dédie ces derniers mots de remerciements et ce travail.

RESUME

L'Europe a initié le programme Galileo afin d'implémenter un système de navigation indépendant et inter opérable avec les systèmes GPS et Glonass. L'architecture de Galileo est basée sur le principe d'une constellation composée de 30 satellites à orbite moyenne (MEO) dont 3 de secours à une altitude de 23616 km, avec une inclinaison de 56° distribués sur 3 plans.

Au cours de ces dernières années les applications des systèmes de navigation par satellites se sont beaucoup diversifiées, et le système Galileo doit tenir compte de ce grand nombre d'applications. Parmi toutes ces applications, la navigation en milieu urbain semble être l'une des plus importante. L'environnement urbain est caractérisé par d'importants angles de masquage et la présence d'un grand nombre d'obstacles qui produisent des trajets multiples. Il est donc primordial de précisément caractériser les performances d'un récepteur pour ce type d'application.

Une telle étude nécessite un modèle de la propagation des ondes dans l'environnement considéré. Une méthode déterministe, basée sur l'optique géométrique, a été choisie. Elle permet de modéliser l'environnement en 3 dimensions et les trajets multiples avec la précision nécessaire.

Afin de calibrer les simulations réalisées avec cet outil, des mesures sur la visibilité du système GPS dans différents environnements ont été réalisées et comparées avec les résultats obtenus avec notre outil de simulation.

L'hypothèse est faite qu'un utilisateur urbain a besoin d'une disponibilité de 99.5% pour une précision horizontale meilleure que 15 mètres. Les conditions contraignantes du milieu urbain ne rendent pas toujours possible le calcul de la position de l'utilisateur avec le degré de précision désiré.

Il est donc nécessaire de considérer des méthodes qui permettront d'améliorer les performances du système. Tout d'abord au niveau du segment spatial en augmentant le nombre de satellites grâce à la constellation GPS. La seconde méthode est au niveau du segment utilisateur en hybridant le récepteur avec des capteurs additionnels comme un baro-altimètre ou un odomètre. Une autre méthode consiste en l'utilisation de corrections différentielles ce qui augmente la précision du système. Enfin la dernière méthode est l'utilisation de pseudolites qui permet d'augmenter le nombre d'observations.

Mots clés

Galileo, navigation par satellites, trajets multiples, milieu urbain, lancer de rayons, hybridation, propagation, boucle de code non cohérente.

ABSTRACT

Satellites navigation system performances for urban users

Europe has initiated the Galileo program targeting the implementation of navigation system independent and interoperable with GPS and Glonass. The architecture of Galileo is based on MEO constellation of 30 satellites with 3 spares at an altitude of 23616 km, with an inclination of 56° , distributed over 3 planes.

Over the past few years, applications of satellites navigation system are expanding rapidly, and Galileo must take into account the need of this large number of applications. Among the wide range of applications of such system, transportation in urban environment seems to be one of the most prominent. The urban environment is characterized by high masking angles and the presence of a great number of obstacles which produce multipath. Hence, it is important to fully and accurately characterize the receiver performance for this application.

Investigating the receiver performance in this medium requires a model of the wave propagation. A deterministic method, based on geometrical optic, has been selected and allows to model the environment in 3D and multipath propagation to the desired level of accuracy. In order to calibrate the performance of the simulation tool, measurements of satellite visibility statistics for different types of environments have been performed and compared with the results obtained with our simulation tool.

We may assume that an urban user needs an availability greater than 99.5% with an accuracy better than 15 meters. However meeting this objective is not generally an easy task since the urban medium presents quite constraining conditions which do not always enable to compute the user location at the level of accuracy required.

So a mean to meet user performance objective is suggested. First at the space segment level, the number of satellites is increased with the GPS constellation. Second at the user level, the receiver is hybridized with additional sensors like baro-altimeter or dead reckoning. An other method is to use differential corrections to improve the system accuracy. The last mean is to use pseudolite which permit to improve the number of observations.

Key words

Galileo, satellite navigation, multipath, urban environment, ray launching, hybridisation, propagation, non coherent delay lock loop.

SOMMAIRE

CHAPITRE 1 : INTRODUCTION.....	1
1.1. Systèmes de navigation par satellites.....	1
1.1.1. Principe.....	1
1.1.2. Caractéristiques du signal.....	3
1.1.3. Architecture générale d'un récepteur	4
1.1.4. Calcul de la position.....	5
1.1.4.1. Postes d'erreur.....	5
1.1.4.2. Equations de navigation	6
1.1.4.3. Filtre de Kalman	8
1.2. Contexte de l'étude.....	9
1.3. Objectif de l'étude et démarche proposée	10
Bibliographie	12
CHAPITRE 2 : CANAL A EVANOUISSEMENT	14
2.1. Canal en environnement urbain.....	14
2.1.1. Trajets multiples	15
2.1.1.1. Retard de propagation.....	15
2.1.1.2. Atténuation subie lors d'une réflexion.....	16
2.1.1.3. Changement de polarisation.....	18
2.1.1.4. Décalage fréquentiel	18
2.1.1.5. Forme du signal en entrée du récepteur	20
2.1.2. Caractérisation du canal.....	22
2.2. Modélisation de la propagation en environnement urbain	23
2.2.1. Modèles existants.....	23
2.2.2. Modélisation déterministe.....	24
2.2.2.1. Conditions d'utilisation	24
2.2.2.2. Logiciel de modélisation de la propagation en milieu urbain.....	25
2.2.2.3. Logiciel d'analyse des performances.....	29

2.3. Caractérisation de différents environnements	31
2.3.1. Mise en œuvre d'une campagne de mesures	31
2.3.2. Comparaison des statistiques de visibilité de la campagne de mesures avec celles obtenues par la simulation	32
2.3.2.1. Paramétrage des simulations	32
2.3.2.2. Comparaison des résultats	33
2.3.3. Observations des trajets multiples	34
2.3.3.1. Visibilité avec la constellation Galileo	35
2.3.3.2. Observation des trajets multiples pour différents environnements	35
2.3.3.3. Atténuation pour différentes polarisations	37
2.3.3.4. Influence des textures	37
2.3.3.5. Comparaison scène automatique et scène réaliste	38
Bibliographie	40
CHAPITRE 3 : PERFORMANCES DU RECEPTEUR EN AUTONOME	43
3.1. Influence des trajets multiples sur la boucle de code non cohérente.....	43
3.1.1. En présence d'un seul trajet réfléchi	43
3.1.1.1. Etude théorique	44
3.1.1.2. Influence des différents paramètres définissant les trajets multiples	47
3.1.2. En présence de plusieurs trajets réfléchis	50
3.2. Performances du système.....	53
3.2.1. Résultats obtenus avec la campagne de mesures	53
3.2.2. Résultats obtenus par la simulation	56
3.2.2.1. Modélisation des postes d'erreur	56
3.2.2.2. Performances du système Galileo en autonome	57
3.3. Conclusion	59
Bibliographie	60
CHAPITRE 4 : TECHNIQUES D'AUGMENTATION DES PERFORMANCES.....	63
4.1. Compléter la constellation par la constellation GPS.....	63
4.2. Hybridation par des capteurs.....	64
4.2.1. Principe de l'hybridation	65
4.2.2. Performances du récepteur hybridé	66
4.2.2.1. Altimètre	66
4.2.2.2. Odomètre	68

4.3. Corrections différentielles	69
4.3.1. Principes des corrections différentielles	69
4.3.2. Prise en compte des corrections différentielles	70
4.3.3. Performances du récepteur avec des corrections différentielles	72
4.4. Utilisation de pseudolites	73
Bibliographie	77
CONCLUSION	79
ANNEXE A : NOTIONS D'ORBITOGRAPHIE.....	81
ANNEXE B : CODES PSEUDO-ALEATOIRES	86
ANNEXE C : BILAN DE LIAISON	89
ANNEXE D : POSTES D'ERREUR	95
ANNEXE E : RECEPTEUR DE NAVIGATION.....	106
ANNEXE F : MODELES ELECTROMAGNETIQUES	117
ANNEXE G : DEFINITIONS UTILES A LA CARACTERISATION DU CANAL	128
ANNEXE H : LANCER DE RAYONS	133
ANNEXE I : RECEPTEUR UTILISE POUR LES MESURES	138
ANNEXE J : CALCUL DE L'OFFSET DE CODE MAXIMAL.....	142
ANNEXE K : RESULTATS DE LA CAMPAGNE DE MESURES	150
ANNEXE L : LIMITES SPATIALES DU SYSTEME DIFFERENTIEL LOCAL	156
GLOSSAIRE.....	165
LISTE DES ILLUSTRATIONS	166

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

1.1. Systèmes de navigation par satellites

L'avènement de l'ère spatiale, avec le lancement du premier satellite artificiel (Spoutnik), le 4 octobre 1957, a donné au problème de localisation des mobiles une dimension nouvelle. Parallèlement au développement des systèmes de localisation terrestres, des systèmes de navigation par satellites ont été mis en place.

Le système le plus utilisé actuellement est le GPS (Global Positioning System), un ensemble de satellites de radionavigation à couverture mondiale. Ce système a été conçu pour l'armée américaine et est aujourd'hui utilisé par de nombreux usagers civils.

Les Etats Unis ne sont pas les seuls à avoir développé de tels systèmes. Ainsi, la Russie a mis en place, en 1982, le système GLONASS (Global Orbitography Navigation Satellites System)

Enfin les pays de l'Union Européenne ne sont pas en reste avec les projets GNSS1 et GNSS2 (Global Navigation Satellite System). Le projet GNSS1, aussi appelé EGNOS (European Geostationary Navigation Overlay Service) se compose de 3 satellites géostationnaires situés au-dessus de l'Europe et est complémentaire au GPS et à GLONASS. Le deuxième projet, plus connu sous le nom de Galileo, est un système à l'étude composé de satellites à orbite moyenne (23 616 km) et dont la couverture serait mondiale.

1.1.1. Principe

Les systèmes de navigation par satellites peuvent se décomposer en trois segments fondamentaux :

- Le segment spatial
- Le segment de contrôle
- Le segment utilisateur

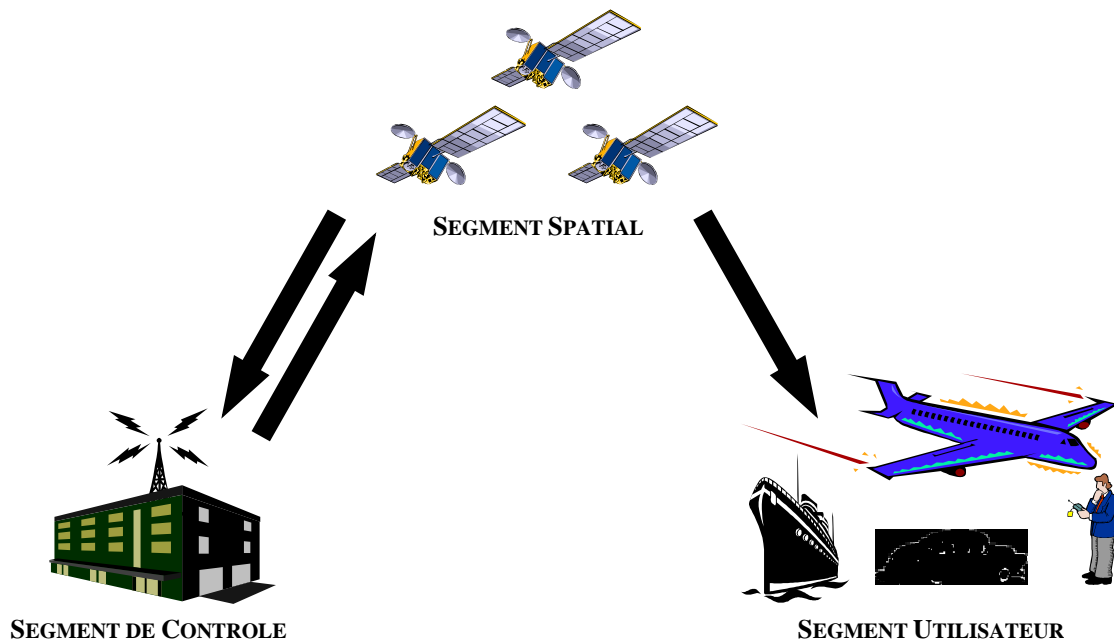


Figure 1. 1: Structure d'un système de navigation par satellites

Le segment spatial correspond à la constellation de satellites. Les satellites dont les orbites sont contrôlées, reçoivent des informations élaborées par le gestionnaire du système, disposent à bord d'une référence de temps précise et transmettent des signaux porteurs de l'information vers l'utilisateur. L'annexe A présente quelques notions d'orbitographie.

Le segment de contrôle est le responsable du fonctionnement correct du système. Ses principales fonctions sont de poursuivre les satellites, de calculer les éphémérides et les corrections d'horloge et à partir de ces calculs, de générer et de transmettre périodiquement aux satellites un message informatif de navigation destiné au segment utilisateur.

Enfin, le segment utilisateur comprend l'ensemble des récepteurs. Ces récepteurs fournissent des informations de position, de vitesse et de temps.

Le principe de mesure de position est basé sur la mesure de la distance entre le satellite et le récepteur. Pour un système de navigation fonctionnant en trois dimensions, les mesures de distances déterminent des sphères à la surface desquelles l'utilisateur est situé. L'intersection de trois « sphères de distance » donne deux solutions. Classiquement, l'une des deux solutions peut être rejetée car trop éloignée de la terre ou ayant une vitesse qui ne peut être atteinte.

Ce principe de mesure nécessite une référence temporelle. Chaque satellite possède une horloge précise, mais l'utilisateur ne peut pas posséder une horloge aussi stable car elle aurait un coût trop élevé. L'utilisateur va donc utiliser une référence « pseudo-synchronisée » dont le biais par rapport au temps de référence du système sera considéré comme une quatrième variable à déterminer en plus des trois variables de position grâce à l'utilisation d'un quatrième satellite.

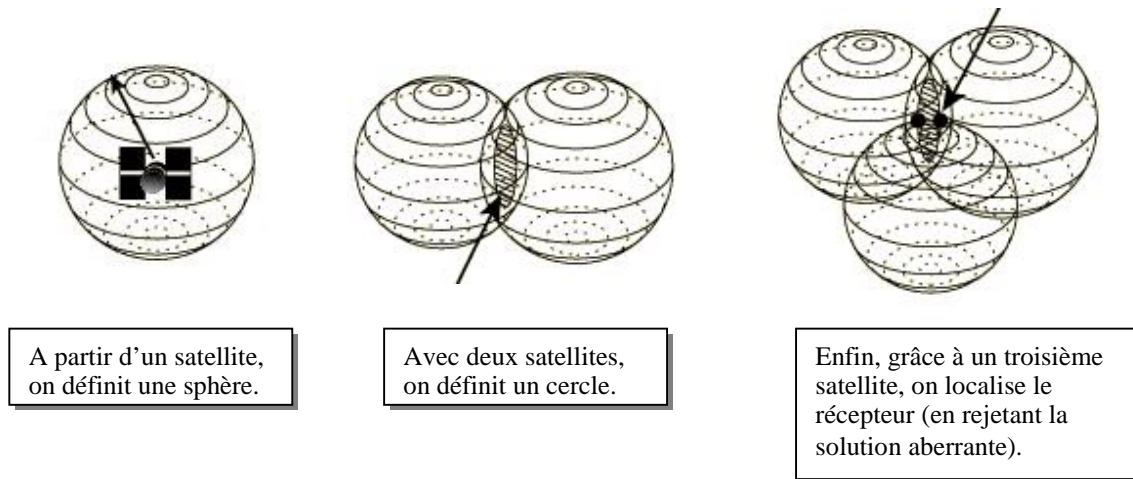


Figure 1. 2: Détermination de la position à partir des pseudo-distances

La mesure de distance, entre le satellite et le récepteur, consiste à dater l'instant d'arrivée du début d'un signal spécifique, sachant que l'instant d'émission est supposé connu, car véhiculé par le message de navigation. Classiquement, le principe de la mesure consiste à corrélérer deux séquences pseudo-aléatoires identiques qui sont le code reçu et le même code généré localement. Le décalage, appliqué au code local et qui fait apparaître le pic de corrélation, est en fait égal au retard de propagation. Cette méthode est possible grâce aux propriétés spécifiques des codes utilisés.

1.1.2. Caractéristiques du signal

La transmission du signal se fait par l'intermédiaire d'une fréquence porteuse se situant dans la bande L (1.5 GHz) en polarisation circulaire. Cette fréquence est modulée en phase par des signaux binaires appartenant à deux familles différentes : code et donnée. Les données correspondent à un flot de bits à faible débit (50 Hz). Elles contiennent des informations propres au satellite qui les génère, mais aussi des informations sur l'ensemble de la constellation, sur la propagation ionosphérique, ...

Chaque satellite émet un code qui est une séquence binaire pseudo-aléatoire (Cf. Annexe B). La caractéristique importante de ces codes est leur fonction d'autocorrélation périodique. Le débit du code est plus élevé que celui des données ce qui permet un étalement du signal. L'avantage de cet étalement du signal se situe à plusieurs niveaux :

- Résistance au brouillage
- Capacité d'adressage sélectif
- Localisation spatiale et temporelle très précise

1.1.3. Architecture générale d'un récepteur

Les grandes opérations que réalise un récepteur de navigation par satellites sont présentées dans la figure suivante.

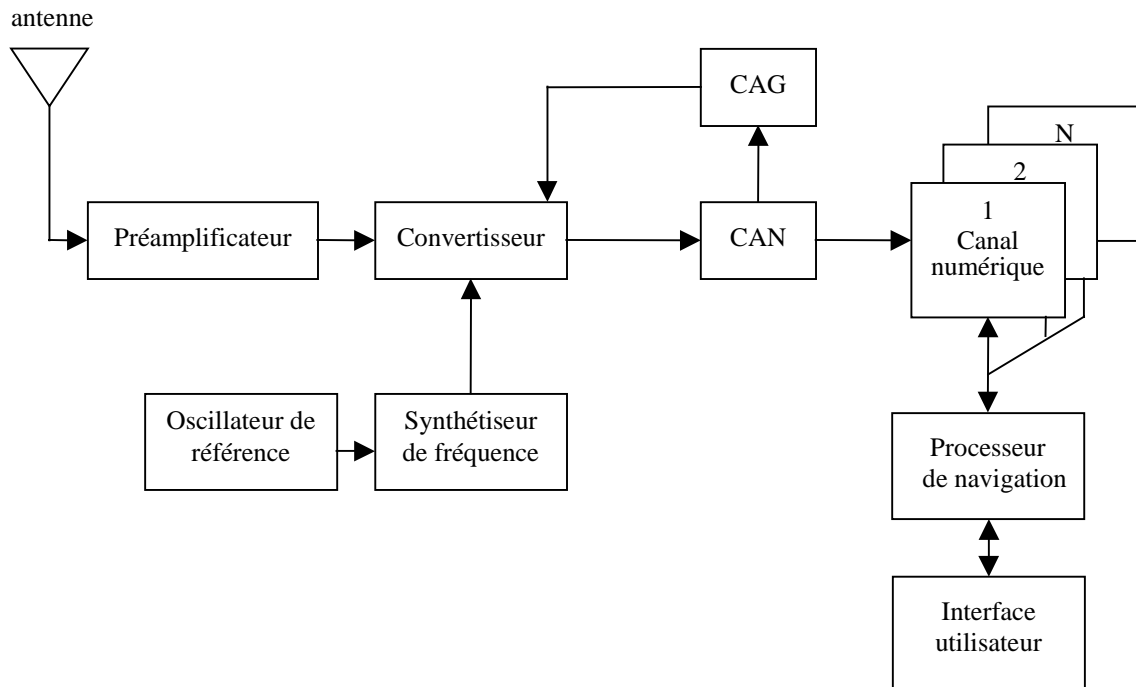


Figure 1. 3: Architecture du récepteur

L'antenne de réception reçoit la porteuse en polarisation circulaire droite. La porteuse est ensuite amplifiée et convertie à une fréquence intermédiaire f_I qui permet d'échantillonner le signal pour le traitement numérique. Cette fréquence intermédiaire est généralement comprise entre 1MHz et 20MHz.

Le signal est alors envoyé vers un canal numérique qui va démoduler les données (boucle de phase) et effectuer le calcul des mesures de distance satellite-récepteur (boucle de code). Une présentation plus détaillée du canal numérique est donnée dans l'annexe E.1. Il existe plusieurs architectures de canal numérique. Les plus connues sont les canaux avec des boucles de code cohérentes, qui utilisent l'estimation de la phase réalisée par la boucle de phase pour démoduler le signal et les récepteurs dits non cohérents, qui n'utilisent pas l'estimation de la phase et qui utilisent des détecteurs d'enveloppes. C'est ce deuxième type de récepteur qui sera utilisé.

Une fois les données démodulées et les pseudo-distances mesurées, un traitement est effectué pour déterminer la position du récepteur.

1.1.4. Calcul de la position

Ainsi, à partir de la mesure de pseudo-distances, les systèmes de navigation établissent la position du récepteur. Comme nous l'avons vu précédemment, les pseudo-distances sont les distances réelles entre les satellites et le récepteur entachées d'un certain nombre d'erreurs.

1.1.4.1. Postes d'erreur

Six catégories d'erreurs existent.

❖ *Erreurs d'éphémérides*

Ces erreurs sont les erreurs de positions des satellites (Cf. Annexe D.1). Ces derniers ne décrivent pas parfaitement l'orbite dont ils transmettent les paramètres. Ces écarts ont deux origines :

- Perturbations d'orbite (dissymétrie du potentiel de gravitation terrestre, influence de la lune et du soleil)
- Origine dans la précision du suivi des satellites par le segment de contrôle

❖ *Erreurs d'horloge*

Ce sont les erreurs non compensées par le segment de contrôle et introduites par la dérive de l'horloge du satellite. Les informations de navigation transmises par les satellites contiennent les paramètres utilisés pour calculer la dérive de l'horloge atomique satellisée. L'erreur de position du satellite due à sa dérive d'horloge se situe seulement le long de sa trajectoire et est négligeable.

❖ *Effets ionosphérique*

La partie haute de l'atmosphère (au-dessus de 50 km) comporte une couche ionisée qui perturbe la propagation des ondes électromagnétiques. Cette ionisation est principalement due aux rayons ultraviolets émis par le soleil et se traduit par un nombre important d'électrons libres dont la densité varie au cours de la journée suivant l'activité solaire et le lieu géographique. De plus, cette densité est modifiée par le champ magnétique de la terre.

Lorsque le signal traverse cette couche de l'atmosphère, il est plus ou moins atténué et retardé suivant la densité ionosphérique (Cf. Annexe D.2).

❖ *Effets troposphériques*

La troposphère est la couche atmosphérique la plus proche de la terre. Dans l'atmosphère terrestre, la densité de l'air sec et de la vapeur d'eau diminuent avec

l'altitude. Cette variation crée un gradient d'indice de réfraction. L'indice de réfraction est $n = c/v$ rapport entre la vitesse de propagation en espace libre et la vitesse de propagation dans le milieu, il décroît linéairement jusqu'à une altitude de 1 km, puis sa décroissance devient exponentielle. De plus, cet indice est indépendant de la fréquence jusqu'à 30 GHz.

La conséquence de cette variation d'indice est une augmentation du temps de propagation qui est égale à la différence entre le temps réel mis par l'onde électromagnétique pour aller du satellite au récepteur en traversant la troposphère et le temps que mettrait cette onde pour parcourir la distance satellite-récepteur dans le vide (Cf. Annexe D.3).

❖ *Bruit thermique*

Différents signaux indésirables (bruits) se superposent à la porteuse reçue du satellite. En excluant les brouillages d'origine radioélectrique en provenance d'autres systèmes de communication, il est commode de combiner les bruits en provenance de l'antenne, de la connexion antenne récepteur, et le bruit équivalent du récepteur en un bruit défini à l'entrée du récepteur et caractérisé par la température de bruit système (Cf. Annexe C).

❖ *Trajets multiples*

Les trajets multiples sont dus à des phénomènes de réflexion sur l'environnement local du récepteur. De nombreux réflecteurs sont présents dans l'environnement d'une antenne de récepteur de radiolocalisation : sol, bâtiments et d'autres objets. Les contributions en environnement urbain sont significatives et ce poste d'erreur sera étudié plus en détail dans le chapitre 2.

1.1.4.2. Equations de navigation

Comme cela a été dit précédemment, l'objectif du récepteur de navigation est de mesurer la distance entre le satellite et le récepteur. La distance réelle entre le $i^{\text{ème}}$ satellite et le récepteur s'écrit de la manière suivante :

$$R_i = c(T_u - T_{si}) \tag{Eq.1.1}$$

Lorsque le récepteur mesure cette distance, il mesure en réalité une pseudo-distance. La distance mesurée par le récepteur est entachée d'un bruit dû aux différents postes d'erreur définis dans le paragraphe précédent et d'une erreur causée par le décalage temporel entre l'horloge du récepteur et le temps de référence du système. La pseudo-distance mesurée par le récepteur se présente donc sous la forme suivante :

$$\rho_{mes,i} = c[(T_u + \Delta T) - (T_{si} + \Delta T_{si})] + v_i \tag{Eq.1.2}$$

où :

T_{si} : Instant (temps de référence du système) auquel le signal quitte le satellite

T_u : Instant (temps de référence du système) auquel le signal arrive au récepteur

ΔT_{si} : écart de l'horloge du satellite S_i par rapport au temps de référence du système.

ΔT : écart de l'horloge du récepteur par rapport au temps de référence GPS.

c : vitesse de la lumière

Si la pseudo-distance est corrigée par le décalage de l'horloge du satellite, son expression sera donnée par :

$$\rho_{mes,i} = R_i + c \cdot \Delta T + v_i \quad \text{Eq.1. 3}$$

La solution de l'utilisateur est alors la solution du système suivant :

$$\begin{cases} \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2 + (z-z_1)^2} + c\Delta T + v_1 = \rho_{mes,1} \\ \sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2 + (z-z_2)^2} + c\Delta T + v_2 = \rho_{mes,2} \\ \vdots \\ \sqrt{(x-x_n)^2 + (y-y_n)^2 + (z-z_n)^2} + c\Delta T + v_n = \rho_{mes,n} \end{cases} \quad \text{Eq.1. 4}$$

Le récepteur doit résoudre un système où x, y, z (position du récepteur) et ΔT sont les inconnues et x_i, y_i, z_i sont des quantités connues à savoir la position du satellite S_i . Bien qu'il soit possible de résoudre directement le système, les récepteurs utilisent une version linéarisée beaucoup plus simple. L'obtention de ce système linéarisé est donnée dans l'annexe E.2.

Ce nouveau système peut s'écrire sous forme matricielle de la manière suivante :

$$H \cdot \Delta X + v = \Delta \rho \quad \text{Eq.1. 5}$$

avec :

$\Delta \rho$ vecteur de pseudo-distance d'évolution de la mesure

ΔX vecteur d'évolution de l'information (position et biais d'horloge du récepteur)

H matrice des cosinus directeurs usager-satellite

v bruit de mesure

La précision de navigation est fonction des erreurs des mesures de pseudo-distances ainsi que de la géométrie des satellites par rapport à l'utilisateur.

La précision de la mesure de distance entre l'utilisateur et chaque satellite est fonction des différents postes d'erreurs définis précédemment et est appelée UERE (User Equivalent Range Error).

La précision finale sur la position du récepteur dépend de la position relative des satellites par rapport à l'utilisateur, qui idéalement doivent avoir une séparation angulaire aussi grande que possible.

Le facteur représentatif de la géométrie est le GDOP (Geometric Dilution of Precision). L'intersection des sphères, définies au début pour déterminer la position de l'utilisateur, définira alors une région d'incertitude dont la grandeur dépend de la situation des satellites par rapport à l'utilisateur.

La précision finale de localisation de l'utilisateur peut s'exprimer comme le produit de l'erreur de mesure de la distance entre le satellite et le récepteur et du facteur représentatif de la qualité de la géométrie utilisateur-satellites.

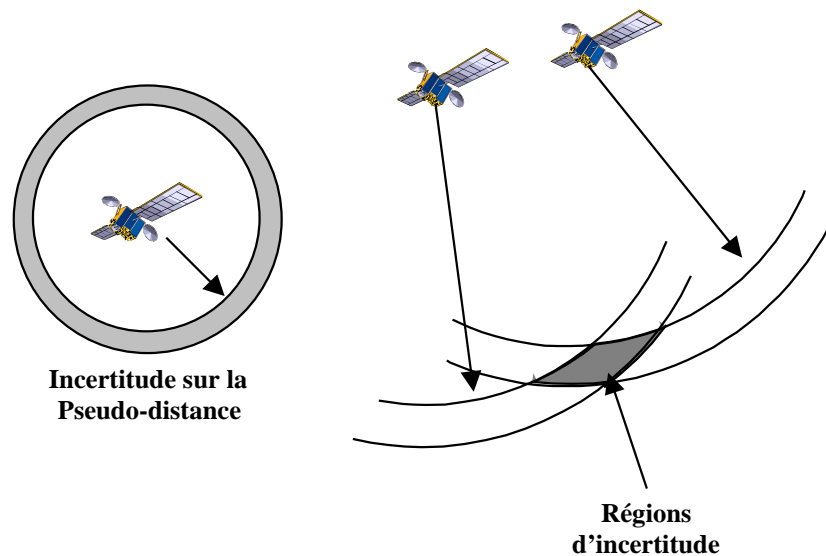


Figure 1. 4 : Incertitude sur la pseudo-distance

1.1.4.3. Filtre de Kalman

La méthode la plus couramment utilisée pour calculer la position du récepteur à partir des pseudo-distances est le filtrage de Kalman. Le filtre de Kalman est une version améliorée de la méthode des moindres carrés qui utilise une équation réursive.

Les deux principaux avantages du filtre de Kalman sont qu'il peut fonctionner avec seulement une partie des mesures et qu'il ajuste le poids qu'il donne aux mesures en fonction des mesures de bruit.

Ce filtre utilise deux modèles :

- Le modèle du système
- Le modèle de mesure qui correspond au système que nous avons vu dans la section précédente (équations de navigation)

Une présentation du principe du filtre de Kalman est donnée dans l'annexe E.3.

1.2. Contexte de l'étude

L'enthousiasme des utilisateurs civils pour les systèmes de navigation par satellites explique l'intérêt pour de nouveaux systèmes ayant des performances appropriées en terme de précision, de disponibilité, d'intégrité.

Essentiellement axé sur les besoins de l'aviation civile, le dimensionnement de ces systèmes n'entraîne pas nécessairement la satisfaction des besoins des applications grand public.

Les besoins de l'aviation civile sont relativement bien définis. Ceci n'est pas le cas pour les autres communautés d'utilisateurs qui constituent cependant l'essentiel du marché des récepteurs et qui peuvent avoir des exigences spécifiques fortement dimensionnantes. Les futures applications grand public du domaine automobile sont les premières concernées, comme le montre la Figure 5, ce type d'application constitue 73% du marché européen. Ce graphique est issu d'un article de L. Dutton [DUT-01].

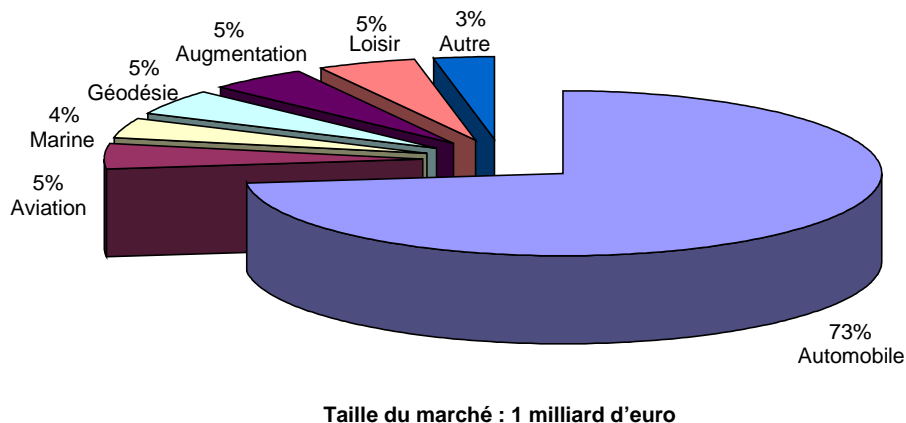


Figure 1.5 : Marché européen des systèmes de navigation européens en 1999

L'Europe a initié le programme Galileo avec pour objectif la création d'un système de navigation par satellites indépendant et inter-opérable avec les systèmes GPS et Glonass. L'architecture de Galileo est basée sur une constellation de 30 satellites à orbite moyenne, dont 3 disponibles en cas de panne, répartis sur 3 plans à une altitude de 23616 km, avec une inclinaison de 56°.

Le milieu urbain est caractérisé par des effets de masquage et des trajets multiples. Ces phénomènes introduisent une erreur sur les mesures effectuées par le récepteur, ce qui rend difficile le positionnement dans l'environnement urbain.

Il est donc important de bien caractériser les besoins de ces utilisateurs urbains, et d'observer les performances du système Galileo afin de quantifier les améliorations qui devront être apportées au système.

Ces applications se caractérisent par des exigences de précision de positionnement horizontal très bonne : durant 99.5% du temps, l'erreur horizontale doit être inférieure à 15 mètres. Ces exigences de précision ont été établies par la commission européenne dans le cadre de l'étude des performances exigées pour Galileo [EUR-01].

Dans ce type d'environnement, il est nécessaire d'améliorer les performances du système et d'assurer la continuité de la navigation pendant les périodes de masquage total ou partiel des satellites (immeubles, tunnels,...), en utilisant différents procédés tels que l'hybridation du récepteur avec des capteurs ou l'utilisation de pseudolites, tout en prenant en compte des contraintes de coûts réduits au niveau utilisateur.

1.3. Objectif de l'étude et démarche proposée

L'objectif de cette thèse vise à évaluer les performances des systèmes de navigation par satellites pour les applications en milieu urbain.

On s'intéressera d'une part à quantifier les dégradations induites par les conditions particulières de propagation des signaux de navigation et d'autre part à mettre en évidence les techniques permettant d'améliorer le positionnement au niveau de l'utilisateur.

Une analyse quantitative plus profonde du problème se heurte à une première difficulté qui est de pouvoir caractériser la performance en autonome d'un récepteur mobile en milieu urbain : ceci passe par une modélisation des conditions de propagation avec la prise en compte des structures environnantes qui peuvent masquer le signal ou le réfléchir vers le récepteur. Il en résulte une dégradation sur la mesure des pseudo-distances qui dépend de l'importance de l'atténuation du trajet direct, du niveau relatif des trajets multiples et du traitement effectué dans le récepteur.

Pour réaliser cette étude, un logiciel utilisant une méthode de lancer de rayons permettant de modéliser de manière déterministe les trajets multiples dans des scènes à 3 dimensions a été développé. Ce logiciel permettant de modéliser le masquage et les trajets multiples en milieu urbain est couplé avec un logiciel développé à l'origine par Alcatel Espace qui permet de prendre en compte les différents postes d'erreur et permet alors de simuler les performances du système.

Les résultats obtenus avec l'outil de simulation doivent dans un premier temps permettre d'évaluer les performances du système seul et de quantifier les améliorations demandées au segment spatial et/ou aux augmentations locales.

Une campagne de mesure a été réalisée pour valider la modélisation de l'environnement réalisée par le logiciel de lancer de rayons et pour fournir un ordre d'idée des performances que l'on peut attendre dans différents environnements.

Ces travaux constituent la première partie de la thèse.

L'amélioration des techniques récepteur se fera à partir de techniques déjà existantes, afin de déterminer celles qui sont compatibles d'une approche faible coût au niveau utilisateur et qui seront à prendre en compte dans la modélisation du récepteur.

L'étude de ces augmentations constitue la dernière partie de cette thèse : elle devra passer par un recensement des techniques possibles avec entre autres :

- l'hybridation par d'autres capteurs (odomètre, baro-altimètre, centrale inertielle,...),
- l'utilisation des pseudolites,
- l'utilisation de corrections différentielles,

Ce rapport se présente en quatre chapitres. Le premier chapitre rappelle les principes fondamentaux des systèmes de navigation par satellites. Dans le second chapitre, une présentation du phénomène des trajets multiples ainsi qu'une méthode de modélisation de ce phénomène sont données. Le chapitre 3 étudie l'influence des trajets réfléchis sur le fonctionnement du récepteur et présente les performances du système GPS obtenues lors de la campagne de mesure. Enfin le dernier chapitre présente plusieurs méthodes permettant d'augmenter les performances du système dans un environnement perturbé par des trajets multiples.

Bibliographie

- [BOI-84] BOITHIAS L.
« Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre »
Dunod, 1984.
- [BOT-98] BOTTON Serge *et al.*
« GPS localisation et navigation »,
Paris, HERMES, 1998.
- [CHE-98] CHEZELLES Nicolas
« Le système de radionavigation GPS-NAVSTAR »,
Toulouse, Conférence à l'ENSAE, février 1998.
- [CNE-95] CNES
« A la croisée de l'aéronautique et de l'espace ... la navigation par satellite »,
Toulouse, Colloque international, 24-25 octobre 1995.
- [CNE-98] CNES
« Global navigation satellite systems GNSS 98 »,
Toulouse, 2^{ème} symposium européen, Tome 1,2,3 ; 20-23 octobre 1998.
- [DUT-01] DUTTON L., AHMED R., BOU J.F.
« The commercialisation of GNSS services »,
ION GPS 2001, Salt Lake City, septembre 2001.
- [EUR-01] EUROPEAN COMMISSION
« Galileo mission requirements document »,
issue 4, révision 0, 5 juillet 2001.
- [GOL-92] GOLDBIRSH J., VOGEL W.J.
« Propagation effects for land mobile satellite systems : overview of
experimental and modelling results »,
NASA reference publication 1274, février 1992.
- [HOF-94] HOFMANN-WELLENHOF B., LICHTENEGGER H., COLLINS J.
« GPS Theory and Practice »,
Springer-Verlag, 1994.
- [JAN-80] JANICZEK P. M.
« Global Positioning System »,
Alexandria, Institute of navigation, VA, Volume I,II,III ; 1980.

- [KAP-96] KAPLAN Elliott D.
« Understanding GPS, principles and applications »,
Londres, Artech House, 1996.
- [KLO-95] KLOBUCHAR J.A.
« Ionospheric Effects on GPS »,
AIAA book on GPS, 1995.
- [MAL-00] MALICORNE Marie
« Modélisation du canal de propagation pour des systèmes de navigation par satellites »,
Toulouse, rapport d'avancement de 1ere année de thèse, avril 2000.
- [MAL-01] MALICORNE Marie
« La réception des systèmes de navigation par satellites en présence de trajets multiples »,
Toulouse, rapport d'avancement de 2ieme année de thèse, mai 2001.
- [MAR-98] MARAL G., BOUSQUET M.
« Satellite Communications Systems »,
Wiley, 1998.
- [OTA-93] OTAN
« Caractéristiques du système mondial de détermination de la position Navstar (GPS),
STANAG 4294 (Edition 1), août 1993.
- [PAR-96] PARKINSON Bradford W., SPILKER James J.
« Global Positioning System : Theory and Applications »,
American institute of aeronautics and astronautics, volume I,II ; 1996.
- [PAR-92] PARSONS J.D.
« The Mobile Radio Propagation Channel »,
Pentech Press, 1992.
- [PRO-89] PROAKIS J.G.
« Digital Communications »,
McGraw Hill Book Company, 1989.
- [REM-88] REMY J.G. Remy *et al.*
« Systèmes de Radiocommunications avec les Mobiles »,
Eyrolles, CNET/ENST, Chap. 4, pp. 99-137.

CHAPITRE 2

CANAL A EVANOUISSEMENTS

Afin d'étudier les performances d'un système de navigation en environnement urbain, une modélisation de la propagation de l'onde dans ce milieu doit être réalisée. Ce deuxième chapitre a pour but de mieux comprendre les phénomènes affectant la propagation en milieu urbain pour être en mesure de définir son influence sur le signal reçu par le récepteur, de donner une méthode de modélisation et de caractériser différents environnements pour les simulations réalisées dans les autres chapitres.

2.1. Canal en environnement urbain

En environnement urbain, la propagation de l'onde sera affectée par deux phénomènes : le masquage et les trajets multiples (Cf. Figure 1).

Le masquage est provoqué par les différents obstacles qui constituent l'environnement et qui empêchent le signal de parvenir au récepteur. Il est alors difficile d'avoir les quatre satellites en visibilité nécessaires au calcul de la position du récepteur.

Le second phénomène, les trajets multiples, s'observent lorsque les ondes émises par le satellite se réfléchissent sur de nombreuses surfaces présentes dans l'environnement. Ces différentes contributions vont se reconstituer au niveau du récepteur qui va donc traiter un signal différent du signal original.

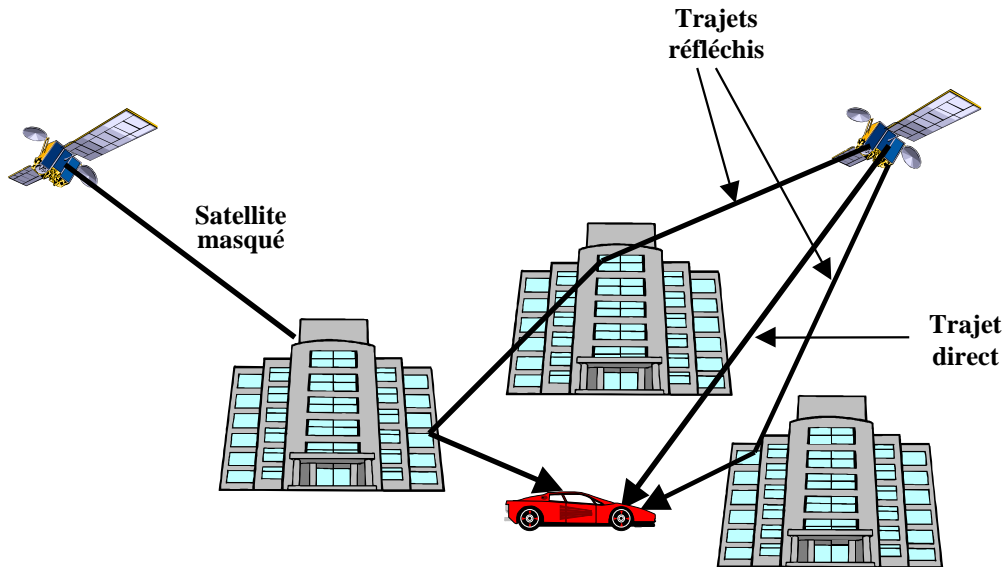


Figure 2. 1 : Propagation en environnement urbain

Pour comprendre comment les trajets multiples perturbent le récepteur (Cf. chapitre 3), il est important de mieux présenter ce phénomène et les moyens pour le modéliser.

2.1.1.1. Trajets multiples

Lorsque l'onde émise par le satellite intercepte un élément de l'environnement du récepteur, elle subit plusieurs changements par rapport au trajet direct :

- un retard
- une atténuation
- un changement de polarisation
- un décalage fréquentiel.

Tous ces paramètres varient dans le temps en fonction de la vitesse de l'émetteur et celle du récepteur, mais aussi en fonction de l'environnement.

2.1.1.1.1. Retard de propagation

Chaque trajet suit un chemin différent, chaque trajet a donc son propre retard de propagation par rapport au trajet direct. Ce retard pour le $m^{\text{ième}}$ trajet est défini par :

$$\tau_m = \frac{L_m - L_0}{c}$$

avec :

L_m longueur du $m^{\text{ième}}$ trajet

L_0 longueur du trajet direct

$c = 3.10^8 \text{ m.s}^{-1}$ vitesse de la lumière

Maintenant que le retard des trajets est défini, les atténuations subies par les trajets vont être traitées.

2.1.1.2. Atténuation subie lors d'une réflexion

Dans certaines conditions (Cf. paragraphe 2.2.2.1), lorsque l'onde émise rencontre un obstacle, elle suit la loi de l'optique géométrique. Le signal émis est polarisé circulairement, l'onde s'exprime alors en terme de deux composantes polarisées linéairement, une parallèle au plan d'incidence (plan défini par la normale à la surface \vec{n} et le rayon incident) et l'autre perpendiculaire à ce même plan comme le montre la Figure 2. On parlera de composantes parallèle et perpendiculaire.

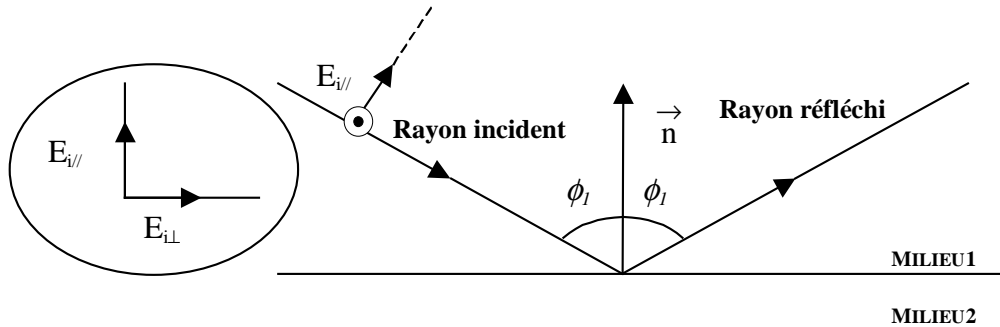


Figure 2. 2 : la réflexion

Chacune de ces composantes est atténuée de manière différente. Les coefficients de réflexion permettant de calculer ces atténuations sont donnés dans les équations suivantes :

$$R_{\perp} = \frac{\cos(\phi_1) - \sqrt{\left(\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}\right) - \sin^2(\phi_1)}}{\cos(\phi_1) + \sqrt{\left(\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}\right) - \sin^2(\phi_1)}} \quad \text{Eq. 2. 1}$$

$$R_{//} = \frac{\left(\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}\right) \cos(\phi_1) - \sqrt{\left(\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}\right) - \sin^2(\phi_1)}}{\left(\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}\right) \cos(\phi_1) + \sqrt{\left(\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}\right) - \sin^2(\phi_1)}} \quad \text{Eq. 2. 2}$$

où :

- ϕ_1 angle d'incidence de l'onde
- ϵ_r permittivité du matériau
- ω pulsation de la porteuse
- σ conductivité électrique spécifique du matériau
- $\epsilon_0 = 8.854.10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$ permittivité du vide

L'obtention de ces équations est donnée dans l'annexe F.1 .

MATERIAU	PERMITTIVITE	CONDUCTIVITE
Verre	7.5	10^{-12}
Sol sec	3	10^{-4}
Béton	3	10^{-21}
Fer	1	$4.8 \cdot 10^6$

Table 2. 1 : Exemples de permittivité et conductivité de matériaux

Les quatre figures suivantes présentent les modules et les phases des coefficients de réflexion parallèle et perpendiculaire en fonction de l'angle d'incidence pour différents matériaux.

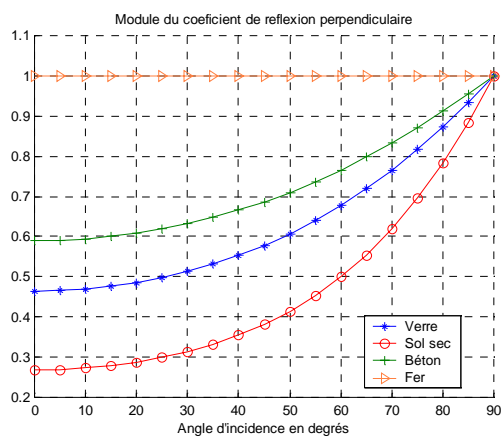


Figure 2. 3 : Module du coefficient de réflexion perpendiculaire

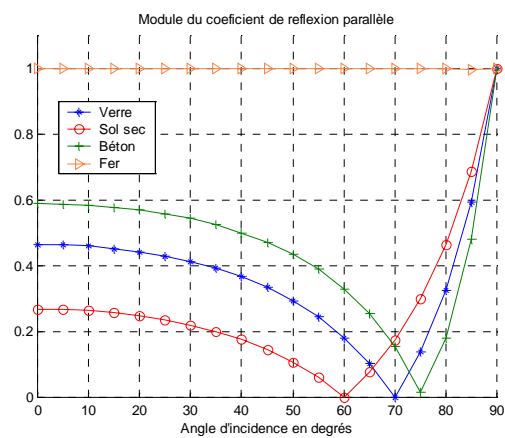


Figure 2. 4 : Module du coefficient de réflexion parallèle

Comme le montrent les Figures 3 et 4, la composante perpendiculaire n'est pas atténuée de la même manière que la composante parallèle. Ceci induit que lorsque l'onde incidente est polarisée circulairement, l'onde réfléchie aura alors une polarisation elliptique.

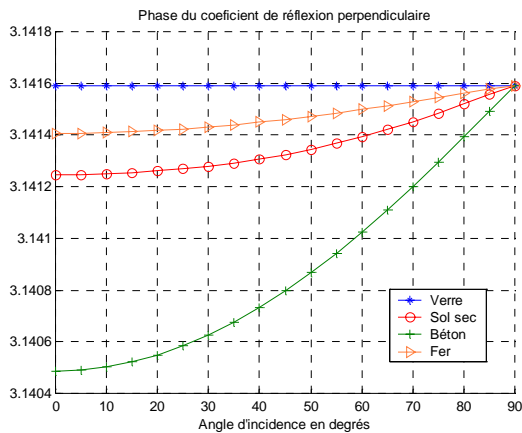


Figure 2. 5 : Phase du coefficient de réflexion perpendiculaire

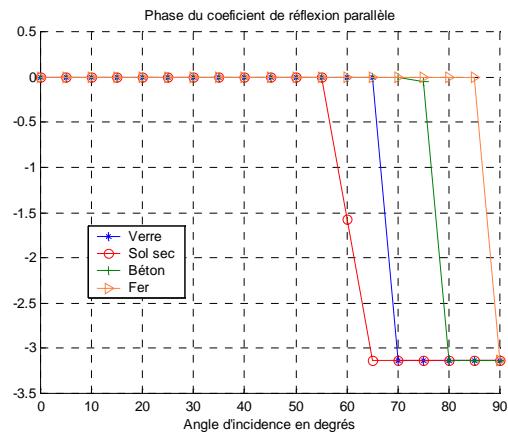


Figure 2. 6 : Phase du coefficient de réflexion parallèle

2.1.1.3. Changement de polarisation

D'après la Figure 6, il est possible de trouver un angle d'incidence pour lequel le coefficient de réflexion parallèle est nul, ce qui signifie que pour cet angle l'onde en polarisation parallèle est totalement transmise dans le milieu 2 (Cf. Figure 2). Cet angle, appelé angle de Brewster θ_B , est calculé grâce à la relation suivante :

$$\theta_B = \tan^{-1} \left(\sqrt{\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}} \right) \quad \text{Eq. 2.3}$$

Le phénomène de réflexion introduit un changement de polarisation de l'onde. En effet, pour des angles d'incidence inférieurs à l'angle de Brewster, les ondes réfléchies subissent un changement de phase à 180°. De plus, comme chaque composante subit une atténuation différente, si l'onde était polarisée circulairement, elle devient polarisée elliptiquement et ceci quel que soit l'angle de Brewster. Les détails du raisonnement sont donnés dans l'annexe F.1.

Le tableau suivant résume les changements de polarisation possibles :

Polarisation incidente	Polarisation réfléchie	
	$\phi_i < \theta_B$	$\phi_i > \theta_B$
Circulaire droite	Elliptique gauche	Elliptique droite
Circulaire gauche	Elliptique droite	Elliptique gauche
Elliptique droite	Elliptique gauche	Elliptique droite
Elliptique gauche	Elliptique droite	Elliptique gauche

Table 2. 2 : Changement de polarisation

2.1.1.4. Décalage fréquentiel

Lorsque l'émetteur et le récepteur sont en mouvement, la fréquence reçue sera fonction du mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur (effet Doppler).

L'effet Doppler introduit un décalage de la fréquence.

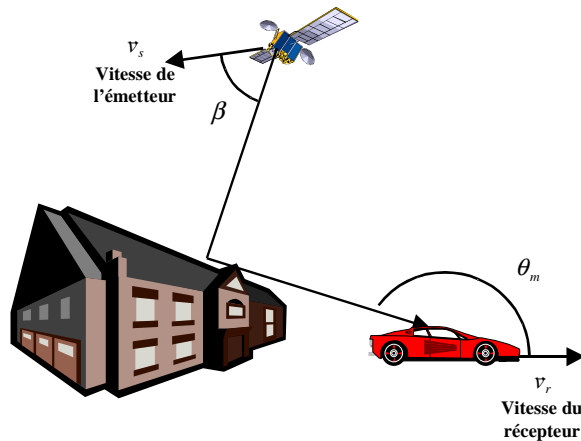


Figure 2. 7 : Effet Doppler

Ce décalage en fréquence f_{dm} peut se décomposer en deux décalages fréquentiels, le premier dû au mouvement du satellite et le deuxième dû au mouvement du récepteur. Le décalage total s'écrit alors :

$$f_{dm} = f_{ds} + f_{drm} = \frac{f_p}{c} [v_s \cos(\beta) + v_r \cos(\theta_m)] \quad \text{Eq. 2. 4}$$

avec :

- f_{ds} décalage Doppler dû au mouvement du satellite
- f_{drm} décalage Doppler dû au mouvement du récepteur
- v_s vitesse du satellite
- v_r vitesse du récepteur
- β angle entre la vitesse du satellite et le trajet émis
- θ_m angle entre la vitesse du récepteur et le trajet reçu

Dans le cas où l'émetteur est à une distance très grande par rapport à celle qui sépare les réflecteurs du récepteur, comme c'est le cas pour un système satellitaire, on peut faire l'hypothèse que le décalage Doppler dû au mouvement du satellite est le même pour tous les trajets arrivant au récepteur et provenant du même satellite. Cet effet Doppler satellite crée alors un décalage du spectre du signal total reçu (Doppler shift). Ce décalage peut être corrigé par le récepteur grâce à un mécanisme de contrôle de fréquence automatique. Dans la suite de ce rapport ce décalage ne sera plus pris en compte.

Le deuxième décalage en fréquence dû au mouvement du récepteur est différent pour chaque trajet provenant du même satellite ce qui crée un étalement du spectre du signal reçu par le récepteur.

2.1.1.5. Forme du signal en entrée du récepteur

Le signal émis par le satellite est de la forme :

$$c_e(t) = p(t)d(t)\sin(2\pi f_p t + \phi_0(t)) \quad \text{Eq. 2. 5}$$

où

$p(t)$ est le code

$d(t)$ les données que nous négligerons dans la suite en raison de leur faible débit par rapport au code

f_p la fréquence de la porteuse

ϕ_0 la phase initiale que nous supposons nulle dans ce qui suit

L'antenne du récepteur est conçue pour recevoir des ondes en polarisation circulaire droite (RHCP), et présente des caractéristiques de gains d'antenne différentes pour des signaux polarisés en circulaire droite ou circulaire gauche (LHCP).

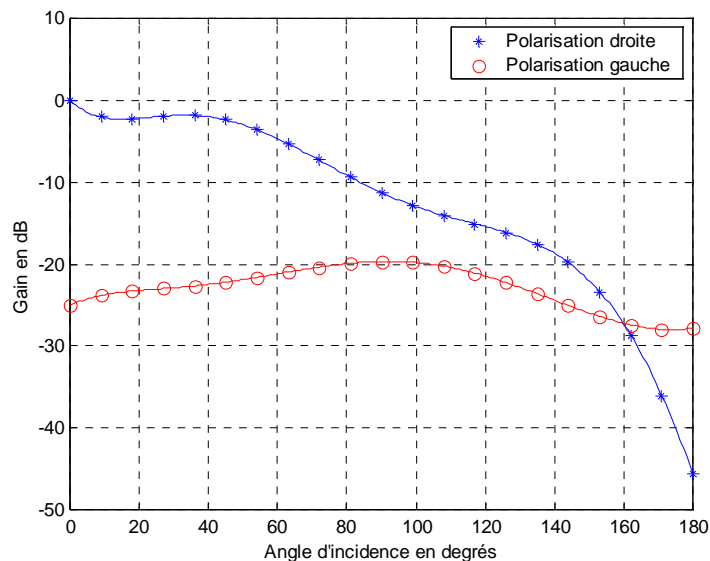


Figure 2. 8 : Gains d'antenne récepteur

Comme le montre la figure ci-dessus, les ondes polarisées circulairement à gauche seront beaucoup plus atténuées par l'antenne que les ondes polarisées circulairement à droite.

Les ondes réfléchies sont polarisées elliptiquement, les gains d'antenne ne peuvent donc pas être utilisés tel que.

Pour prendre en compte ce problème, les ondes polarisées elliptiquement sont décomposées en deux ondes polarisées circulairement, l'une à droite et l'autre à gauche (cette décomposition est donnée dans l'annexe F.2). Il ne reste plus alors qu'à appliquer les gains correspondants à chacune de ces ondes.

La porteuse reçue aura alors la forme suivante :

$$c_r(t) = a_0 p(t - \tau_0(t)) \sin(2\pi f_p t + \phi_0(t)) + \dots$$

$$\sum_{m=1}^N [a_{RHCP,m}(t) p(t - \tau_{RHCP,m}(t)) \sin(2\pi f_p t + \phi_m(t)) + \dots$$

$$a_{LHCP,m}(t) p(t - \tau_{LHCP,m}(t)) \sin(2\pi f_p t + \phi_m(t))] \quad \text{Eq. 2.6}$$

avec :

$$\phi_m = 2\pi f_{dm}(t)t - 2\pi f_p \tau_m(t) \quad \text{Eq. 2.7}$$

$$a_{RHCP,m} = G_{RHCP} \times a_{PD,m} \quad \text{Eq. 2.8}$$

$$a_{LHCP,m} = G_{LHCP} \times a_{PG,m} \quad \text{Eq. 2.9}$$

où

G_{RHCP} gain de l'antenne récepteur en polarisation circulaire droite

G_{LHCP} gain de l'antenne récepteur en polarisation circulaire gauche

$a_{PD,m}$ gain de l'onde polarisée circulairement à droite issue du m^{ième} trajet

$a_{PG,m}$ gain de l'onde polarisée circulairement à gauche issue du m^{ième} trajet

Tous les trajets s'additionnant à l'entrée du récepteur, cette somme peut se faire de manière destructive et constructive. Lorsque les trajets s'additionnent de manière destructive, il apparaît alors des pertes de puissance du signal, ces pertes sont appelées des évanouissements (« fading » en anglais).

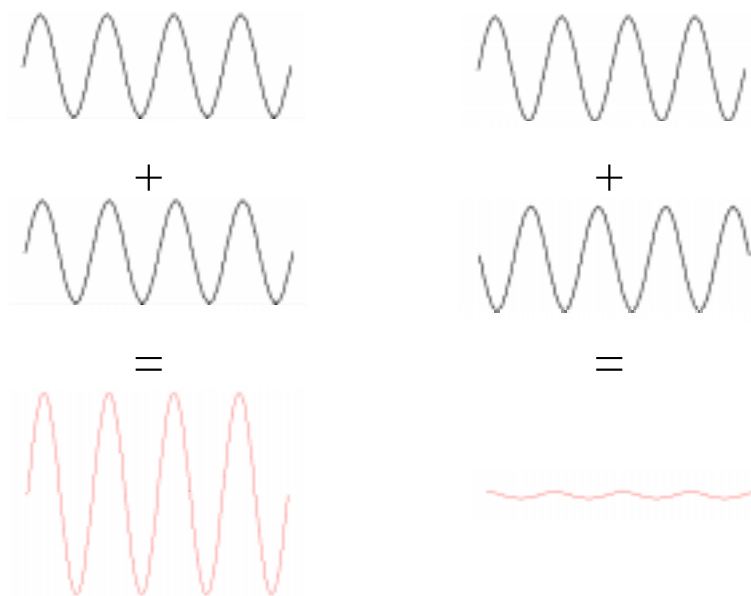


Figure 2.9 : Evanouissements

Dans la Figure 9, les courbes se situant au bas de la figure sont le résultat de la somme des deux courbes se situant au-dessus. Selon la différence de phase entre les deux ondes, l'onde résultante aura une amplitude importante ou non.

Voilà pourquoi, le canal en présence de trajets multiples est appelé canal à évanouissements.

2.1.2. Caractérisation du canal

Un canal à évanouissements se caractérise à deux niveaux : à un instant donné pour connaître sa sélectivité en fréquence et dans le temps pour savoir s'il est à évanescence lente ou rapide. Les paramètres qui le caractérisent sont :

- la dispersion des retards
- la bande de cohérence
- le temps de cohérence
- la bande évanescente

Un rappel de ces définitions est fait dans l'annexe G.

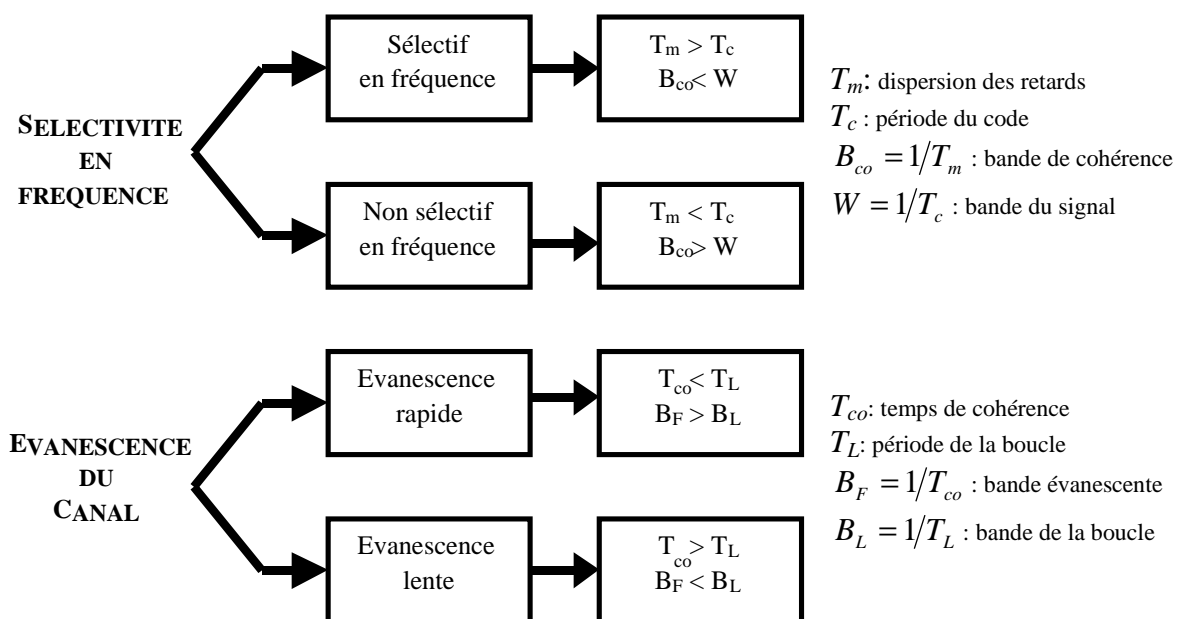


Figure 2. 10 : Caractérisation du canal

Savoir si le canal est sélectif en fréquence permet de déterminer si tous les trajets se comportent de la même manière (ou si le récepteur peut dissocier les différents trajets). Lorsque le canal est sélectif en fréquence, le signal présente une distorsion en fréquence qui se traduit physiquement par un comportement différent de chaque composante réfléchi. Si le canal est non sélectif en fréquence, toutes les fréquences dans le spectre du signal se comportent de la même manière.

Si le canal est à évanescence lente alors cela signifie qu'il ne varie pas beaucoup dans le temps, dans le cas contraire le canal varie rapidement.

Un canal est dit à évanescence lente ou sélectif en temps lorsque la bande évanescence est inférieure à la bande de la boucle. Le comportement du canal varie peu sur une période de $1/B_L$, la boucle poursuit alors toutes les composantes réfléchies. Dans le cas de l'évanescence rapide, la boucle poursuit uniquement la composante directe. En effet, les composantes réfléchies variant beaucoup dans le plan de Fresnel, lorsque nous réalisons l'intégration sur une période de $1/B_L$, les composantes réfléchies sont filtrées.

Cet aspect du problème sera traité plus en détail dans le chapitre 3.

Dans cette première partie du chapitre 2, le phénomène des trajets multiples ainsi que ses conséquences sur le signal ont été traités, la deuxième partie se propose de répertorier les méthodes existantes pour modéliser ce phénomène et de présenter la méthode choisie.

2.2. Modélisation de la propagation en environnement urbain

2.2.1. Modèles existants

Plusieurs méthodes existent pour modéliser un canal perturbé par des trajets multiples [GOL-92] :

- empirique
- statistique
- déterministe

Les modèles empiriques sont issus de campagne de mesures et décrivent la probabilité de distribution des évanouissements. Les modèles statistiques sont eux aussi issus de campagnes de mesures et ils sont fondés sur l'utilisation de plusieurs fonctions de densités de probabilité : Rayleigh, Rice, LogNormale,... Les modèles déterministes utilisent quant à eux l'optique géométrique pour prédire la propagation de chaque trajet. Le choix entre ces différents modèles dépend des applications pour lesquelles on veut les utiliser. Les modèles empiriques ne fournissent pas un aperçu du phénomène physique des trajets multiples. Les modèles statistiques approfondissent un peu plus le phénomène physique mais avec des hypothèses simplifiées. Enfin la modélisation déterministe s'applique à une situation particulière (telle que la scène choisie), il faut donc disposer d'une représentation de l'environnement dans lequel nous souhaitons mener l'étude.

Comme cela a été dit dans le chapitre 1, l'objectif de cette thèse étant d'étudier les performances d'un système de navigation dans un environnement perturbé par des trajets multiples, une modélisation précise de ce phénomène est donc nécessaire afin

d'observer comment chacun des paramètres définissant les trajets multiples (amplitude, retard, ...) influence le récepteur.

La méthode déterministe semble donc la plus adaptée car cette méthode permet d'obtenir tous les trajets arrivant au récepteur à chaque instant pour une position particulière du récepteur dans un environnement donné. Ceci permettra de comparer les performances avec différentes hypothèses au niveau du système dans les mêmes conditions d'environnements.

De plus, un autre inconvénient des deux premières méthodes est qu'elles sont élaborées à partir de campagnes de mesures ce qui implique que ces modèles ne sont valables que pour des valeurs particulières d'angles de site, certaines fréquences et pour des environnements spécifiques. Il n'est donc pas nécessairement vrai que ces modèles soient représentatifs des environnements qui nous intéressent. Avec la méthode déterministe, un modèle représentant l'environnement réel est utilisé. Ce modèle peut être soit un modèle numérique d'une scène réelle, soit un modèle représentatif d'une classe d'environnement donné (milieu urbain, pavillonnaire, industriel, etc.) qui est généré automatiquement à partir de paramètres caractéristiques.

En outre, avec les méthodes statistiques ou empiriques, l'effet de masque en environnement urbain est modélisé par des angles de masquage fixes ou variant aléatoirement, ce qui ne donnait pas une représentation réaliste du phénomène. L'effet de masque réel est obtenu avec la méthode déterministe.

Pour résoudre le problème de la représentativité de la scène, dans un premier temps, des classifications d'environnements ont été utilisées [PAR-92]. Une campagne de mesures a été réalisée pour calibrer des scènes représentatives.

Des simulations ont été réalisées avec les classifications présentes dans la littérature, les résultats sont disponibles dans les références [LOB-00], [MAL-00(a)].

2.2.2. Modélisation déterministe

2.2.2.1. Conditions d'utilisation

Tout d'abord, la première condition à remplir est que les surfaces sur lesquelles l'onde va se réfléchir soient considérées comme lisses.

En effet, la réflexion d'une onde se traduit généralement par l'apparition de deux composantes : une composante spéculaire et une composante diffuse. Si la surface réfléchissante est considérée comme lisse alors l'onde résultante de la réflexion pourra constituer un trajet réfléchi vers le récepteur. Si la surface n'est pas lisse, l'onde sera réfléchie dans des directions différentes.

Une surface est considérée comme lisse par rapport à l'onde émise si elle satisfait au critère de Rayleigh. Ce critère est donné par l'équation suivante :

$$\frac{\lambda}{4} \geq H \times \sin(\theta) \quad \text{Eq. 2. 10}$$

avec :

λ longueur d'onde de la porteuse émise (ici 0.2 m)

H niveau moyen des irrégularités de la surface

θ angle d'élévation du trajet

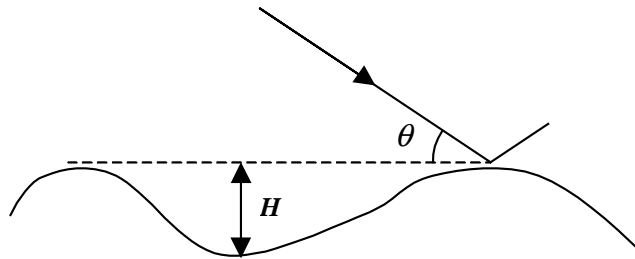


Figure 2. 11 : Critère de Rayleigh

En considérant les irrégularités de surface d'un revêtement d'immeuble (H de l'ordre de quelques millimètres), le critère de Rayleigh permet de considérer la surface comme lisse.

De plus, afin d'utiliser la méthode du lancer de rayon, la longueur d'onde de l'onde émise doit être petite par rapport à la taille des objets qui constituent l'environnement.

Dans le cas d'un milieu composé uniquement de bâtiments, le critère de Rayleigh est vérifié et la longueur d'onde est petite par rapport à la taille des réflecteurs. La modélisation proposée est donc justifiée.

2.2.2.2. Logiciel de modélisation de la propagation en milieu urbain

Le logiciel utilisé pour modéliser la propagation de l'onde en milieu urbain se décompose en plusieurs modules comme le montre l'organigramme ci-dessous.

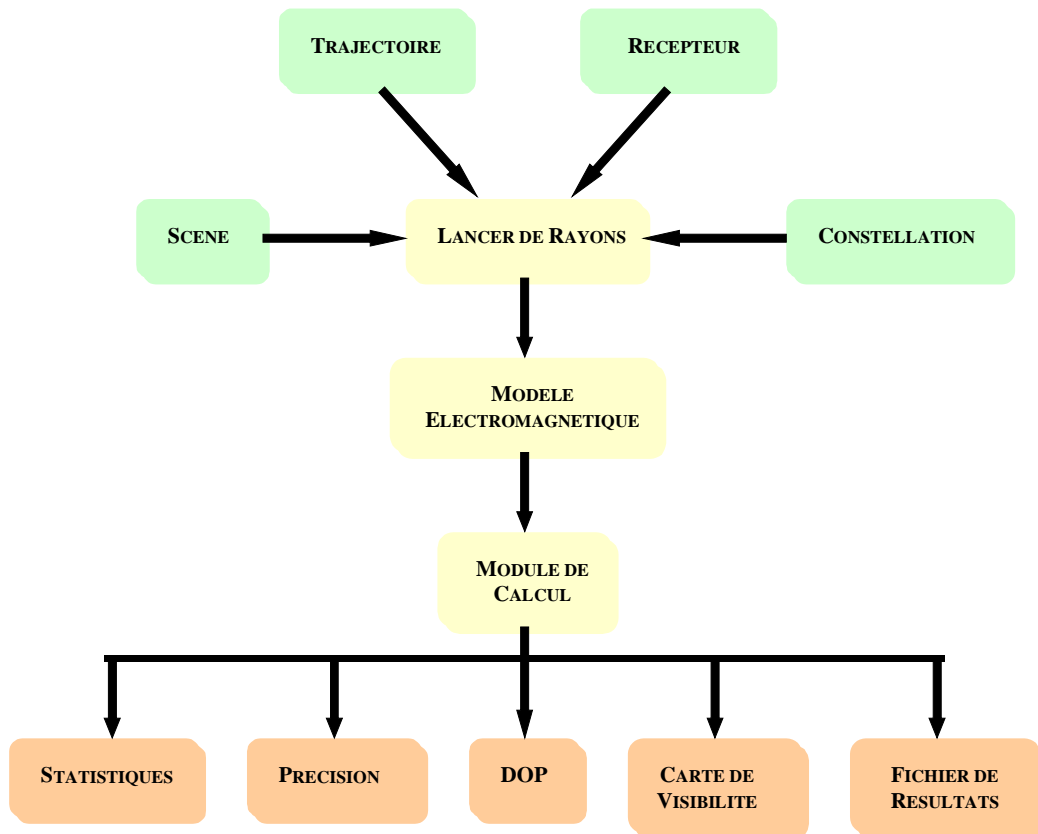


Figure 2. 12 : Architecture de l'outil de simulation des trajets multiples

Les modules le constituant sont présentés plus en détail dans la suite.

Constellation

Le module constellation simule les mouvements des satellites. A chaque mesure, la position de tous les satellites est calculée. Plusieurs constellations, LEO, MEO ou GEO, peuvent être utilisées séparément ou en combinaison. L'utilisateur peut utiliser des classes de constellations prédéfinies (constellation de Walker) ou peut lui même définir une constellation suivant ses propres paramètres (Cf. Annexe A).

Ce module permet aussi de définir la charge utile des satellites : fréquences de la porteuse, gain d'antenne, ...



Figure 2. 13 : Constellation Galileo

Récepteur

Le module récepteur définit la combinaison des différents trajets reçus à partir des gains d'antenne de réception en polarisation droite et gauche.

Scène

Deux types de scènes peuvent être utilisés :

- des scènes automatiques qui sont des parallélépipèdes représentant les bâtiments qui sont disposés en ligne. L'utilisateur peut modifier la scène et affecter la texture qu'il souhaite (béton, bois, verre, ...) aux bâtiments. Ce type de scène est montré dans la Figure 14
- des scènes définies dans des fichiers de type VRML (Virtual Reality Modelling Language) ; ces scènes sont des scènes réalistes comme le montre la Figure 15

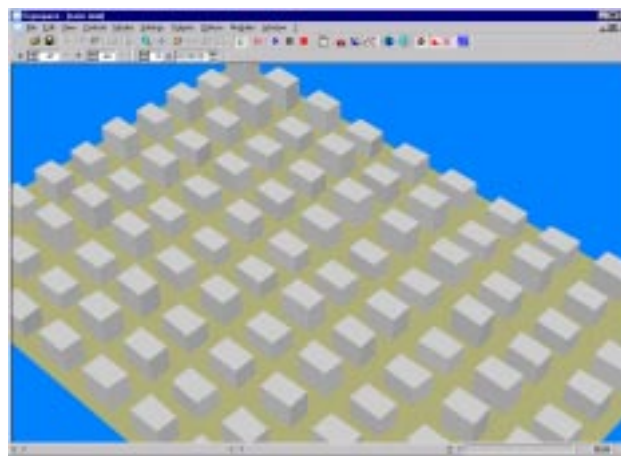


Figure 2. 14 : Scène automatique

Trajectoire du récepteur

Le mouvement du récepteur peut être choisi de trois façons différentes : statique, parcours ou un circuit (parcours fermé).

Lancer de rayons

Le lancer de rayons est une méthode de simulation de propagation d'onde qui consiste à modéliser le chemin inverse de la propagation d'une onde, ou rayon, depuis le point d'observation jusqu'à l'émetteur, via les surfaces de l'environnement.

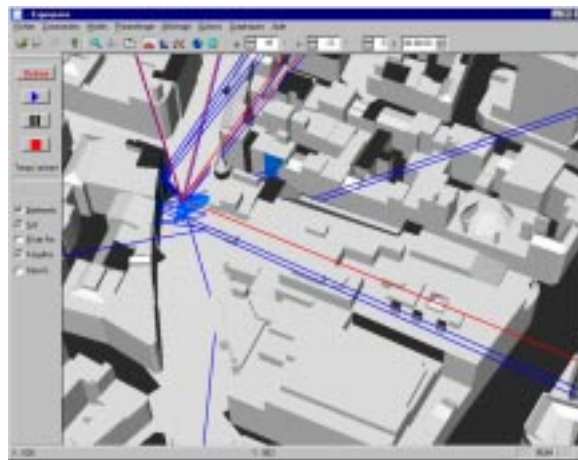


Figure 2. 15 : Interface du simulateur

Une présentation plus détaillée de la méthode du lancer de rayons est donné dans l'annexe H.

Modèle électromagnétique

Le module électromagnétique calcule tous les paramètres définissant les trajets multiples : atténuation, changement de polarisation, retard et Doppler.

Module de calcul

Le module de calcul effectue le calcul de DOP, de précision et de statistiques sur la visibilité.

Sorties

Dans le cadre de cette thèse, les sorties du logiciel de simulation des trajets multiples sont couplées avec un logiciel, développé à l'origine par Alcatel Espace, qui permet d'étudier les performances du système de navigation (SIMPREC)

2.2.2.3. Logiciel d'analyse des performances

Ce second logiciel permet de calculer tous les postes d'erreur (Cf. chapitre 1) et ainsi d'obtenir les pseudo-distances qui sont alors envoyées dans un filtre de Kalman pour obtenir la position du récepteur.

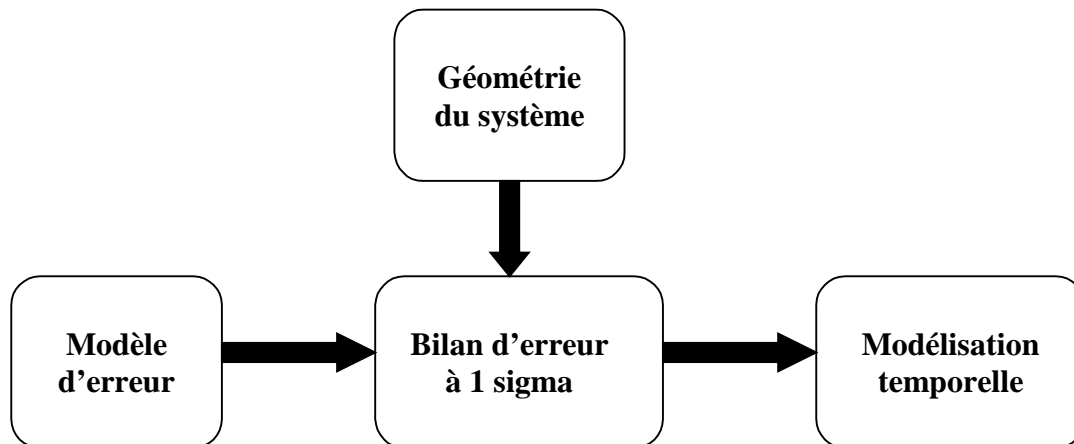


Figure 2. 16 : Principe de modélisation des erreurs

SIMPREC détermine la statistique des postes d'erreur et à partir de cette statistique réalise un tirage aléatoire pour fournir l'erreur à chaque instant de mesure.

Ainsi deux types de calculs sont menés sur les postes d'erreur :

- la détermination de la statistique de chaque poste d'erreur (bilan d'erreur à 1 sigma).
- la simulation de erreurs à chaque instant de mesure, qui se fait par un tirage aléatoire, à l'exception de l'erreur due aux trajets multiples. A chaque instant de mesure, l'erreur due aux trajets multiples est calculée grâce à un modèle de boucle de code non-cohérente.

En couplant ces deux outils de simulation, un outil complet est obtenu. Cet outil est présenté dans la Figure 17.

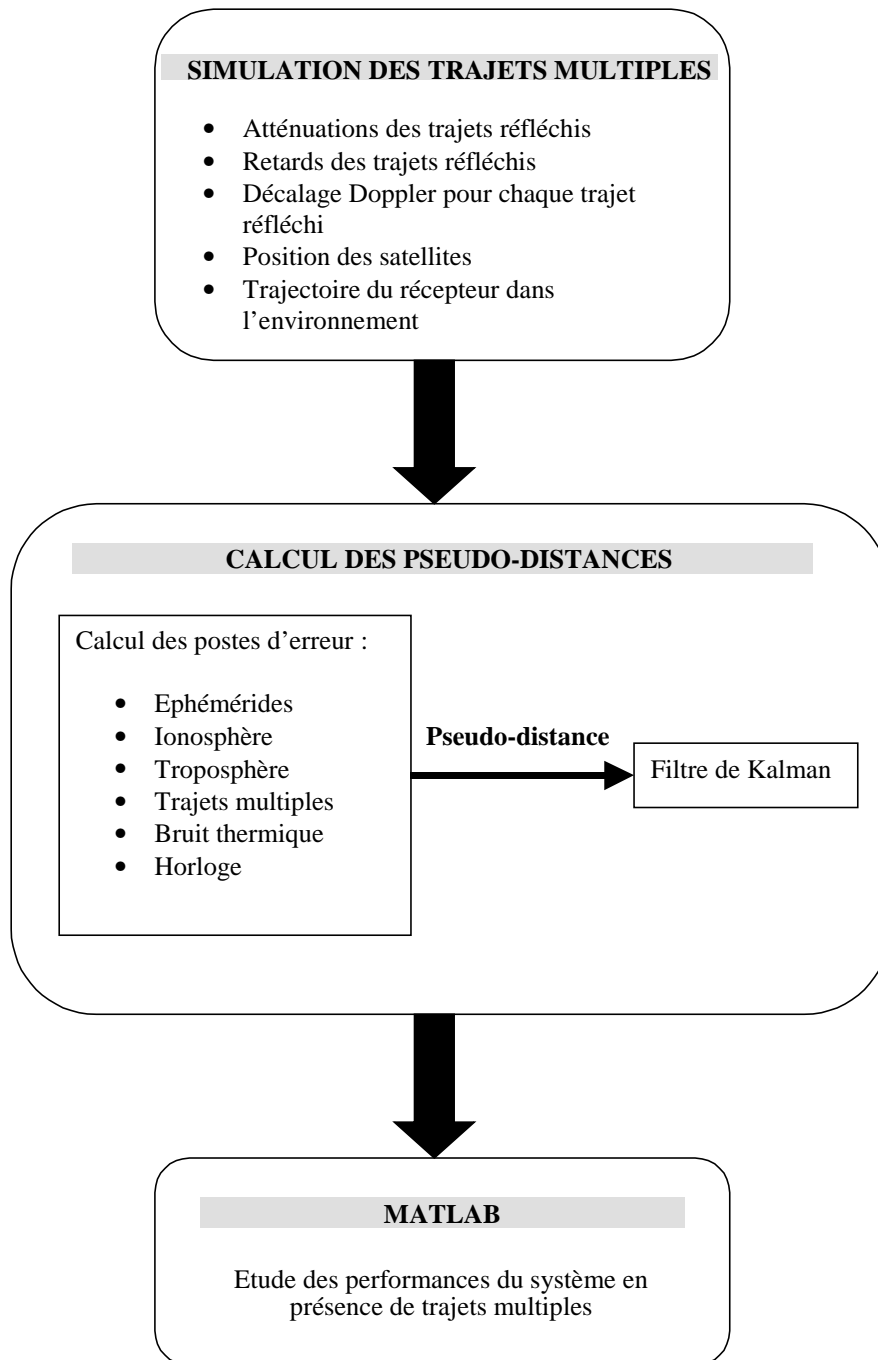


Figure 2. 17 : Outil de simulation complet

2.3. Caractérisation de différents environnements

2.3.1. Mise en œuvre d'une campagne de mesures

La campagne de mesures a eu pour objectif d'étudier la visibilité dans plusieurs types d'environnements et d'obtenir des statistiques sur la visibilité pour ces différents environnements afin de les comparer aux résultats fournis par le logiciel de simulation des trajets multiples.

Cette campagne de mesures a été réalisée avec la collaboration de l'ENAC (Ecole Nationale de l'Aviation Civile).

Dans cette section, la mise en œuvre de cette campagne de mesure, les données qui ont été récoltées, le matériel qui a été utilisé sont présentés.

Quatre environnements ont été considérés dans cette campagne de mesure :

- urbain
- industriel
- pavillonnaire
- environnement caractérisé par de hauts immeubles et des espaces ouverts

L'environnement pavillonnaire est représentatif de nombreux lotissements des banlieues urbaines et nous avons choisi Castanet Tolosan. Pour l'environnement industriel, la zone industrielle de Thibault a été utilisée, et pour l'environnement urbain, le centre ville de Toulouse est le plus représentatif (Capitole, Wilson,...). Cette campagne de mesures a été complétée dans un environnement composé de grands immeubles avec des espaces ouverts (Mirail).

Le protocole de mesure consistait à déplacer un récepteur dans une voiture durant une heure dans un environnement représentatif. Les caractéristiques du récepteur utilisé sont données dans l'annexe I.1. Une antenne magnétique plaquée sur le toit du véhicule a été utilisée. Pour les applications en milieu urbain, les récepteurs utilisent le filtrage par la phase pour diminuer les effets des trajets multiples. Afin d'avoir une idée des performances des récepteurs tels qu'ils sont utilisés actuellement, un filtrage par la phase a été utilisé au cours des mesures avec une constante de temps de 100 secondes. Le principe du filtrage par la phase est donné dans l'annexe I.2.

Pour établir les statistiques de visibilité, nous avons enregistré plusieurs données :

- Numéros des satellites visibles au cours du temps
- Ephémérides
- Mesure de pseudo-distances de code et de phase
- Angles de site et azimuth par satellite poursuivi
- Position estimée
- C/N_0

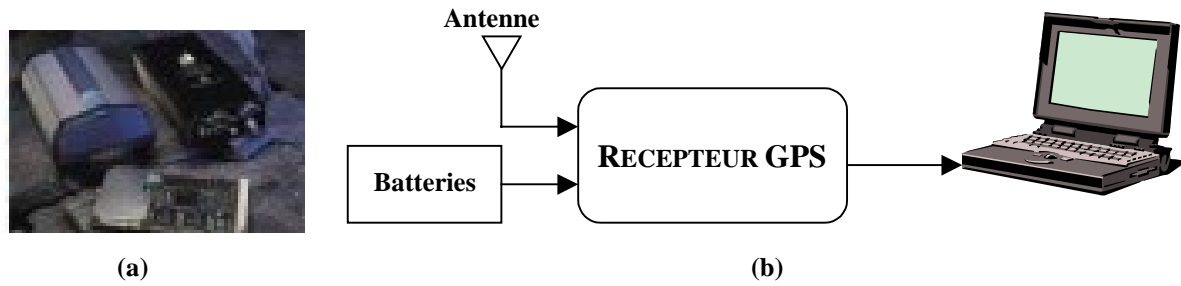


Figure 2.18 : Matériel utilisé (a) Récepteur GPS – (b) Banc de mesures

La Figure 18.(a) montre, à gauche de l'image, le récepteur utilisé. La Figure 18.(b) présente le banc de mesure. Les sorties d'un récepteur installé à poste fixe à l'ENAC ont été enregistrées en vue d'un traitement différentiel.

2.3.2. Comparaison des statistiques de visibilité de la campagne de mesures avec celles obtenues par la simulation

2.3.2.1. Paramétrage des simulations

Afin de comparer les statistiques de visibilité obtenues durant la campagne de mesures et celles obtenues par la simulation, il est nécessaire de correctement paramétrer les simulations.

Tout d'abord, actuellement les récepteurs de navigation ne peuvent pas accrocher des trajets réfléchis sans trajet direct, un satellite ne sera donc considéré comme utilisable que s'il est visible directement.

Ensuite, il faut déterminer le nombre de réflexion maximum à prendre en compte pour un trajet. La figure suivante présente le gain en amplitude appliqué au trajet fonction du nombre de réflexions subies.

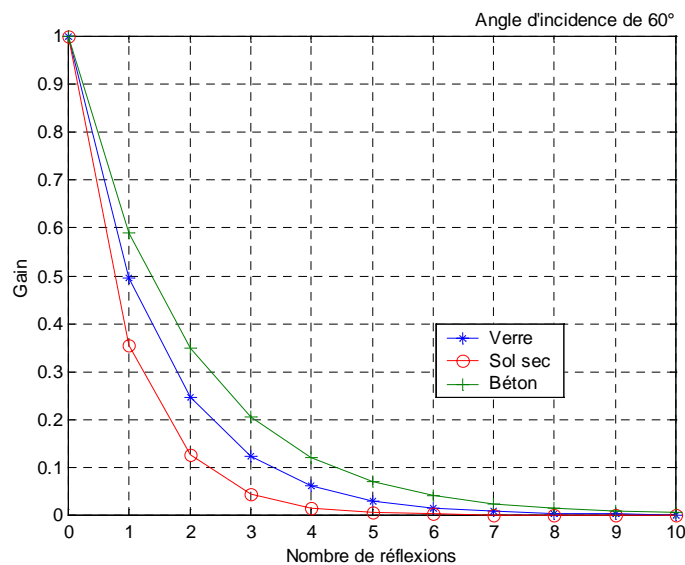


Figure 2.19: Gain en fonction du nombre de réflexions

Il ressort de cette figure qu'il est inutile de faire une recherche de trajet avec une profondeur supérieure à 4 réflexions. En effet, au-delà de 4 réflexions le gain appliqué au trajet est inférieur à 0.1 ; par la suite (Cf. chapitre 3) il sera montré qu'un trajet avec une telle atténuation n'a que très peu d'impact sur le récepteur.

2.3.2.2. Comparaison des résultats

Pour comparer les mesures avec les résultats fournis par la simulation, les trajets directs vont être cherchés pour un mobile ayant une vitesse de 30 km/h, avec la constellation GPS. Les mesures seront réalisées toutes les secondes, sur une durée de simulation d'une heure.

	SURFACE IMMEUBLE		HAUTEUR IMMEUBLE		LARGEUR DE RUE (m)
	Largeur	Longueur	Moyenne	Ecart type	
	(m)	(m)	(m)	(m)	
URBAIN	20	30	25	6	20 - 25
RESIDENTIEL	11	12	6	3	7
INDUSTRIEL	21	31	8	2	19
IMMEUBLES HAUTS	25	90	30	10	45 – 60

Table 2. 3 : Paramétrage des scènes

Le tableau ci-dessus présente les paramètres utilisés pour modéliser les différents environnements.

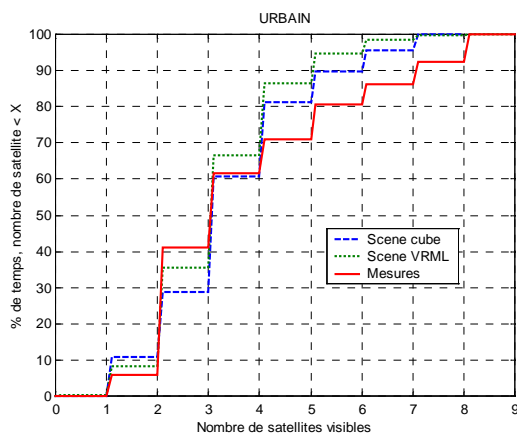


Figure 2. 20 : Comparaison mesures et simulations en milieu urbain

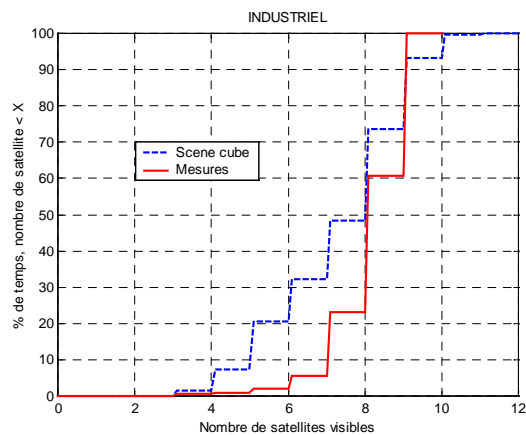


Figure 2. 21 : Comparaison mesures et simulations en milieu industriel

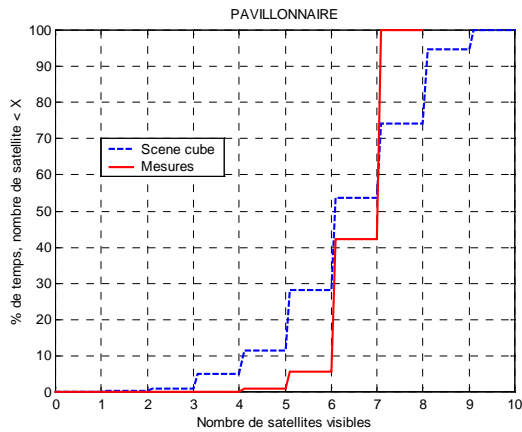


Figure 2.22 : Comparaison mesures et simulations en milieu pavillonnaire

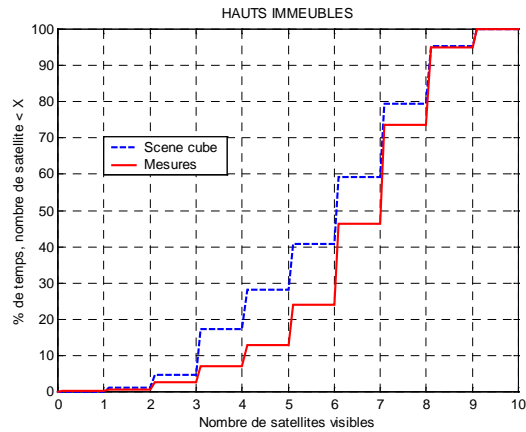


Figure 2.23 : Comparaison mesures et simulations en milieu avec de hauts immeubles

Les quatre figures ci-dessus comparent les statistiques de visibilité obtenues grâce aux mesures (trait plein) avec les statistiques obtenues grâce à notre simulateur (pointillés), pour les différents environnements.

Comme attendu, l’environnement urbain est le cas pire avec durant 70% du temps moins de quatre satellites. Ceci est du à l’étroitesse des rues par rapport à la hauteur des bâtiments.

Dans les trois autres cas, la visibilité est nettement meilleure. Pour les milieux industriel et pavillonnaire, durant au moins 95% du temps quatre satellites sont toujours en visibilité. En effet, dans le premier environnement, les bâtiments sont espacés et dans le deuxième milieu, les bâtiments sont peu élevés (1 à 2 étages)

Enfin, pour le dernier environnement, moins de 4 satellites sont visibles pendant 8% du temps. La visibilité est moins bonne que pour le milieu industriel et le milieu résidentiel car à proximité de ces grands bâtiments (10 à 20 étages) l’effet de masque est important sur pratiquement la moitié du ciel.

Cette comparaison entre les mesures et la simulation a permis de choisir différents paramètres définissant les scènes générées automatiquement, en tenant compte de l’environnement où les mesures ont été réalisées. Pour le milieu urbain, une scène VRML d’une grande ville européenne a été aussi utilisée pour comparaison. La scène VRML donne des statistiques de visibilité similaires à celles de la campagne de mesures.

2.3.3. Observation des trajets multiples

L’étude des statistiques sur la visibilité a été faite avec la constellation GPS, seule disponible pour des mesures réelles. Afin de modéliser cette constellation, nous avons utilisé des éphémérides disponibles sur Internet et considéré 29 satellites.

Maintenant, nous allons nous intéresser à l’étude des performances du système de navigation Galileo. Ce système est composé de 30 satellites à orbite moyenne (environ 20 000 km) dont 3 de secours, répartis sur 3 plans avec une inclinaison de 56°.

Dans ce qui suit, les paramètres de scènes validées dans la partie précédents sont appliqués à la constellation Galileo

Les simulations sont réalisées sur 5 minutes avec une mesure toutes les 0.1 secondes et se situent à Toulouse (Longitude 1.45 ° et Latitude 43.62°). Le mobile se déplacera à une vitesse de 30 km/h.

2.3.3.1. Visibilité avec la constellation Galileo

Dans ce paragraphe, une étude sur la visibilité de la constellation Galileo est réalisée pour les différents environnements considérés.

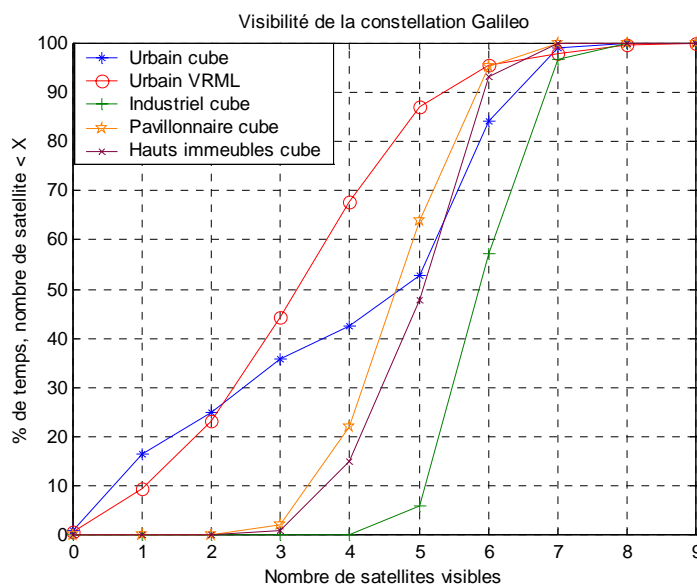


Figure 2. 24: Visibilité de la constellation GALILEO pour différents environnements

La Figure 24 présente le pourcentage de temps où le nombre de satellites visibles est inférieur à la valeur donnée en abscisse. Il apparaît en comparant cette courbe avec les Figures 20, 21, 22 et 23, que la constellation Galileo permet d'avoir plus longtemps plus de 4 satellites visibles pour un pourcentage de temps supérieur que pour la constellation GPS.

Le milieu urbain est toujours le pire cas en terme de visibilité avec une scène modélisée avec des cubes pendant 42 % du temps il y a moins de 4 satellites visibles, et pour une scène réaliste, cette situation se retrouve pendant 69 % du temps.

2.3.3.2. Observation des trajets multiples pour différents environnements

Dans un premier temps, pour observer les trajets multiples dans différents environnements, des scènes générées à l'aide de cubes avec le sol ayant la texture sol sec et les bâtiments en béton ont été utilisées. Les quatre figures suivantes présentent le

gain des trajets réfléchis dû au phénomène de réflexion en fonction des retards de propagation par rapport au trajet direct, selon que le trajet a subi 1,2,3 ou 4 réflexions.

Le gain utilisé dans ces figures est défini comme l'inverse de l'atténuation et est donné par l'équation suivante :

$$G_{\text{trajet réfléchi}} = \prod_{i=1}^{N_{\text{réflexions}}} \sqrt{\frac{|R_{\perp i}|^2 + |R_{// i}|^2}{2}} \quad \text{Eq. 2. 11}$$

$N_{\text{réflexion}}$ étant le nombre de réflexions subies par le trajet réfléché

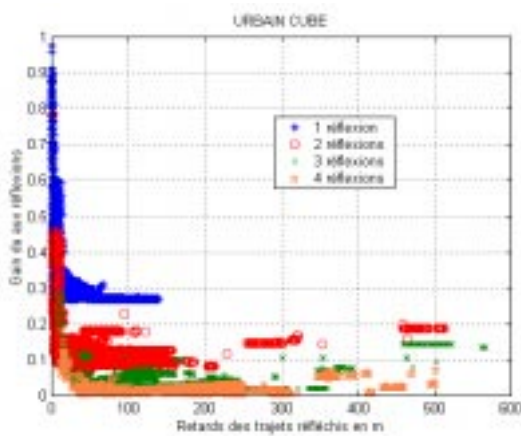


Figure 2. 25 : Trajets multiples en milieu urbain

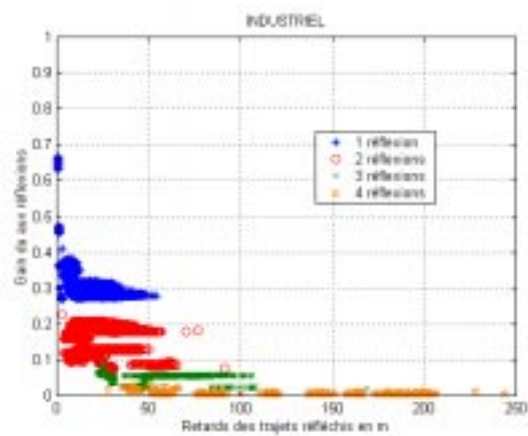


Figure 2. 26 : Trajets multiples en milieu industriel

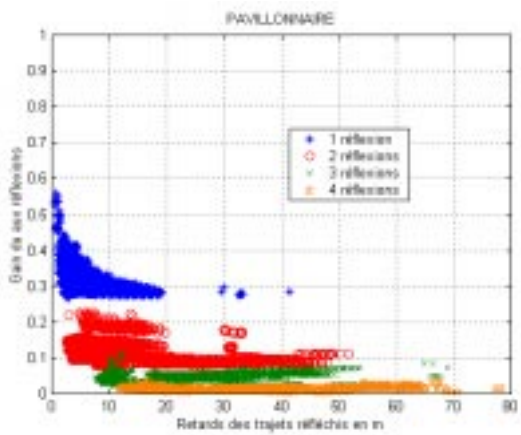


Figure 2. 27 : Trajets multiples en milieu pavillonnaire

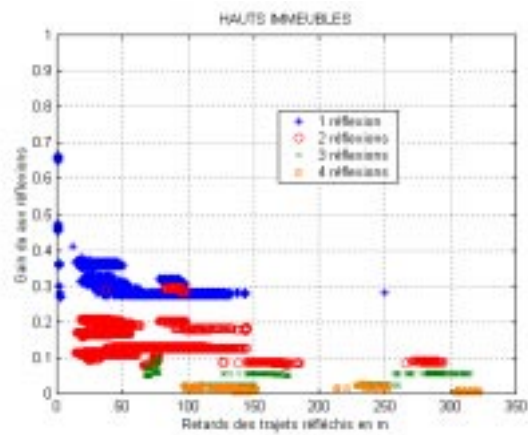


Figure 2. 28 : Trajets multiples en milieu avec de hauts immeubles

En milieu pavillonnaire, les retards de propagation sont plus faibles que pour les autres cas du fait de l'étroitesse des rues.

2.3.3.3. Atténuation pour différentes polarisations

Comme précisé plus haut, l'onde réfléchie est décomposée en deux ondes polarisées circulairement droite et gauche. Les Figures 29 et 30 présentent respectivement les gains en polarisation droite et en polarisation gauche des trajets réfléchis en fonction du retard de propagation par rapport au trajet direct selon le nombre de réflexions subies par les trajets réfléchis.

Les gains d'antenne du récepteur pour la polarisation considérée, ne sont pas pris en compte dans ces résultats.

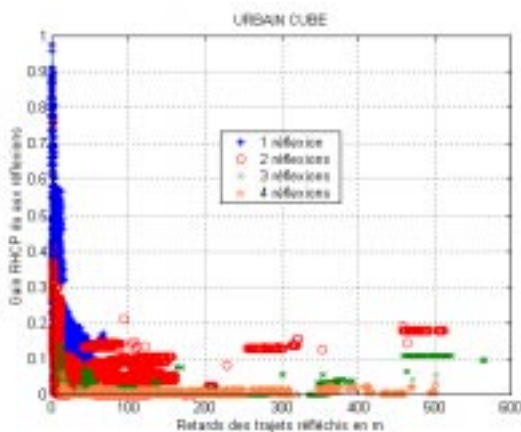


Figure 2. 29 : Trajets multiples pour l'onde RHCP en milieu urbain

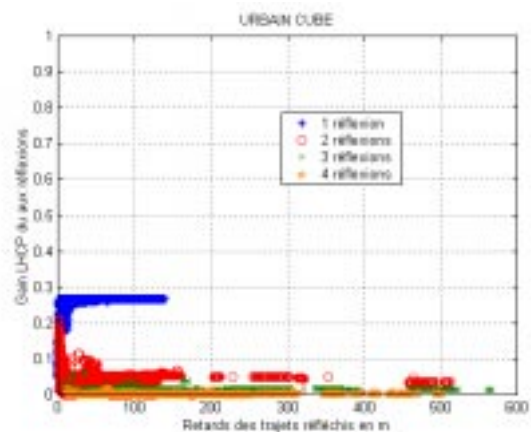


Figure 2. 30 : Trajets multiples pour l'onde LHCP en milieu urbain

On peut noter à partir de ces figures, que les gains (atténuation) en polarisation gauche sont nettement plus faibles (forte) que les gains en polarisation droite. De plus, une fois les gains d'antenne du récepteur effectivement pris en compte (plus faible en polarisation gauche), les ondes polarisées circulairement gauche constitueront donc une contribution limitée.

2.3.3.4. Influence des textures

Jusqu'à présent seul des environnements composés de béton et de sol sec ont été considérés. Il est intéressant de voir comment le profil des trajets réfléchis change si différentes textures sont appliquées aux environnements.

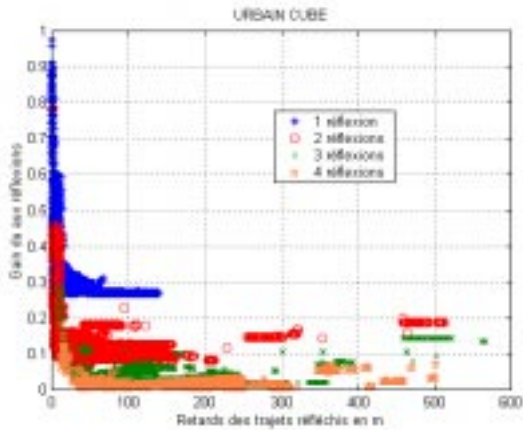


Figure 2. 31 : Trajets multiples en milieu urbain avec sol sec et béton

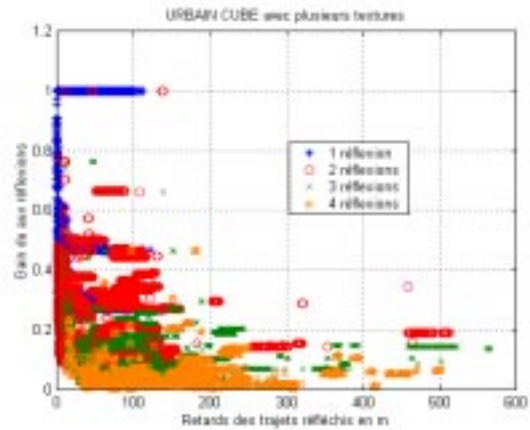


Figure 2. 32 : Trajets multiples en milieu urbain avec sol sec, béton ,verre et fer

Il apparaît clairement que l'utilisation du fer dans la modélisation des scènes influence fortement le profil des trajets réfléchis. Le fer étant un réflecteur parfait, le gain des trajets réfléchis est nettement plus élevé, ce qui est d'autant plus perturbant pour le récepteur. Donc le cas où les environnements sont uniquement modélisés avec du sol sec et du béton est un cas qui n'est pas réaliste et un cas qui favorise les performances du système, il est donc important de prendre en compte des surfaces métalliques qui sont présentes dans les environnements considérés.

2.3.3.5. Comparaison scène automatique et scène réaliste

Les environnements utilisés sont composés de cubes. Pour compléter cette étude sur le profil des trajets réfléchis nous allons comparer ce type d'environnement avec une scène réaliste.

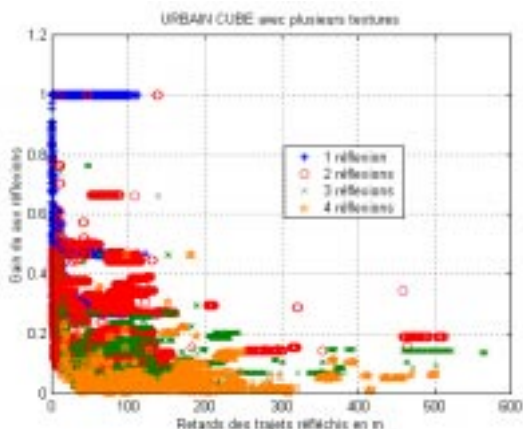


Figure 2. 33 : Trajets multiples en milieu urbain modélisé avec des cubes

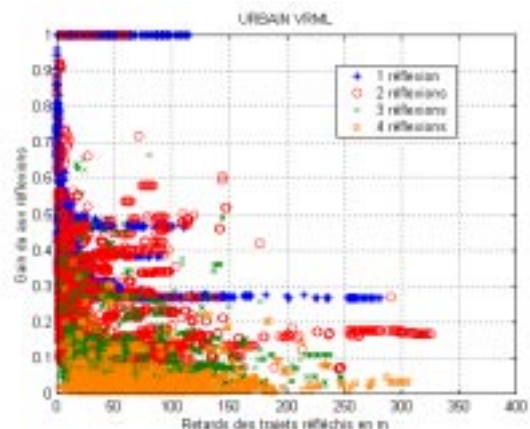


Figure 2. 34 : Trajets multiples en milieu urbain modélisé avec des fichiers VRML

Les Figures 33 et 34 présentent le gain des trajets réfléchis en fonction des retards de propagation par rapport au trajet direct. En terme de gain, il n'y a pas de différences significatives entre les deux scènes. Par contre les retards de propagation dans la scène cube sont plus importants que dans la scène VRML. Ceci s'explique par le fait que dans la scène cube, les bâtiments sont alignés ce qui crée de grandes avenues perpendiculaires. Avec cette géométrie, il est logique que les trajets puissent venir de plus loin que dans un environnement où les bâtiments sont disposés de façon moins régulière.

Ce deuxième chapitre a permis de mieux comprendre le phénomène des trajets multiples et son influence sur la porteuse reçue. Une description détaillée de l'outil de simulation de ce phénomène a été donné, ainsi que quelques résultats obtenus à partir de ce même logiciel. Il est apparu que pour utiliser cette méthode il était important de se poser la question de la représentativité de la scène. Pour cela des campagnes de mesure ont été réalisées dans des environnements représentatifs pour calibrer les paramètres représentatifs des scènes utilisées.

Dans la suite de ce rapport, un seul environnement sera traité car le plus intéressant, il s'agit du milieu urbain. Pour être le plus représentatif, la scène utilisée sera la scène VRML qui utilise plusieurs textures et qui permet de prendre en compte une géométrie réaliste des bâtiments.

Bibliographie

- [BER-98] BERMES S.
« Les arbres octaux paresseux : une méthode dynamique de subdivision spatiale pour le lancer de rayons »,
Thèse ENSAE N°24698, 1998.
- [BOI-84] BOITHIAS L.
« Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre »,
Dunod, 1984.
- [FON-98] FONTAN F.P. *et al.*
« A methodology for the characterization of environmental effects on GNSS propagation »
International Journal of Satellite Communication, janvier 1998, pp. 1-22.
- [GOA-90] GOAD C.C.
« Optimal filtering of pseudoranges and phases from single frequency GPS receivers »,
Navigation journal, vol.37 N°3, Etats Unis, 1990, pp. 191-203.
- [GOL-92] GOLDBIRSH J., VOGEL W.J.
« Propagation effects for land mobile satellite systems : overview of experimental and modelling results»,
NASA reference publication 1274, février 1992.
- [HAT-82] HATCH R.
« The synergism of GPS code and carrier measurements »,
Third international symposium on satellite doppler positioning, New Mexico State University, vol.2, 1982, pp. 1213-1231.
- [KOU-74] KOUYOUUMJIAN R.G., PATHAK P.H.
« A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface »,
Proc. IEEE Antennas & propagation, novembre 1974, vol. 62, pp.1448-1461.
- [LOB-00] LOBERT B., BOURGA C.,MALICORNE M., MARTINEZ F.
« Performance of GNSS2 navigation signal and instrumentation. Application to urban user. »,
ION NTM 2000, Anaheim, Etats-Unis, janvier 2000.

- [MAC-00] MACABIAU C., Roturier B., Chatre E., Renard A., « GPS reference station siting tool »,
ION National Technical Meeting, Anaheim, january 26-28 2000.
- [MAL-00] MALICORNE M.
« Modelisation du canal de propagation pour des systèmes de navigation par satellites »,
Toulouse, rapport d'avancement de 1ere année de thèse, avril 2000.
- [MAL-00(a)] MALICORNE M., BOUSQUET M., LOBERT B., BOURGA C.
« Performance of GNSS2 navigation signal and instrumentation in urban environment »,
ION GPS, juin 2000, San Diego, Etats-Unis
- [MAL-01(a)] MALICORNE M.
« Influence of multipath on GNSS receiver performance in urban environment »,
AIAA, 19eme conférence internationale sur les systèmes de communications par satellites, Toulouse, France, avril 2001.
- [MAL-01(b)] MALICORNE M.
« Galileo performance in different environments »,
8ieme conférence internationale de St Petersburg sur les systèmes de navigations intégrés, St Petersburg, Russie, mai 2001.
- [MAL-01(c)] MALICORNE M.
« Galileo performance improvement for urban users »,
ION GPS, Salt Lake City, Etats Unis, septembre 2001.
- [MAR-00] MARTINEZ F.
« Modélisation de propagation d'ondes électromagnétiques par lancer de rayons »,
Probatoire CNAM, février 2000.
- [MCN-55] McNAMARA D.A., PISTORIUS C.W.I., MALHERBE J.A.G.
« Introduction to the uniform geometrical theory of diffraction »,
Artech house, 1955.
- [NOV-98] NOVATEL
« MILLennium GPSCard »,
Guide to Installation & operation, OM-20000016, mars 1998.
- [PAR-92] PARSONS J.D.
« The Mobile Radio Propagation Channel »,
Pentech Press, 1992.

- [PRO-89] PROAKIS J.G.
« Digital Communications »,
McGraw Hill Book Company, 1989.
- [REM-88] REMY J.G. Remy *et al.*
« Systèmes de Radiocommunications avec les Mobiles »,
Eyrolles, CNET/ENST, Chap. 4, pp. 99-137.
- [RIS-97] RISK K.
« Propagation in microcellular and small-cell urban environment »,
Thèse EPFL N°1710, 1997.
- [SAR-93] SARMA A.D., CHAKRAVARTI M.,
« Wave propagation effects on satellite aided communication navigation and surveillance »,
IETE Technical review, novembre-décembre 1993, vol.10, N°6, pp.535-542.
- [SAU-99] SAUNDERS S.R.
« Antennas and propagation for wireless communication systems »,
Wiley, 1999.

CHAPITRE 3

PERFORMANCES DU RECEPTEUR EN AUTONOME

Afin d'étudier les performances d'un système de navigation dans un milieu perturbé par des trajets multiples, il faut analyser comment les trajets multiples introduisent une erreur sur la mesure de pseudo-distance.

3.1. Influence des trajets multiples sur la boucle de code non cohérente

Seul le cas de la boucle de code non cohérente sera traité ici, ce type de boucle étant le modèle le plus fréquemment utilisé dans les récepteurs. De plus, cette boucle permet de s'affranchir de l'estimation de la porteuse faite par la boucle de phase, il n'est donc pas non plus nécessaire de s'intéresser au cas de la boucle de phase.

3.1.1. En présence d'un seul trajet réfléchi

L'étude de l'influence des trajets multiples sur la boucle de code commencera par un cas simple celui où un seul trajet réfléchi est présent avec le trajet direct.

En pratique, un récepteur ne peut pas accrocher un trajet réfléchi, donc dans la suite de notre travail, un satellite est considéré comme poursuivi uniquement s'il est visible avec un trajet direct.

De plus, l'hypothèse est faite que le récepteur est en phase de poursuite, et donc les aspects relatifs aux phases d'accrochage n'ont pas été pris en compte.

Le signal en entrée de la boucle est de la forme suivante :

$$c_r(t) = a_0 p(t - \tau_0) \sin(2\pi f_c t + \phi_0) + a_1 p(t - \tau_1) \sin(2\pi f_c t + \phi_1) \quad \text{Eq.3.1}$$

3.1.1.1. Etude théorique

Le schéma suivant présente le modèle de la boucle de code non cohérente.

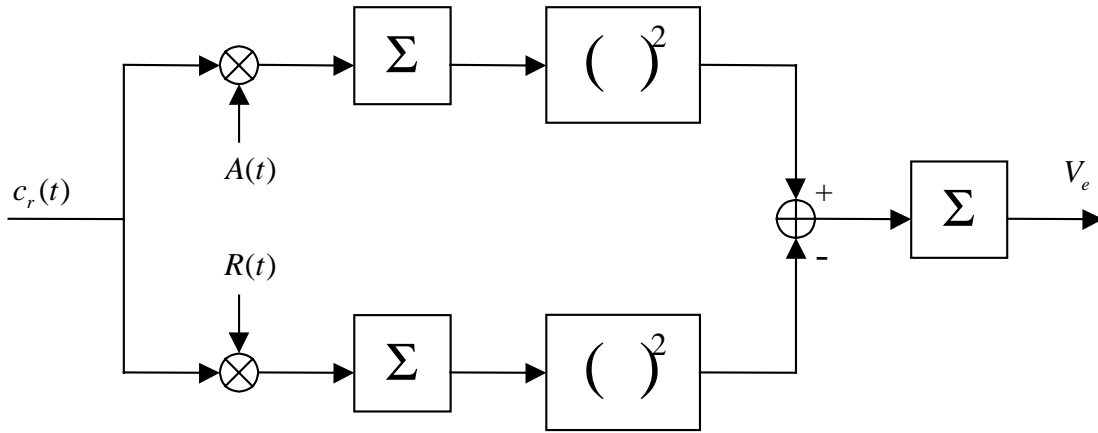


Figure 3. 1 : Représentation simplifiée de la boucle de code non cohérente

Afin de poursuivre le retard du trajet direct, le signal est converti à une fréquence plus faible et corrélé avec des codes en avance et en retard. Ces codes sont des répliques du code reçu avec un retard de plus ou moins $C_s/2$ par rapport au code en phase généré localement. Si la boucle est accrochée, le retard du code en phase est le retard estimé du signal d'entrée.

Le premier filtre intégrateur correspond au filtrage de corrélation, les valeurs classiquement rencontrées sont comprises entre 1 kHz et 100 Hz. Le deuxième filtre intégrateur représente le filtrage de largeur de bande B_L réalisé par la boucle de code. [VAN-92]

Soient $A(t)$ et $R(t)$ les signaux qui pilotent les voies avance et retard :

$$A(t) = p(t - \hat{\tau}_0 - C_s/2)e^{j2\pi f_1 t} \tag{Eq.3. 2}$$

$$R(t) = p(t - \hat{\tau}_0 + C_s/2)e^{j2\pi f_1 t} \tag{Eq.3. 3}$$

avec :

$\hat{\tau}_0$ estimation du retard τ_0 de la porteuse du signal direct

C_s espacement avance - retard

f_1 fréquence intermédiaire

La tension d'erreur s'exprime alors sous la forme :

$$V_e = \int_0^{1/B_L} \left[\left| \frac{a_0}{2} R_p(\tau_0 - \hat{\tau}_0 - C_s/2) e^{j\phi_0} + \frac{a_1}{2} R_p(\tau_1 - \hat{\tau}_0 - C_s/2) e^{j\phi_1} \right|^2 - \dots \right. \\ \left. \left| \frac{a_0}{2} R_p(\tau_0 - \hat{\tau}_0 + C_s/2) e^{j\phi_0} + \frac{a_1}{2} R_p(\tau_1 - \hat{\tau}_0 + C_s/2) e^{j\phi_1} \right|^2 \right] dt \quad \text{Eq.3. 4}$$

où $R_p(\tau) = \int p(t)p(t-\tau)dt$ Eq.3. 5

L'expression de cette tension d'erreur peut se développer de la manière suivante :

$$V_e = \int_0^{1/B_L} \left[\frac{a_0^2}{4} R_p^2(\tau_0 - \hat{\tau}_0 - C_s/2) + \frac{a_1^2}{4} R_p^2(\tau_1 - \hat{\tau}_0 - C_s/2) + \dots \right. \\ \frac{a_0 a_1}{2} R_p(\tau_0 - \hat{\tau}_0 - C_s/2) R_p(\tau_1 - \hat{\tau}_0 - C_s/2) \cos(\phi_0 - \phi_1) - \dots \\ \frac{a_0^2}{4} R_p^2(\tau_0 - \hat{\tau}_0 + C_s/2) - \frac{a_1^2}{4} R_p^2(\tau_1 - \hat{\tau}_0 + C_s/2) - \dots \\ \left. \frac{a_0 a_1}{2} R_p(\tau_0 - \hat{\tau}_0 + C_s/2) R_p(\tau_1 - \hat{\tau}_0 + C_s/2) \cos(\phi_0 - \phi_1) \right] dt \quad \text{Eq.3. 6}$$

Dès que le retard relatif du signal réfléchi par rapport au signal direct est inférieur à $T_c + C_s/2$, il subsiste un biais de poursuite car la contribution des trajets n'est pas entièrement éliminée.

En effet, de par la structure des corrélateurs, tous les trajets ayant un retard supérieur à $T_c + C_s/2$ seront filtrés.

Au vu de l'équation 6, il apparaît que selon la vitesse de variation de la différence de phase entre le trajet direct et le trajet réfléchi, l'influence du trajet réfléchi ne sera pas la même.

Si le canal varie vite (évanescence rapide, Cf. chapitre 2), alors les composantes en cosinus sont filtrées et la tension d'erreur s'écrit alors :

$$V_e = \left[\frac{a_0^2}{4} R_p^2(\tau_0 - \hat{\tau}_0 - C_s/2) - \frac{a_0^2}{4} R_p^2(\tau_0 - \hat{\tau}_0 + C_s/2) \right] + \dots \\ \left[\frac{a_1^2}{4} R_p^2(\tau_1 - \hat{\tau}_0 - C_s/2) - \frac{a_1^2}{4} R_p^2(\tau_1 - \hat{\tau}_0 + C_s/2) \right] \quad \text{Eq.3. 7}$$

Cette équation montre que lorsque le canal varie vite, la courbe d'erreur est la somme de courbes d'erreur différentes.

Si le canal varie lentement alors la tension d'erreur aura la forme suivante :

$$V_e = \left| \frac{a_0}{2} R_p(\tau_0 - \hat{\tau}_0 - C_s/2) e^{j\phi_0} + \frac{a_1}{2} R_p(\tau_1 - \hat{\tau}_0 - C_s/2) e^{j\phi_1} \right|^2 - \dots$$

$$\left| \frac{a_0}{2} R_p(\tau_0 - \hat{\tau}_0 + C_s/2) e^{j\phi_0} + \frac{a_1}{2} R_p(\tau_1 - \hat{\tau}_0 + C_s/2) e^{j\phi_1} \right|^2$$

Eq.3. 8

L'équation 8 montre que les erreurs maximales des poursuites sont obtenues lorsque les signaux direct et réfléchi sont en phase ou en opposition de phase. La phase du signal composite reçu est alors la phase du signal direct.

L'expression de l'offset de code maximal s'écrit alors [VAN-92] :

$$\begin{aligned} \text{pour } 0 \leq \tau_R \leq \frac{a_0 \pm a_1 C_s}{a_0} \frac{C_s}{2} & \quad \tau_{e \max} = \pm \frac{a_1}{a_0 \pm a_1} \tau_R \\ \text{pour } \frac{a_0 \pm a_1 C_s}{a_0} \frac{C_s}{2} \leq \tau_R \leq T_c - \frac{C_s}{2} \left(1 \mp \frac{a_1}{a_0} \right) & \quad \tau_{e \max} = \pm \frac{a_1 C_s}{a_0} \frac{C_s}{2} \\ \text{pour } T_c - \frac{C_s}{2} \left(1 \mp \frac{a_1}{a_0} \right) \leq \tau_R \leq T_c + \frac{C_s}{2} & \quad \tau_{e \max} = \pm \frac{a_1}{2a_0 \mp a_1} \left(T_c + \frac{C_s}{2} - \tau_R \right) \\ \text{pour } \tau_R \geq T_c + \frac{C_s}{2} & \quad \tau_{e \max} = 0 \end{aligned}$$

Eq.3. 9

L'obtention de l'équation 9 est donnée dans l'annexe J.

La figure suivante présente dans le cas de variations lentes l'offset de code maximal en fonction du retard relatif τ_R entre le trajet réfléchi et le trajet direct.

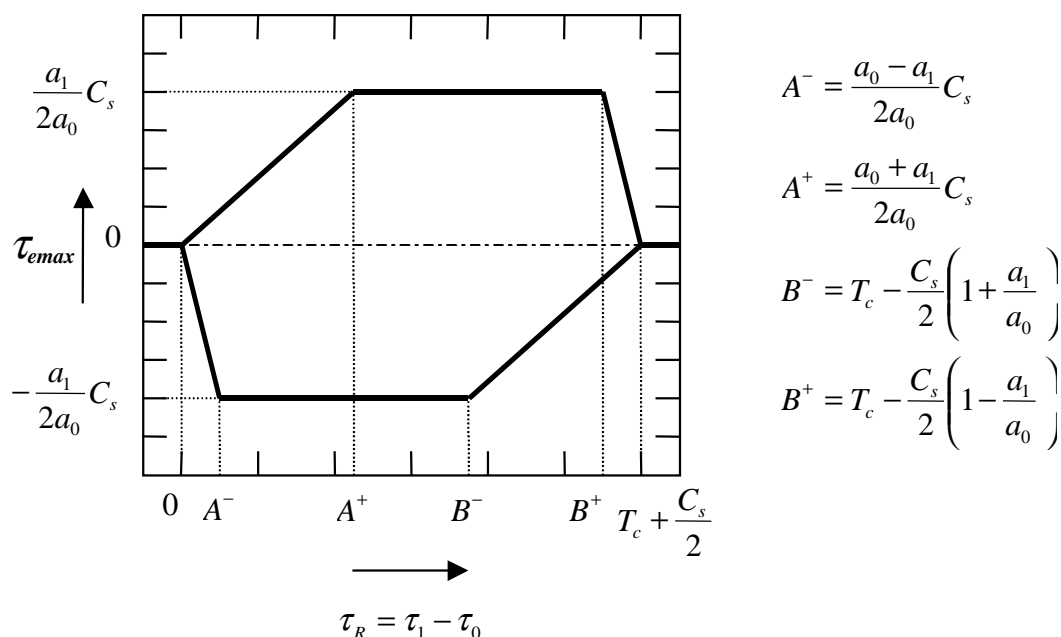


Figure 3.2 : Erreur de poursuite maximum

L'indice + correspond au cas où les signaux sont en phase et l'indice - au cas où les signaux sont en opposition de phase.

On peut noter que lorsque l'amplitude relative $a_R = a_1/a_0$ est proche de 1, l'erreur maximum est proche de $C_s/2$. Ceci montre l'intérêt des corrélateurs étroits pour diminuer l'effet des trajets multiples. Plus C_s est petit, plus l'erreur maximale sera faible.

3.1.1.2. Influence des différents paramètres définissant les trajets multiples

D'après l'équation 6, la tension d'erreur dépend de trois paramètres :

- le retard relatif $\tau_R = \tau_1 - \tau_0$
- l'amplitude relative $a_R = a_1/a_0$
- la phase relative $\phi_R = \phi_1 - \phi_0$

Dans les courbes présentées ci dessous, les hypothèses suivantes ont été faites :

- le récepteur est en mode de poursuite
- la boucle de code est accrochée sur le trajet direct : $\tau_0 - \hat{\tau}_0 = 0$
- les paramètres définissant les trajets multiples sont constants dans le temps
- $C_s = T_c$

Ces courbes ont été réalisées avec le modèle de la boucle de code non cohérente.

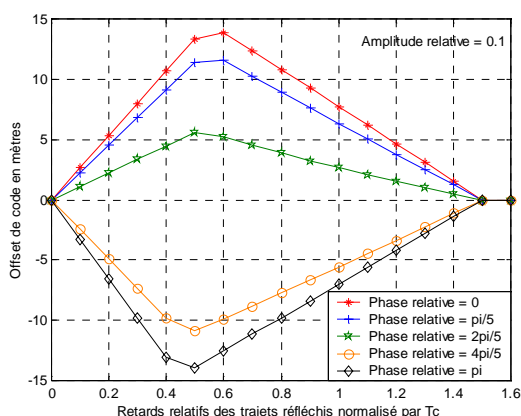


Figure 3.3 : Offset de code pour une amplitude relative de 0.1

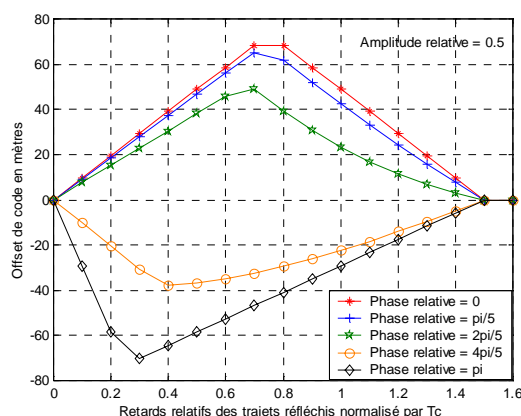


Figure 3.4 : Offset de code pour une amplitude relative de 0.5

Les Figures 3 et 4 présentent l'offset de code en fonction du retard relatif du trajet réfléchi pour différentes phases. La Figure 3 montre le cas où l'amplitude relative est de 0.1 et la Figure 4 le cas où elle est égale à 0.5.

L'erreur due aux trajets multiples est bien maximale lorsque le trajet direct et le trajet réfléchi sont en phase ou en opposition de phase. Si ces deux figures sont considérées dans le cas où la phase relative est de 0 ou de π , alors l'équation 9 est vérifiée.

Les trajets ayant un faible retard relatif ($< 0.1 \times T_c$) auront peu d'impact sur le récepteur.

Enfin, en comparant ces deux courbes, on peut noter que plus l'amplitude relative est importante plus l'erreur due aux trajets multiples sera importante. Ceci est confirmé dans la Figure 5 qui montre l'offset de code en fonction du retard relatif du trajet réfléchi pour plusieurs amplitudes relatives.

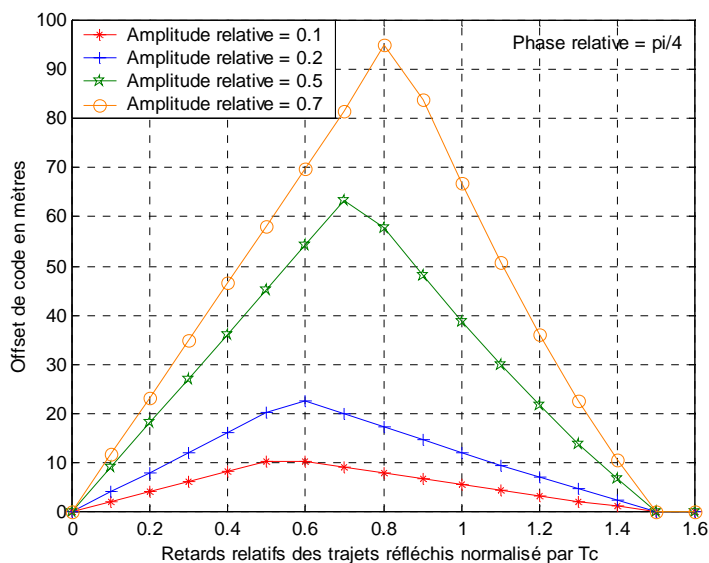


Figure 3.5 : Offset de code pour une phase relative de $\pi/4$

La Figure 6 présente l’offset de code en fonction de la phase relative du trajet réfléchi pour plusieurs amplitudes relatives. Il apparaît des maximums lorsque les trajets sont en phase ou en opposition de phase.

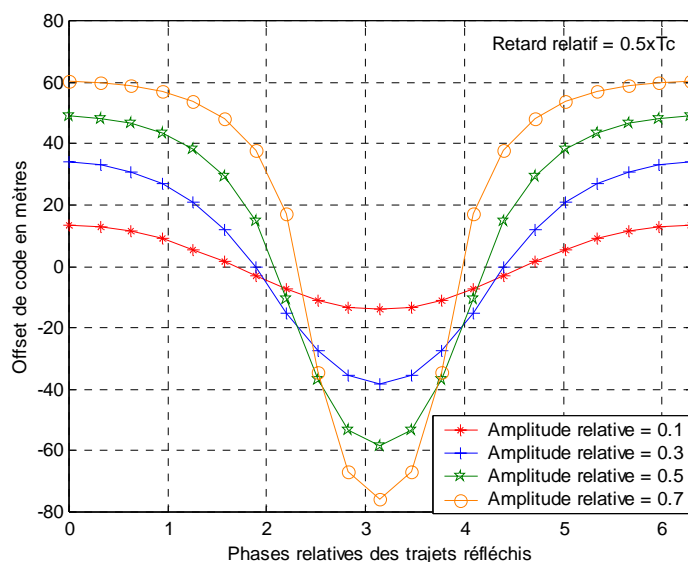


Figure 3.6 : Offset de code pour un retard relatif de $0.5xT_c$

Dans ce paragraphe le cas pour un seul trajet réfléchi a été traité, il apparaît que l’erreur due aux trajets multiples dépend de la manière dont le canal varie dans le temps et des paramètres définissant les trajets multiples.

3.1.2. En présence de plusieurs trajet réfléchis

L'étude de l'influence des trajets multiples sur la boucle de code est maintenant faite pour plusieurs trajets réfléchis.

Le signal en entrée de la boucle aura donc la forme suivante :

$$c_r(t) = \sum_{m=0}^N a_m p(t - \tau_m) \sin(2\pi f_c t + \phi_m) \quad \text{Eq.3. 10}$$

La tension d'erreur en présence de plusieurs composantes réfléchies s'écrit sous la forme :

$$V_e = \int_0^{1/B_L} \left[\left| \sum_{m=0}^N a_m R_p(\tau_m - \hat{\tau}_0 - C_s/2) e^{j\phi_m} \right|^2 - \left| \sum_{m=0}^N a_m R_p(\tau_m - \hat{\tau}_0 + C_s/2) e^{j\phi_m} \right|^2 \right] dt \quad \text{Eq.3. 11}$$

Comme dans le cas d'un seul trajet réfléchi, si le canal varie rapidement, la tension d'erreur est la somme de courbes d'erreur différentes :

$$V_e = \sum_{m=0}^N \left[a_m^2 R_p^2(\tau_m - \hat{\tau}_0 - C_s/2) - a_m^2 R_p^2(\tau_m - \hat{\tau}_0 + C_s/2) \right] \quad \text{Eq.3. 12}$$

Dans le cas où le canal varie lentement et donc où le filtrage n'a pas d'influence, la tension d'erreur s'écrit :

$$V_e = \left| \sum_{m=0}^N a_m R_p(\tau_m - \hat{\tau}_0 - C_s/2) e^{j\phi_m} \right|^2 - \left| \sum_{m=0}^N a_m R_p(\tau_m - \hat{\tau}_0 + C_s/2) e^{j\phi_m} \right|^2 \quad \text{Eq.3. 13}$$

Considérant l'équation 9, il apparaît que la valeur maximale de l'offset de code est obtenue dans le cas où la contribution de chaque signal réfléchi est maximale, c'est à dire lorsque leur contribution est égale à $\pm a_m C_s / T_c$.

De plus pour un signal ne subissant aucune perturbation, la zone linéaire de sa tension d'erreur est donnée par (Cf. Annexe J) :

$$V_{linéaire} = \frac{2a_0 \Delta \tau}{T_c} \quad \text{Eq.3. 14}$$

L'erreur maximale est donc obtenue en résolvant l'équation suivante :

$$\frac{2a_0\Delta\tau}{T_c} = \pm \frac{a_s C_s}{T_c} \quad \text{Eq.3. 15}$$

avec $a_s = \sum_m a_m$ Eq.3. 16

L'offset de code maximal en présence de plusieurs trajets réfléchis s'exprime alors de la manière suivante :

$$\tau_{e \max} = \pm \frac{a_s C_s}{2a_0} \quad \text{Eq.3. 17}$$

Comme cela a été vu dans le cas d'un seul trajet réfléchi, l'erreur maximale dépend de l'espacement des corrélateurs. En choisissant de petites valeurs de C_s , l'erreur maximale dû aux trajets multiples sera plus faible.

Les Figures 7 et 8 ont été obtenues en faisant les hypothèses suivantes :

- le récepteur est en mode de poursuite
- la boucle de code est accrochée sur le trajet direct : $\tau_0 - \hat{\tau}_0 = 0$
- les paramètres définissant les trajets multiples sont constants dans le temps
- $C_s = T_c$
- seul 2 trajets réfléchis sont présents en plus du trajet direct

Le but de la Figure 7 est de montrer que si un des trajets réfléchis a un retard supérieur à $1.5 \times T_c$ alors il n'a aucune influence sur le récepteur et les courbes présentées dans le cas d'un seul trajet réfléchi sont retrouvées.

Cette figure présente donc l'offset de code en fonction du retard relatif du premier trajet réfléchi pour plusieurs amplitudes relatives de ce premier trajet. Le second trajet réfléchi a donc un retard relatif de $1.6 \times T_c$. Cette figure est bien identique à la Figure 5.

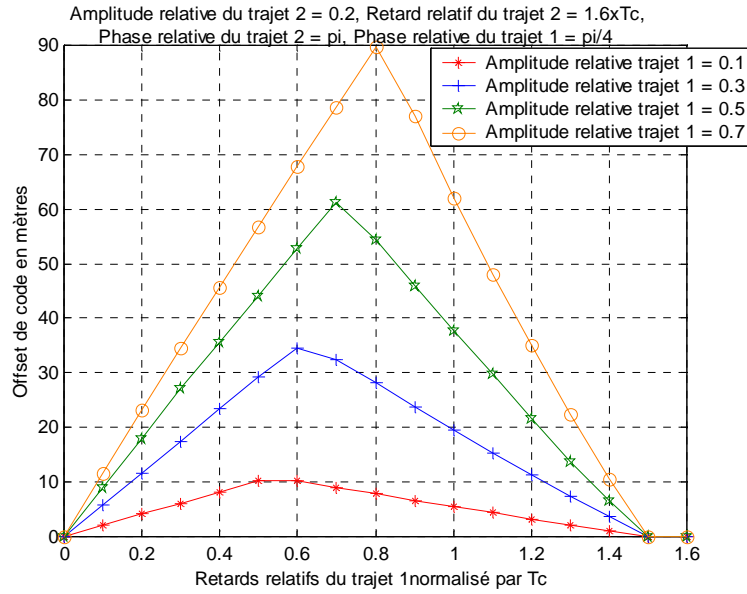


Figure 3. 7 : Offset de code en présence de 2 trajets réfléchis,
 $a_2 = 0.2, \tau_2 = 1.6 T_c, \phi_2 = \pi, \phi_1 = \pi/4$

La Figure 8 montre l’offset de code en fonction du retard relatif du premier trajet réfléchi pour plusieurs phases relatives de ce premier trajet. Le deuxième trajet a une amplitude relative de 0.5, un retard relatif de $0.5 \times T_c$ et une phase relative de 0. Le cas où le trajet direct et les deux trajets réfléchis sont en phase ou en opposition de phase est le cas où l’erreur due aux trajets multiples est maximum.

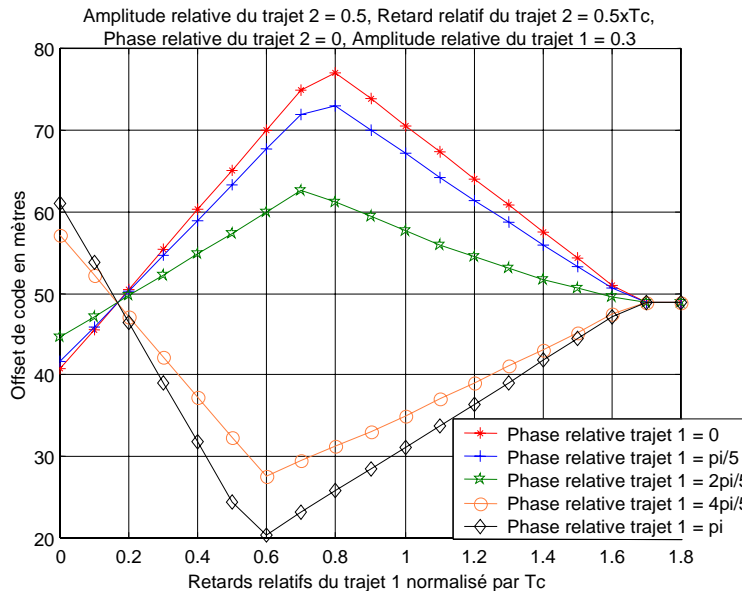


Figure 3. 8 : Offset de code en présence de 2 trajets réfléchis,
 $a_2 = 0.2, \tau_2 = 1.6 T_c, \phi_2 = \pi, \phi_1 = \pi/4$

Cette première partie du chapitre 2 a permis de réaliser une étude théorique de l'influence des trajets multiples sur la boucle de code non cohérente. Il apparaît que selon que le canal varie rapidement ou pas, les effets des trajets multiples seront diminués ou pas. En effet, lorsque le canal varie rapidement les effets des trajets multiples seront moins important que si le canal varie lentement car la contribution des trajets réfléchis sera en partie filtrée.

De plus, cette étude a mis en évidence que l'erreur due aux trajets multiples dépendait des paramètres définissant ces trajets : amplitude relative, retard relatif et phase relative. Ceci montre l'intérêt d'utiliser une méthode de modélisation déterministe des trajets multiples telle que celle utilisée dans notre outil de simulation.

3.2. Performances du système

La suite de ce chapitre s'intéressera plus aux performances en général du système de navigation dans des environnements perturbés par les trajets multiples. Dans un premier temps les résultats obtenus grâce à la campagne de mesure seront présentés, puis ce sera le tour des résultats obtenus par la simulation.

3.2.1. Résultats obtenus avec la campagne de mesure

Grâce à la campagne de mesure réalisée pour choisir des scènes représentatives de différents environnements, une étude sur les performances du système GPS dans ces différents environnements a pu être réalisée. Dans ce chapitre, seul le cas du milieu urbain sera traité, les autres cas (pavillonnaire, industriel et le milieu caractérisé par de hauts immeubles) seront présentés dans l'annexe K.

La Figure 9 montre le parcours réalisé avec la voiture dans le milieu urbain et la Figure 10 les positions calculées par le récepteur. On peut déjà voir en comparant ces deux figures que la disponibilité de la position est faible.



Figure 3.9 : Plan du milieu urbain

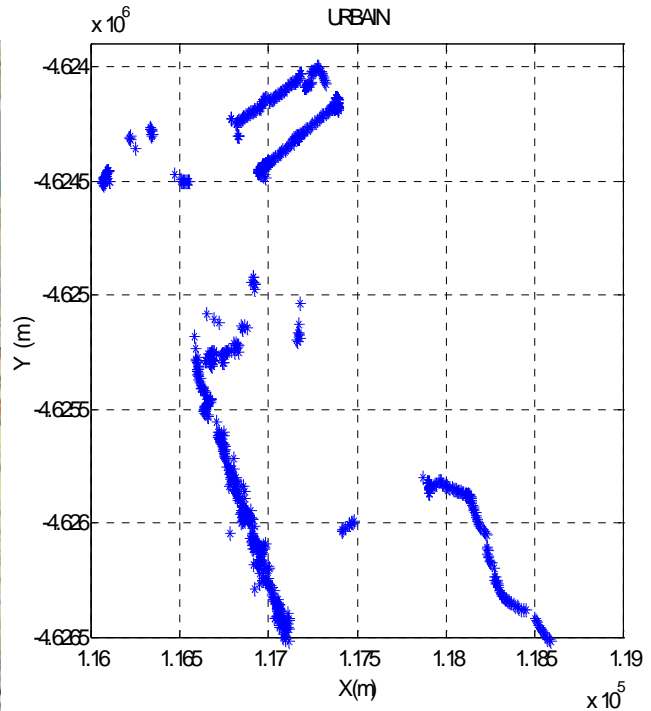


Figure 3.10 : Position du calculée par le récepteur en milieu urbain

La Figure 11 présente l'évolution de l'état de la solution calculée par le récepteur au cours du temps. Cet état est caractérisé par différents critères.

- 0- solution calculée
- 1- nombre de satellites en visibilité insuffisant
- 2- Pas de convergence
- 3- Matrice $H^T R^{-1} H$ singulière (Cf. annexe E)
- 4- Trace de la covariance dépassée (> 1000 mètres)
- 5- Test de la distance dépassée (distance > 10 km)
- 6- Pas encore de convergence depuis le départ
- 7- hauteur ou vitesse dépassée

Au vu de cette figure, on constate que le calcul de la position n'est pas souvent réalisé à cause d'un manque de satellites en visibilité. De plus, les périodes où la solution ne peut être calculée peuvent être très longues (environ 20 minutes). Un autre élément est que dans certain cas, la solution est calculée mais n'est pas fiable, ceci étant dû à une mauvaise géométrie des satellites visibles ou à une perturbation des mesures.

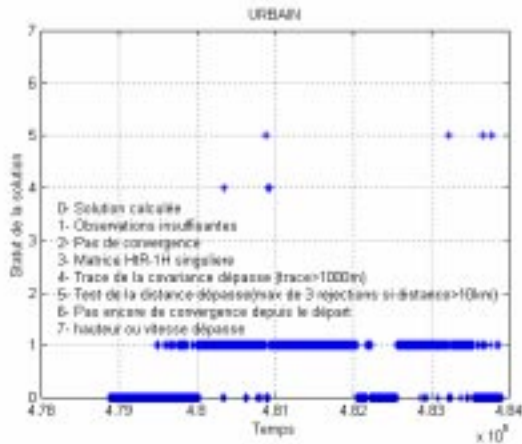


Figure 3.11 : Statut de la solution en milieu urbain

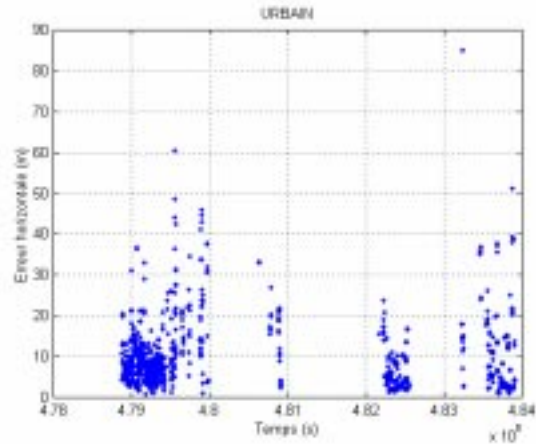


Figure 3.12 : Erreur horizontale en milieu urbain

Lors de cette campagne de mesure, un autre récepteur fixe a été utilisé afin de réaliser des corrections différentielles. Pour estimer les erreurs de position, nous avons donc comparé la position calculée par le récepteur et la position calculée avec des corrections différentielles que nous pouvons considérer comme ayant une précision de l'ordre du mètre. La Figure 12 présente le résultat de cette comparaison.

La plupart des erreurs sont inférieures à 20 mètres, avec un maximum à 85 mètres qui correspond à une situation où la géométrie n'était pas bonne.

Il ressort de cette campagne de mesures qu'il est difficile en milieu urbain d'avoir le nombre de satellites visibles nécessaire et que ce masquage peu durer longtemps. De plus les erreurs sur la position sont importantes. Il est à noter cependant que pour cette campagne de mesure réalisée avec la constellation GPS, le récepteur n'utilisait pas de filtre de Kalman et un filtrage par la phase de 100 secondes était réalisé.

L'avantage du filtrage par la phase est de diminuer les erreurs dues aux trajets multiples et celles dues aux bruits de poursuite. Par contre le filtre de Kalman peut fonctionner avec seulement une partie des mesures et ajuste le poids qu'il donne aux mesures en fonction des mesures de bruit.

Ne disposant pas de modélisation numérique de l'environnement réel de la campagne de mesures, ces résultats ne pourront donc pas être comparés avec les résultats fournis par la simulation. Ils permettent cependant une appréciation des performances d'un récepteur dans la réalité. Il apparaît que les performances d'un récepteur seul, même avec un filtrage par la phase, ne sont pas suffisantes, si nous considérons qu'un utilisateur urbain a besoin d'une erreur horizontale inférieure à 15 mètres durant au moins 99.5% du temps.

3.2.2. Résultats obtenus par la simulation

Dans ce paragraphe, les performances du système Galileo vont être étudiées en utilisant le logiciel de simulation que nous avons mis en place.

3.2.2.1. Modélisation des postes d'erreur

Pour étudier les performances du système, il faut évaluer les différentes erreurs sur la mesure de la distance satellite-récepteur :

- délai ionosphérique
- délai troposphérique
- erreur d'éphémérides
- bruit thermique
- erreur de synchronisation de l'horloge satellite
- erreur due aux trajets multiples

Ces erreurs sont alors ajoutées à la distance satellite récepteur pour donner la pseudo-distance. Cette pseudo-distance sera utilisée dans un filtre de Kalman qui fournira la position du récepteur avec une certaine erreur.

- *Ionosphère*

Une présentation de ce poste d'erreur est donnée dans l'annexe D.2.

En pratique, l'erreur ionosphérique est corrigée en partie dans le récepteur grâce à des modèles prédéfinis (Cf. chapitre 1). Dans les simulations, le modèle de Klobuchar est utilisé pour corriger cette erreur, cette correction permet d'éliminer 50% de l'erreur ionosphérique.

- *Troposphère*

L'annexe D.3 présente ce poste d'erreur. Comme pour l'ionosphère, il existe des modèles qui permettent de corriger ce retard introduit par la traversée de la troposphère. Cette correction permet d'éliminer de 90 à 95% de l'erreur troposphérique.

- *Ephémérides*

Une présentation plus détaillée de ce poste d'erreur a été fait dans l'annexe D.1. Trois erreurs de position d'un satellite par rapport à son orbite peuvent être distinguées :

- l'erreur radiale qui est l'erreur d'altitude du satellite
- l'erreur de position le long de sa trajectoire
- l'erreur orthogonale à l'orbite et à la verticale

- *Bruit thermique*

Pour une boucle non cohérente, l'erreur sur la pseudo-distance s'écrit :

$$\sigma_{bt} = \lambda_c \sqrt{\frac{B_c}{2C/N_0}}$$

avec :

λ_c longueur d'onde liée au code

B_c bande de bruit de la boucle de code égale à 1Hz

- *Erreur de synchronisation de l'horloge satellite*

Ce poste d'erreur dépend du système choisi.

- *Erreur due aux trajets multiples*

Les paramètres définissant les trajets multiples sont déterminés à l'aide du logiciel de lancer de rayons et sont envoyés dans un modèle de boucle de code non cohérente qui fournit l'erreur introduite par les trajets multiples.

3.2.2.2. Performances du système Galileo en autonome

La constellation utilisée est donc la constellation Galileo composée de 30 satellites à orbite moyenne répartis sur 3 plans avec une inclinaison de 56°. Les signaux utilisés sont supposés du même type que les signaux GPS, ils sont émis à une fréquence porteuse de 1.589 GHz et les codes utilisés ont une fréquence 1.023 MHz. Les ondes émises sont polarisées circulairement à droite.

Le récepteur est placé à 1.5 mètres au-dessus du sol. L'espacement des corrélateurs est égal à la période du code. La boucle de code non cohérente est supposée en phase de poursuite. Les simulations sont réalisées sur une période de 5 minutes et toutes les secondes.

Les besoins d'un utilisateur en milieu urbain sont supposés satisfaits avec une erreur horizontale inférieure à 15 mètres et une disponibilité d'au moins 99.5%.

L'environnement utilisé est l'environnement réaliste avec plusieurs textures pour les matériaux. Les performances du système sont étudiées pour trois vitesses du récepteur : 5 km/h, 30 km/h et 60 km/h.

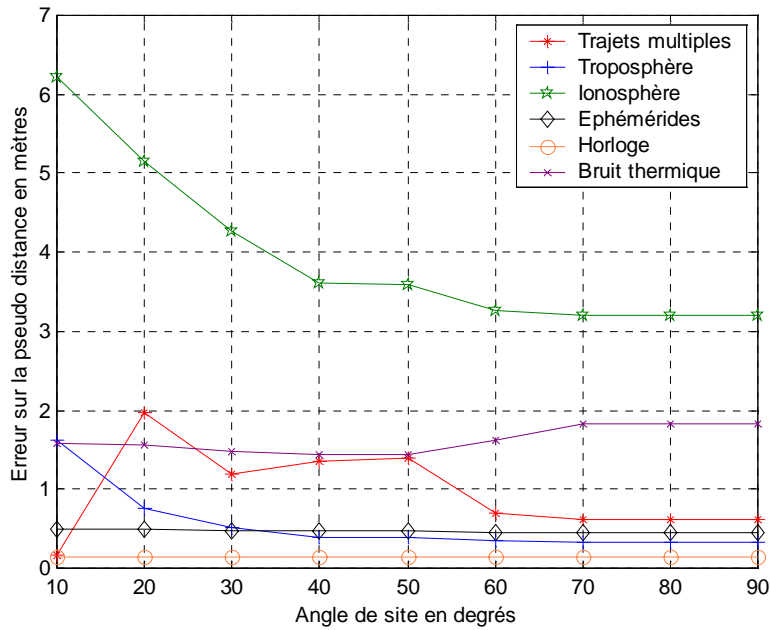


Figure 3. 13 : Bilan d’erreur du système Galileo

La Figure 13 présente les différentes contributions à l’erreur sur la pseudo-distance pour le système Galileo. Il apparaît que l’erreur due aux trajets multiples est l’une des plus importantes. Elle est plus grande pour des angles de site faibles car on peut supposer que si le satellite est juste au-dessus du récepteur, il y aura moins de trajets réfléchis. Cette figure montre aussi que l’erreur ionosphérique est le principal poste d’erreur. Pour diminuer son influence, un récepteur bi-fréquence aurait pu être utilisé, mais étant donné que le coût au niveau du récepteur est l’une des principales contraintes, seul le récepteur mono-fréquence a été considéré.

L’UERE peut varier de 6 à 10 mètres.

Ce bilan d’erreur a été établi suivant des hypothèses définies au début de ce travail de thèse, mais ces hypothèses ne sont plus forcément les mêmes aujourd’hui.

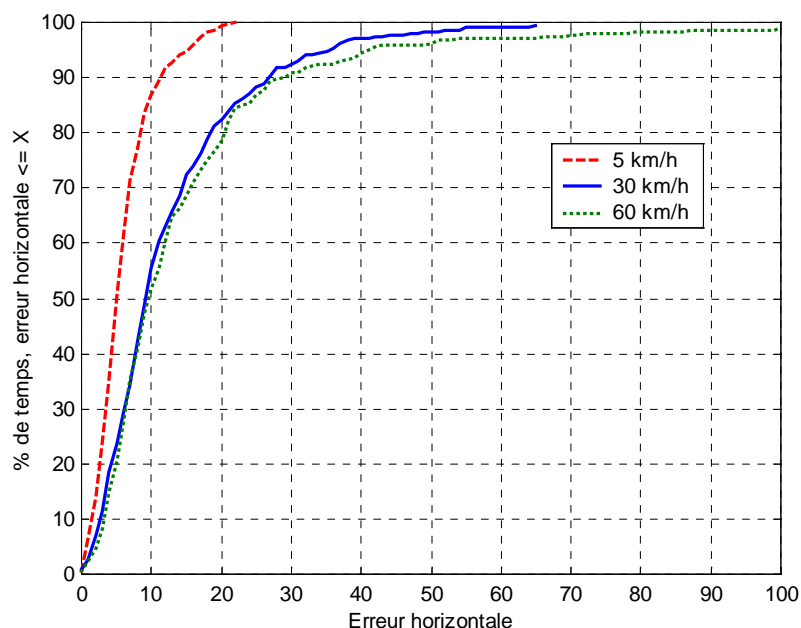


Figure 3. 14 : Performance du système en autonome

La Figure 14 présente le pourcentage de temps où l'erreur horizontale est inférieure à la valeur en abscisse. Il apparaît que lorsque le mobile a une vitesse de 5 km/h, ses performances sont meilleures, avec une erreur horizontale inférieure à 10 mètres durant 88% du temps. Ceci peut s'expliquer par une meilleure visibilité et par le fait que comme sa vitesse est faible, le filtre de Kalman a plus de facilité pour estimer la position.

Les deux autres cas ont des performances identiques avec une erreur horizontale de moins de 10 mètres durant environ 50% du temps. Dans ces cas, nous sommes bien loin des performances espérées, il est donc nécessaire de considérer des moyens permettant d'augmenter les performances du système tout en prenant en compte la nécessité d'un faible coût au niveau de l'utilisateur.

3.3. Conclusion

Ce troisième chapitre a permis de mieux comprendre l'influence des trajets multiples sur le récepteur et d'observer les performances de systèmes de navigation en milieu urbain.

Dans la première partie de ce chapitre, il est apparu que l'erreur due aux trajets multiples dépendait d'abord des variations du canal (lente ou rapide) et des paramètres définissant les trajets multiples. Cette étude a confirmé le choix d'un outil de simulation déterministe des trajets multiples pour obtenir directement les erreurs introduites par ce phénomène.

Dans une deuxième partie, une étude des performances du système a été réalisée. Il apparaît que ces performances ne sont pas satisfaisantes et qu'il est nécessaire de considérer plusieurs méthodes pour atteindre les objectifs fixés à savoir une erreur horizontale inférieure à 15 mètres pendant au moins 99.5% du temps.

Bibliographie

- [BRA-91] BRAASCH M., VAN GRAAS F.
« Guidance accuracy considerations for real time GPS interferometry », ION GPS-91, Albuquerque, septembre 1991.
- [BRA-94] BRAASCH M.
« Isolation of GPS multipath and receiver tracking errors », ION National Technical Meeting, San Diego, janvier 24-26 1994.
- [BRO-96] BRODIN G.
« GNSS code and carrier tracking in the presence of multipath. 9th international Technical meeting of the satellite division of the institute of navigation, ION GPS-96, septembre 1996, pp. 1389-1398
- [DOR-97] DORIS D.
« Modélisation de récepteurs GPS. Application à l'étude de l'influence des multitrajets sur les performances du récepteur L1 GPS », Thèse INP N°1332, Toulouse, septembre 1997.
- [JER-00] JERUCHIM M.C., BALABAN P., SHANMUGAN K.S.
« Simulation of communication systems », Kluwer Academic/Plenum Publishers, second edition, New York, 2000.
- [KEL-00] KELLY J.M., BRAASCH M.
« Validation of GPS fading multipath effects through modeling and simulation », ION NTM, janvier 2000, Anaheim, Etat Unis, pp. 684-690.
- [LIP-96] LIPPINCOTT W.L, MILLGAN T.A, IGLI D.A
« Method for calculating multipath environment and impact on GPS receiver solution accuracy », ION NTM, janvier 1996, pp. 707-722.
- [MAC-00] MACABIAU C., ROTURIER B., CHATRE E., RENARD A.
« GPS reference station siting tool », ION National Technical Meeting, Anaheim, janvier 2000.
- [MAL-00(a)] MALICORNE M., BOUSQUET M., LOBERT B., BOURGA C.
« Performance of GNSS2 navigation signal and instrumentation in urban environment », ION GPS, juin 2000, San Diego, Etats-Unis

- [MAL-01] MALICORNE M.
« La réception des systèmes de navigation par satellites en présence de trajets multiples »,
Toulouse, rapport d'avancement de 2ieme année de thèse, mai 2001.
- [MAL-01(a)] MALICORNE M.
« Influence of multipath on GNSS receiver performance in urban environment »,
AIAA, 19eme conférence internationale sur les systèmes de communications par satellites, Toulouse, France, avril 2001.
- [MAL-01(b)] MALICORNE M.
« Galileo performance in different environments »,
8ieme conférence internationale de St Petersburg sur les systèmes de navigations intégrés, St Petersburg, Russie, mai 2001.
- [MAL-01(c)] MALICORNE M.
« Galileo performance improvement for urban users »,
ION GPS, Salt Lake City, Etats Unis, septembre 2001.
- [NOV-98] NOVATEL
« MILLennium GPSCard »,
Guide to Installation & operation, OM-20000016, mars 1998.
- [PAR-96] PARKINSON B.W., SPILKER J.J.
« Global Positioning System : Theory and Applications »,
American institute of aeronautics and astronautics, Washington, 1996.
- [PRO-89] PROAKIS J.G.
« Digital Communications »,
McGraw Hill Book Company, 1989.
- [RAD-70] RADIX J.C.
« Introduction au filtrage numérique »,
Eyrolles, Paris, 1970.
- [TOW-94] TOWNSEND B., FENTON P.
« A practical approach to the reduction of pseudorange multipath errors in a L1 GPS receiver »,
ION International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Salt Lake City, Septembre 20-23, 1994, pp. 143-148

- [VAN-92] VAN NEE R.D.J.
« Multipath effects on GPS code phase measurements »,
Journal of the Institute of Navigation, vol.39 N°2, 1992, pp.177-190.
- [VAN-93] VAN NEE R.D.J.
« Spread spectrum code and carrier synchronisation errors caused by
multipath and interference»,
IEEE transaction on aerospace and electronic systems, vol.29 N°4, octobre
1993, pp. 1359-1365.

CHAPITRE 4

TECHNIQUES D'AUGMENTATION DES PERFORMANCES

Dans le chapitre précédent, il est apparu que les performances du système Galileo seul en environnement urbain n'étaient pas suffisantes si on considère qu'un utilisateur urbain a besoin d'une précision inférieure à 15 mètres avec une disponibilité d'au moins 99.5%. Il est donc nécessaire de prendre en considération des méthodes qui permettront d'atteindre cet objectif.

Quatre méthodes vont être traitées dans ce chapitre :

- augmentation du nombre de satellites avec la constellation GPS
- utilisation de capteurs additionnels
- utilisation de corrections différentielles
- utilisation de pseudolites

Dans ce chapitre, seul le cas du récepteur ayant une vitesse de 30 km/h est considéré.

4.1. Compléter la constellation par la constellation GPS

La première augmentation que nous allons étudier est la prise en compte en complément de la constellation GPS. Pour que cette méthode soit possible, on suppose que le récepteur peut être utilisé en mode dual (Galileo + GPS), avec un biais d'horloge connu entre le système GPS et le système Galileo.

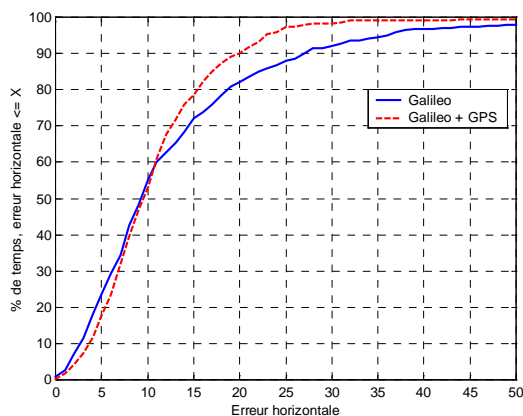


Figure 4. 1: Performances du système

avec/sans augmentation du nombre de satellites

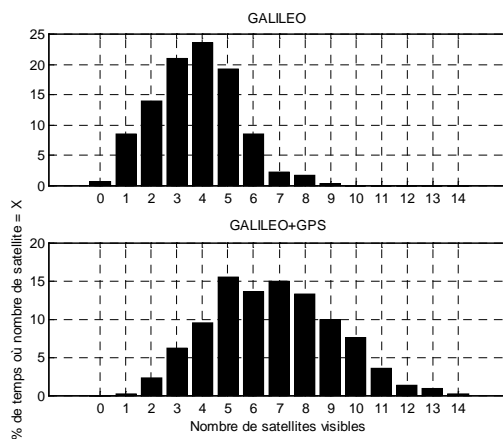


Figure 4.2: Nombre de satellites visibles

avec/sans GPS

Une amélioration des performances est à noter, mais l’apport de la constellation GPS n’est pas suffisant par rapport aux objectifs que nous nous sommes fixés. Bien qu’il y ait une augmentation du nombre d’observations, la géométrie n’est pas forcément meilleure.

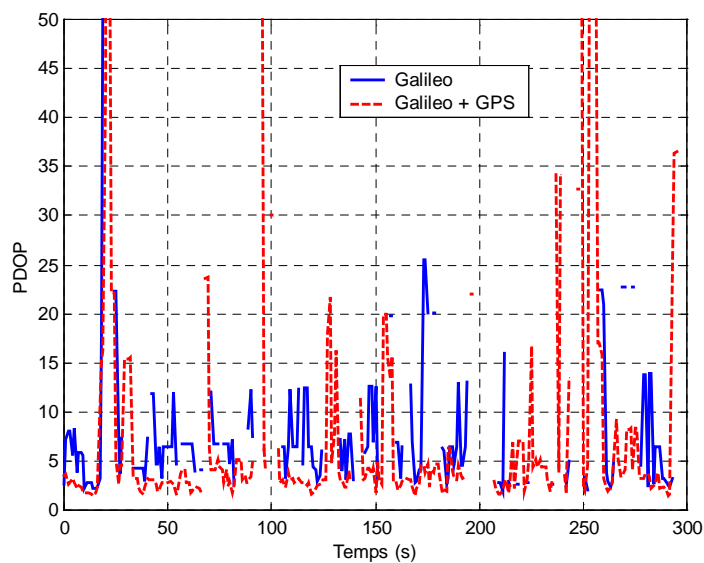


Figure 4. 3: DOP avec/sans GPS

La Figure 3 présente le DOP sur la position avec ou sans la constellation GPS.

4.2. Hybridation par des capteurs

Le principe consiste à utiliser les capteurs supplémentaires lorsqu’il y a un manque de mesures satellitaires et d’utiliser le système de navigation pour recalibrer les capteurs. La première section traitant de cette méthode montre comment l’ajout de mesure se réalise au niveau du filtre de Kalman.

4.2.1. Principe de l’hybridation

Lorsque des mesures supplémentaires provenant d’autres capteurs sont ajoutées, le système devient alors :

$$\begin{pmatrix} \Delta\rho \\ \Delta\rho_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H \\ H_c \end{pmatrix} \Delta X + \begin{pmatrix} v \\ v_c \end{pmatrix} \quad \text{Eq.4. 1}$$

L’hypothèse est faite que les mesures supplémentaires introduites par les capteurs ne sont pas corrélées avec les mesures de pseudo-distances satellitaires.

Si nous posons $R_c = E[v_c v_c^t]$, covariance des mesures supplémentaires, nous obtenons :

$$R_{tot} = \begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & R_c \end{pmatrix} \text{ la matrice de covariance de l’ensemble des mesures.}$$

La solution des moindres carrés du système est alors :

$$\Delta X = \left(\begin{pmatrix} H \\ H_c \end{pmatrix}^t \begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & R_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H \\ H_c \end{pmatrix} \right)^{-1} \begin{pmatrix} H \\ H_c \end{pmatrix}^t \begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & R_c \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \Delta\rho \\ \Delta\rho_c \end{pmatrix} \quad \text{Eq.4. 2}$$

$$\Leftrightarrow \Delta X = \left(H^t . R . H + H_c^t . R_c . H_c \right)^{-1} . \left(H^t . R^{-1} . H_c^t . R_c^{-1} \right) \begin{pmatrix} \Delta\rho \\ \Delta\rho_c \end{pmatrix} \quad \text{Eq.4. 3}$$

La covariance a posteriori sera donc :

$$P_{tot} = \left(H^t . R^{-1} . H + H_c^t . R_c^{-1} . H_c \right)^{-1} \quad \text{Eq.4. 4}$$

Ainsi pour estimer l’amélioration amenée par les mesures supplémentaires, il suffit de sommer les matrices de covariance sur les mesures et les mesures supplémentaires.

De plus, dans le cas où il y a moins de 4 satellites de disponibles, la matrice de covariance est singulière. Si des mesures supplémentaires sont ajoutées, la matrice devient inversible et nous pouvons déterminer ΔX avec une précision donnée par P_{tot} .

Cette démonstration peut être généralisée pour n mesures supplémentaires. Nous obtenons alors :

$$\Delta X = \left(H^t . R . H + H_{c1}^t . R_{c1} . H_{c1} + \dots + H_{cn}^t . R_{cn} . H_{cn} \right)^{-1} . \left(H^t . R^{-1} . H_{c1}^t . R_{c1}^{-1} \dots H_{cn}^t . R_{cn}^{-1} \right) \begin{pmatrix} \Delta \rho \\ \Delta \rho_1 \\ \vdots \\ \Delta \rho_n \end{pmatrix} \quad \text{Eq.4. 5}$$

$$\text{et } P_{tot} = \left(H^t . R . H + H_{c1}^t . R_{c1} . H_{c1} + \dots + H_{cn}^t . R_{cn} . H_{cn} \right)^{-1} \quad \text{Eq.4. 6}$$

4.2.2. Performances du récepteur hybridé

Deux types de capteurs vont être étudiés : un altimètre et un odomètre.

4.2.2.1. Altimètre

Les performances du système peuvent donc être augmentées grâce à un baro-altimètre. Le capteur fournit alors un élément supplémentaire à la navigation, en ajoutant une équation linéaire au système d'équations.

La mesure barométrique peut être modélisée de la manière suivante :

$$\Delta \rho_{baro} = \Delta \rho_{GNSS} + h \quad \text{Eq.4. 7}$$

h étant un biais de mesure que nous supposons être modélisable sous la forme :

$$h = h_0 + h_1 . \Delta t \quad \text{Eq.4. 8}$$

La matrice de modélisation devient donc :

$$\Phi = \begin{pmatrix} 1 & \Delta t & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \Delta t & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \Delta t & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \Delta t \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \text{ avec comme vecteur d'état } \Delta X = \begin{pmatrix} \Delta x \\ \Delta v_x \\ \Delta y \\ \Delta v_y \\ \Delta z \\ \Delta v_z \\ h_0 \\ h_1 \end{pmatrix} \quad \text{Eq.4. 9}$$

avec :

$$H = \begin{pmatrix} \frac{\partial \rho_1}{\partial x} & 0 & \frac{\partial \rho_1}{\partial y} & 0 & \frac{\partial \rho_1}{\partial z} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\partial \rho_2}{\partial x} & 0 & \frac{\partial \rho_2}{\partial y} & 0 & \frac{\partial \rho_2}{\partial z} & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{pmatrix} \quad \text{Eq.4. 10}$$

et $H_{baro} = (0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0)$ Eq.4. 11

Les performances de deux altimètres vont maintenant être comparées. Chacun est défini par un bruit fixé à 0.1mètre, un biais de 1 mètre et une dérive égale à 0.01 m/s pour le premier et à 0.001 m/s pour le deuxième.

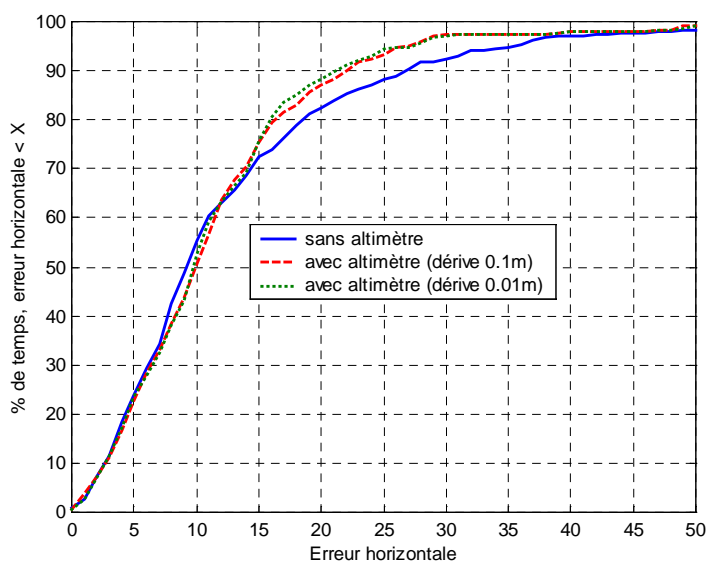


Figure 4. 4: Performances du système avec ou sans altimètre

Comme le montre la Figure 4, l'altimètre apporte une amélioration aux performances du système mais cela n'est pas suffisant. La précision de l'altimètre, comme on peut s'y attendre, n'a pas beaucoup d'influence sur l'amélioration apportée en terme d'erreur horizontale. Ce capteur est plus intéressant pour une précision verticale. Précisons que la simulation n'a duré que 5 minutes et qu'au début de la simulation, les altimètres étaient calibrés, ce qui explique le peu de différence de performances entre les deux altimètres. Si la simulation avait été plus longue, une différence plus nette serait apparue.

4.2.2.2. Odomètre

Une autre possibilité d’hybridation est l’utilisation d’un odomètre modélisé comme deux capteurs donnant des informations sur x et y et ayant un biais et une dérive :

$$d_x = x_0 + x_1 \Delta t \tag{Eq.4. 12}$$

$$d_y = y_0 + y_1 \Delta t \tag{Eq.4. 13}$$

La matrice de modélisation devient donc :

$$\Phi = \begin{pmatrix} 1 & \Delta t & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \Delta t & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \Delta t & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \Delta t & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \Delta t \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \text{ avec pour vecteur d'état } \Delta X = \begin{pmatrix} \Delta x \\ \Delta v_x \\ \Delta y \\ \Delta v_y \\ \Delta z \\ \Delta v_z \\ x_0 \\ x_1 \\ y_0 \\ y_1 \end{pmatrix} \tag{Eq.4. 14}$$

$$\text{et } H_{odo} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{Eq.4. 15}$$

Comme pour l’altimètre chaque odomètre est défini par un bruit fixé pour tous les deux à 0.1 mètre, un biais de 1 mètre et une dérive que nous prendrons égale à 0.01 m/s pour le premier et à 0.001 m/s pour le deuxième.

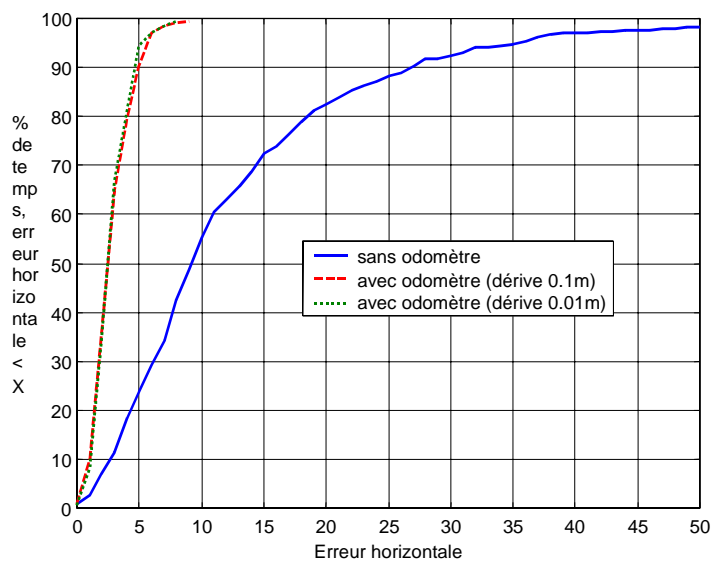


Figure 4. 5: Performances du système avec ou sans odomètre

La Figure 5 montre les performances du système hybridé avec des odomètres. Nous pouvons noter qu'avec le capteur le moins cher (dérive la plus élevée) le niveau de performances désiré est atteint. Cependant, il faut préciser, comme pour l'altimètre, que la simulation n'a duré que 5 minutes et que les capteurs n'ont donc pas beaucoup dérivé (3 mètres pour le premier et 0.3 mètres pour le second), ce qui explique la similitude des résultats en terme de performance.

L'hybridation par un odomètre semble être la meilleure solution.

Cependant cette solution ne semble pas envisageable pour des piétons pour des raisons d'encombrement.

4.3. Corrections différentielles

4.3.1. Principe des corrections différentielles

Le principe des corrections différentielles consiste à l'utilisation d'une station de référence dont on connaît la position. Cette station de référence réalise des mesures de pseudo-distance, comme le récepteur utilisateur, la position étant connue, les biais sur les mesures peuvent être déterminés. Pour chaque satellite en vue de la station de référence, ces biais sont calculés en faisant la différence entre la mesure de pseudo-distance et la distance entre le satellite et la station de référence.

L'utilisation du système différentiel augmente la précision du système de navigation et élimine les erreurs communes affectant plusieurs récepteurs ayant les mêmes satellites en vue.

Pour des applications temps réel, la station de référence transmet ces biais, qui sont appelés corrections différentielles, à tous les utilisateurs dans l’aire couverte. Les utilisateurs introduisent ces corrections pour augmenter la précision de leur position.

Plusieurs techniques ont été proposées pour augmenter les performances du système de navigation. Ces techniques varient en sophistication et en complexité depuis une seule station de référence qui calcule son erreur de position pour l’utiliser avec les récepteurs situés à proximité, jusqu’à réseau à couverture mondiale qui fournit des données pour estimer les erreurs à partir de modèles d’erreurs précis, pour n’importe quelle position proche de la surface de la terre.

Ainsi ces techniques sont classées en 2 catégories :

- Système LAD (Local Area Differential) ou système différentiel local
- Système WAD (Wide Area Differential) ou système différentiel étendu

Dans le système LAD, chaque station de référence détermine les erreurs de mesure de pseudo-distance et transmet cette information aux utilisateurs. Dans le système WAD, un réseau de stations détermine et continuellement met à jour les composantes variant dans le temps et spatialement de l’erreur totale pour différents points de la région de couverture et fait en sorte que la correction soit disponible pour les utilisateurs dans cette région de couverture.

Ici, seul le cas du système différentiel local sera traité car cohérent avec les applications envisagées.

Une seule station de référence est utilisée. La précision du système dépend du fait que certaines composantes de l’erreur sur la pseudo-distance sont communes à tous les récepteurs situés dans une aire locale. Si le récepteur est proche de la station, les composantes de l’erreur attribuées aux segments spatial et de contrôle peuvent être entièrement éliminées tandis que l’erreur globale due au segment utilisateur peut être réduite de manière significative.

Certaines sources d’erreur sont spatialement corrélées si la station et le récepteur sont proches. Comme les deux récepteurs s’éloignent l’un de l’autre, les erreurs corrélées spatialement (perturbation des satellites non corrigées, erreur éphémérides, erreurs atmosphériques) sont de plus en plus différentes pour les deux récepteurs jusqu’à ce qu’elles ne soient plus corrélées.

Cette perte de précision due à la décorrélation spatiale peut être améliorée avec des techniques plus sophistiquées qui tombent dans le domaine du différentiel étendu. Ce problème est abordé dans l’annexe L.

Dans ce qui suit, la prise en compte des corrections différentielles au niveau du récepteur est présentée.

4.3.2. Prise en compte des corrections différentielles

La station détermine et répartit les corrections sur les pseudo-distances. La station doit connaître précisément sa propre position.

Soient (x_i, y_i, z_i) la position du $i^{\text{ème}}$ satellite, (x_m, y_m, z_m) la position de la station et R_m^i la distance entre la station et le $i^{\text{ème}}$ satellite.

$$R_m^i = \sqrt{(x_i - x_m)^2 + (y_i - y_m)^2 + (z_i - z_m)^2} \quad \text{Eq.4. 16}$$

En regroupant les différentes erreurs, détaillées dans le chapitre 1, en erreur du segment spatial, erreur du segment de contrôle et erreur du segment utilisateur, la mesure de pseudo-distances réalisée par la station sera de la forme :

$$\rho_m^i = R_m^i + \epsilon_{m,space} + \epsilon_{m,control} + \epsilon_{m,user} + c\Delta T_m \quad \text{Eq.4. 17}$$

où :

- $\epsilon_{m,space}$ erreur du segment spatial
- $\epsilon_{m,control}$ erreur du segment de contrôle
- $\epsilon_{m,user}$ erreur du segment utilisateur
- c vitesse de la lumière
- ΔT_m écart de l’horloge de la station par rapport au temps de référence GPS

Pour former la correction différentielle, la différence entre la pseudo-distance mesurée et la distance vraie est réalisée :

$$\Delta\rho_m^i = \rho_m^i - R_m^i = \epsilon_{m,space} + \epsilon_{m,control} + \epsilon_{m,user} + c\Delta T_m \quad \text{Eq.4. 18}$$

Cette correction est envoyée à l’utilisateur où elle est soustraite à la mesure de pseudo-distances calculée par l’utilisateur pour le même satellite :

$$\rho_u^i - \Delta\rho_m^i = R_u^i + \epsilon_{u,space} + \epsilon_{u,control} + \epsilon_{u,user} + c\Delta T_u - \epsilon_{m,space} - \epsilon_{m,control} - \epsilon_{m,user} - c\Delta T_m \quad \text{Eq.4. 19}$$

La plupart des composantes de l’erreur sur la pseudo-distance de l’utilisateur sont identiques à celles de la station (en réalité il subsiste des résidus qui peuvent être négligés), excepté pour les erreurs dues aux trajets multiples et au récepteur. La pseudo-distance corrigée peut s’exprimer de la manière suivante :

$$\rho_{u,cor}^i = R_u^i + \epsilon_u + c\Delta T_{comb} \quad \text{Eq.4. 20}$$

où :

- ϵ_u erreur résiduelle du segment utilisateur

ΔT_{comb} est l'écart d'horloge combiné

Comme les corrections différentielles sont transmises à certains instants par la station et que la position des satellites affecte l'erreur sur la pseudo-distance (qui change de manière significative entre les transmissions), la correction transmise est valable uniquement à l'instant pour lequel la correction a été calculée. Le récepteur étant incapable de compenser ce mouvement, la station transmet aussi une correction de la vitesse de variation de la pseudo-distance $\Delta \dot{\rho}_m^i$. L'utilisateur ajuste alors la correction de la pseudo-distance pour correspondre au temps de sa propre mesure de pseudo-distance :

$$\Delta \rho_m^i(t) = \Delta \rho_m^i(t_m) + \Delta \dot{\rho}_m^i(t_m) \cdot (t - t_m) \quad \text{Eq.4. 21}$$

La pseudo-distance corrigée de l'utilisateur devient alors :

$$\rho_{u,cor}^i = \rho_i(t) + \Delta \rho_m^i(t) \quad \text{Eq.4. 22}$$

La section suivante présente les résultats obtenus avec l'utilisation des corrections différentielles.

4.3.3. Performances du récepteur avec des corrections différentielles

Une station de référence a été placée au milieu de la scène sur un immeuble à une hauteur par rapport au sol de 81 mètres et à 10 mètres au-dessus du bâtiment. L'hypothèse est faite qu'il n'y a aucun problème pour transmettre les corrections au récepteur.

Etant donné l'emplacement de l'antenne de la station de référence, tous les satellites vus par le récepteur sont aussi vus par la station de référence.

La Figure 6 compare les performances du système Galileo avec et sans corrections différentielles.

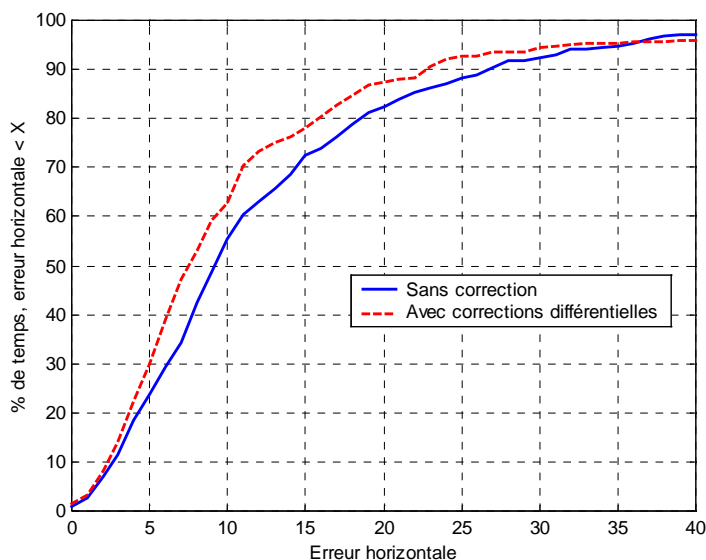


Figure 4.6 : Performance du système avec ou sans corrections différentielles

Une amélioration des performances avec les corrections différentielles apparaît mais elle est insuffisante par rapport aux objectifs fixés. La précision est améliorée mais il y a toujours un manque d'observations.

4.4. Utilisation de pseudolites

La dernière méthode qui sera abordée est l'utilisation d'un pseudolite.

Les pseudolites sont des émetteurs sol qui peuvent être configurés pour émettre des signaux du même type que ceux émis par les satellites. Une augmentation de la précision apparaît grâce à une meilleure géométrie et la disponibilité est améliorée car le pseudolite fournit une source d'information supplémentaire pour augmenter la constellation du système.

Bien que l'utilisation des pseudolites semble séduisante, un certain nombre de problèmes techniques concerne les différences et les variations de niveau de puissance entre les porteuses reçues des satellites et celles reçues provenant du pseudolite. Si la puissance d'émission du pseudolite est trop forte alors il y a un risque que le signal du pseudolite brouille les signaux émis par les satellites. Ce problème peut être résolu en partie par le choix de la forme du signal utilisé.

Pour les simulations, l'hypothèse est faite que le signal du pseudolite ne brouille pas les signaux émis par les satellites.

Le bilan de liaison du pseudolite peut s'écrire de la manière suivante :

$$P_r = P_t - 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)$$

avec :

P_r puissance du signal reçu à l’entrée de l’antenne du récepteur

P_t puissance d’émission du pseudolite

d distance entre le pseudolite et le récepteur

λ longueur d’onde du signal, identique à celle des satellites

Le terme en log correspond aux pertes en espace libre.

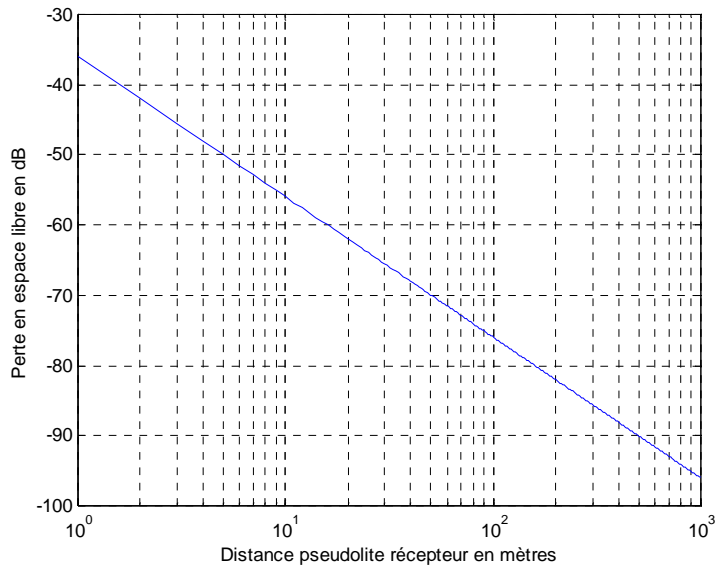


Figure 4. 7 : Perte en espace libre en fonction de la distance pseudolite récepteur

La Figure 7 présente les pertes en espace libre en fonction de la distance pseudolite récepteur. Suivant que cette distance est de 10 ou 100 mètres, le signal subit une perte de 20dB. Le signal du pseudolite est rapidement atténué.

La Figure 8 montre le plan de la scène utilisée et le nombre moyen de satellites en visibilité au cours de la simulation. Cette carte est réalisée avec un maillage de 1 mètre sur 1 mètre.

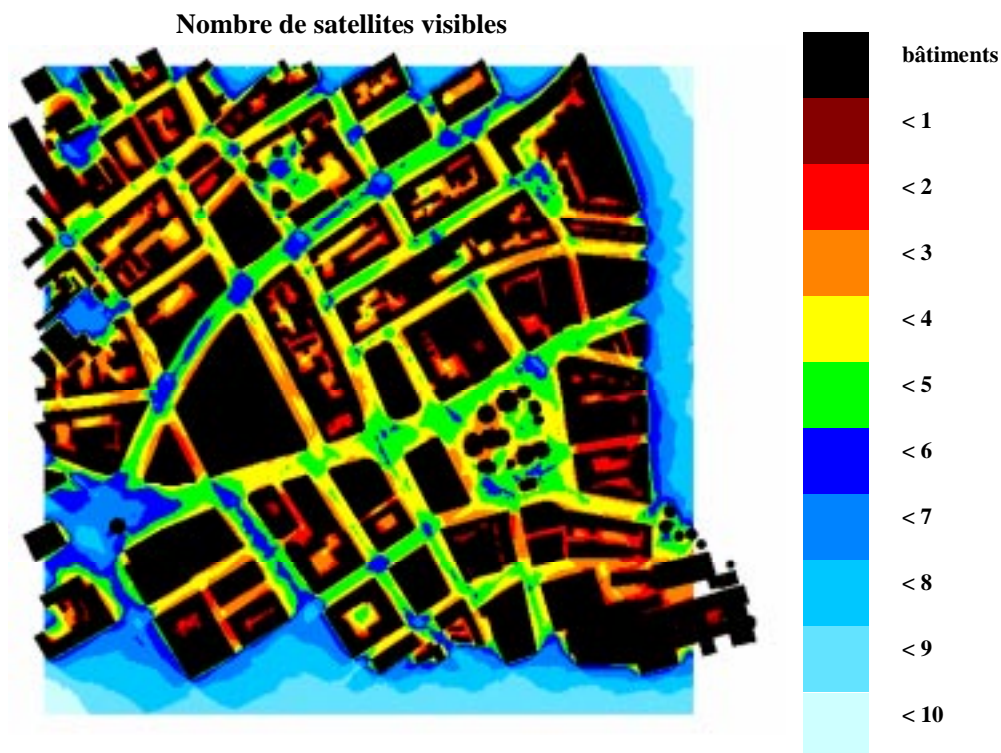


Figure 4. 8 : Visibilité de la constellation Galileo dans la ville

Le pseudolite est placé, comme pour la station différentielle, au milieu de la scène, sur un immeuble de 71 mètres de haut et l'antenne est encore surélevée de 10 mètres pour éviter que le signal ne soit trop masqué par le toit du bâtiment.

La Figure 9 montre le plan de la scène mais cette fois ci avec la visibilité du pseudolite.

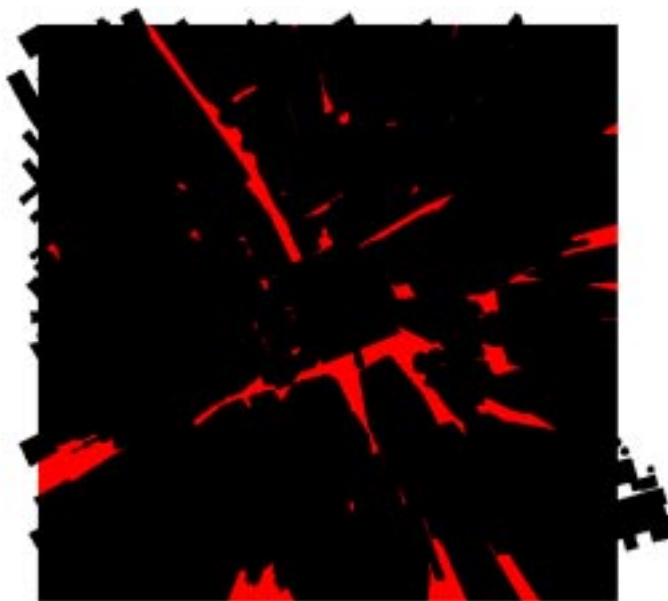


Figure 4. 9 : Visibilité du pseudolite dans la ville

Le pseudolite permet donc d’augmenter le nombre de mesures en certains points de la scène, mais il n’assure pas tout le temps une observation supplémentaire.

La Figure 10 présente l’amélioration apportée au système par l’utilisation du pseudolite.

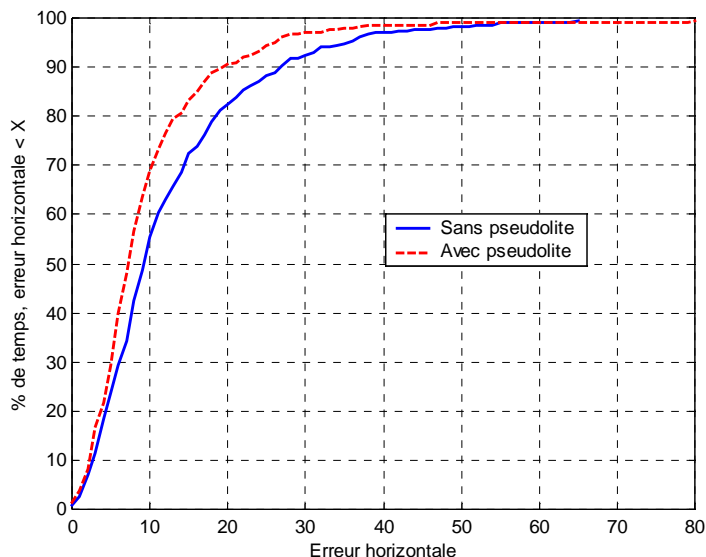


Figure 4. 10 : Performance du système avec ou sans pseudolite

Pour le système seul, la disponibilité du système était de 55 % pour une erreur horizontale inférieure à 10 mètres, avec le pseudolite, une disponibilité de 70 % est atteinte.

Cette méthode mérite d’être approfondie en travaillant pour améliorer la visibilité du pseudolite et peut être en la couplant avec des corrections différentielles.

Dans ce dernier chapitre, nous avons étudié plusieurs méthodes pour augmenter les performances du système, la plus prometteuse est l’utilisation d’un odomètre, hybridé avec le récepteur. Mais, l’utilisation d’un pseudolite mérite d’être approfondie.

Bibliographie

- [ALT-71] ALTSHULER E.E.
« Corrections for tropospheric range error »,
Report AFCRL-71-0419, Air Force Cambridge Research Laboratory, Hanscom
Field, Bedford, juillet 1971.
- [KAP-96] KAPLAN E.D.
« Understanding GPS, principles and applications »,
Artech House, Londres, 1996.
- [LAP-92] LAPUCHA D., HUFF M.
« Multi site real time DGPS system using Starfix link : operational results »,
ION GPS-92, Albuquerque, septembre 1992, pp. 581-588.
- [MAL-00(a)] MALICORNE M., BOUSQUET M., LOBERT B., BOURGA C.
« Performance of GNSS2 navigation signal and instrumentation in urban
environment »,
ION GPS, juin 2000, San Diego, Etats-Unis
- [MAL-01] MALICORNE M.
« La réception des systèmes de navigation par satellites en présence de
trajets multiples »,
Toulouse, rapport d’avancement de 2ieme année de thèse, mai 2001.
- [MAL-01(a)] MALICORNE M.
« Influence of multipath on GNSS receiver performance in urban
environment »,
AIAA, 19eme conférence internationale sur les systèmes de communications
par satellites, Toulouse, France, avril 2001.
- [MAL-01(b)] MALICORNE M.
« Galileo performance in different environments »,
8ieme conférence internationale de St Petersburg sur les systèmes de
navigations intégrés, St Petersburg, Russie, mai 2001.
- [MAL-01(c)] MALICORNE M.
« Galileo performance improvement for urban users »,
ION GPS, Salt Lake City, Etats Unis, septembre 2001.
- [PAR-96] PARKINSON B.W., SPILKER J.J.
« Global positioning system : theory and applications »,
American institute of aeronautics and astronautics, Washington, 1996.

- [VAN-90] VAN DIERENDONCK A.J.
« The role of pseudolites in the implementation of differential GPS »,
IEEE position, location and navigation symposium, New York, mars 1990.
- [VAN-97] VAN DIERENDONCK A.J., FENTON P., HEGARTY C.
« Proposed airport pseudolite signal specification for GPS precision approach
local area augmentation systems »,
ION GPS 97, 1997.

CONCLUSION

Ces dernières années, un intérêt croissant pour les systèmes de navigation par satellites s'est manifesté, la navigation en milieu urbain apparaissant comme l'une des applications les plus importantes.

Cette application entraîne des exigences très fortes en terme de performances : une disponibilité d'au moins 90% pour une erreur horizontale inférieure à 10 mètres est un objectif accepté par le milieu professionnel. Les besoins des utilisateurs urbains doivent donc être pris en compte dans le dimensionnement des nouveaux systèmes de navigation tels que Galileo.

La navigation en milieu urbain est rendue difficile par la présence de nombreux obstacles provoquant des effets de masque et des trajets multiples. Les trajets multiples introduisent une erreur sur la mesure du temps de propagation, dépendant des caractéristiques des trajets : amplitude, retard et phase, et donc sur la position calculée par le récepteur. De tous les postes d'erreur, celui du aux trajets multiples est le deuxième en terme d'importance.

Cette thèse a permis de mettre au point un outil de simulation de la propagation en milieu urbain afin d'étudier l'influence des trajets multiples sur les performances d'un système de navigation par satellite. Cet outil utilise le principe de l'optique géométrique pour modéliser la propagation de l'onde comme un rayon, ce qui permet d'avoir une représentation réaliste du phénomène des trajets multiples.

Une calibration de l'outil de simulation a été réalisée grâce à une campagne de mesures en comparant la visibilité obtenue avec les mesures et la visibilité obtenue par la simulation.

Lorsque les performances d'un système de navigation par satellites en milieu urbain sont observées, il apparaît que les performances du système seul ne sont pas suffisantes et qu'il est nécessaire de considérer des méthodes qui permettront d'augmenter ces performances.

Plusieurs méthodes ont été analysées :

- l'augmentation du nombre de satellites en utilisant les mesures issues de deux constellations différentes
- l'utilisation de capteurs additionnels tels qu'un baro-altimètre ou un odomètre
- l'utilisation de corrections différentielles
- l'utilisation de pseudolite

La première méthode ne fournit pas le niveau de précision souhaité en milieu urbain. En effet, lorsque le masquage est important, l'augmentation du nombre de satellites visibles n'entraîne pas systématiquement une amélioration de la géométrie des satellites qui conduirait à une meilleure précision.

La deuxième méthode est plus prometteuse. L'utilisation d'un baro-altimètre améliore surtout les performances verticales du système et très peu la précision horizontale. L'amélioration apportée par l'odomètre est en revanche significative dans le plan horizontal. Le problème réside dans l'implémentation des capteurs.

Une autre méthode considérée est l'utilisation des corrections différentielles. Cette méthode ne répond pas aux besoins de l'utilisateur urbain car bien qu'elle améliore la précision des mesures, le nombre de mesures réalisées par le récepteur reste le même.

La dernière méthode proposée consiste en l'utilisation de pseudolites. L'avantage de cette méthode est qu'elle fournit des mesures supplémentaires. Dans cette thèse, seule une étude préliminaire de cette méthode a été réalisée, il semble intéressant de l'approfondir.

ANNEXE A

NOTIONS D'ORBITOGRAPHIE

A.1. Positions des satellites

L'utilisateur des systèmes de navigation par satellites a besoin d'une information précise sur la position des satellites à chaque instant afin de déterminer sa position. La position d'un satellite est définie par un jeu de paramètres définis à partir des lois de Kepler.

A.1.1. Lois de Kepler

Ces lois résultent d'observations réalisées par Kepler sur le mouvement des planètes autour du soleil :

1. Les planètes évoluent dans un plan ; les orbites décrites sont des ellipses dont le soleil est le point central (1602).
2. Le vecteur partant du soleil vers la planète balaye des surfaces égales dans des temps identiques (la loi des aires, 1605).
3. Le rapport du carré de la période de révolution de la planète autour du soleil sur le cube du demi grand axe de l'ellipse est le même pour toutes les planètes (1618).

A.1.2. Position du satellite sur l'orbite

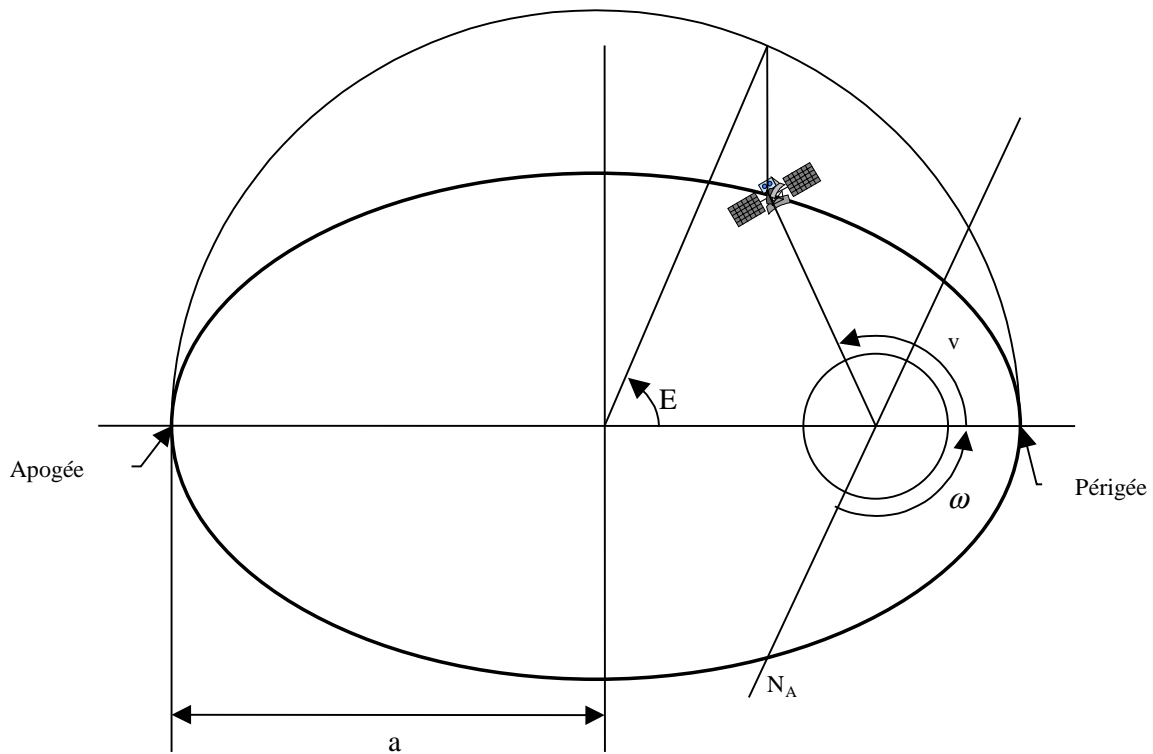


Figure A. 1. : Position du satellite sur l'orbite

La position du satellite est déterminée par l'angle v appelé l'*anomalie vraie*, entre la direction du périgée et la direction du satellite. On peut aussi utiliser l'*anomalie moyenne* M qui serait l'anomalie vraie d'un satellite avec une orbite circulaire de même période. Cette anomalie moyenne est reliée à l'*anomalie de l'excentricité* E par l'équation de Kepler :

$$M = E - e \sin E \quad (\text{rad}) \quad \text{Eq.A. 1}$$

L'*excentricité de l'orbite* e et le *demi grand axe* a caractérisent la forme de l'orbite. Si on définit r_a comme étant la distance entre le centre de la terre et l'apogée, et r_p comme étant la distance entre le centre de la terre et le périgée, l'excentricité de l'orbite s'écrit de la manière suivante :

$$e = \frac{r_a - r_p}{r_a + r_p} \quad \text{Eq.A. 2}$$

Enfin, l'orientation de l'orbite dans le plan est définie par l'*argument du périgée* ω . C'est l'angle entre la direction du *nœud ascendant* N_A et la direction du périgée.

A.1.3. Position du plan orbital dans l'espace

La position du plan orbital dans l'espace est caractérisée par deux paramètres : l'inclinaison i et l'ascension droite du nœud ascendant Ω .

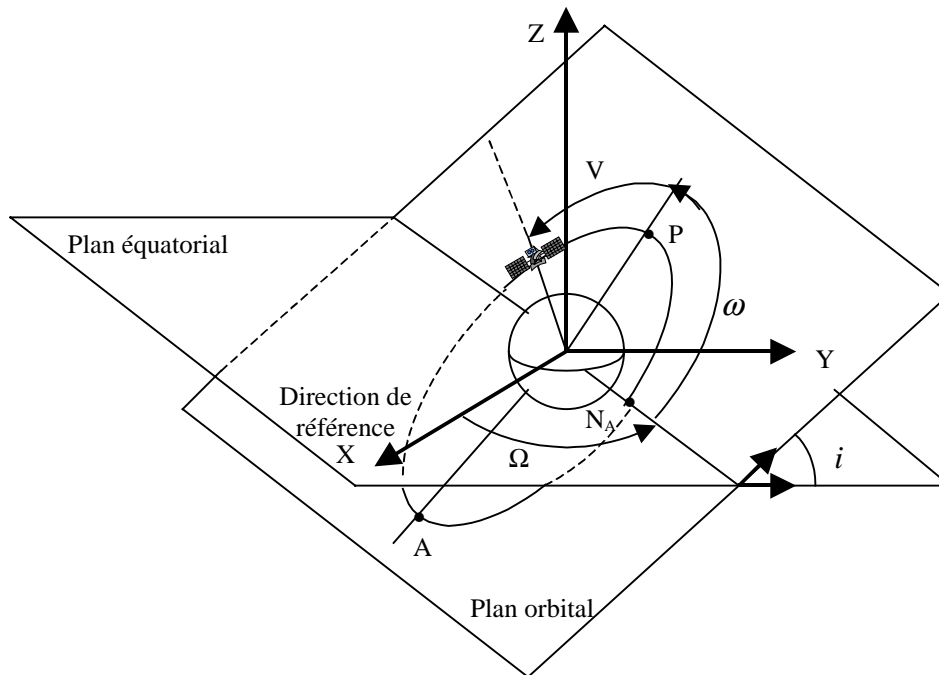


Figure A. 2. : Position du plan orbital dans l'espace

L'inclinaison du plan de l'orbite est l'angle, au nœud ascendant, entre la perpendiculaire à la ligne des nœuds orientée vers l'Est dans le plan équatorial et la perpendiculaire orientée dans la direction de la vitesse du satellite à la ligne des nœuds dans le plan orbital.

L'ascension droite du nœud ascendant est l'angle entre une direction de référence et l'intersection de l'orbite avec le plan équatorial.

On peut définir complètement la trajectoire d'un satellite dans l'espace en connaissant cinq paramètres $(a, e, i, \Omega, \omega)$ respectivement le demi grand axe, l'excentricité de l'orbite, l'inclinaison, l'ascension droite du nœud ascendant et l'argument du périhélie. Le mouvement d'un satellite, quant à lui, peut être défini par l'une des anomalies (v, E, M) qui sont l'anomalie vraie, l'anomalie excentrique et l'anomalie moyenne.

Selon les besoins de l'utilisateur (couverture mondiale ou locale), les satellites de la constellation devront être répartis de telle manière que lorsque l'un d'eux cesse d'être visible de l'utilisateur, il soit remplacé par un autre afin que l'utilisateur ait constamment 4 satellites en visibilité. Plusieurs types de constellation ont été étudiés, telle que les

constellations de Walker(T,P,F) où T est le nombre total de satellites de la constellation, P est le nombre de plans orbitaux et F est le phasage interplan.

Les satellites géostationnaires utilisent une orbite circulaire ($e=0$) dans le plan équatorial ($i=0$), et ont une altitude de 35 788 km telle que le satellite tourne à la même vitesse que la Terre. Sa particularité est que pour un observateur terrestre, le satellite apparaît fixe dans le ciel.

A.2. Géométrie entre la Terre et le satellite

Chaque satellite est défini par sa latitude et sa longitude par rapport à un point de référence P.

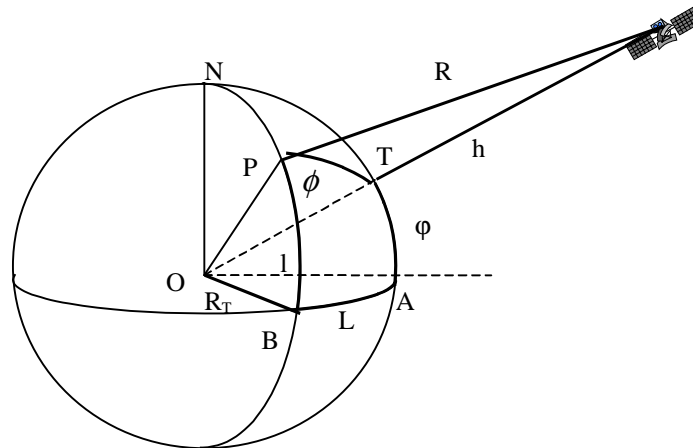


Figure A. 3. : Géométrie entre la terre et le satellite

φ : latitude du satellite

λ : longitude du satellite

l : latitude du point de référence P sur la terre

ψ : longitude de P

$L = \psi - \lambda$ différence des longitudes du satellite et du point P

h : altitude du satellite

$R_T = 6378km$ rayon de la terre

$r = R_T + h$: distance entre le centre de la terre et le satellite

$R = \sqrt{R_T^2 + r^2 - 2R_T r \cos \varphi}$: distance entre le satellite et le point P

avec $\cos \varphi = \cos L \cos \varphi \cos l + \sin \varphi \sin l$

Deux angles sont nécessaires pour localiser le satellite à partir d'un point P de la surface de la terre. Habituellement, on utilise les angles de site et d'azimut.

L'angle de site E_l est l'angle entre l'horizon au point considéré et le satellite, mesuré dans le plan contenant le point considéré, le satellite et le centre de la terre.

L'*angle azimut* A est l'angle, mesuré dans le plan horizontal au point P , entre la direction du Nord géographique et l'intersection du plan contenant le satellite et le centre de la terre.

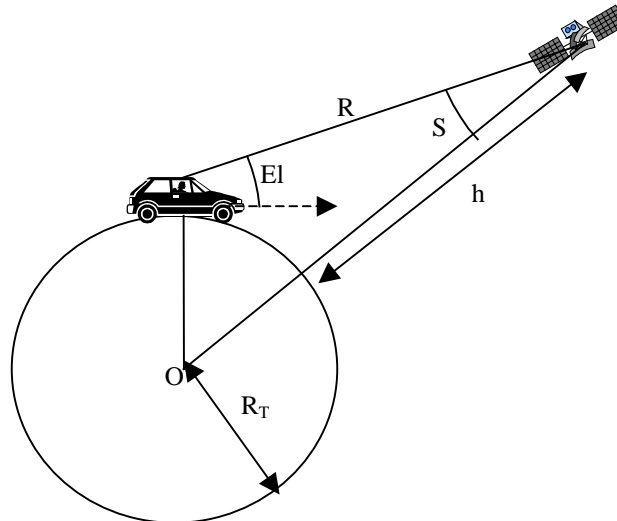


Figure A. 4. : Angle de nadir et angle de site

Un autre angle utile est l'*angle de nadir* S . C'est l'angle au satellite entre la direction du centre de la terre et la direction du point de référence P :

$$S = a \sin\left(\frac{R_T}{R_T + h} \cdot \cos(El)\right) \quad \text{Eq.A. 3}$$

Bibliographie

- [MAR-98] MARAL G., BOUSQUET M.
 « Satellite Communications Systems »,
 Wiley, 1998.

ANNEXE B

CODES PSEUDO-ALEATOIRES

Les codes pseudo-aléatoires sont utilisés par les système de navigation par satellite pour déterminer le temps de propagation du signal du satellite au récepteur.

Ces codes sont dit pseudo-aléatoires car à court terme les propriétés de ces codes se rapprochent de celles d'une séquence aléatoire de '0' et de '1', mais en réalité la séquence se reproduit identiquement à elle même tous les NT_c où T_c est la durée d'un bit (bribe).

Le code est obtenu à partir d'une séquence binaire, générées à partir de registres à décalage. Un registre à décalage de m étages génère des séquences définies par :

$$S_t = c_{m-1}S_{t-1} \oplus c_{m-2}S_{t-2} \oplus \dots \oplus c_1S_{t-m+1} \oplus c_0S_{t-m} \quad \text{Eq.B. 1}$$

où S_t est la valeur de la séquence à l'instant t , les coefficients c_i sont des valeurs binaires et le \oplus indique l'addition modulo 2.

Puisque le nombre d'états distinct d'un registre à décalage à m étages est 2^m , la séquence d'état et les séquences de sortie peuvent éventuellement devenir périodique avec une période maximale de $2^m - 1$.

Les coefficients définis dans l'équation I.1. peuvent être associés à un polynôme de degré m .

$$P_m(X) = X^m + c_{m-1}X^{m-1} + \dots + c_1X + c_0 \quad \text{Eq.B. 2}$$

Ainsi, il peut être montré que la séquence $\{S_i\}$ est une séquence à longueur maximale si P_m est un polynôme primitif [JER-00].

Les séquences à longueur maximale ont une fonction d'autocorrélation définie par :

$$R_p(\tau) = \frac{1}{NT_c} \sum_{n=1}^N Y(t)Y(t-\tau) \quad \text{avec } N = 2^m - 1 \text{ et } Y(t) = (-1)^{S_i} \quad \text{Eq.B. 3}$$

$R_p(\tau)$ est périodique et similaire à la fonction d'autocorrélation d'une séquence binaire aléatoire sur une période

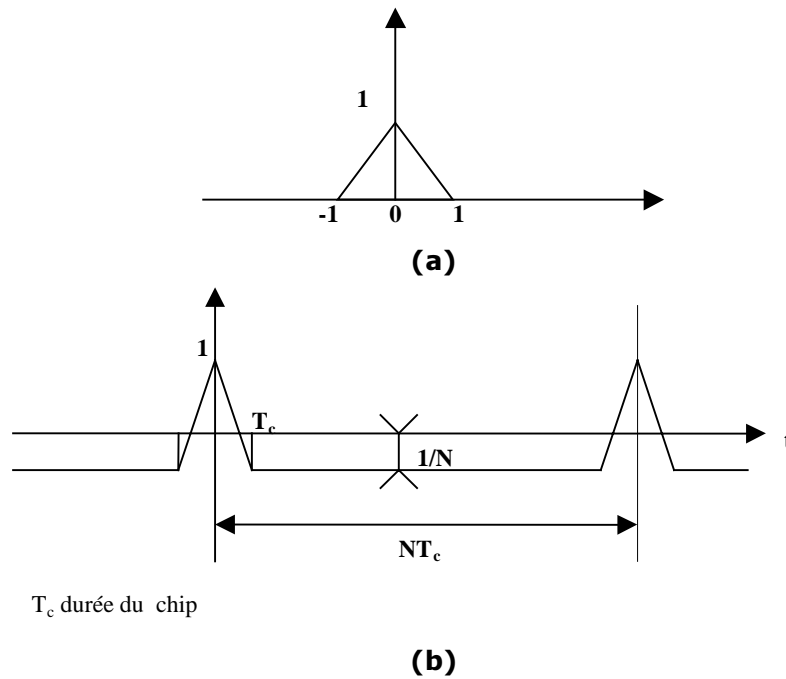


Figure B. 1: Fonction d'autocorrélation. (a) séquence binaire aléatoire ; (b) du code

Cette équation de la fonction d'autocorrélation des codes peut aussi s'écrire de la manière suivante :

$$R_p(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_c} \left(1 + \frac{1}{N}\right) & \text{pour } 0 \leq |\tau| \leq T_c \\ -\frac{1}{N} & \text{pour } T_c \leq |\tau| \leq \frac{1}{2}NT_c \end{cases} \quad \text{Eq.B. 4}$$

Par la suite, nous considèrerons N très grand, la formule de la fonction d'autocorrélation devient :

$$R_p(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_c} & \text{pour } 0 \leq |\tau| \leq T_c \\ 0 & \text{pour } T_c \leq |\tau| \end{cases} \quad \text{Eq.B. 5}$$

La fonction d'autocorrélation est donc un triangle. Le maximum est d'autant mieux défini et discernable que le pic est étroit et que sa hauteur relative est importante. Pour des applications de positionnement, il est particulièrement intéressant d'utiliser de longues séquences PRN à durée de bribe faible, puisque le pic d'autocorrélation constitue le repère de temps nécessaire à l'obtention de l'estimation du temps de propagation du signal.

Bibliographie

- [JER-00] JERUCHIM Michel C., BALABAN Philip, SHANMUGAN K. Sam
« Simulation of communication systems, modeling, methodology and techniques »,
New York, Kluwer academic/Plenum publishers, second edition, 2000.
- [KAP-96] KAPLAN Elliott D.
« Understanding GPS, principles and applications »,
Londres, Artech House, 1996.
- [PAR-96] PARKINSON Bradford W., SPILKER James J.
« Global Positioning System : Theory and Applications »,
American institute of aeronautics and astronautics, volume I,II ; 1996.

ANNEXE C

LE BILAN DE LIAISON

C.1. Puissance du signal

$$C = \frac{P_e G_{sat} G_{rec}}{L_{EL} A L_{FTX} L_{FRX}} \quad \text{Eq.C. 1}$$

P_e : puissance d'émission

G_{sat} : gain d'antenne satellite

G_{rec} : gain d'antenne récepteur

L_{EL} : perte d'espace libre

A : perte due aux composantes gazeuses de l'atmosphère

L_{FTX} : perte de transmission au niveau du satellite

L_{FRX} : perte de transmission au niveau du récepteur

C.1.1. Puissance d'émission et perte de transmission au niveau du satellite

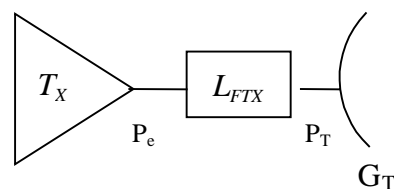


Figure C. 1. : Pertes au niveau de l'émetteur

L_{FTX} est la perte entre l'émetteur et l'antenne. Pour alimenter l'antenne avec une puissance P_T , il est nécessaire de fournir une puissance d'émission P_e en sortie de l'émetteur tel que :

$$P_e = P_T \times L_{FTX} \quad \text{Eq.C. 2}$$

C.1.2. Gain d'antenne du satellite

Un élément essentiel de la charge utile d'un satellite est son diagramme d'antenne. Ce diagramme est réalisé de telle manière que la densité de puissance reçue au niveau de la terre soit sensiblement constante sur la zone de couverture du satellite.

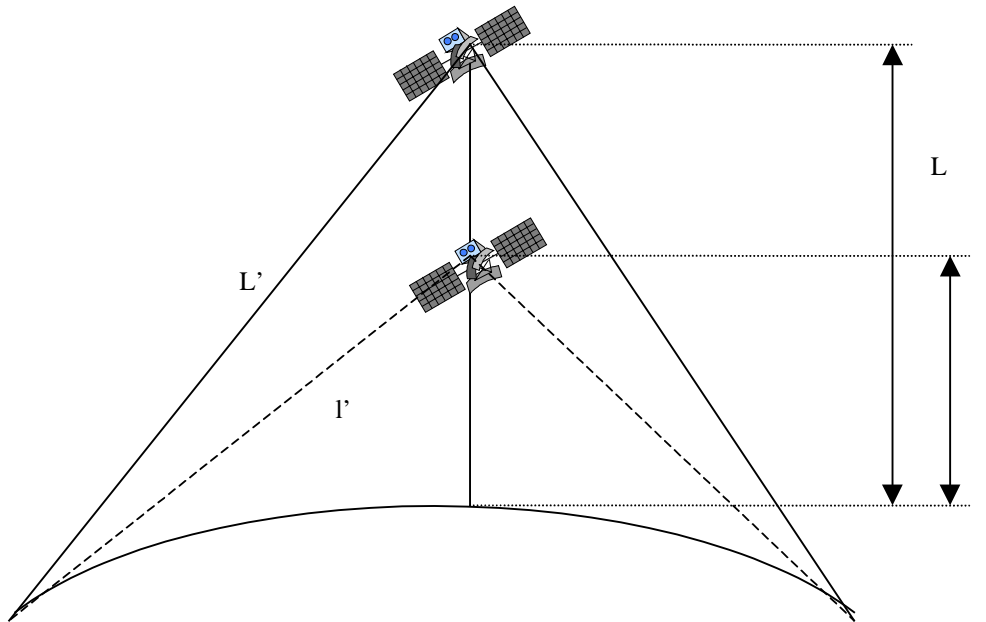


Figure C. 2. : Diagramme d'antenne

Pour une zone de couverture donnée, plus l'altitude est faible, plus l'angle nadir est grand, et plus le gain d'antenne est faible. Par ailleurs, on remarque que plus le satellite a une altitude faible, plus les différences dans le gain d'antenne pour des angles nadir différents doivent être importantes pour obtenir une densité surfacique de puissance constante. Ceci est dû au fait que, comme le montre la Figure 2., la différence entre l et l' est plus grande que la différence entre L et L'.

Pour des orbites MEO, le diagramme d'antenne est défini pour des angles variant entre 0° et 16° (couverture pour un angle nadir allant jusqu'à 14°).

$$G_{MEO} = 10 \cdot \log \left(\sum_{i=0}^6 a_i \cdot S^i \right) \quad \text{Eq.C. 3}$$

a ₀	13.1801	a ₄	-0.008
a ₁	0.3494	a ₅	0.0004
a ₂	-0.1076	a ₆	0.0
a ₃	0.0608		

Table C. 1 : paramètres du gain d'antenne des satellites

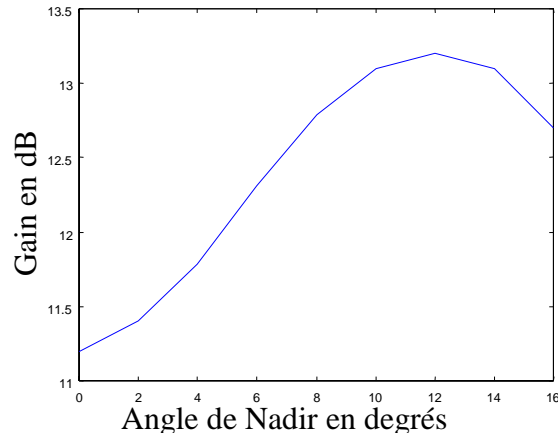


Figure C. 3. : Gain d'antenne des satellites

C.1.3. Gain d'antenne du récepteur et perte de transmission au niveau du récepteur

C.1.3.1. Gain d'antenne du récepteur

Les trajets multiples changeant la forme de la polarisation de l'onde, deux diagrammes de gain d'antenne du récepteur doivent être considérés. Le premier donne le gain de l'antenne pour des signaux ayant une polarisation circulaire droite et le deuxième pour une polarisation circulaire gauche. On notera que puisque l'antenne est conçue nominale pour recevoir des signaux à polarisation circulaire droite, les gains d'antennes pour des signaux à polarisation circulaire gauche sont faibles.

De plus, pour prendre en compte le changement de la forme de la polarisation de l'onde (de circulaire, l'onde devient polarisée elliptique), l'onde peut être décomposée en deux ondes dont l'une est polarisée circulaire droite et l'autre circulaire gauche. Il suffit alors d'appliquer aux deux ondes ainsi obtenues le gain d'antenne qui lui correspond.

Les diagrammes d'antenne typiques du récepteur, comme pour les diagrammes d'antenne des satellites sont donnés sous forme de polynômes dont les coefficients sont fournis dans les tableaux qui suivent.

$$G_{REC} = \sum_{i=0}^6 a_i \cdot \alpha^i$$

Eq.C. 4

L'angle α est l'angle (en radian) entre l'axe de l'antenne de la direction considérée et l'onde incidente. L'axe de l'antenne sera supposé orienté au zénith, et l'angle α se confond avec l'angle d'incidence par rapport à la normale au plan horizontal local (complément de l'angle de site).

❖ Polarisation droite

α	Angle d'incidence	a_3	-104.4102
a_0	0.0006	a_4	59.7165
a_1	-22.8316	a_5	-15.26
a_2	77.2018	a_6	1.4088

Table C. 2 : paramètres du gain d'antenne récepteur en polarisation droite

❖ Polarisation gauche

α	Angle d'incidence	a_3	33.6161
a_0	-24.9948	a_4	-19.1146
a_1	10.8642	a_5	4.6611
a_2	-26.0155	a_6	-0.4025

Table C. 3 : paramètres du gain d'antenne récepteur en polarisation gauche

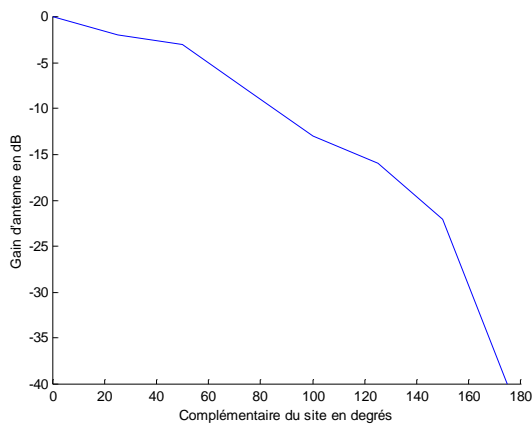


Figure C. 4. : gain d'antenne RHCP

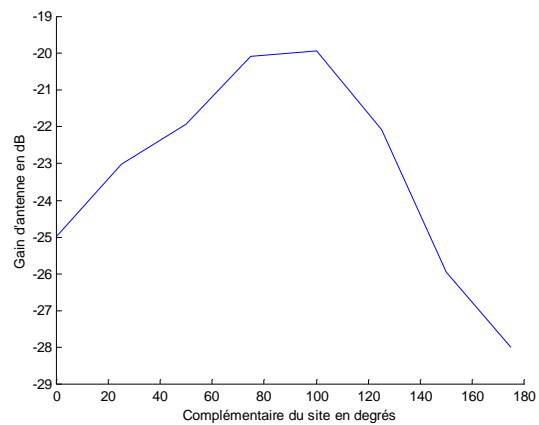


Figure C. 5.: gain d'antenne LHCP

C.1.3.1. Perte de transmission

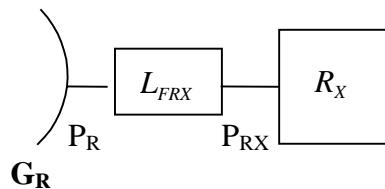


Figure C. 6.: Pertes au niveau du récepteur

La puissance du signal P_{RX} à l'entrée du récepteur est égale à :

$$P_{RX} = \frac{P_R}{L_{FRX}} \quad \text{Eq.C. 5}$$

où P_R est la puissance au pied de l'antenne et L_{FRX} est la perte entre l'antenne et le récepteur.

C.1.4. Perte en espace libre

La perte en espace libre représente le rapport des puissances reçue et émise pour une liaison entre deux antennes isotropiques.

$$L_{EL} = 20 \cdot \log \left(\frac{4\pi \times R \times f_p}{c} \right) \quad \text{Eq.C. 6}$$

où f_p est la fréquence de la porteuse émise par le satellite

et R est la distance entre le récepteur et le satellite

C.2. Puissance du bruit

Différents signaux indésirables (bruits) se superposent à la porteuse reçue du satellite. En excluant les brouillages d'origine radioélectrique en provenance d'autres systèmes de communications, il est commode de combiner les bruits en provenance de l'antenne, de la connexion antenne récepteur, et le bruit équivalent du récepteur en un bruit défini à l'entrée du récepteur et caractérisé par la température de bruit système.

$$T = \frac{T_a}{L_{FRX}} + \frac{L_{FRX} - 1}{L_{FRX}} T_0 + T_r \quad \text{Eq.C. 7}$$

où :

T_0 température de référence

T_a température d'antenne

L_{FRX} perte de câble récepteur

$T_r = (F - 1)T_0$ température récepteur

F facteur de bruit du récepteur

Dans la bande de bruit du récepteur, ce bruit est modélisé par un bruit blanc de densité spectrale de puissance monolatérale N_0 telle que :

$$N_0 = k.T \quad \text{Eq.C. 8}$$

où k est la constante de Boltzmann $k = -228.6 \text{ dBW} / \text{K.Hz} = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ W} / \text{K.Hz}$

Pour avoir un ordre d'idée du niveau de bruit en entrée du récepteur, Les valeurs suivantes sont appliquées aux différents paramètres des équations ci-dessus :

$$T_a = 130K$$

$$L_{FRX} = 1.1dB$$

$$F = 1.25dB$$

$$T_0 = 290K$$

T devient alors :

$$T = 217K = 23.36dBK$$

d'où :

$$N_0 = -205.24dBW / Hz$$

C.3. Rapport signal à bruit

Le rapport signal à bruit s'obtient alors en faisant le rapport entre la puissance du signal et la puissance du bruit :

$$\frac{C}{N_0} = \frac{P_e G_{sat} G_{rec}}{L_{EL} A L_{FTX} L_{FRX} N_0} \quad \text{Eq.C. 9}$$

P_e : puissance d'émission

G_{sat} : gain d'antenne satellite

G_{rec} : gain d'antenne récepteur

L_{EL} : perte d'espace libre

A : perte due aux composantes gazeuses de l'atmosphère

L_{FTX} : perte de transmission au niveau du satellite

L_{FRX} : perte de transmission au niveau du récepteur

Bibliographie

[MAR-98] MARAL G., BOUSQUET M.

« Satellite Communications Systems »,
Wiley, 1998.

[PAR-96] PARKINSON Bradford W., SPILKER James J.

« Global Positioning System : Theory and Applications »,
American institute of aeronautics and astronautics, volume I,II ; 1996.

ANNEXE D

LES POSTES D'ERREUR

Cette annexe a pour but de présenter plus en détail trois postes d'erreur des systèmes de navigation par satellites :

- Erreurs d'éphémérides
- Erreur ionosphérique
- Erreur troposphérique

D.1. Les erreurs d'éphémérides

Le principe des systèmes de navigation pour calculer la position du récepteur par satellite est de mesurer la distance séparant le satellite et le récepteur. Or, les satellites ne décrivent pas parfaitement l'orbite dont ils transmettent les paramètres, ils peuvent être en avance ou en retard voire décalés de la trajectoire qui est envoyée à l'utilisateur. Ces erreurs sur les positions des satellites introduisent donc une erreur dans la mesure de la pseudo-distance.

Ces erreurs d'orbitographie ont plusieurs origines : l'influence de la lune et du soleil, et la précision du suivi des satellites par le segment de contrôle.

Trois erreurs de position d'un satellite par rapport à son orbite peuvent être distinguées :

- L'erreur radiale qui est l'erreur d'altitude du satellite (RAD)
- L'erreur de position le long de sa trajectoire (ATK)
- L'erreur orthogonale à l'orbite et à la verticale (XTK)

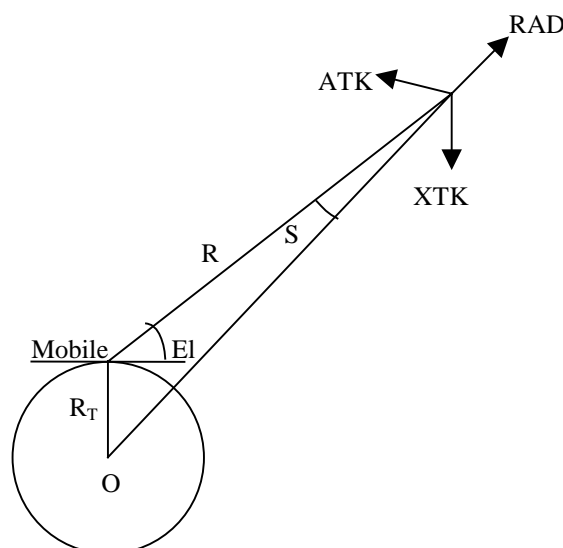


Figure D. 1 : Erreurs d'orbitographie

La contribution de ces erreurs est donnée par :

$$\Delta R = \cos S.RAD + \sin S.\cos \beta.ATK + \sin S.\sin \beta.XTK$$

Eq.D. 1

avec :

S l'angle de nadir

ΔR l'erreur introduite sur R (distance satellite récepteur) par les erreurs d'orbitographie

β l'angle entre l'orbite du satellite et le plan défini par les trois points : satellite, récepteur et centre de la terre.

L'effet de ces erreurs dépend donc de la position de l'utilisateur par rapport au satellite. Nous avons pris des valeurs d'erreurs à 1 sigma de 1m pour RAD, et de 3.3m pour ATK et XTK.

D.2. L'ionosphère

L'ionosphère est un milieu dispersif situé dans la région de l'atmosphère comprise entre 70 km et 1 000 km. Dans cette région, les rayons ultraviolets en provenance du soleil ionisent des molécules de gaz et libèrent des électrons libres. Ces électrons libres influencent la propagation des ondes électromagnétiques. Les effets sont la scintillation, variation de la direction d'arrivée, retard de propagation, dispersion, changement de fréquence et rotation de polarisation.

D.2.1. Perturbations introduites par la traversée de l'ionosphère

D.2.1.1. Scintillations

L'ionisation qui se produit dans l'ionosphère comporte des variations horizontales et des variations temporelles à court terme, qui créent donc des fluctuations dans les caractéristiques d'une onde traversant l'ionosphère. Ces fluctuations peuvent affecter l'amplitude, la phase d'angle d'arrivée et la polarisation de l'onde.

L'effet de scintillation dépend de la latitude, et le globe a été divisé en trois grands secteurs d'activité de scintillation :

- Région équatoriale : $\pm 20^\circ$ par rapport à l'équateur
- Latitude moyenne : $\pm 20^\circ$ à $\pm 60^\circ$
- Région polaire : $\pm 60^\circ$ à $\pm 90^\circ$

Ces fluctuations ionosphériques sont surtout importantes dans les régions équatoriales et polaires et pendant la nuit.

D.2.1.2. Variation de la direction d'arrivée

L'indice de réfraction de l'ionosphère est responsable de la déviation des ondes par rapport à la ligne droite entre le satellite et le sol. L'erreur ionosphérique de réfraction angulaire est donnée par l'expression suivante :

$$\Delta E = \frac{(R + R_T \sin El)(R_T \cos El)}{h_i(2R_T + h_i) + (R_T^2 \sin^2 El)} \times \frac{40.3 \times TEC}{f_p^2 R} \quad \text{Eq.D. 2}$$

R est la distance entre le satellite et le récepteur

h_i hauteur de la distribution du TEC (densité d'électrons le long du trajet en électrons par m^2) en général compris entre 300 et 400 km.

Cette erreur peut être cependant négligée.

D.2.1.3. Retard de propagation

Les retards ionosphériques sont très sensibles à l'activité solaire ce qui rend les modèles peu précis.

Une expression du premier ordre du retard ionosphérique est :

$$\tau_{iono} = \frac{40.3}{cf_p^2} \times TEC = \frac{40.3}{cf_p^2} \times \frac{N}{\sin(El)} \quad \text{Eq.D. 3}$$

où c est la vitesse de la lumière, f_p est la fréquence porteuse du signal, TEC est la densité d'électrons le long du trajet en électrons par m^2 et N est le TEC d'une colonne verticale de $1 m^2$ de section.

Deux modèles sont fréquemment utilisés, le premier est le modèle de Klobuchar, qui est utilisé dans les récepteurs GPS pour corriger les mesures de pseudo-distances du délai ionosphérique. Un autre modèle est le modèle de Bent, qui selon ses auteurs a un niveau d'exactitude de 75 à 80% par rapport à la réalité. Ces deux modèles sont donnés à la fin de cette annexe.

L'ionosphère introduit aussi une avance de la phase de la porteuse dépendant du retard de propagation :

$$\phi_{iono} = -f_p \tau_{iono} \quad \text{Eq.D. 4}$$

D.2.1.4. Dispersion

La dispersivité de l'ionosphère peut produire une dispersion du spectre du signal, mais ces effets peuvent être négligés.

D.2.1.5. Changement de fréquence

Puisque la fréquence est la dérivée par rapport au temps de la phase, une contribution supplémentaire au décalage Doppler apparaît. Ce décalage fréquentiel est petit par rapport au décalage Doppler et est le même pour tous les trajets provenant d'un même satellite, nous ne le prendrons donc pas en compte.

D.2.1.6. Rotation de polarisation

Lorsqu'une onde radio polarisée linéairement traverse l'ionosphère, l'onde subit une rotation du plan de polarisation, phénomène connu sous le nom de rotation de Faraday. Dans notre cas, nous utilisons des signaux polarisés circulairement, la rotation de Faraday n'a donc aucun effet sur le signal.

D.2.2. Modèles du retard de propagation introduit par la traversée de l'ionosphère

D.2.2.1. Modèle de Klobuchar

Le modèle de Klobuchar permet d'estimer en partie le retard de l'onde introduit par la traversée de l'ionosphère :

$$T_{ion} = F \times \left[5ns + Amp \left(1 - \frac{x^2}{2} + \frac{x^2}{24} \right) \right] \quad \text{si } |x| < 1 \text{ durant la journée} \quad \text{Eq.D. 5}$$

$$T_{ion} = F \times 5ns \quad \text{si } |x| \geq 1.57 \text{ durant la nuit} \quad \text{Eq.D. 6}$$

F est le coefficient d'obliquité : le trajet de l'onde dans l'ionosphère est plus important en oblique qu'à la verticale. Le retard déterminé à la verticale du point d'intersection de la liaison satellite- récepteur et l'ionosphère doit être multiplié par un coefficient dépendant de l'angle de site.

$$F = 1.1 + 16.0 \times (0.53 - El)^3 \quad \text{Eq.D. 7}$$

$$x = 2\pi \left(\frac{t - 50400}{Per} \right) \text{ où } t \text{ heure locale} \quad \text{Eq.D. 8}$$

L'amplitude du modèle est donnée par :

$$Amp = \sum_{n=0}^3 \alpha_n \cdot \phi_m^n \quad \text{Eq.D. 9}$$

La période du modèle est obtenue par les relations suivantes :

$$Per = \sum_{n=0}^3 \beta_n \cdot \phi_m^n \quad \text{Eq.D. 10}$$

ϕ_m est la latitude géomagnétique du point d'intersection (ϕ_i, λ_i) de la liaison satellite - récepteur et l'ionosphère.

Une correction magnétique est nécessaire car on utilise la latitude géomagnétique dans la période et l'amplitude. L'équateur géomagnétique est décalé au maximum de 20° par rapport à l'équateur géographique.

$$\phi_m = \phi_i + 0.0064 \cdot \cos(\lambda_i - 1.617) \quad \text{Eq.D. 11}$$

Cette relation provient d'une approximation de :

$$\sin \phi_m = \sin \phi_i \cdot \sin \phi_p + \cos \phi_i \cdot \cos \phi_p \cdot \cos(\lambda_i - \lambda_p) \quad \text{Eq.D. 12}$$

où ϕ_p et λ_p sont des constantes.

ϕ_i et λ_i sont respectivement la latitude et la longitude géocentrique de la projection sur terre du point d'intersection liaison-ionosphère. Ces paramètres sont déterminés par la position du récepteur.

La longitude est donnée par :

$$\begin{aligned} \phi_i &= \phi_u + \psi \cdot \cos A & \text{si } |\phi_i| \leq 0,416 \\ \phi_i &= +0,416 & \text{si } \phi_i > 0,416 \\ \phi_i &= -0,416 & \text{si } \phi_i < -0,416 \end{aligned} \quad \text{Eq.D. 13}$$

et la latitude par :

$$\lambda_i = \lambda_u + \frac{\psi \cdot \sin A}{\cos \phi_i} \quad \text{Eq.D. 14}$$

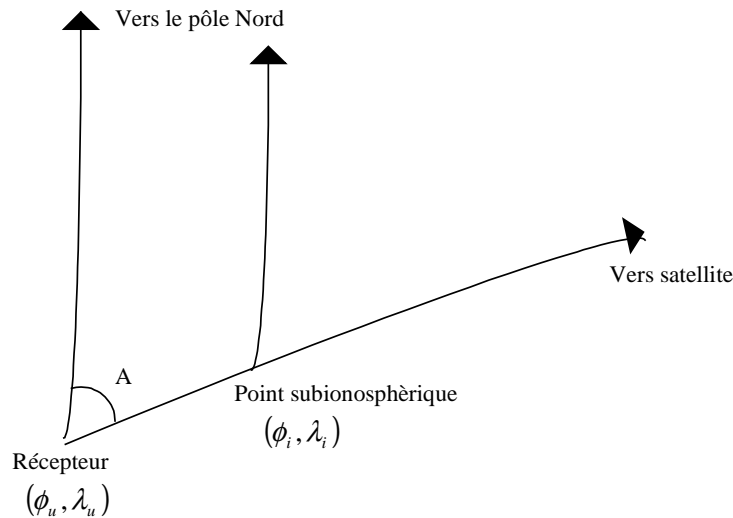


Figure D. 2 : Géométrie par rapport au pôle Nord

ϕ_u et λ_u sont respectivement la latitude et la longitude géocentrique du récepteur ou de l'utilisateur.

ψ est l'angle au centre de la terre entre le récepteur et le point d'intersection liaison ionosphère.

$$\psi = 90 - El - z \text{ en degrés} \quad \text{Eq.D. 15}$$

$$\text{et } z = a \sin \left| \frac{R_T}{R_T + h} \times \cos(El) \right| \quad \text{Eq.D. 16}$$

$$R_T = 6400 \text{ km}$$

$$h = 350 \text{ km}$$

On peut utiliser un algorithme simplifié pour le calcul de ψ :

$$\psi = \frac{0.00137}{El + 0.11} - 0.022 \quad \text{Eq.D. 17}$$

Les coefficients α_n et β_n sont des paramètres transmis par les satellites.

TERME	HIVER	PRINTEMPS	ETE	AUTOMNE
α_0	$7.9 \cdot 10^{-9}$	$9.2 \cdot 10^{-9}$	$4.3 \cdot 10^{-9}$	$1.2 \cdot 10^{-8}$
α_1	$-8.9 \cdot 10^{-9}$	$1.8 \cdot 10^{-8}$	$-1.2 \cdot 10^{-8}$	$-2.3 \cdot 10^{-9}$
α_2	$-6.2 \cdot 10^{-8}$	$-7.2 \cdot 10^{-8}$	$-3.4 \cdot 10^{-8}$	$-9.2 \cdot 10^{-8}$
α_3	$7.0 \cdot 10^{-8}$	$-1.2 \cdot 10^{-7}$	$-8.8 \cdot 10^{-8}$	$2.1 \cdot 10^{-8}$
β_0	$8.8 \cdot 10^4$	$8.7 \cdot 10^4$	$8.0 \cdot 10^4$	$9.3 \cdot 10^4$
β_1	$-2.7 \cdot 10^4$	$5.0 \cdot 10^4$	$6.3 \cdot 10^4$	$-1.5 \cdot 10^3$
β_2	$-1.7 \cdot 10^5$	$-1.6 \cdot 10^5$	$-8.3 \cdot 10^4$	$-2.2 \cdot 10^5$
β_3	$1.9 \cdot 10^5$	$-3.3 \cdot 10^5$	$-4.1 \cdot 10^5$	$1.5 \cdot 10^4$

Table D. 1 : paramètres du modèle de Klobuchar en fonction des saisons

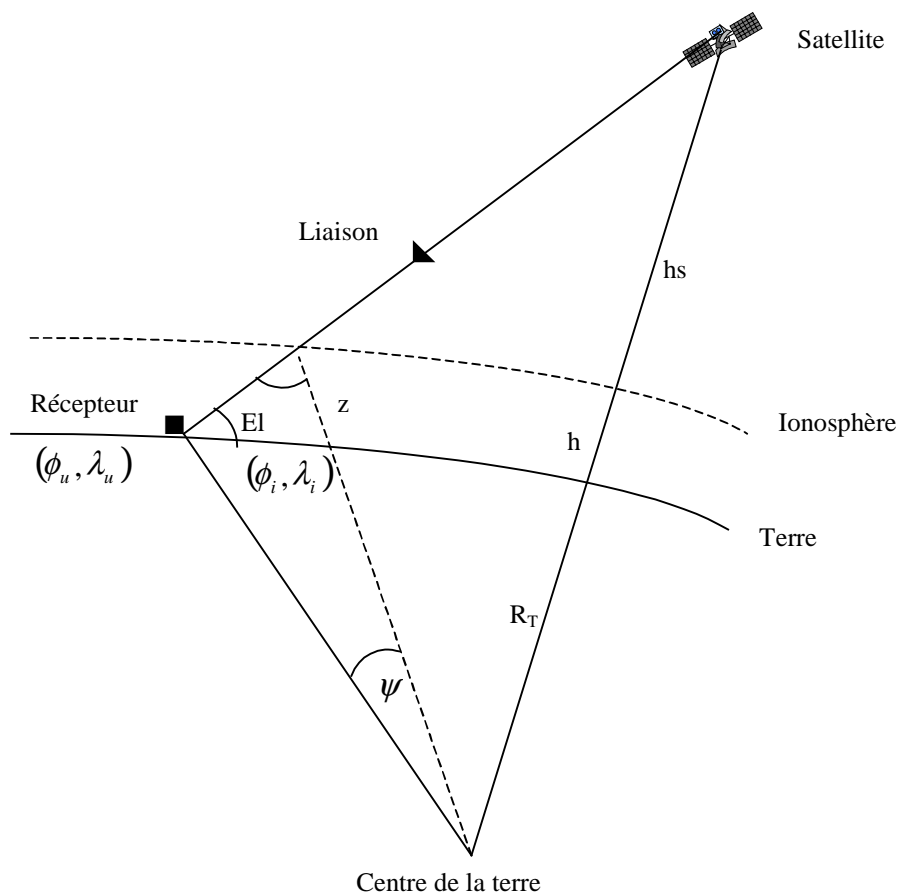


Figure D. 3 : Traversée de l'ionosphère

D.2.2.2. *Modèle de Bent*

Le modèle ionosphérique de Bent consiste en un algorithme capable de fournir une estimation du contenu électronique total très précise quel que soit le lieu où on cherche à l'estimer et quelle que soit l'heure locale.

Le profil ionosphérique a été modélisé empiriquement à partir d'une très grande quantité de mesures.

$$\tau = \frac{40.3}{cf_p^2} \times TEC = \frac{40.3}{cf_p^2} \times \frac{N}{\sin(El)} \tag{Eq.D. 18}$$

Ce modèle présente les caractéristiques suivantes :

- Une fonction quartique dans la basse ionosphère
- Trois fonctions exponentielles dans la haute ionosphère jusqu'à 1012 km
- Une parabole dans la partie intermédiaire

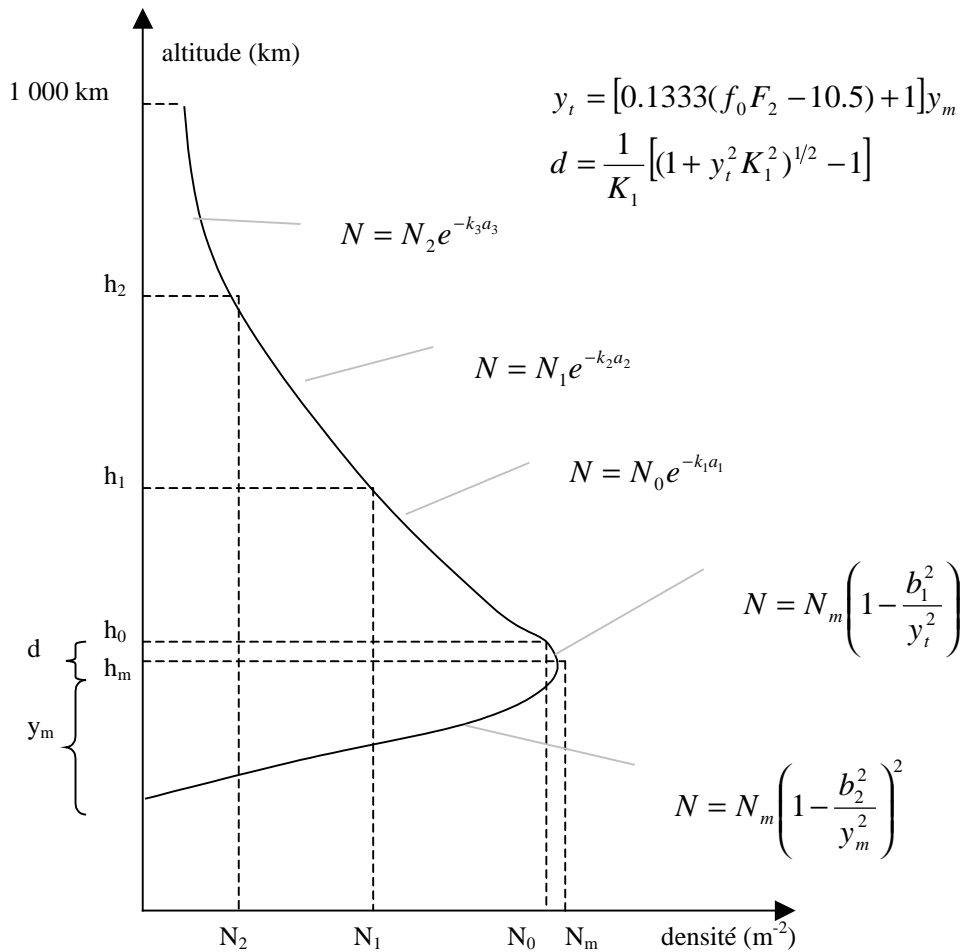


Figure D. 4 : Modèle de Bent

D.3. La troposphère

La traversée de la troposphère introduit plusieurs perturbations. La troposphère est la couche atmosphérique la plus voisine de la terre et son épaisseur est comprise entre 4 km aux pôles et 18 km sur l'équateur.

D.3.1. Retard de propagation

Lorsque l'angle de site est faible, le trajet à travers l'atmosphère est plus important. Par conséquent, la correction doit tenir compte de l'altitude du récepteur et de l'angle de site par rapport à l'horizon.

La correction en distance s'exprime de la manière suivante :

$$\Delta R(h, El) = f(El) \times \Delta R(h) \quad \text{Eq.D. 19}$$

où : $\Delta R(h, El)$ est la correction totale en distance

$R(h)$ la correction en fonction de l'altitude

El l'angle de site

Ce modèle de correction est valable quelle que soit l'altitude du récepteur dans l'atmosphère.

La correction du temps de propagation ou de la distance récepteur-satellite en fonction de l'angle de site est donnée par la relation :

$$f(El) = \frac{1}{\sin El + \frac{0,00143}{\tan El + 0,0455}} \quad \text{pour } El < 90^\circ \quad \text{Eq.D. 20}$$

$$f(\theta) = 1 \quad \text{pour } El = 90^\circ \quad \text{Eq.D. 21}$$

La correction de la distance entre le récepteur et les satellites est donnée par :

$$\Delta R(h) = \Delta R_1(h) + \Delta R_2(h) + \Delta R_3(h) \quad \text{Eq.D. 22}$$

où :

$\Delta R_1(h)$: correction de distance pour une altitude comprise entre 0 et 1 km

$\Delta R_2(h)$: correction de distance pour une altitude comprise entre 1 et 9 km

$\Delta R_3(h)$: correction de distance pour une altitude comprise entre 9 km et h_{sat}

Si l'altitude de l'utilisateur h_u est comprise entre 0 et 1 km :

$$\Delta R_1(h_u) = \int_{h_u}^{1km} (N_0 + \Delta N.h).dh.10^{-3}(\text{mètres}) \quad \text{Eq.D. 23}$$

$$\Delta R_2(h_u) = 1.430m \quad \text{Eq.D. 24}$$

$$\Delta R_3(h_u) = 0.732m \quad \text{Eq.D. 25}$$

avec $N_0 = 324.8$ indice de réfraction au niveau de la mer

$$\Delta N = -44.792$$

Si h_u est comprise entre 1 et 9 km :

$$\Delta R_1(h_u) = 0 \quad \text{Eq.D. 26}$$

$$\Delta R_2(h_u) = \int_{h_u}^{9km} N_1.e^{-\alpha.(h-1)}.dh.10^{-3}(\text{mètres}) \quad \text{Eq.D. 27}$$

$$\Delta R_3(h_u) = 0.732m \quad \text{Eq.D. 28}$$

avec $N_1 = 280$

$$\alpha = \frac{1}{8} \ln \frac{N_1}{105} \quad \text{Eq.D. 29}$$

Le retard troposphérique est alors :

$$T = f(EI) \times \frac{\Delta R(h)}{c} \quad \text{Eq.D. 30}$$

D.3.2. Atténuation due aux composantes gazeuses

Dans la bande 1-2 GHz, le phénomène d'atténuation par les gaz présents dans l'atmosphère est dominé par atténuation de l'oxygène. Cette atténuation est de l'ordre de 0.035 dB pour un satellite au zénith ($EI=90^\circ$). Toutefois, elle peut être dix fois plus importante pour de faibles angles de site.

L'atténuation de l'oxygène $A(EI)$ varie avec l'angle de site EI proportionnellement à la taille du trajet troposphérique L

Si la troposphère est modélisée par une simple coquille sphérique uniforme de hauteur h_m , alors L varie avec l'angle de site El .

$$A(El) \cong \frac{2 \times 0.035 \times (1 + a/2)}{\sin(El) + \sqrt{\sin^2(El) + 2 \times a + a^2}} \text{ dB} \quad \text{Eq.D. 31}$$

avec $a = \frac{h_m}{R_T} = \frac{6}{6378} \approx 9.4 \cdot 10^{-4}$ Eq.D. 32

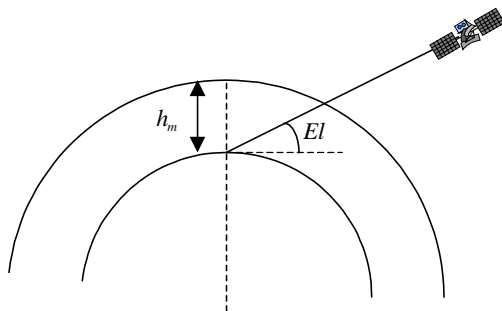


Figure D. 5 : Troposphère

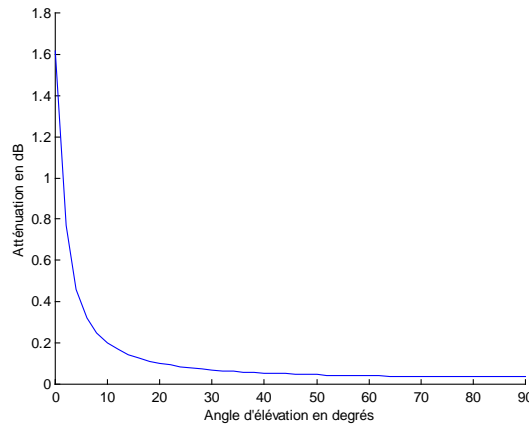


Figure D. 6 : Atténuation due aux gaz

D.3.3. Atténuation due aux phénomènes hydrométéorologiques

Etant donné les fréquences que nous prenons en compte (bande L), nous pouvons négliger les atténuations atmosphériques dues à la pluie, la neige, les effets de la vapeur d'eau.

Bibliographie

- [KAP-96] KAPLAN Elliott D.
« Understanding GPS, principles and applications »,
Londres, Artech House, 1996.
- [KLO-95] KLOBUCHAR J.A.
« Ionospheric Effects on GPS »,
AIAA book on GPS, 1995.
- [PAR-96] PARKINSON Bradford W., SPILKER James J.
« Global Positioning System : Theory and Applications »,
American institute of aeronautics and astronautics, volume I,II ; 1996.

ANNEXE E :

LE RECEPTEUR DE NAVIGATION

Le but de cette annexe est de présenter le principe de fonctionnement d'un récepteur de navigation. Tout d'abord, nous verrons comment la pseudo-distance est mesurée, puis comment la position du récepteur peut être calculée grâce à un filtre de Kalman.

E.1. La poursuite

Les récepteurs de navigation poursuivent le signal à l'aide d'une boucle de phase qui démodule les données, et d'une boucle de code qui mesure le temps de propagation du signal.

E.1.1. La boucle de phase

Pour démoduler la porteuse, les récepteurs de navigation par satellites utilisent le plus souvent une boucle de Costas. Dans le schéma qui suit, la structure classique de cette boucle est rappelée :

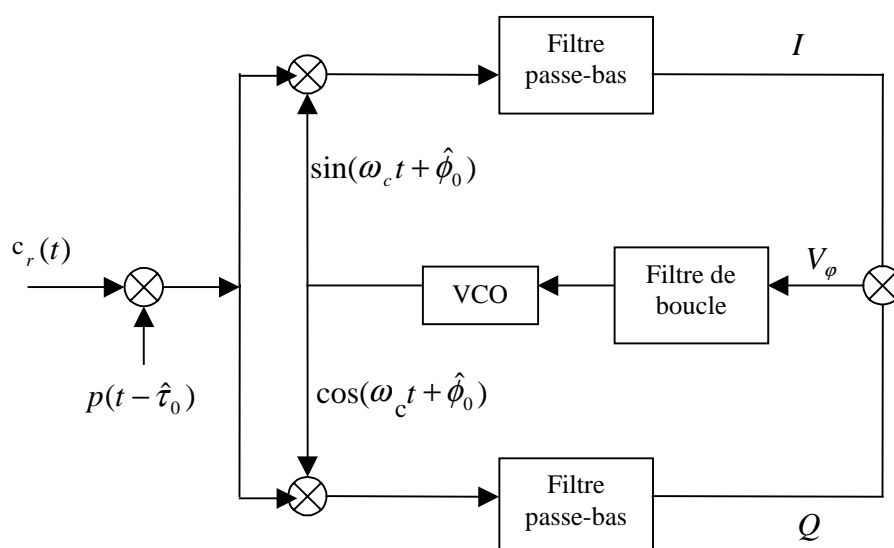


Figure E. 1: la boucle de Costas

$c_r(t)$ est le signal reçu par la boucle de phase et est défini par :

$$c_r(t) = a_0(t)p(t - \tau_0(t))d(t - \tau_0(t))\sin(2\pi f_c t + \phi_0(t)) \quad \text{Eq.E. 1}$$

La porteuse reçue est multipliée par la composante en cosinus et par la composante en sinus de la porteuse générée localement par le VCO. Les termes à fréquence double résultant du passage en bande de base, sont éliminés par les filtres passe-bas situés en sortie des multiplieurs. Le signal d'erreur est alors obtenu en multipliant les termes en sortie des filtres. Ce signal d'erreur appelé aussi tension d'erreur est filtré par le filtre de boucle qui donne en sortie la tension de contrôle pilotant le VCO.

$$I(kT_c) = \int_{(k-1)T_c}^{kT_c} c_r(t) \times \sin(\omega_c t + \hat{\phi}_0) \times p(t - \hat{\tau}_0) dt = \frac{a_0(kT_c)}{2} R_p(\tau_0(kT_c) - \hat{\tau}_0) \times \cos(\phi_0(kT_c) - \hat{\phi}_0) \quad \text{Eq.E. 2}$$

$$Q(kT_c) = \int_{(k-1)T_c}^{kT_c} c_r(t) \times \cos(\omega_c t + \hat{\phi}_0) \times p(t - \hat{\tau}_0) dt = \frac{a_0(kT_c)}{2} R_p(\tau_0(kT_c) - \hat{\tau}_0) \times \sin(\phi_0(kT_c) - \hat{\phi}_0) \quad \text{Eq.E. 3}$$

$\hat{\phi}_0$ et $\hat{\tau}_0$ sont les estimations de la phase ϕ_0 et du retard τ_0 de la porteuse du signal direct.

La tension d'erreur de la boucle de Costas est alors donnée par l'expression suivante :

$$V_\phi(kT_c) = I \times Q = \frac{a_0^2(kT_c)}{8} R_p^2(\tau_0(kT_c) - \hat{\tau}_0) \sin(2(\phi_0(kT_c) - \hat{\phi}_0)) \quad \text{Eq.E. 4}$$

La tension d'erreur en fonction de la différence de phase $\phi_0 - \hat{\phi}_0$ a la forme suivante :

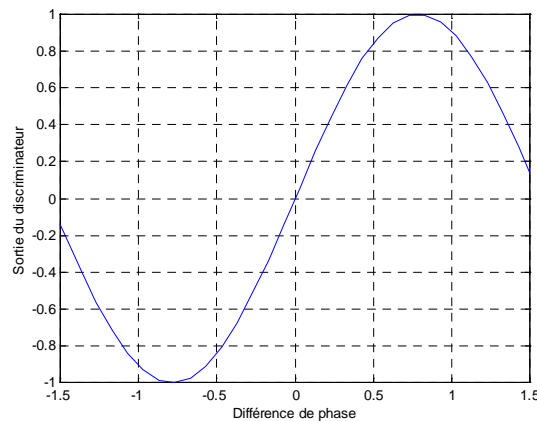


Figure E. 2: Tension d'erreur de la boucle de Costas

L'estimation de la phase $\hat{\phi}_0$ est obtenue pour une tension d'erreur nulle, avec une constante de temps $1/B_L$, B_L étant la bande de boucle qui représente la largeur de bande équivalente de bruit unilatérale de la boucle.

E.1.2. La boucle de code non cohérente

Maintenant le principe de fonctionnement d'une boucle de code non cohérente va être abordé.

La mesure du temps de propagation du signal, consiste en dater l'instant d'arrivée du début ou de la fin d'une brève spécifique du code à l'aide de l'horloge du récepteur, sachant l'instant d'émission de cet événement car véhiculé par le message de navigation. Classiquement, le principe de la mesure consiste à corrélérer deux séquences identiques qui sont le code reçu et le même code généré localement.

Afin de poursuivre le retard du trajet direct, la porteuse convertie en bande de base est corrélée avec des codes en avance et en retard. Ces codes sont des répliques du code reçu avec un retard de plus ou moins $C_s/2$ par rapport au code en phase généré localement. Le paramètre C_s représente l'espacement avance-retard. Si la boucle est accrochée, le retard du code en phase est le retard estimé du signal d'entrée.

La figure suivante présente la structure d'une boucle de code non-cohérente.

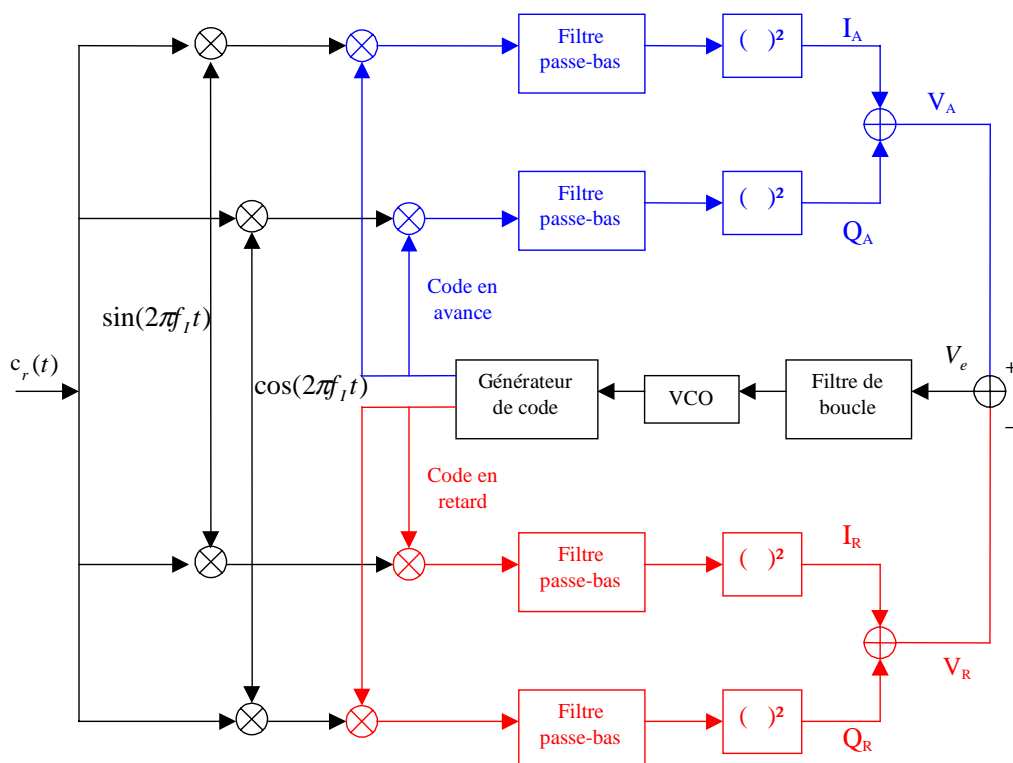


Figure E. 3 : la boucle de code non-cohérente

La boucle de code non cohérente fonctionne même si la fréquence porteuse en réception n'est pas connue. Elle doit donc être capable de fonctionner en présence de décalages par rapport à la fréquence nominale. Ces décalages peuvent être dus aux effets Doppler.

Il est supposé que le doppler sur la porteuse reçue dû au mouvement du satellite (de l'ordre de ± 6 kHz) est corrigé lors du passage en fréquence intermédiaire de la porteuse. En effet, une grande partie des offsets de fréquence peut être compensée à l'aide d'une forme de contrôle de fréquence automatique. L'estimation Doppler peut aussi être réalisée lors des processus d'acquisition et de poursuite. Ces deux opérations permettent la réduction de la largeur de bande des filtres passe-bas. [PAR-96]

Dans le cas contraire, les filtres passe-bas des voies I_A, Q_A, I_R, Q_R devraient avoir des largeurs de bande dimensionnées pour prendre en compte l'offset de fréquence de la porteuse causé par les décalages Doppler satellite-utilisateur au détriment des performances en terme de bruit.

La combinaison des signaux en sortie des voies avance et retard permet d'avoir une expression de la tension d'erreur de la boucle de code.

$$V_A(kT_c) = \left(\int_{(k-1)T_c}^{kT_c} c_r(t) \times p(t + C_s/2 - \hat{\tau}_0) \times \cos(\omega_c t) \right)^2 + \left(\int_{(k-1)T_c}^{kT_c} c_r(t) \times p(t + C_s/2 - \hat{\tau}_0) \times \sin(\omega_c t) \right)^2 \quad \text{Eq.E. 5}$$

$$\begin{aligned} V_A(kT_c) &= \frac{a_0^2(kT_c)}{4} R_p^2(\tau_0(kT_c) - \hat{\tau}_0 + C_s/2) [\sin^2(\phi_0(kT_c)) + \cos^2(\phi_0(kT_c))] \\ &= \frac{a_0^2(kT_c)}{4} R_p^2(\tau_0(kT_c) - \hat{\tau}_0 + C_s/2) \end{aligned} \quad \text{Eq.E. 6}$$

$$V_R(kT_c) = \left(\int_{(k-1)T_c}^{kT_c} c_r(t) \times p(t - C_s/2 - \hat{\tau}_0) \times \cos(\omega_c t) \right)^2 + \left(\int_{(k-1)T_c}^{kT_c} c_r(t) \times p(t - C_s/2 - \hat{\tau}_0) \times \sin(\omega_c t) \right)^2 \quad \text{Eq.E. 7}$$

$$\begin{aligned} V_R(kT_c) &= \frac{a_0^2(kT_c)}{4} R_p^2(\tau_0(kT_c) - \hat{\tau}_0 - C_s/2) [\sin^2(\phi_0(kT_c)) + \cos^2(\phi_0(kT_c))] \\ &= \frac{a_0^2(kT_c)}{4} R_p^2(\tau_0(kT_c) - \hat{\tau}_0 - C_s/2) \end{aligned} \quad \text{Eq.E. 8}$$

L'estimation de la phase de la porteuse n'est pas nécessaire dans les récepteurs non-cohérents du fait de l'élévation au carré qui est réalisée.

Nous obtenons ainsi :

$$V_e(kT_c) = \frac{a_0^2(kT_c)}{4} [R_p^2(\tau_0(kT_c) - \hat{\tau}_0 + C_s/2) - R_p^2(\tau_0(kT_c) - \hat{\tau}_0 - C_s/2)] \quad \text{Eq.E. 9}$$

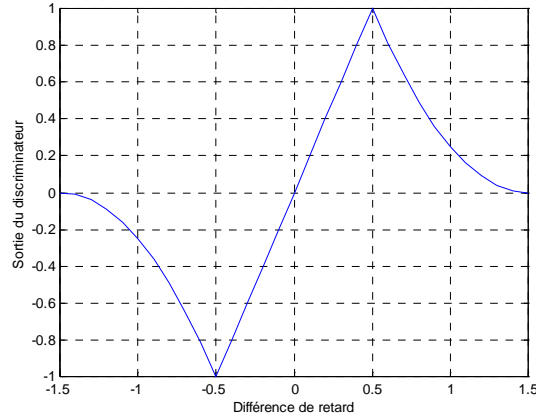


Figure E. 4 : Sortie du discriminateur en fonction du retard en entrée

Ainsi la boucle de code permet d'estimer la valeur de $\hat{\tau}_0$ pour laquelle la tension d'erreur s'annule.

Nous allons maintenant voir plus précisément comment à partir du temps de propagation, le récepteur calcule sa position.

E.2. Les équations de navigation

Nous avons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2 + (z-z_1)^2} + c \cdot \Delta T = \rho_{mes,1} \\ \sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2 + (z-z_2)^2} + c \cdot \Delta T = \rho_{mes,2} \\ \vdots \\ \sqrt{(x-x_n)^2 + (y-y_n)^2 + (z-z_n)^2} + c \cdot \Delta T = \rho_{mes,n} \end{cases} \quad \text{Eq.E. 10}$$

L'utilisateur doit résoudre un système de quatre formes quadratiques où x , y , z et ΔT sont les inconnues (position usager et écart de l'horloge du récepteur par rapport au temps de référence). (x_i, y_i, z_i) sont des quantités connues à savoir la position du satellite S_i . Bien qu'il soit possible de résoudre directement le système, les récepteurs utilisent une version linéarisée beaucoup plus simple. Pour le $i^{\text{ème}}$ satellites, la pseudo-distance mesurée par le récepteur est notée $\rho_{mes,i}$.

Nous estimons la position et le biais de l'horloge de l'utilisateur : (x_n, y_n, z_n) et ΔT_n .

$\rho_{cal,i}$ est la distance estimée au satellite S_i et $\rho_{mes,i}$ la distance mesurée au satellite S_i .

L'évolution de la position s'écrit :

$$x = x_n + \Delta x \quad \text{Eq.E. 11}$$

$$y = y_n + \Delta y \quad \text{Eq.E. 12}$$

$$z = z_n + \Delta z \quad \text{Eq.E. 13}$$

$$\Delta T = \Delta T_n + \Delta(\Delta T) \quad \text{Eq.E. 14}$$

$$\rho_{mes,i} = \rho_{cal,i} + \Delta\rho_i \quad \text{Eq.E. 15}$$

En appliquant un développement en série de Taylor, nous pouvons linéariser les équations basiques par rapport aux valeurs estimées :

$$f(x, y, z) = f(x_n, y_n, z_n) + \frac{\partial f(x_n, y_n, z_n)}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial f(x_n, y_n, z_n)}{\partial y} \Delta y + \frac{\partial f(x_n, y_n, z_n)}{\partial z} \Delta z + \dots \quad \text{Eq.E. 16}$$

avec :

$$f(x_n, y_n, z_n) = \rho_{cal,i} - c \cdot \Delta T = \sqrt{(x_i - x_n)^2 + (y_i - y_n)^2 + (z_i - z_n)^2} \quad \text{Eq.E. 17}$$

Cette équation peut s'écrire aussi de la manière suivante :

$$f(x_n, y_n, z_n) = \sqrt{(x_i - x + \Delta x)^2 + (y_i - y + \Delta y)^2 + (z_i - z + \Delta z)^2} \quad \text{Eq.E. 18}$$

Pour la clarté des calculs, soit :

$$g(x, y, z) = (x_i - x + \Delta x)^2 + (y_i - y + \Delta y)^2 + (z_i - z + \Delta z)^2 \quad \text{Eq.E. 19}$$

On obtient alors :

$$\frac{\partial f(x_n, y_n, z_n)}{\partial x} = \frac{1}{2} \frac{\partial g(x, y, z)}{\partial x} g^{-1/2}(x, y, z) \quad \text{Eq.E. 20}$$

où :

$$\frac{\partial g(x, y, z)}{\partial x} = -2(x_i - x + \Delta x) = 2(x_n - x_i) \quad \text{Eq.E. 21}$$

et

$$g^{-1/2}(x, y, z) = \frac{1}{\sqrt{g(x, y, z)}} = \frac{1}{\rho_{cal,i} - c \cdot \Delta T} \quad \text{Eq.E. 22}$$

Finalement, nous obtenons :

$$\frac{\partial f(x_n, y_n, z_n)}{\partial x} = \frac{x_n - x_i}{\rho_{cal,i} - c \cdot \Delta T} \quad \text{Eq.E. 23}$$

Si la même opération est réalisée sur les dérivées sur y et sur z, alors :

$$\frac{\partial f(x_n, y_n, z_n)}{\partial y} = \frac{y_n - y_i}{\rho_{cal,i} - c \cdot \Delta T} \quad \text{Eq.E. 24}$$

$$\frac{\partial f(x_n, y_n, z_n)}{\partial z} = \frac{z_n - z_i}{\rho_{cal,i} - c \cdot \Delta T} \quad \text{Eq.E. 25}$$

Les équations du système seront alors de la forme :

$$\frac{x_n - x_i}{\rho_{cal,i} - c \cdot \Delta T} \Delta x + \frac{y_n - y_i}{\rho_{cal,i} - c \cdot \Delta T} \Delta y + \frac{z_n - z_i}{\rho_{cal,i} - c \cdot \Delta T} \Delta z + c \cdot \Delta(\Delta T) = \Delta \rho_i \quad i = 1, \dots, n \quad \text{Eq.E. 26}$$

Ces équations peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \rho_1}{\partial x} & \frac{\partial \rho_1}{\partial y} & \frac{\partial \rho_1}{\partial z} & 1 \\ \frac{\partial \rho_2}{\partial x} & \frac{\partial \rho_2}{\partial y} & \frac{\partial \rho_2}{\partial z} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \rho_n}{\partial x} & \frac{\partial \rho_n}{\partial y} & \frac{\partial \rho_n}{\partial z} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \\ c \cdot \Delta(\Delta T) \end{bmatrix} + v = \begin{bmatrix} \Delta \rho_1 \\ \Delta \rho_2 \\ \vdots \\ \Delta \rho_n \end{bmatrix} \quad \text{Eq.E. 27}$$

$$\Leftrightarrow H \cdot \Delta E + v = \Delta \rho \quad \text{Eq.E. 28}$$

avec :

$\Delta \rho$: vecteur pseudo-distance d'évolution de la mesure

ΔE : vecteur d'évolution de l'information (position et biais d'horloge de l'utilisateur)

H : matrice des cosinus directeurs usager-satellite

v : bruit de mesure

$R = E[v \cdot v^t]$: covariance des mesures

La matrice H dépend de la géométrie relative usager-satellite et donc de la position relative des satellites utilisés au moment de la mesure.

E.3. Le filtre de Kalman

La méthode la plus couramment utilisée pour calculer la position du récepteur à partir des pseudo-distances est le filtrage de Kalman. Le filtre de Kalman est une version améliorée de la méthode des moindres carrés qui utilise une équation récursive.

Les deux principaux avantages du filtre de Kalman sont qu'il peut fonctionner avec seulement une partie des mesures et qu'il ajuste le poids qu'il donne aux mesures en fonction des bruits de mesure.

E.3.1. Algorithme du filtre de Kalman

Les formules utilisées dans cet algorithme, sont de type récurrent, à chaque cycle de calcul, on part de l'estimation de $\Delta X_{k-1/k-1}$ et de $P_{k-1/k-1}$ pour aboutir à l'estimation de $\Delta X_{k/k}$ et de $P_{k/k}$. ΔX étant le vecteur d'état (ce que l'on souhaite calculer) et P la covariance de l'erreur sur la solution ($P = Cov(\Delta X)$).

Le filtre de Kalman, une fois le processus initialisé, alterne entre deux ensembles d'équations décrivant :

1. l'extrapolation de l'estimateur et l'erreur de covariance entre les mesures (modèle du système)
2. l'incorporation de nouvelles mesures dans l'estimateur (modèle de mesure)

Les extrapolations de l'estimateur et de la covariance de l'erreur sont données par :

$$\Delta X_{k/k-1} = \Phi \cdot \Delta X_{k-1/k-1} \quad \text{Eq.E. 29}$$

$$P_{k/k-1} = \Phi \cdot P_{k-1/k-1} \cdot \Phi^t + Q_{k-1} \quad \text{Eq.E. 30}$$

Nous obtenons ensuite la mesure estimée grâce à l'équation suivante :

$$\Delta X_{k/k} = \Delta X_{k/k-1} + K_k (\Delta \rho_k - H_k \cdot \Delta X_{k/k-1}) \quad \text{Eq.E. 31}$$

avec K_k la matrice de correction qui permet d'améliorer l'estimation compte tenu du résultat des mesures.

$$K_k = P_{k/k-1} \cdot H_k^t \cdot (H_k \cdot P_{k/k-1} \cdot H_k^t + R_k)^{-1} \quad \text{Eq.E. 32}$$

et la covariance de l'erreur :

$$P_{k/k} = (I - K_k H_k) \cdot P_{k/k-1} \quad \text{Eq.E. 33}$$

Le schéma suivant résume le principe du filtre de Kalman :

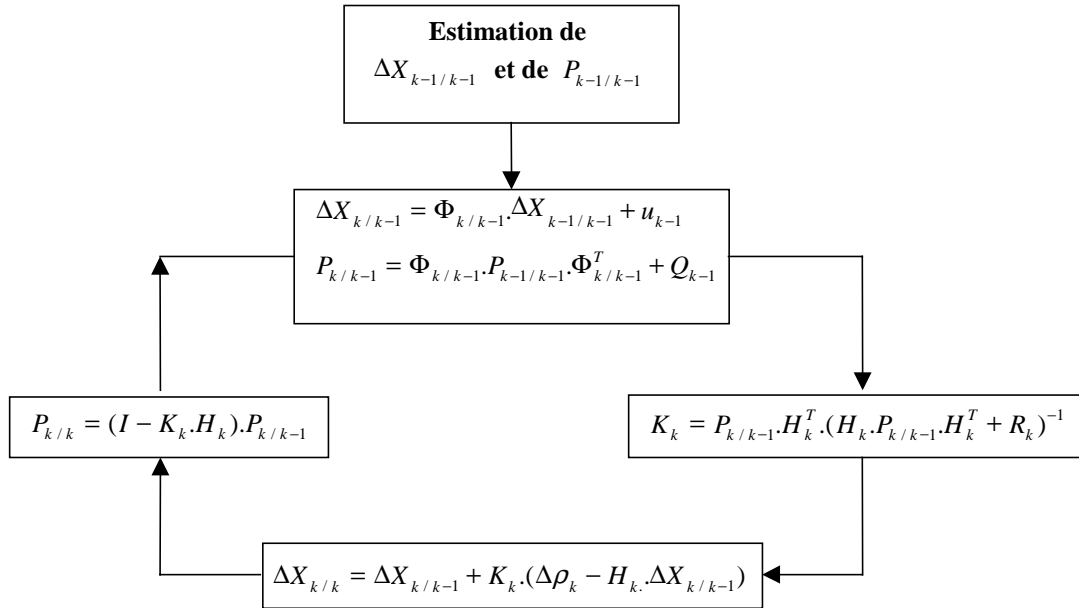


Figure E. 5 : Algorithme de Kalman

E.3.2. Filtre de Kalman appliqué aux systèmes de navigation par satellites

Le filtre de Kalman utilise deux modèles :

- Le modèle du système
- Le modèle de mesure qui sont les équations de navigation dans le cas des systèmes de navigation

Le modèle du système est donné par l'équation suivante :

$$\Delta X_{k/k-1} = \Phi \Delta X_{k-1/k-1} + w_{k-1} \quad \text{Eq.E. 34}$$

où :

ΔX est le vecteur d'état qui représente le vecteur d'évolution dans le temps de la solution

Φ est la matrice de transition

w_{k-1} est un bruit blanc gaussien $N(0, Q_{k-1})$

Le modèle de mesure est donné par :

$$\Delta \rho_k = H_k \cdot \Delta X_{k/k} + v_k \quad \text{Eq.E. 35}$$

L'état du système est observé par l'intermédiaire de mesures rassemblées dans le vecteur $\Delta \rho_k$. La matrice H_k est la matrice des cosinus directeurs et le vecteur v_k représente le bruit sur les mesures suivant une loi normale $N(0, R_k)$.

La solution des moindres carrés de ce système est :

$$\Delta X_{k/k} = \left(H_k^t \cdot R_k^{-1} \cdot H_k \right)^{-1} \cdot H_k^t \cdot R_k^{-1} \cdot \Delta \rho_k \quad \text{Eq.E. 36}$$

Il s'agit maintenant de déterminer la relation liant l'erreur de localisation et l'erreur commise sur les mesures de pseudo-distances, pour cela, nous calculons la covariance du système :

$$P_{k/k} = \text{Cov}(\Delta X_{k/k}) = \left(H_k^t \cdot R_k^{-1} \cdot H_k \right)^{-1} \quad \text{Eq.E. 37}$$

E.3.2.1. Vecteur d'état

Les états sélectionnés sont les évolutions avec le temps de la position, de la vitesse et du biais d'horloge. Le vecteur d'état de notre système est alors :

$$\Delta X_{k/k} = \begin{bmatrix} \Delta x_k \\ \Delta y_k \\ \Delta z_k \\ \Delta v_{x,k} \\ \Delta v_{y,k} \\ \Delta v_{z,k} \\ c \cdot \Delta(\Delta T_k) \end{bmatrix} \quad \text{Eq.E. 38}$$

En considérant que la vitesse est constante, la matrice H s'écrit de la manière suivante :

$$H_k = \begin{bmatrix} \frac{\partial \rho_{1,k}}{\partial x} & \frac{\partial \rho_{1,k}}{\partial y} & \frac{\partial \rho_{1,k}}{\partial z} & 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{\partial \rho_{2,k}}{\partial x} & \frac{\partial \rho_{2,k}}{\partial y} & \frac{\partial \rho_{2,k}}{\partial z} & 0 & 0 & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial \rho_{n,k}}{\partial x} & \frac{\partial \rho_{n,k}}{\partial y} & \frac{\partial \rho_{n,k}}{\partial z} & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Eq.E. 39}$$

E.3.2.2. Matrice de transition

Pour formuler la matrice de transition, nous pouvons écrire les équations de transition pour la position, la vitesse, le biais d'horloge :

$$\begin{aligned} \Delta x_k &= \Delta x_{k-1} + \Delta v_{x,k-1} \cdot \Delta t \\ \Delta v_{x,k} &= \Delta v_{x,k-1} \\ \Delta(\Delta T_k) &= \Delta(\Delta T_{k-1}) \end{aligned} \quad \text{Eq.E. 40}$$

où Δt est l'intervalle de temps entre les mesures.

Nous obtenons donc la matrice de transition suivante :

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \Delta t & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \Delta t & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \Delta t & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Eq.E. 41}$$

En sortie du filtre de Kalman, nous obtenons l'erreur sur la position et donc la position du récepteur.

Bibliographie

- [BEL-89] BELLANGER M.
« Analyse des signaux et filtrage numérique adaptatif »,
Paris, Masson, 1989.
- [BEL-94] BELLANGER M.
« Traitement numérique du signal, théorie et pratique »,
Paris, Masson, 1994.
- [KAP-96] KAPLAN Elliott D.
« Understanding GPS, principles and applications »,
Londres, Artech House, 1996.
- [LAB-82] LABARRERE M., KRIEF J.P., GIMONET B.
« Le filtrage et ses applications »,
Paris, Cepadues éditions, 1982.
- [PAR-96] PARKINSON Bradford W., SPILKER James J.
« Global Positioning System : Theory and Applications »,
American institute of aeronautics and astronautics, volume I,II ; 1996.
- [RAD-70] RADIX J.C.
« Introduction au filtrage numérique »,
Paris, Eyrolles, 1970.

ANNEXE F

MODELES ELECTROMAGNETIQUES

Cette annexe présente le calcul des coefficients de réflexion utilisé dans l'outil de simulation et la décomposition d'une onde polarisée elliptiquement en deux ondes polarisées circulairement.

F.1. Calcul des coefficients de réflexion

F.1.1. Rappel

Le champ électrique d'une onde polarisée linéairement se déplaçant sur l'axe z (hors de la page) est donné comme une fonction du temps et de la position par :

$$E_y = E_2 \sin(\omega t - kz) \quad \text{Eq.F. 1}$$

En général, le champ électrique d'une onde se déplaçant dans la direction de z peut avoir une composante y et une composante x . Pour une valeur fixe de z , le vecteur électrique E tourne comme une fonction du temps, l'extrémité du vecteur décrit une ellipse appelée l'ellipse de polarisation.

Le rapport du plus grand axe sur le plus petit axe de l'ellipse de polarisation est appelé le taux d'ellipticité AR .

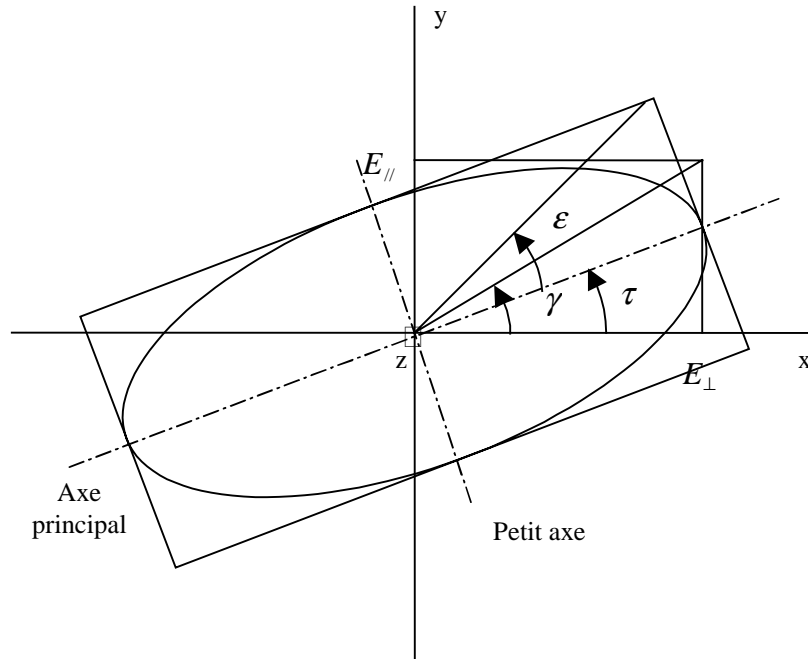


Figure F. 1 : Ellipse de polarisation

avec comme relations :

$$\tan(2\tau) = \tan(2\gamma) \cos(\delta) \quad \text{Eq.F. 2}$$

$$\sin(2\varepsilon) = \sin(2\gamma) \sin(\delta) \quad \text{Eq.F. 3}$$

$$\varepsilon = \cot^{-1}(\mp AR) \quad \text{Eq.F. 4}$$

Deux cas extrêmes de polarisation elliptique correspondent à la polarisation circulaire : $E_1 = E_2$ et $AR = 1$, et à la polarisation linéaire : $E_1 = 0$ et $AR = \infty$.

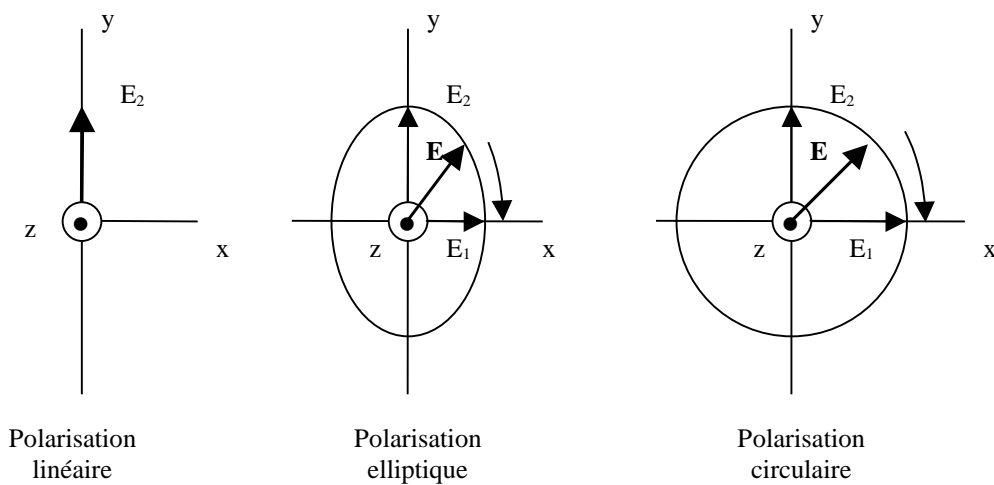


Figure F. 2 : Les différentes polarisations

Une onde polarisée elliptiquement s'exprime en terme de deux composantes polarisées linéairement, une dans la direction de x et une dans la direction de y .

$$E_x = E_1 \sin(\omega t - kz) \quad \text{Eq.F. 5}$$

$$E_y = E_2 \sin(\omega t - kz + \delta) \quad \text{Eq.F. 6}$$

où E_1 est l'amplitude de l'onde polarisée dans la direction de x

E_2 est l'amplitude de l'onde polarisée dans la direction de y

δ angle temps-phase par lequel E_y porte E_x

Le vecteur champs ainsi obtenu s'écrit de la manière suivante :

$$E = \hat{x}E_1 \sin(\omega t - kz) + \hat{y}E_2 \sin(\omega t - kz + \delta) \quad \text{Eq.F. 7}$$

Si E_1 ou E_2 est égal à zéro alors l'onde est polarisée linéairement.

Si $E_1 = E_2$ et $\delta = \pm 90^\circ$ l'onde est polarisée circulairement. Lorsque $\delta = +90^\circ$, l'onde est polarisée circulaire gauche, et lorsque $\delta = -90^\circ$, l'onde est polarisée circulaire droite.

F.1.2. Atténuation subie par une onde lors d'une réflexion

Afin de déterminer l'atténuation subie par le signal lors d'une réflexion, les composantes du champ électrique ($E_{//}$ dans le plan incident et E_{\perp} normale à ce plan) et du champ magnétique ($H_{//}$ et H_{\perp}) seront considérées séparément.

Pour cela, nous déterminons la matrice nous permettant de passer du repère de l'onde ($\vec{x}', \vec{y}', \vec{z}$) au repère de la surface ($\vec{x}, \vec{y}, \vec{z}$).

$$\begin{bmatrix} \vec{x}' \\ \vec{x}'' \\ \vec{x}''' \\ \vec{y}' \\ \vec{y}'' \\ \vec{y}''' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\phi_1) & \cos(\phi_1) \\ \sin(\phi_1) & -\cos(\phi_1) \\ \sin(\phi_2) & \cos(\phi_2) \\ -\cos(\phi_1) & \sin(\phi_1) \\ \cos(\phi_1) & \sin(\phi_1) \\ -\cos(\phi_2) & \sin(\phi_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{x} \\ \vec{y} \end{bmatrix} \quad \text{Eq.F. 8}$$

F.1.2.1. Cas de la polarisation perpendiculaire au plan d'incidence

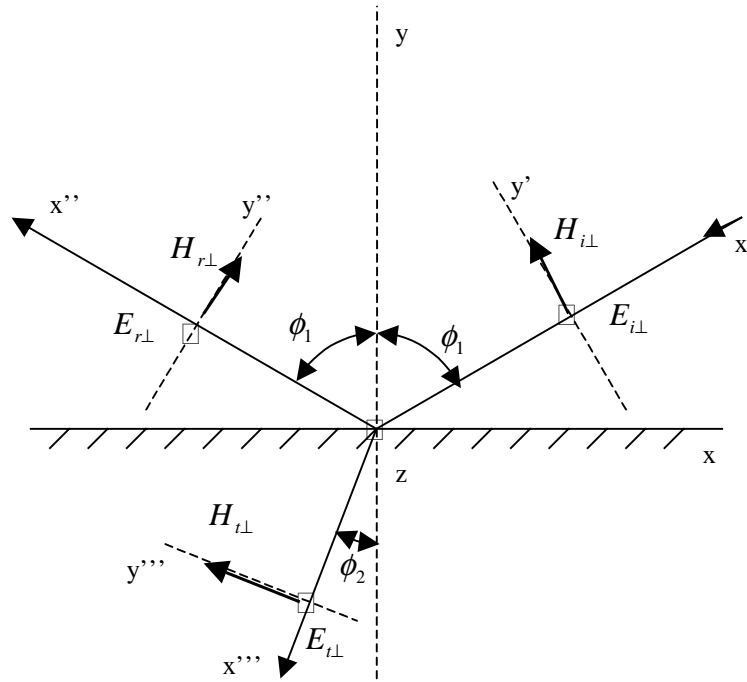


Figure F. 3 :Onde réfléchie en polarisation perpendiculaire

Les différents champs s'écrivent de la manière suivante :

$$\vec{E}_{i\perp} = \vec{z}E_0 \sin(\omega t - k\vec{x}') = \vec{z}E_0 \sin(\omega t - k(\sin(\phi_1)\vec{x} + \cos(\phi_1)\vec{y})) \quad \text{Eq.F. 9}$$

$$\vec{H}_{i\perp} = \vec{y}' \frac{E_0}{Z_1} \sin(\omega t - k\vec{x}') = (-\cos(\phi_1)\vec{x} + \sin(\phi_1)\vec{y}) \frac{E_0}{Z_1} \sin(\omega t - k(\sin(\phi_1)\vec{x} + \cos(\phi_1)\vec{y})) \quad \text{Eq.F. 10}$$

$$\vec{E}_{r\perp} = \vec{z}R_{\perp} E_0 \sin(\omega t - k\vec{x}'') = \vec{z}R_{\perp} E_0 \sin(\omega t - k(\sin(\phi_1)\vec{x} - \cos(\phi_1)\vec{y})) \quad \text{Eq.F. 11}$$

$$\vec{H}_{r\perp} = \vec{y}'' R_{\perp} \frac{E_0}{Z_1} \sin(\omega t - k\vec{x}'') = (\cos(\phi_1)\vec{x} + \sin(\phi_1)\vec{y}) R_{\perp} \frac{E_0}{Z_1} \sin(\omega t - k(\sin(\phi_1)\vec{x} - \cos(\phi_1)\vec{y})) \quad \text{Eq.F. 12}$$

$$\vec{E}_{t\perp} = \vec{z}T_{\perp} E_0 \sin(\omega t - k\vec{x}''') = \vec{z}T_{\perp} E_0 \sin(\omega t - k(\sin(\phi_2)\vec{x} + \cos(\phi_2)\vec{y})) \quad \text{Eq.F. 13}$$

$$\vec{H}_{t\perp} = \vec{y}''' T_{\perp} \frac{E_0}{Z_2} \sin(\omega t - k\vec{x}''') = (-\cos(\phi_2)\vec{x} + \sin(\phi_2)\vec{y}) T_{\perp} \frac{E_0}{Z_2} \sin(\omega t - k(\sin(\phi_2)\vec{x} + \cos(\phi_2)\vec{y})) \quad \text{Eq.F. 14}$$

Les conditions aux limites pour $y = 0$ sont maintenant appliquées sur les composantes tangentielles (tangente au plan de la surface) du champ :

$$\vec{E}_{itg} + \vec{E}_{rtg} \Big|_{y=0} = \vec{E}_{itg} \Big|_{y=0} \quad \text{Eq.F. 15}$$

$$\vec{H}_{itg} + \vec{H}_{rtg} \Big|_{y=0} = \vec{H}_{itg} \Big|_{y=0} \quad \text{Eq.F. 16}$$

Ce qui donne :

$$(1 + R_{\perp}) \sin(\omega t - k \sin(\phi_1) \vec{x}) = T_{\perp} \sin(\omega t - k \sin(\phi_2) \vec{x}) \quad \text{Eq.F. 17}$$

$$\frac{\cos(\phi_1)}{Z_1} (R_{\perp} - 1) \sin(\omega t - k \sin(\phi_1) \vec{x}) = -\frac{\cos(\phi_2)}{Z_2} T_{\perp} \sin(\omega t - k \sin(\phi_1) \vec{x}) \quad \text{Eq.F. 18}$$

D'où :

$$\frac{1 + R_{\perp}}{1 - R_{\perp}} = \frac{Z_2 \cos(\phi_1)}{Z_1 \cos(\phi_2)} \quad \text{Eq.F. 19}$$

F.1.2.2. Cas de la polarisation contenue dans le plan d'incidence

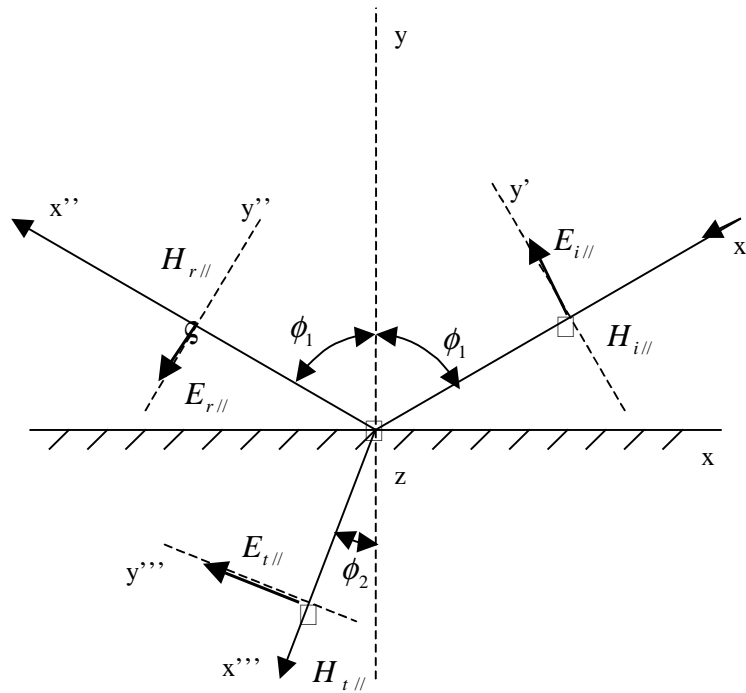


Figure F.4 : Onde réfléchi en polarisation parallèle

$$\vec{E}_{i//} = \vec{y}' E_0 \sin(\omega t - k\vec{x}') = (-\cos(\phi_1)\vec{x} + \sin(\phi_1)\vec{y}) E_0 \sin(\omega t - k(\sin(\phi_1)\vec{x} + \cos(\phi_1)\vec{y})) \quad \text{Eq.F. 20}$$

$$\vec{H}_{i//} = \vec{z} \frac{E_0}{Z_1} \sin(\omega t - k\vec{x}') = \vec{z} \frac{E_0}{Z_1} \sin(\omega t - k(\sin(\phi_1)\vec{x} + \cos(\phi_1)\vec{y})) \quad \text{Eq.F. 21}$$

$$\vec{E}_{r//} = \vec{y}'' R_{//} E_0 \sin(\omega t - k\vec{x}'') = (\cos(\phi_1)\vec{x} + \sin(\phi_1)\vec{y}) R_{//} E_0 \sin(\omega t - k(\sin(\phi_1)\vec{x} - \cos(\phi_1)\vec{y})) \quad \text{Eq.F. 22}$$

$$\vec{H}_{r//} = \vec{z} R_{//} \frac{E_0}{Z_1} \sin(\omega t - k\vec{x}'') = \vec{z} R_{//} \frac{E_0}{Z_1} \sin(\omega t - k(\sin(\phi_1)\vec{x} - \cos(\phi_1)\vec{y})) \quad \text{Eq.F. 23}$$

$$\vec{E}_{t//} = \vec{y}''' T_{//} E_0 \sin(\omega t - k\vec{x}''') = (-\cos(\phi_2)\vec{x} + \sin(\phi_2)\vec{y}) T_{//} E_0 \sin(\omega t - k(\sin(\phi_2)\vec{x} + \cos(\phi_2)\vec{y})) \quad \text{Eq.F. 24}$$

$$\vec{H}_{t//} = \vec{z} T_{//} \frac{E_0}{Z_2} \sin(\omega t - k\vec{x}''') = \vec{z} T_{//} \frac{E_0}{Z_2} \sin(\omega t - k(\sin(\phi_2)\vec{x} + \cos(\phi_2)\vec{y})) \quad \text{Eq.F. 25}$$

Maintenant les conditions aux limites pour $y=0$ sont appliquées sur les composantes tangentielles (tangente au plan de la surface) du champ :

$$\vec{E}_{itg} + \vec{E}_{rtg} \Big|_{y=0} = \vec{E}_{ttg} \Big|_{y=0} \quad \text{Eq.F. 26}$$

$$\vec{H}_{itg} + \vec{H}_{rtg} \Big|_{y=0} = \vec{H}_{ttg} \Big|_{y=0} \quad \text{Eq.F. 27}$$

On obtient alors :

$$-\cos(\phi_1)(1 - R_{//}) \sin(\omega t - k \sin(\phi_1)\vec{x}) = -\cos(\phi_2) T_{//} \sin(\omega t - k \sin(\phi_2)\vec{x}) \quad \text{Eq.F. 28}$$

$$\frac{1}{Z_1} (1 + R_{//}) \sin(\omega t - k \sin(\phi_1)\vec{x}) = \frac{1}{Z_2} T_{//} \sin(\omega t - k \sin(\phi_2)\vec{x}) \quad \text{Eq.F. 29}$$

D'où :

$$\frac{1 + R_{//}}{1 - R_{//}} = \frac{Z_1 \cos(\phi_1)}{Z_2 \cos(\phi_2)} \quad \text{Eq.F. 30}$$

F.1.2.3. Les coefficients de réflexion

Finalement, les coefficients de réflexions donnés par les équations I.19 et I.30 sont :

$$R_{\perp} = \frac{Z_2 \cos(\phi_1) - Z_1 \cos(\phi_2)}{Z_2 \cos(\phi_1) + Z_1 \cos(\phi_2)} \quad R_{//} = \frac{Z_1 \cos(\phi_1) - Z_2 \cos(\phi_2)}{Z_1 \cos(\phi_1) + Z_2 \cos(\phi_2)} \quad \text{Eq.F. 31}$$

De plus, on a les relations suivantes :

$$Z_2 = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r}{\varepsilon_0 \left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right)}} \quad \text{et} \quad Z_1 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \quad \text{Eq.F. 32}$$

Les coefficients de réflexion deviennent alors :

$$R_{\perp} = \frac{\cos(\phi_1) - \sqrt{\frac{\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}}{\mu_r}} \cos(\phi_2)}{\cos(\phi_1) + \sqrt{\frac{\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}}{\mu_r}} \cos(\phi_2)} \quad \text{et} \quad R_{//} = \frac{\cos(\phi_1) - \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}}} \cos(\phi_2)}{\cos(\phi_1) + \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}}} \cos(\phi_2)} \quad \text{Eq.F. 33}$$

De plus, la loi de Snell sur la réfraction donne la relation suivante :

$$\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} \sin(\phi_1) = \sqrt{\mu_0 \mu_r \varepsilon_0 \left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right)} \sin(\phi_2) \quad \Rightarrow \quad \cos(\phi_2) = \sqrt{1 - \frac{\sin^2(\phi_1)}{\mu_r \left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right)}} \quad \text{Eq.F. 34}$$

Pour $\mu_r = 1$, les deux coefficients de réflexion deviennent :

$$R_{\perp} = \frac{\cos(\phi_1) - \sqrt{\left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right) - \sin^2(\phi_1)}}{\cos(\phi_1) + \sqrt{\left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right) - \sin^2(\phi_1)}} \quad \text{Eq.F. 35}$$

$$R_{//} = \frac{\left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}\right) \cos(\phi_1) - \sqrt{\left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}\right) - \sin^2(\phi_1)}}{\left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}\right) \cos(\phi_1) + \sqrt{\left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}\right) - \sin^2(\phi_1)}}$$

Eq.F. 36

avec : $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$

$$\varepsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} \approx \frac{10^{-9}}{36\pi} \text{ Fm}^{-1}$$

où ϕ_1 angle d'incidence de l'onde

ε_r constante diélectrique du matériau

λ longueur d'onde de la porteuse

μ_r perméabilité du matériau (supposée égale à 1)

σ conductivité électrique spécifique du matériau

F.1.3. Changement de polarisation de l'onde après une réflexion

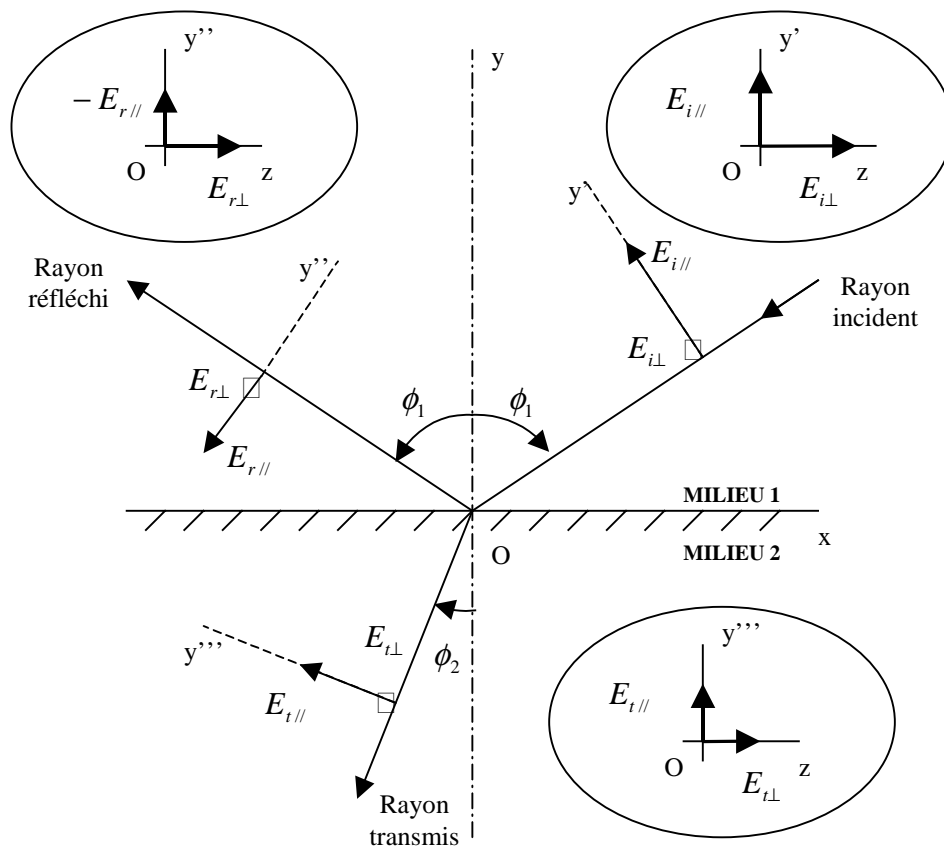


Figure F. 5 : Changement de polarisation d'une onde après réflexion

Le champ électrique incident est composé d'une composante parallèle et d'une composante perpendiculaire :

$$E_z = E_{i\perp} \sin(\omega t - kx') \quad \text{Eq.F. 37}$$

$$E_{y'} = E_{i\parallel} \sin(\omega t - kx' + \delta_i) \quad \text{Eq.F. 38}$$

Considérons maintenant le champ électrique réfléchi :

$$E_z = E_{r\perp} \sin(\omega t - kx'') = |R_{\perp}| E_{i\perp} \sin(\omega t - kx'' + \phi_{\perp}) \quad \text{Eq.F. 39}$$

$$E_{y''} = E_{r\parallel} \sin(\omega t - kx'' + \delta_r) = |R_{\parallel}| E_{i\parallel} \sin(\omega t - kx'' + \phi_{\parallel} + \delta_i) \quad \text{Eq.F. 40}$$

Ce qui donne :

$$\delta_r = \delta_i + (\phi_{\parallel} - \phi_{\perp}) \text{ avec } \phi_{\perp} = \pi \quad \text{Eq.F. 41}$$

$$\text{si } \phi_1 < \theta_B \quad \phi_{\parallel} = 0 \quad \Rightarrow \delta_r = \delta_i - \pi \quad \text{Eq.F. 42}$$

$$\text{si } \phi_1 > \theta_B \quad \phi_{\parallel} = \pi \quad \Rightarrow \delta_r = \delta_i \quad \text{Eq.F. 43}$$

Lorsque l'angle d'incidence est inférieur à l'angle de Brewster alors la polarisation de l'onde change de sens.

Pour définir complètement la polarisation d'une onde, il suffit donc de connaître δ_r qui donnera le sens de rotation du champ électrique, et $\gamma_r = \tan^{-1} \left(\frac{|R_{\parallel}|}{|R_{\perp}|} \tan \gamma_i \right)$ où

$$\gamma_i = \tan^{-1} \left(\frac{E_{i\parallel}}{E_{i\perp}} \right).$$

F.2. Décomposition d'une onde polarisée elliptiquement

Le but de cette deuxième partie est de montrer comment une onde polarisée elliptiquement peut se décomposer en deux ondes polarisées circulairement, l'une à droite et l'autre à gauche.

Soit une onde polarisée elliptique droite :

$$E = E_{//} \sin(\omega t - kz) + E_{\perp} \sin\left(\omega t - kz - \frac{\pi}{2}\right) \quad \text{Eq.F. 44}$$

et deux ondes polarisées circulaire droite pour l'une et gauche pour l'autre :

$$E_{cd} = E_d \sin(\omega t - kz) + E_d \sin\left(\omega t - kz - \frac{\pi}{2}\right) \quad \text{Eq.F. 45}$$

$$E_{cg} = E_g \sin(\omega t - kz) + E_g \sin\left(\omega t - kz + \frac{\pi}{2}\right) \quad \text{Eq.F. 46}$$

E peut se décomposer de la manière suivante :

$$\begin{aligned} E &= (E_{//} - E_{\perp}) \sin(\omega t - kz) + E_{\perp} \sin(\omega t - kz) + E_{\perp} \sin\left(\omega t - kz - \frac{\pi}{2}\right) \\ &= \frac{(E_{//} - E_{\perp})}{2} \left(2 \sin(\omega t - kz) + \sin\left(\omega t - kz + \frac{\pi}{2}\right) + \sin\left(\omega t - kz - \frac{\pi}{2}\right) \right) + \dots \\ & \quad E_{\perp} \left(\sin(\omega t - kz) + \sin\left(\omega t - kz - \frac{\pi}{2}\right) \right) \end{aligned} \quad \text{Eq.F. 47}$$

D'où :

$$E = \frac{E_{\perp} + E_{//}}{2} \left[\sin(\omega t - kz) + \sin\left(\omega t - kz - \frac{\pi}{2}\right) \right] + \frac{E_{//} - E_{\perp}}{2} \left[\sin(\omega t - kz) + \sin\left(\omega t - kz + \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad \text{Eq.F. 48}$$

E peut donc se décomposer en deux ondes dont la première est polarisée circulaire droite avec comme amplitude $\frac{E_{\perp} + E_{//}}{\sqrt{2}}$ et la deuxième est polarisée circulaire gauche

avec comme amplitude $\frac{E_{//} - E_{\perp}}{\sqrt{2}}$.

Bibliographie

- [BOI-84] BOITHIAS L.
« Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre »,
Dunod, 1984.
- [KOU-74] KOUYOU MJIAN R.G., PATHAK P.H.
« A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly
conducting surface »,
Proc. IEEE Antennas & propagation, novembre 1974, vol. 62, pp.1448-1461.
- [MCN-55] McNAMARA D.A., PISTORIUS C.W.I., MALHERBE J.A.G.
« Introduction to the uniform geometrical theory of diffraction »,
Artech house, 1955.
- [PAR-92] PARSONS J.D.
« The Mobile Radio Propagation Channel »,
Pentech Press, 1992.
- [REM-88] REMY J.G. Remy *et al.*
« Systèmes de Radiocommunications avec les Mobiles »,
Eyrolles, CNET/ENST, Chap. 4, pp. 99-137.
- [RIS-97] RISK K.
« Propagation in microcellular and small-cell urban environment »,
Thèse EPFL N°1710, 1997.
- [SAU-99] SAUNDERS S.R.
« Antennas and propagation for wireless communication systems »,
Wiley, 1999.

ANNEXE G

DEFINITIONS UTILES A LA CARACTERISATION DU CANAL

Cette annexe a pour objectif de rappeler un certain nombre de définitions permettant de caractériser le canal à évanouissements.

G.1. La Sélectivité en fréquence du canal

G.1.1. Dispersion des retards

L'hypothèse est faite que la réponse impulsionnelle du canal est stationnaire au sens large. La fonction d'autocorrélation de la réponse impulsionnelle du canal est alors définie par :

$$R_h(\tau_1, \tau_2, \Delta t) = \frac{1}{2} E[h^*(\tau_1, t).h(\tau_2, t + \Delta t)] \quad \text{Eq.G. 1}$$

Une autre hypothèse est maintenant faite que l'atténuation et le déphasage associés au trajet de retard τ_1 sont non corrélés avec l'atténuation et le déphasage du retard τ_2 , l'équation précédente devient alors :

$$R_h(\tau_1, \tau_2, \Delta t) = R_h(\tau_1, \Delta t). \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad \text{Eq.G. 2}$$

Si $\Delta t = 0$, $R_h(\tau, 0) \equiv R_h(\tau)$ représente la puissance moyenne de sortie du canal en fonction du temps de retard τ , et est appelée le **profil des trajets multiples** du canal. Associé à ce profil des trajets, la **dispersion des retards** T_m est définie comme étant l'étendue des valeurs de τ pour lesquelles le profil des trajets est non nul.

G.1.2. Bande de cohérence

Une caractérisation analogue du canal peut être réalisée dans le domaine des fréquences. La fonction de transfert du canal en fonction du temps est définie par :

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad \text{Eq.G. 3}$$

Puisque $h(\tau, t)$ est un processus aléatoire gaussien centré complexe dans le temps, la fonction de transfert du canal dans le temps a les mêmes propriétés statistiques. Les hypothèses sont toujours que le canal est stationnaire au sens large et que les différents trajets ne sont pas corrélés, la fonction d'autocorrélation de la fonction de transfert du canal s'exprime de la manière suivante :

$$R_h(f_1, f_2, \Delta t) = \frac{1}{2} E[H^*(f_1, t) H(f_2, t + \Delta t)] \quad \text{Eq.G. 4}$$

$$R_h(f_1, f_2, \Delta t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} E[h^*(\tau_1, t) h(\tau_2, t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \quad \text{Eq.G. 5}$$

$$R_h(f_1, f_2, \Delta t) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau_1, \Delta t) e^{j2\pi(f_1 - f_2)\tau_1} d\tau_1 \equiv R_h(\Delta f, \Delta t) \quad \text{Eq.G. 6}$$

où $\Delta f = f_1 - f_2$

Si $\Delta t = 0$, la relation suivante est obtenue :

$$R_h(\Delta f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \quad \text{Eq.G. 7}$$

Il apparaît le profil des trajets est la transformée de Fourier en fonction de τ de la fonction d'autocorrélation dépendant du temps et des fréquences. De la même manière la réciproque de la dispersion des retards est la **bande de cohérence** du canal B_{co} .

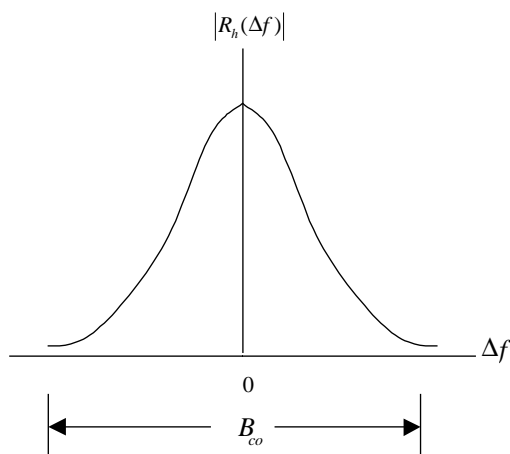


Figure G. 1: Fonction d'autocorrélation dans le domaine des fréquences

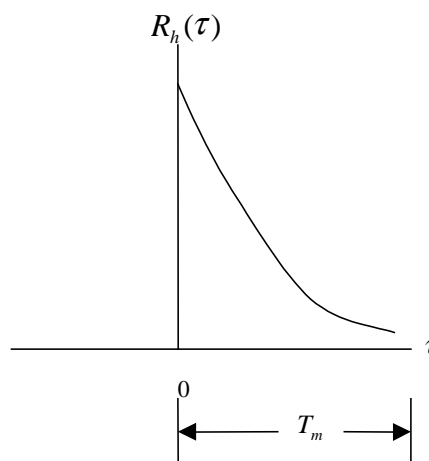


Figure G. 2: Profil des trajets multiples

G.1.3. Sélectivité en fréquence

Savoir si le canal est sélectif en fréquence permet de déterminer si tous les trajets se comportent de la même manière.

Lorsque le canal est sélectif en fréquence, le signal présente une distorsion en fréquence qui se traduit physiquement par un comportement différent de chaque composantes multitrajet. Si le canal est non sélectif en fréquence cela signifie que toutes les fréquences dans le spectre du signal se comportent de la même manière. Un canal sélectif en fréquence correspond en général à un signal large bande.

Un canal est sélectif en fréquence lorsque la dispersion des retards T_m est supérieure à la période du code T_c . Si le canal est sélectif, chaque trajet doit être modélisé car ils ont des comportements différents. Les trajets ayant des retards différents pourront être séparés (isolés) lorsque la différence de retard entre ces échos sera supérieure à la bande du récepteur : $\tau_k - \tau_l > 1/B$.

Un canal non sélectif en fréquence correspond en général à un signal bande étroite. Ainsi, lorsqu'un canal est non sélectif, nous pouvons considérer que sa fonction de transfert $H(f,t)$ est constante dans la bande de transmission W . En conséquence, la réponse impulsionnelle du canal est indépendante de la fréquence dans la bande de transmission W . Un canal est non sélectif en fréquence lorsque la dispersion des retards T_m est inférieure à la période du code T_c .

G.2. L'évanescence du canal

Pour définir la sélectivité en fréquence, le canal était observé à un instant donné, pour étudier l'évanescence du canal c'est son comportement au cours du temps qui va être observé.

G.2.1. Bande évanescence

Pour cela, il faut définir la transformée de Fourier de $R_h(\Delta f, \Delta t)$ en fonction de Δt :

$$S_h(\Delta f, \lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\Delta f, \Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t \quad \text{Eq.G. 8}$$

Si $\Delta f = 0$, l'équation ci-dessus devient :

$$S_h(\lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t \quad \text{Eq.G. 9}$$

La fonction $S_h(\lambda)$ est un spectre en puissance qui donne l'intensité en fonction de la fréquence Doppler λ . Cette fonction est appelée le **spectre Doppler** du canal. Si le canal est invariant dans le temps $R_h(\Delta t) = 1$ et $S_h(\lambda)$ devient égal à une impulsion $\delta(\lambda)$. L'étendue des valeurs de λ pour lesquelles le spectre Doppler est non nul est **appelé la bande Doppler** ou **la bande évanescence** du canal B_F .

G.2.2. Temps de cohérence

De plus, puisque $S_h(\lambda)$ est lié à $R_h(\Delta t)$ par la transformée de Fourier, la réciproque de B_F est le **temps de cohérence** T_{co} du canal.

Un canal ayant des variations lentes aura un grand temps de cohérence ou un faible bande d'évanescence.

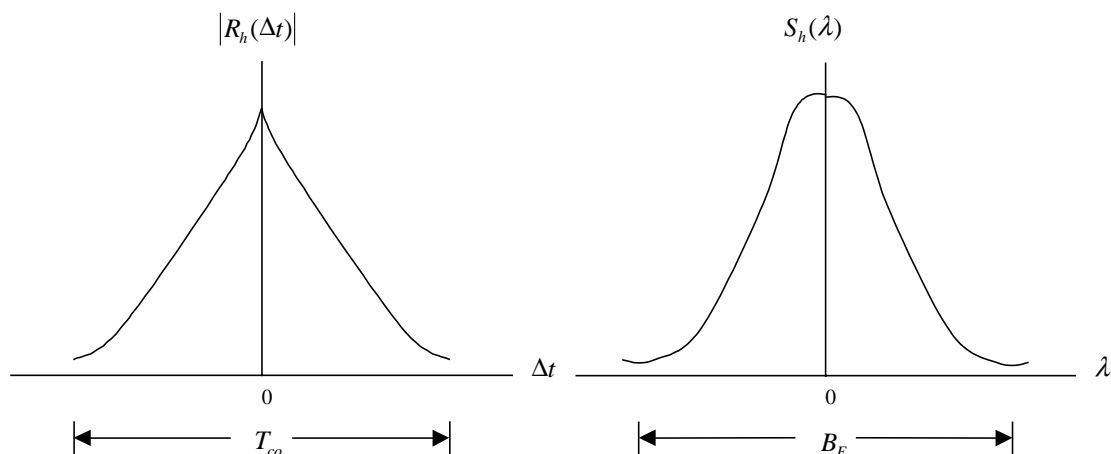


Figure G. 3:Fonction d'autocorrélation dans le domaine temporel

Figure G. 4: Spectre Doppler

G.2.3. Evanescence

Savoir si le canal est à évanescence lente ou rapide donne une indication sur les variations temporelles du canal.

Un canal est dit à évanescence lente ou sélectif en temps lorsque la bande évanescente est inférieure à la bande de la boucle. Le comportement du canal varie peu sur une période de $1/B_L$, la boucle poursuit alors toutes les composantes réfléchies. Dans le cas de l'évanescence rapide, la boucle poursuit uniquement la composante directe. En effet, les composantes réfléchies variant beaucoup dans le plan de Fresnel, lorsque nous réalisons l'intégration sur une période de $1/B_L$, les composantes réfléchies sont filtrées.

Bibliographie

- [PRO-89] PROAKIS J.G.
 « Digital Communications »,
 McGraw Hill Book Company, 1989.

ANNEXE H

LE LANCER DE RAYONS

Cette annexe a pour but de présenter le module de lancer de rayon utilisé dans le logiciel modélisant la propagation de l'onde dans un environnement complexe.

H.1. Principe du lancer de rayons

Le lancer de rayons est une méthode de simulation de propagation d'onde qui consiste à modéliser le chemin inverse de la propagation d'une onde, ou rayon, depuis le point d'observation jusqu'à l'émetteur, via les surfaces de l'environnement.

C'est la recherche dans le domaine de l'image de synthèse qui a donné naissance à cette méthode réaliste de modélisation des ondes. Réaliste, car elle s'efforce de reproduire les modèles physiques décrivant les ondes. De nombreux types de comportements physiques peuvent être pris en compte : réflexion, diffraction, diffusion, ...

Cette méthode a pu être utilisée dans le cadre de la navigation par satellites en milieu urbain car la longueur d'onde du signal étant de l'ordre de 20 cm, elle est considérée comme petite devant les obstacles qui constituent l'environnement et sa propagation peut donc être modélisée comme un rayon qui se comportera suivant les lois de l'optique géométrique.

A chaque surface rencontrée, le rayon pourra se scinder en de multiples rayons secondaires : des rayons réfléchis, des rayons réfractés, des rayons diffractés, etc., selon les caractéristiques électromagnétiques et la granularité de la surface au point d'impact. Ces rayons secondaires pourront à leur tour se scinder en de multiples rayons, et ainsi de suite jusqu'à ce que la quantité d'énergie véhiculée par un rayon soit négligeable pour le sujet modélisé.

Dans notre cas, nous n'avons pris en compte que le phénomène de réflexion sur les surfaces. La modélisation de la transmission n'est pas nécessaire car les cas d'utilisation du récepteur à l'intérieur des bâtiments n'ont pas été considérés.

H.2. Parcours suivi par le rayon

Il faudra donc définir des limites en terme de nombre de réflexions et de type de rayons secondaires.

Le comportement du rayon une fois qu'il a rencontré une des surfaces composant l'environnement est déterminé par la loi de Snell-Descartes.

Cette loi s'applique à l'optique classique (optique géométrique), ainsi qu'à la propagation en général d'ondes de haute fréquence (dont la longueur d'onde est faible devant la géométrie de l'environnement). La surface de réflexion est alors dite **polie**.

Soit un rayon incident **I**, arrivant sur une surface de normale **N**, séparant deux milieux d'indices **n1** et **n2**. Ce rayon est réfléchi dans la direction **R**, de manière à ce que le vecteur **R** soit dans le plan vectoriel défini par **I** et **N**, et que l'angle $(-\mathbf{I}, \mathbf{N})$, soit égal à l'angle (\mathbf{N}, \mathbf{R}) . Ce même rayon est réfracté dans la direction **T**, appartenant au même plan vectoriel, de manière à obtenir l'égalité :

$$n_1 \sin(I, N) = n_2 \sin(T, N)$$

Il n'y a pas réfraction si $\left| \sin(I, N) \frac{n_1}{n_2} \right| > 1$

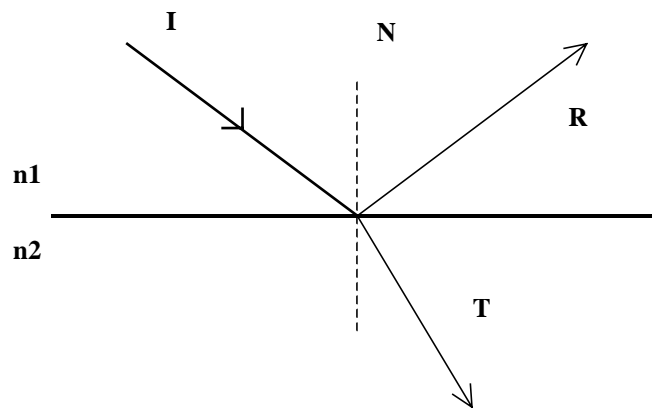


Figure H. 1 : Reflection et refraction de Snell-Descartes

Les phénomènes de réflexion et de réfraction étant caractérisés, nous allons voir comment les rayons qui relient l'émetteur au récepteur sont obtenus.

H.3. Balayage de l'environnement et recherche des rayons

La recherche des rayons réfléchis se fait en deux temps :

- un balayage grossier de l'espace, destiné à localiser les rayons susceptibles d'atteindre l'un des capteurs après multiples réflexions.
- une recherche analytique ou par raffinement, d'une solution exacte ou plus précise.

Nous échantillons un cube dont l'émetteur est positionné au centre. Des rayons sont alors envoyés, par balayage des faces de ce cube, dans toutes les directions de l'espace. A chaque échantillon d'une face, et pour chaque capteur, nous associons une liste $\{d_i\}$ de valeurs, correspondant aux distances entre le segment du rayon après i réflexions et le capteur.

Dès qu'une face a été balayée, nous localisons pour chaque source et pour chaque profondeur de l'arbre des segments de rayon les minima locaux des distances d_i , et les rayons correspondants sont affinés dans le but de rechercher une solution plus précise.

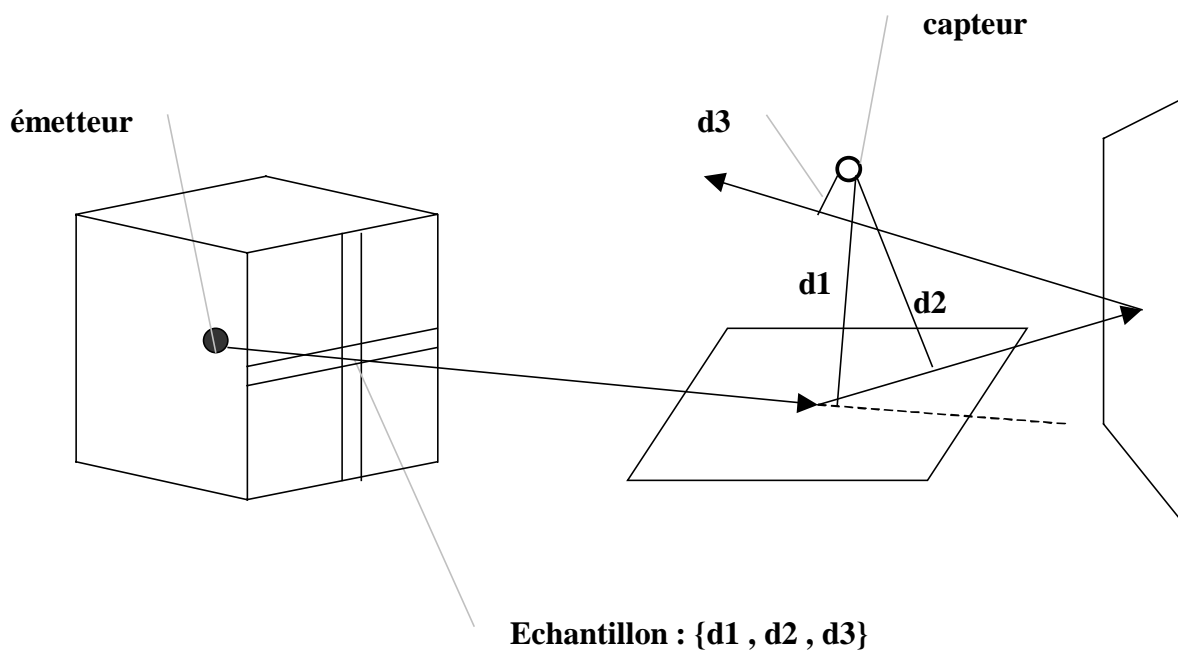


Figure H. 2 : Balayage pour la recherche des rayons réfléchis

Comme toutes les surfaces sont planes, il est probable que s'il existe une solution au voisinage d'un rayon donné, cette solution emprunte un chemin optique très proche, et que par conséquent il se réfléchisse sur les mêmes surfaces. Il suffit dans ce cas de

calculer l'image du capteur par les plans contenant les surfaces sur lesquelles s'est réfléchi le rayon, afin de calculer analytiquement la direction initiale qui aboutira à la solution exacte.

Une fois cette direction calculée, le lancer de rayons est effectué, et on vérifie que le rayon traverse effectivement la source, après un certain nombre de réflexions. Si ce n'est pas le cas, plusieurs rayons autour de la direction sélectionnée par la phase de balayage sont lancés, à une précision inférieure à celle du balayage, et le processus analytique reprend avec le rayon le plus proche de la solution.

Cette étape est reproduite jusqu'à convergence. La divergence est détectée lorsque le balayage se fait à une précision inférieure à un seuil fixé.

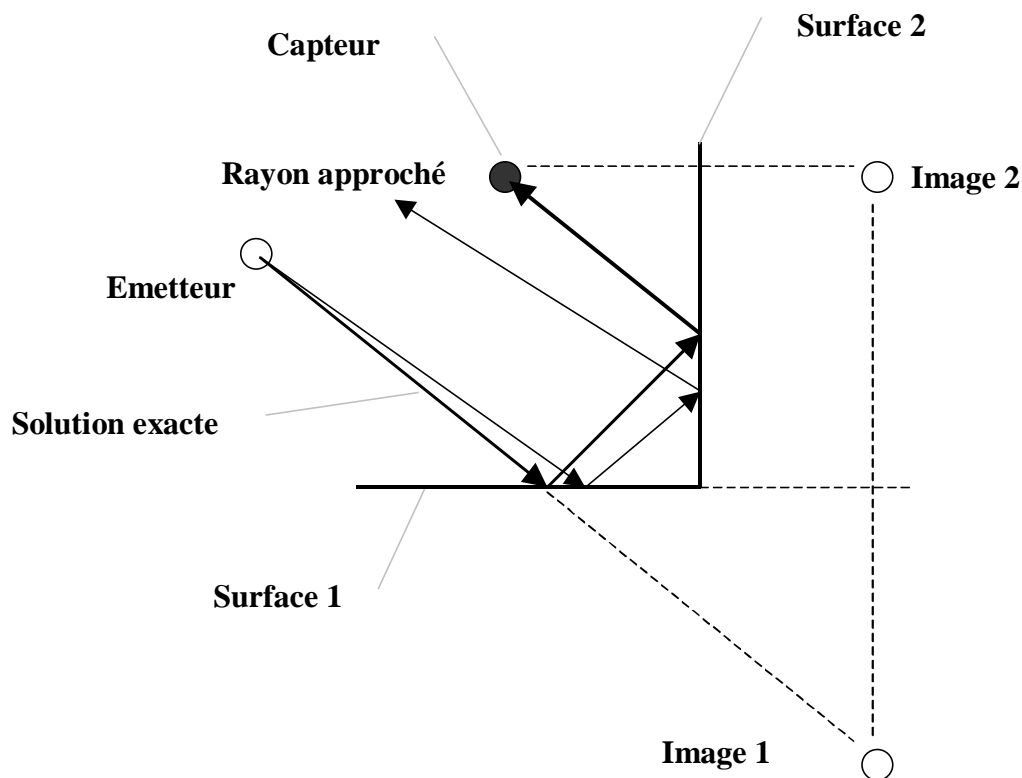


Figure H. 3 : Recherche analytique d'un rayon réfléchi

Le principal inconvénient de cette méthode est la lenteur des calculs des intersections des rayons avec les surfaces composant l'environnement. Pour remédier à ce problème nous avons utilisé un lancer de rayon qui a été développé à SupAero dans le cadre d'une thèse [BER-98] et qui présente des performances en terme de ressources informatiques nécessaires (Temps et mémoire) plus que satisfaisantes.

Bibliographie

- [BER-98] BERMES S.
« Les arbres octaux paresseux : une méthode dynamique de subdivision spatiale pour le lancer de rayons »,
Thèse ENSAE N°24698, 1998.
- [MAR-00] MARTINEZ F.
« Modélisation de propagation d'ondes électromagnétiques par lancer de rayons »,
Probatoire CNAM, février 2000.

ANNEXE I :**RECEPTEUR UTILISE POUR LES MESURES****I.1. Caractéristiques du récepteur utilisé**

La carte GPS MILLennium se compose d'une seule carte de circuits imprimés autonome. C'est un récepteur GPS de haute performance, capable de recevoir et de poursuivre le code C/A de L1, la phase de la porteuse sur L1 et L2, et le code P de L2.

GENERAL	
12 paires de canaux L1/L2	✓
Mesures de phase et de pseudo-distance pour L1/L2	✓
Corrections ionosphériques dans le calcul de position	
Echantillonnage de 2.5 bits	✓
Corrélateur étroit (0.1Tc)	✓
Port série double	✓
Ré-acquisition rapide	✓
Port pour une horloge externe optionnelle	✓
DONNEES EXPLOITABLES	
Données calculées : position, vitesse, direction, offset de l'horloge @ 4Hz	✓
Données mesurées : pseudo-distance, phase de la porteuse @ 4Hz	✓
FORMAT DES DONNEES DE SORTIES	
ASCII et binaire	✓
MODE DE POSITIONNEMENT	
Point simple	✓
Parcours d'un point mobile	✓
Correction différentielle de la pseudo-distance	✓
CONTROLE RECEPTEUR	
Correction de la dérive de l'horloge	✓
Possibilité de sauver la configuration du récepteur et l'almanach	✓
Reset (hardware et software)	✓
Contrôle du port série	✓
Point de référence	✓
Correction des variations magnétiques	✓
Calcul de l'ondulation du géoïde	✓
Possibilité d'éliminer des satellites en fonction de leurs angles de site	✓
Contraintes de position, d'hauteur et de vitesse	✓
Contrôle du décrochage des satellites	✓
Contrôle de la santé des satellites	✓

Table I. 1 : Caractéristiques du récepteur utilisé pour les mesures

I.2. Principe du filtrage par la phase

Le but du filtrage par la phase est de fournir une mesure de pseudo-distances où les bruits de poursuite sur la boucle de code et les trajets multiples soient réduits.

En effet, les mesures réalisées par la boucle de code sont plus bruitées que celles réalisées par la boucle de phase. L'idée du filtrage par la phase est donc de diminuer le bruit sur la mesure de pseudo-distance réalisée par la boucle de code en la combinant avec la mesure de la porteuse réalisée par la boucle de phase.

Les mesures effectuées par la boucle de code et par la boucle de phase peuvent être modélisées de la manière suivante :

$$\rho = R + I + \eta_\rho \quad \text{Eq I. 1}$$

$$\phi = R - I + N + \eta_\phi \quad \text{Eq I. 2}$$

avec :

ρ pseudo-distance

ϕ mesure de la porteuse

R distance satellite récepteur

I erreur ionosphérique

N ambiguïté sur la mesure de phase

η_ρ bruit de poursuite sur la boucle de code et trajets multiples

η_ϕ bruit de poursuite sur la boucle de phase et trajets multiples

Le filtrage par la phase peut être réalisé avec un filtre comme le montre la figure suivante.

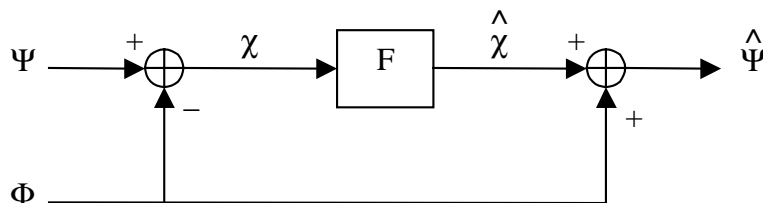


Figure I. 1 : Diagramme du filtre par la phase

Les entrées du filtre sont Ψ (pseudo-distance) et Φ (mesure de la porteuse). La différence de ces deux entrées est filtrée pour éliminer les composantes non désirées. Le résultat est alors recombinaison avec la mesure de la porteuse pour donner la mesure de code filtrée.

Le filtre F est généralement un filtre passe bas que nous supposons du premier ordre dont la fonction de transfert est :

$$F(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad \text{Eq I. 3}$$

où τ est la constante de temps du filtre

$$\chi = \rho - \phi \quad \text{Eq I. 4}$$

$$\chi = 2I + N + (\eta_\rho - \eta_\phi) \quad \text{Eq I. 5}$$

$$\hat{\chi} = F\chi \quad \text{Eq I. 6}$$

$$\hat{\chi} = 2FI + N + F(\eta_\rho - \eta_\phi) \quad \text{Eq I. 7}$$

$$\hat{\Psi} = \hat{\chi} + \phi \quad \text{Eq I. 8}$$

$$\hat{\Psi} = R + (2F - 1)I + F\eta_\rho + (1 - F)\eta_\phi \quad \text{Eq I. 9}$$

Soit $\varepsilon = F\eta_\rho + (1 - F)\eta_\phi$ et σ la déviation standard de ε

Sous l'hypothèse que les composantes de bruit des entrées sont statistiquement indépendantes, la contribution du bruit sur σ peut s'écrire :

$$\sigma = \sigma_\rho \sqrt{\frac{T}{2\tau}} \quad \text{Eq I. 10}$$

où T est l'intervalle de temps entre les mesures ($\tau \gg T$)

et σ_ρ est la déviation standard sur la pseudo-distance mesurée par la boucle de code

L'erreur due aux trajets multiples dépend de la fréquence des oscillations des trajets multiples et des constantes de temps du filtre de plusieurs centaines de secondes sont nécessaires pour fournir une atténuation significative de l'erreur.

Bibliographie

- [GOA-90] GOAD C.C.
« Optimal filtering of pseudoranges and phases from single frequency GPS receivers »,
Navigation journal, vol.37 N°3, Etats Unis, 1990, pp. 191-203.
- [HAT-82] HATCH R.
« The synergism of GPS code and carrier measurements »,
Third international symposium on satellite doppler positioning, New Mexico State University, vol.2, 1982, pp. 1213-1231.
- [HEG-] HEGARTY C.J.
« Analytical derivation of maximum tolerable in-band interference levels for aviation applications of GNSS »,
- [HWA-] HWANG P.Y., MCGRAW G.A., BADER R.B.
« Enhanced differential GPS carrier-smoothed code processing using dual frequency measurements »,
- [NOV-98] NOVATEL
« MILLennium GPSCard »,
Guide to Installation & operation, OM-20000016, mars 1998.

ANNEXE J :

CALCUL DE L'OFFSET DE CODE MAXIMAL

L'objectif de cette annexe est de déterminer l'offset de code maximal de la boucle de code non cohérente. Pour cela, le cas de la boucle de code cohérente sera traité en premier.

J.1. Principe de la Boucle de Code Cohérente

La Figure suivante présente un schéma simplifié de la boucle de code cohérente. Dans cette boucle, les détecteurs d'enveloppe ne sont plus utilisés car on connaît, a priori, la phase du signal.

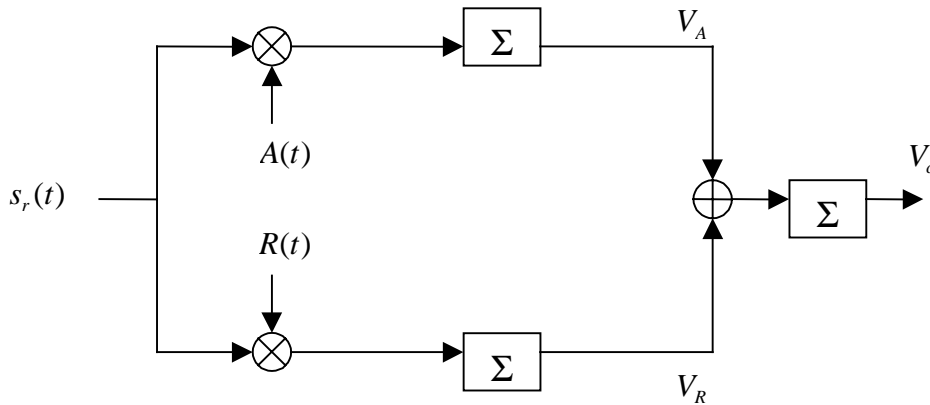


Figure J. 1 : Représentation simplifiée de la boucle de code cohérente

Ainsi les signaux qui vont piloter les branches avance et retard de cette boucle s'expriment de la manière suivante :

$$A(t) = p(t - \hat{\tau}_0 - C_s/2)e^{-j(\omega_p t + \hat{\phi}_0)} \quad \text{Eq. J. 1}$$

$$R(t) = p(t - \hat{\tau}_0 + C_s/2)e^{-j(\omega_p t + \hat{\phi}_0)} \quad \text{Eq. J. 2}$$

Dans le cas idéal, où seul le trajet direct est reçu, la tension d'erreur de la boucle cohérente s'écrit de la manière suivante :

$$V_c = \frac{a_0}{2} e^{j(\phi_0 - \hat{\phi}_0)} [R_p(\tau_0 - \hat{\tau}_0 - C_s/2) - R_p(\tau_0 - \hat{\tau}_0 + C_s/2)] \quad \text{Eq. J. 3}$$

Doit la tension d'erreur idéale de la boucle de code cohérente, la tension définit par l'équation suivante :

$$V_{c \text{ idéale}}(\Delta\tau) = R_p(\Delta\tau - C_s/2) - R_p(\Delta\tau + C_s/2) \quad \text{Eq. J. 4}$$

où $\Delta\tau = \tau_0 - \hat{\tau}_0$

<i>pour</i>	$ \Delta\tau > T_c/2 + C_s/2$	$V_{e \text{ idéale}} = 0$	Eq. J. 5
<i>pour</i>	$-T_c - C_s/2 < \Delta\tau < -T_c + C_s/2$	$V_{e \text{ idéale}} = -1 - (\Delta\tau + C_s/2)/T_c$	
<i>pour</i>	$-T_c + C_s/2 < \Delta\tau < -C_s/2$	$V_{e \text{ idéale}} = -C_s/T_c$	
<i>pour</i>	$-C_s/2 < \Delta\tau < C_s/2$	$V_{e \text{ idéale}} = 2\Delta\tau/T_c$	
<i>pour</i>	$C_s/2 < \Delta\tau < T_c - C_s/2$	$V_{e \text{ idéale}} = C_s/T_c$	
<i>pour</i>	$T_c - C_s/2 < \Delta\tau < T_c + C_s/2$	$V_{e \text{ idéale}} = 1 - (\Delta\tau - C_s/2)/T_c$	

En présence d'un seul trajet réfléchi, les voies avance et retard deviennent :

$$V_A = \frac{a_0}{2} R_p(\tau_0 - \hat{\tau}_0 - C_s/2) e^{j(\phi_0 - \hat{\phi}_0)} + \frac{a_1}{2} R_p(\tau_1 - \hat{\tau}_0 - C_s/2) e^{j(\phi_1 - \hat{\phi}_0)} \quad \text{Eq. J. 6}$$

$$V_R = \frac{a_0}{2} R_p(\tau_0 - \hat{\tau}_0 + C_s/2) e^{j(\phi_0 - \hat{\phi}_0)} + \frac{a_1}{2} R_p(\tau_1 - \hat{\tau}_0 + C_s/2) e^{j(\phi_1 - \hat{\phi}_0)} \quad \text{Eq. J. 7}$$

La tension d'erreur est alors :

$$V_c = \frac{a_0}{2} e^{j(\phi_0 - \hat{\phi}_0)} [R_p(\tau_0 - \hat{\tau}_0 - C_s/2) - R_p(\tau_0 - \hat{\tau}_0 + C_s/2)] + \dots \quad \text{Eq. J. 8}$$

$$\frac{a_1}{2} e^{j(\phi_1 - \hat{\phi}_0)} [R_p(\tau_1 - \hat{\tau}_0 - C_s/2) - R_p(\tau_1 - \hat{\tau}_0 + C_s/2)]$$

Nous allons établir une relation entre cette tension d'erreur et la tension d'erreur idéale :

$$V_c = \frac{a_0}{2} e^{j(\phi_0 - \hat{\phi}_0)} V_{c \text{ idéale}}(\Delta\tau) + \frac{a_1}{2} e^{j(\phi_1 - \hat{\phi}_0)} V_{c \text{ idéale}}(\Delta\tau - \tau_R) \quad \text{Eq. J. 9}$$

où $\tau_R = \tau_1 - \tau_0$

J.2. Offset de Code Maximal de la Boucle de Code Cohérente

Si l'influence de la boucle de phase sur les performances de la boucle de code est négligée ($\phi_0 - \hat{\phi}_0 \cong 0$), la tension d'erreur devient :

$$V_c = \frac{a_0}{2} V_{c\text{idéale}}(\Delta\tau) + \frac{a_1}{2} \cos(\phi_R) V_{c\text{idéale}}(\Delta\tau - \tau_R) \quad \text{Eq. J. 10}$$

où $\phi_R = \phi_1 - \phi_0$

Dans la suite des calculs, nous faisons l'hypothèse que $a_1 < a_0$.

Pour obtenir l'expression de l'offset de code τ_c en fonction de τ_r , il faut résoudre par rapport à la variable $\Delta\tau$ l'équation $V_c = 0$. Pour cela nous allons définir la tension d'erreur de code directe $V_{c\text{directe}}$ et la tension d'erreur de code réfléchi $V_{c\text{réfléchi}}$.

$$V_{c\text{directe}} = a_0 V_{c\text{idéale}}(\Delta\tau) \quad \text{Eq. J. 11}$$

$$V_{c\text{réfléchi}} = a_1 \cos(\phi_R) V_{c\text{idéale}}(\Delta\tau - \tau_R) \quad \text{Eq. J. 12}$$

Pour résoudre l'équation, l'expression du point d'intersection de ces deux tensions d'erreur doit être calculée pour différentes valeurs de τ_r . Comme le montre la figure suivante, quatre zones de fonctionnement doivent être étudiées.

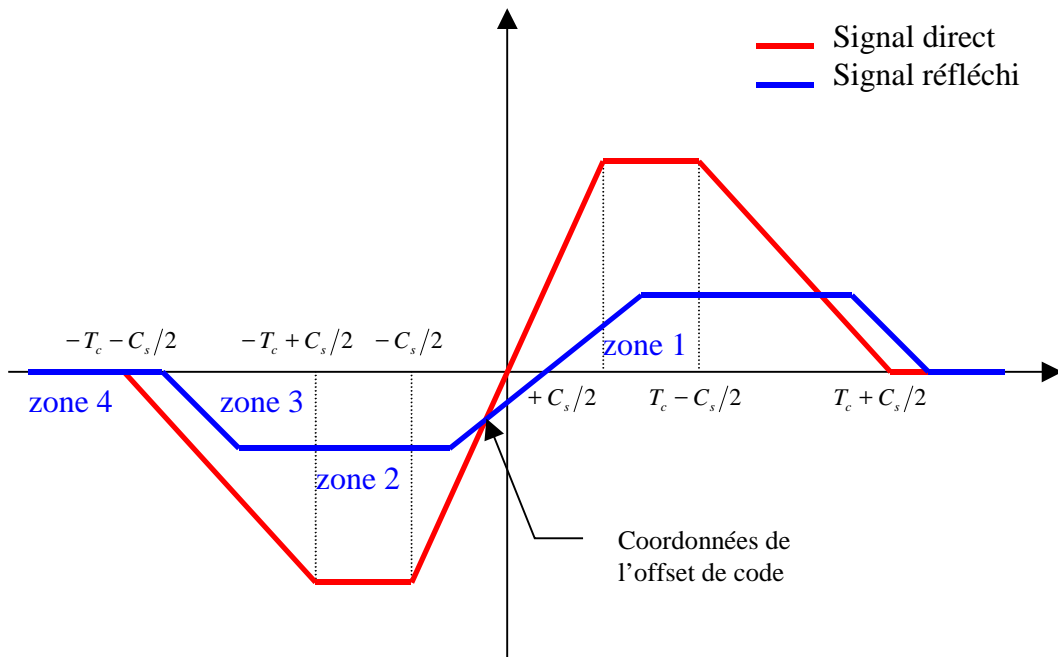


Figure J. 2 : Zones de fonctionnement de la boucle de code cohérente

J.2.1. Zone 1

Dans cette zone de fonctionnement, nous avons :

$$V_{c\text{ directe}} = \frac{2a_0\tau_c}{T_c} \text{ et } V_{e\text{ réfléchie}} = \frac{2a_1 \cos(\phi_R)(\tau_c - \tau_R)}{T_c} \quad \text{Eq. J. 13}$$

L'équation $V_{c\text{ directe}} + V_{e\text{ réfléchie}} = 0$ doit donc être résolu. La solution est :

$$\tau_c = \frac{a_1 \cos(\phi_R)}{a_0 + a_1 \cos(\phi_R)} \tau_R \quad \text{Eq. J. 14}$$

Cette formule est valable tant que nous sommes dans la zone de fonctionnement 1 de la tension d'erreur réfléchie, soit jusqu'à ce que $\tau_c = \tau_R - C_s/2$. En ce point, nous avons :

$$a_1 \cos(\phi_R) \frac{C_s}{T_c} = \frac{2a_0}{T_c} \left(\tau_R - \frac{C_s}{2} \right) \quad \text{Eq. J. 15}$$

Une limite de la zone 1 est alors obtenue :

$$\tau_{R\text{ limite}} = \frac{a_0 + a_1 \cos(\phi_R)}{a_1 \cos(\phi_R)} \frac{C_s}{2} \quad \text{Eq. J. 16}$$

J.2.2. Zone 2

Dans la zone 2, nous avons :

$$V_{c\text{ directe}} = \frac{2a_0\tau_c}{T_c} \text{ et } V_{e\text{ réfléchie}} = a_1 \cos(\phi_R) \frac{C_s}{T_c} \quad \text{Eq. J. 17}$$

L'offset de code dans cette zone est donc :

$$\tau_c = \frac{a_1 \cos(\phi_R)}{2a_0} C_s \quad \text{Eq. J. 18}$$

Ceci reste valable tant que $\tau_c = \tau_R - T_c + C_s/2$. En ce point, nous avons :

$$a_1 \cos(\phi_R) \frac{C_s}{T_c} = \frac{2a_0}{T_c} \left(\tau_R - T_c + \frac{C_s}{2} \right) \quad \text{Eq. J. 19}$$

d'où

$$\tau_{R\text{ limite}} = T_c - \frac{C_s}{2} \left(1 - \frac{a_1 \cos(\phi_R)}{a_0} \right) \quad \text{Eq. J. 20}$$

J.2.3. Zone 3

Dans la zone 3, nous avons :

$$V_{c \text{ directe}} = \frac{2a_0\tau_c}{T_c} \text{ et } V_{e \text{ réfléchie}} = -a_1 \cos(\phi_R) \left[1 + \frac{\tau_c - \tau_R + C_s/2}{T_c} \right] \quad \text{Eq. J. 21}$$

L'offset de code dans cette zone est donc :

$$\tau_c = \frac{a_1 \cos(\phi_R)}{2a_0 - a_1 \cos(\phi_R)} [T_c - \tau_R + C_s/2] \quad \text{Eq. J. 22}$$

Ceci reste valable tant que $\tau_c = \tau_R - T_c - C_s/2$. En ce point, nous avons :

$$0 = \frac{2a_0}{T_c} \left(\tau_R - T_c - \frac{C_s}{2} \right) \quad \text{Eq. J. 23}$$

d'où

$$\tau_{R \text{ limite}} = T_c + \frac{C_s}{2} \quad \text{Eq. J. 24}$$

J.2.4. Zone 4

Dans la zone 2, nous avons :

$$V_{c \text{ directe}} = \frac{2a_0\tau_c}{T_c} \text{ et } V_{e \text{ réfléchie}} = 0 \quad \text{Eq. J. 25}$$

L'offset de code dans cette zone est donc :

$$\tau_c = 0$$

$$\text{dès que } \tau_{R \text{ limite}} \geq T_c + \frac{C_s}{2} \quad \text{Eq. J. 26}$$

J.2.5. Résumé

$$\begin{aligned}
 \text{pour } 0 \leq \tau_R \leq \frac{a_0 + a_1 \cos \phi_R}{a_0} \frac{C_s}{2} & \quad \tau_c = \frac{a_1 \cos \phi_R}{a_0 + a_1 \cos \phi_R} \tau_R \\
 \text{pour } \frac{a_0 + a_1 \cos \phi_R}{a_0} \frac{C_s}{2} \leq \tau_R \leq T_c - \frac{C_s}{2} \left(1 - \frac{a_1 \cos \phi_R}{a_0} \right) & \quad \tau_c = \frac{a_1 \cos \phi_R}{a_0} \frac{C_s}{2} \\
 \text{pour } T_c - \frac{C_s}{2} \left(1 - \frac{a_1 \cos \phi_R}{a_0} \right) \leq \tau_R \leq T_c + \frac{C_s}{2} & \quad \tau_c = \frac{a_1 \cos \phi_R}{2a_0 - a_1 \cos \phi_R} \left(T_c + \frac{C_s}{2} - \tau_R \right) \\
 \text{pour } \tau_R \geq T_c + \frac{C_s}{2} & \quad \tau_c = 0
 \end{aligned}
 \tag{Eq. J. 27}$$

L'offset de code maximal est obtenu si le trajet direct et le trajet réfléchi sont en phase ou en opposition de phase, d'où :

$$\begin{aligned}
 \text{pour } 0 \leq \tau_R \leq \frac{a_0 \pm a_1}{a_0} \frac{C_s}{2} & \quad \tau_{c_max} = \frac{\pm a_1}{a_0 \pm a_1} \tau_R \\
 \text{pour } \frac{a_0 \pm a_1}{a_0} \frac{C_s}{2} \leq \tau_R \leq T_c - \frac{C_s}{2} \left(1 \mp \frac{a_1}{a_0} \right) & \quad \tau_{c_max} = \frac{\pm a_1}{a_0} \frac{C_s}{2} \\
 \text{pour } T_c - \frac{C_s}{2} \left(1 \mp \frac{a_1}{a_0} \right) \leq \tau_R \leq T_c + \frac{C_s}{2} & \quad \tau_{c_max} = \frac{\pm a_1}{2a_0 \mp a_1} \left(T_c + \frac{C_s}{2} - \tau_R \right) \\
 \text{pour } \tau_R \geq T_c + \frac{C_s}{2} & \quad \tau_{c_max} = 0
 \end{aligned}
 \tag{Eq. J. 28}$$

J.3. Offset de Code Maximal de la Boucle de Code Non Cohérente

Le schéma suivant présente le modèle de la boucle de code non cohérente.

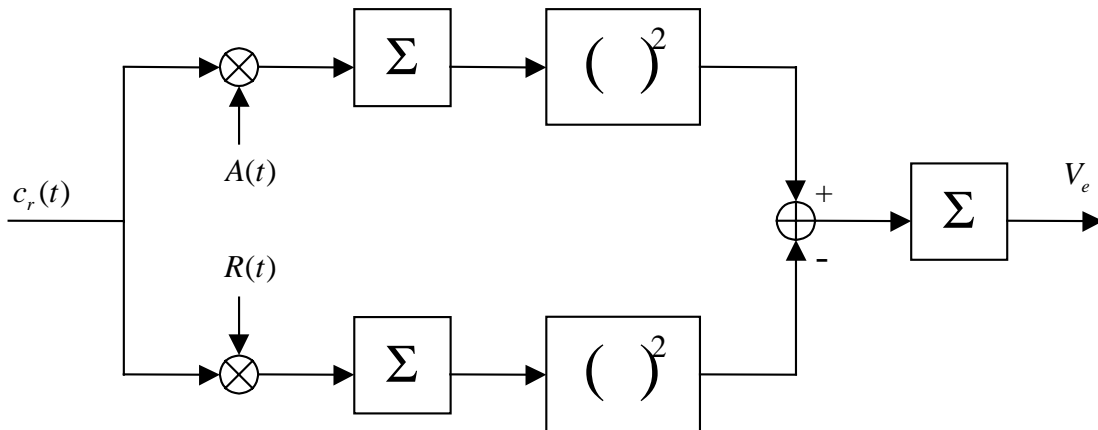


Figure J. 3 : Représentation simplifiée de la boucle de code non cohérente

Si le trajet direct et le trajet réfléchi sont en phase ou en opposition de phase, les tensions d'erreur des boucles de code cohérente et non cohérente deviennent alors :

$$V_c = \frac{a_0}{2} [R_p(\tau_0 - \hat{\tau}_0 - C_s/2) - R_p(\tau_0 - \hat{\tau}_0 + C_s/2)] \pm \frac{a_1}{2} [R_p(\tau_1 - \hat{\tau}_0 - C_s/2) - R_p(\tau_1 - \hat{\tau}_0 + C_s/2)] \quad \text{Eq. J. 29}$$

$$\begin{aligned} V_e = & \frac{a_0^2}{4} R_p^2(\Delta\tau - C_s/2) + \frac{a_1^2}{4} R_p^2(\Delta\tau - \tau_R - C_s/2) \pm \frac{a_0 a_1}{2} R_p(\Delta\tau - C_s/2) R_p(\Delta\tau - \tau_R - C_s/2) \\ & - \frac{a_0^2}{4} R_p^2(\Delta\tau + C_s/2) - \frac{a_1^2}{4} R_p^2(\Delta\tau - \tau_R + C_s/2) \mp \frac{a_0 a_1}{2} R_p(\Delta\tau + C_s/2) R_p(\Delta\tau - \tau_R + C_s/2) \end{aligned} \quad \text{Eq. J. 30}$$

Lorsque la boucle de code estime le retard du code, il cherche la valeur de $\hat{\tau}_0$ pour laquelle la tension d'erreur est égale à zéro. D'où dans le cas de la boucle cohérente, nous avons :

$$a_0 R_p(\Delta\tau - C_s/2) \pm a_1 R_p(\Delta\tau - \tau_R - C_s/2) = a_0 R_p(\Delta\tau + C_s/2) \pm a_1 R_p(\Delta\tau - \tau_R + C_s/2) \quad \text{Eq. J. 31}$$

L'équation 31 élevée au carré donne :

$$\begin{aligned} & a_0^2 R_p^2(\Delta\tau - C_s/2) + a_1^2 R_p^2(\Delta\tau - \tau_R - C_s/2) \pm 2a_0 a_1 R_p(\Delta\tau - C_s/2) R_p(\Delta\tau - \tau_R - C_s/2) \\ = & a_0^2 R_p^2(\Delta\tau + C_s/2) + a_1^2 R_p^2(\Delta\tau - \tau_R + C_s/2) \pm 2a_0 a_1 R_p(\Delta\tau + C_s/2) R_p(\Delta\tau - \tau_R + C_s/2) \end{aligned} \quad \text{Eq. J. 32}$$

De la même manière, avec la boucle de code non cohérente, lorsque la tension d'erreur est égale à zéro, on obtient :

$$\begin{aligned} & a_0^2 R_p^2(\Delta\tau - C_s/2) + a_1^2 R_p^2(\Delta\tau - \tau_R - C_s/2) \pm 2a_0 a_1 R_p(\Delta\tau - C_s/2) R_p(\Delta\tau - \tau_R - C_s/2) \\ = & a_0^2 R_p^2(\Delta\tau + C_s/2) + a_1^2 R_p^2(\Delta\tau - \tau_R + C_s/2) \pm 2a_0 a_1 R_p(\Delta\tau + C_s/2) R_p(\Delta\tau - \tau_R + C_s/2) \end{aligned} \quad \text{Eq. J. 33}$$

D'après ce qui précède, lorsque le trajet direct et le trajet réfléchi sont en phase ou en opposition de phase, le retard estimé par la boucle de code cohérente sera le même que celui de la boucle de code non cohérente.

Ainsi, l'offset de code maximal calculé pour la boucle de code cohérente est le même pour la boucle de code non cohérente. Ce qui donne :

$$\begin{array}{ll}
 \text{pour} & 0 \leq \tau_R \leq \frac{a_0 \pm a_1 C_s}{a_0} \frac{1}{2} & \tau_{e_max} = \frac{\pm a_1}{a_0 \pm a_1} \tau_R \\
 \text{pour} & \frac{a_0 \pm a_1 C_s}{a_0} \frac{1}{2} \leq \tau_R \leq T_c - \frac{C_s}{2} \left(1 \mp \frac{a_1}{a_0} \right) & \tau_{e_max} = \frac{\pm a_1 C_s}{a_0} \frac{1}{2} \\
 \text{pour} & T_c - \frac{C_s}{2} \left(1 \mp \frac{a_1}{a_0} \right) \leq \tau_R \leq T_c + \frac{C_s}{2} & \tau_{e_max} = \frac{\pm a_1}{2a_0 \mp a_1} \left(T_c + \frac{C_s}{2} - \tau_R \right) \\
 \text{pour} & \tau_R \geq T_c + \frac{C_s}{2} & \tau_{e_max} = 0
 \end{array}$$

Eq. J. 34

Bibliographie

- [BRA-94] BRAASCH M.
 « Isolation of GPS multipath and receiver tracking errors »,
 ION National Technical Meeting, San Diego, january 24-26 1994.
- [BRO-96] BRODIN G.
 « GNSS code and carrier tracking in the presence of multipath.
 9th international Technical meeting of the satellite division of the institute of
 navigation, ION GPS-96, septembre 1996, pp. 1389-1398
- [DOR-97] DORIS D.
 « Modélisation de récepteurs GPS. Application à l'étude de l'influence des
 multitrajets sur les performances du récepteur L1 GPS »,
 Thèse INP N°1332, Toulouse, septembre 1997.
- [VAN-92] VAN NEE R.D.J.
 « Multipath effects on GPS code phase measurements »,
 Journal of the Institute of Navigation, vol.39 N°2, 1992, pp.177-190.
- [VAN-93] VAN NEE R.D.J.
 « Spread spectrum code and carrier synchronization errors caused by
 multipath and interference»,
 IEEE transaction on aerospace and electronic systems, vol.29 N°4, octobre
 1993, pp. 1359-1365.

ANNEXE K :

RESULTATS DE LA CAMPAGNE DE MESURE

Dans cette annexe, les résultats obtenus grâce à cette campagne de mesure vont être observés. Dans un premier temps, la visibilité obtenue pour les différents environnements sera regardée, puis le positionnement que fournit le récepteur pour les milieux industriel, pavillonnaire et celui caractérisé par de hauts immeubles, le milieu urbain étant traité dans le chapitre 3.

K.1. Visibilité pour les différents environnements

Des statistiques de visibilité à partir des mesures réalisées ont donc été établies. Les résultats sont présentés dans la figure suivante :

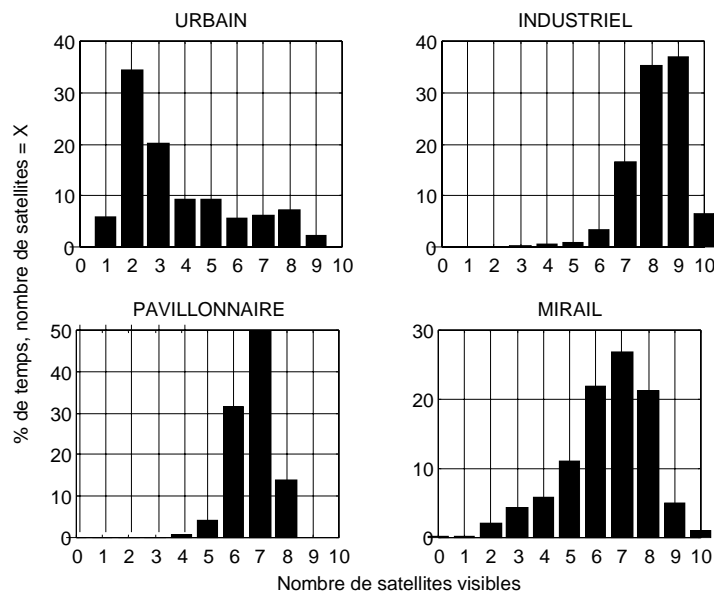


Figure K. 1: Histogramme des satellites visibles

Comme le montre la Figure 1, le milieu urbain est le pire cas avec 60% du temps où nous avons moins de 4 satellites. Pour les milieux industriel et pavillonnaire, au moins 4 satellites sont en vue durant 99% du temps. Enfin pour le dernier environnement, il y a moins de 4 satellites pendant 8% du temps.

Dans le milieu urbain, les satellites sont souvent masqués avec très peu d'espace ouvert où le nombre de satellites pourrait être supérieur à 6. Dans le milieu industriel, les satellites sont peu ou pas masqués. Pour le milieu pavillonnaire, les satellites ayant de faible angle de site sont masqués et la physionomie de l'environnement varie peu. Enfin le dernier cas, l'histogramme est plus étalé, cette forme peut s'expliquer par le fait que près d'un de ces grands bâtiments, les satellites sont masqués que d'un côté et le reste du temps nous étions dans des espaces ouverts.

K.2. Performances du récepteur

K.2.1. Milieu industriel

La Figure 2 présente le parcours suivi par le récepteur dans l'environnement industriel et la Figure 3 la position calculée.



Figure K. 2 : Plan du milieu industriel

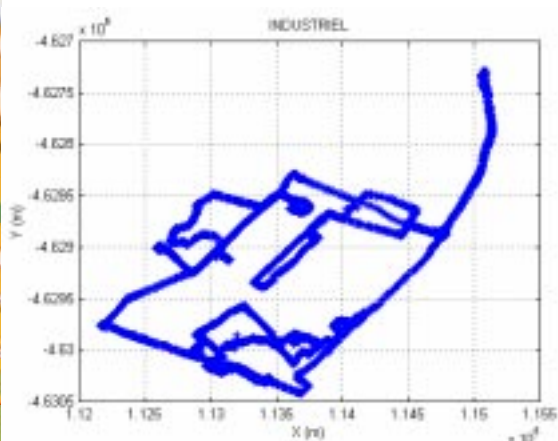


Figure K. 3: Position du calculée par le récepteur en milieu industriel

La Figure 4 montre l'état de la solution calculée par le récepteur et la Figure 5, la différence entre la position horizontale calculée par le récepteur et la position calculée avec les corrections différentielles.

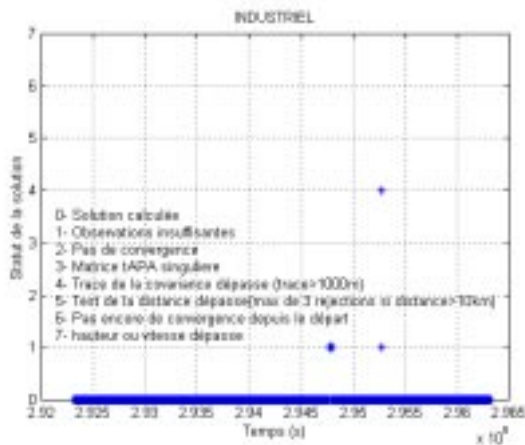


Figure K.4 : Etat de la solution en milieu industriel

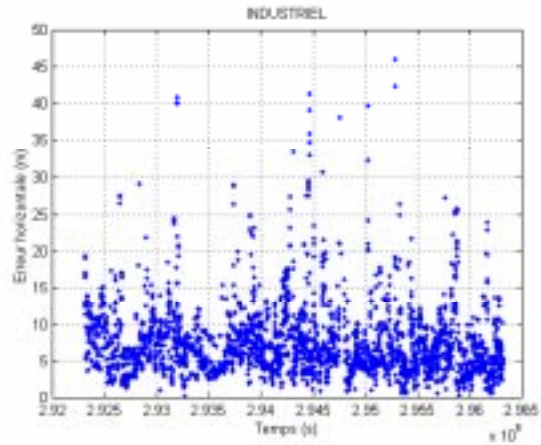


Figure K.5: Erreur horizontale en milieu industriel

Dans le milieu industriel, la position est la plupart du temps calculée, avec 3 cas où il n'y a pas assez de satellites en visibilité, et un cas où la trace est supérieure à 1000 m. On a donc une bonne visibilité mais les performances ne sont pas satisfaisantes si on considère que l'utilisateur a besoin d'une erreur horizontale inférieure à 15 mètres durant au moins 99.5% du temps.

K.2.2. Milieu pavillonnaire

Comme pour le milieu industriel, les deux figures suivantes présentent la trajectoire suivie par le véhicule et la position calculée par le récepteur.



Figure K. 6: Plan du milieu pavillonnaire

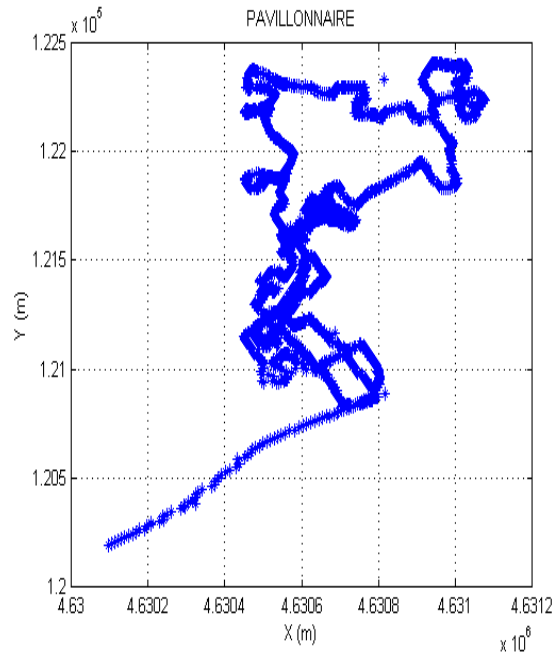


Figure K. 7: Position du calculée par le récepteur en milieu pavillonnaire

La Figure 8 montre l'état de la solution calculée par le récepteur et la Figure 9 la comparaison entre la position calculée par le récepteur et la position calculée à l'aide des corrections différentielles.

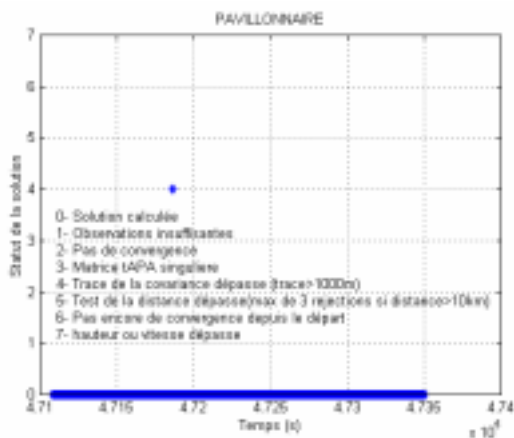


Figure K. 8: Etat de la solution en milieu pavillonnaire

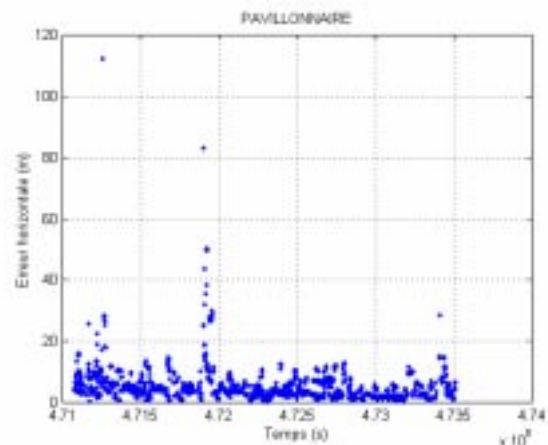


Figure K. 9: Erreur horizontale en milieu pavillonnaire

Dans le milieu pavillonnaire, il n'y a pas de cas où nous avons moins de 4 satellites, par contre par moments la trace est supérieure à 1000 m et la position calculée n'est alors plus fiable.

Au vue de la Figure 9, les besoins de l'utilisateur semblent satisfaits, si on considère qu'il a besoin d'une disponibilité d'au moins 99.5% avec une erreur horizontale inférieure à 15 mètres.

K.2.3. Milieu caractérisé par de hauts immeubles

La Figure 10 montre la trajectoire suivie par le récepteur et la Figure 11, la position calculée.



Figure K. 10 : Plan du milieu avec de hauts immeubles

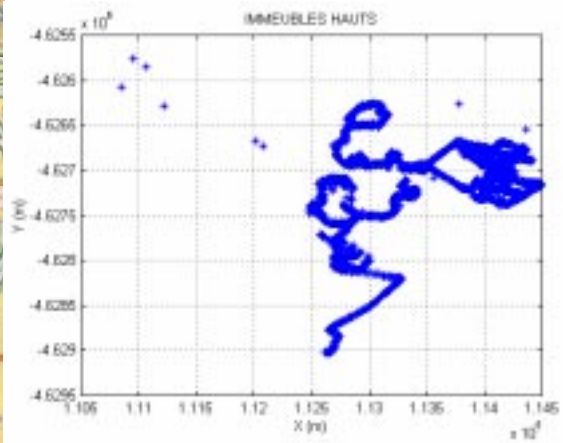


Figure K. 11: Position du calculée par le récepteur en milieu avec de hauts immeubles

Les deux figures suivantes présentent l'état de la solution et l'erreur horizontale estimée à l'aide des corrections différentielles.

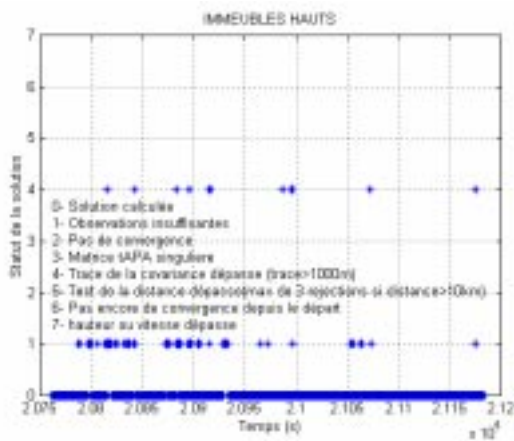


Figure K. 12: Etat de la solution en milieu avec de hauts immeubles

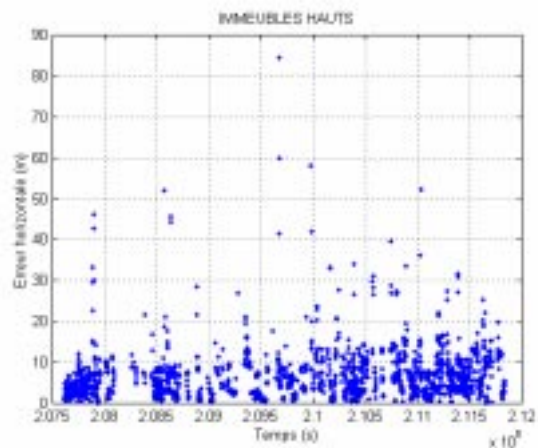


Figure K. 13: Erreur horizontale en milieu avec de hauts immeubles

Le milieu caractérisé par de hauts immeubles semble être le deuxième pire cas, car assez souvent nous n'avons pas assez de satellites en visibilité et pour une dizaine de mesures la position calculée n'est pas fiable. Cependant ces situations ne durent pas longtemps (quelques secondes) et la plupart du temps l'erreur horizontale est inférieure à 10 mètres.

Bibliographie

[MAC-00] MACABIAU C., ROTURIER B., CHATRE E., RENARD A.

« GPS reference station siting tool »,

ION National Technical Meeting, Anaheim, janvier 2000.

[NOV-98] NOVATEL

« MILLennium GPSCard »,

Guide to Installation & operation, OM-20000016, mars 1998.

ANNEXE L

LIMITES SPATIALES DU SYSTEME DIFFERENTIEL LOCAL

Le but de cette annexe est de montrer les limites spatiales du système différentiel local. A mesure que l'utilisateur s'éloigne de la station les erreurs deviennent décorréelées. Dans cette section, nous allons développer des expressions qui permettent d'estimer les erreurs introduites par la décorrélation spatiale. Trois postes d'erreur sont concernés par cette décorrélation spatiale :

- erreur d'éphéméride
- erreur troposphérique
- erreur ionosphérique

Pour les retards ionosphérique et troposphérique, des modèles sont utilisés pour déterminer les retards qui dépendent de paramètres variables qui changent dans le temps et dans l'espace.

L.1. Erreur provenant de l'angle de site

Les corrections nécessaires aux perturbations des satellites, erreur de prédiction d'éphémérides et erreurs sur la position du satellite changent l'angle de vue du récepteur. Pour déterminer l'importance du changement, notons p la séparation entre la distance entre l'utilisateur et la station. L'erreur sur l'estimation de la position du satellite est représentée par ϵ_s . Soient d_m et d'_m les distances vraie et estimée entre la station et le satellite, et soient d_u et d'_u les distances vrai et estimée entre l'utilisateur et le satellite.

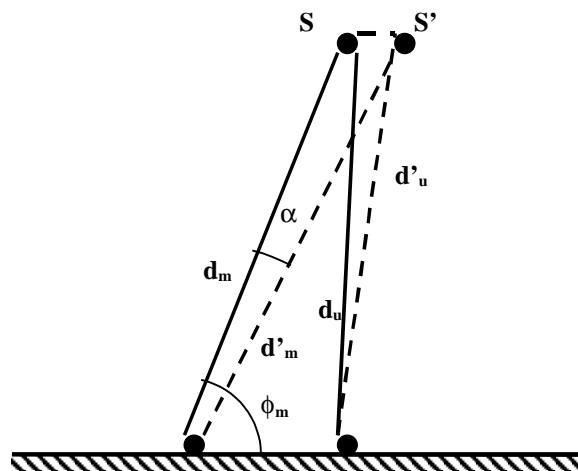


Figure L. 1 : Variation de la correction de la pseudo-distance avec l'angle de site

La loi des cosinus donne les deux relations suivantes :

$$d_u'^2 = d_m'^2 + p^2 - 2pd_m' \cos(\phi_m - \alpha') \quad \text{Eq.L. 1}$$

$$d_u^2 = d_m^2 + p^2 - 2pd_m \cos(\phi_m) \quad \text{Eq.L. 2}$$

où α' est la différence des angles de site entre les positions du satellite vraie et estimée. La valeur absolue de α' est inférieure ou égale à la valeur absolue de α .

En résolvant les équations $d_m' - d_u'$ et $d_u - d_m$, et en négligeant les termes d'ordre élevés dans le développement au carré, nous obtenons :

$$d_m' - d_u' = -\frac{1}{2} \frac{p}{d_m'} \cdot p + p \cos(\phi_m) + \alpha' p \sin(\phi_m) + \frac{1}{2} \alpha'^2 p \quad \text{Eq.L. 3}$$

$$d_u - d_m = \frac{1}{2} \frac{p}{d_m} \cdot p - p \cos(\phi_m) \quad \text{Eq.L. 4}$$

En additionnant ces 2 équations, la différence entre les erreurs $\epsilon_u = d_u' - d_u$ et $\epsilon_m = d_m' - d_m$ est :

$$\epsilon_u - \epsilon_m = (d_u' - d_m') + (d_m - d_u) = \alpha' p \sin(\phi_m) + \frac{1}{2} \alpha'^2 p \quad \text{Eq.M. 5}$$

ou

$$|\epsilon_u - \epsilon_m| = |(d_u' - d_m') + (d_m - d_u)| \leq \alpha p \sin(\phi_m) + \frac{1}{2} \alpha^2 p \quad \text{Eq.L. 6}$$

La différence $\epsilon_u - \epsilon_m$ est l'erreur introduite par la correction de pseudo-distance par l'utilisateur.

Pour simplifier l'expression, supposons que ϕ_m est supérieur à 10° , que la distance entre l'utilisateur et la station est inférieure à 1 000 km et que la direction SS' est parallèle à la direction station- utilisateur, alors :

$$\epsilon_u - \epsilon_m \leq \alpha p \sin(\phi_m) \approx \frac{\epsilon_s \sin(\phi_m)}{d_m} p \sin(\phi_m) = \frac{\epsilon_s}{d_m} p \sin^2(\phi_m) \quad \text{Eq.L. 7}$$

Cette équation montre que l'erreur augmente directement avec la distance entre la station et l'utilisateur.

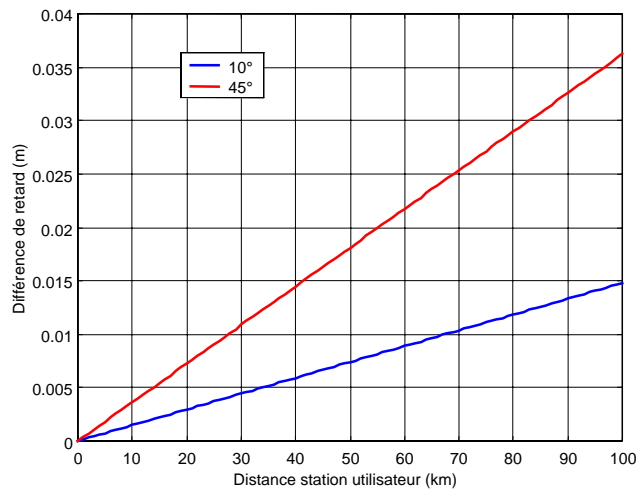


Figure L. 2 : Erreur introduite par la correction des erreurs provenant de l'angle de site

La Figure 2 montre l'erreur introduite par la correction en fonction de la distance station récepteur pour différents angles de site.

L.2. Erreur provenant du retard troposphérique

Le deuxième poste d'erreur concerné par la décorrélation spatiale est l'erreur introduite par la traversée de la troposphère. La vitesse des ondes électromagnétiques varie en fonction de la température, de la pression, de l'humidité relative. Ces facteurs dépendant des conditions locales comme les précipitations et la couverture nuageuse, la corrélation des retards de deux récepteurs causés par la troposphère diminuera plus rapidement que pour des retards ionosphériques.

Le retard troposphérique s'exprime grâce au modèle développé par Altshuler [ALT-71]. L'erreur troposphérique (Annexe D.3) peut s'exprimer de la manière suivante :

$$\epsilon_{u,tropo} = \csc(\phi)(1.4588 + 0.0029611.N_s) - 0.3048[0.00586(N_s - 360)^2 + 294].\phi^{-2.3} \quad \text{Eq.L. 8}$$

où

$\epsilon_{u,tropo}$ retard troposphérique subi par l'utilisateur en mètre

ϕ angle de site du satellite par rapport à l'utilisateur en degré

N_s réfractivité de la surface

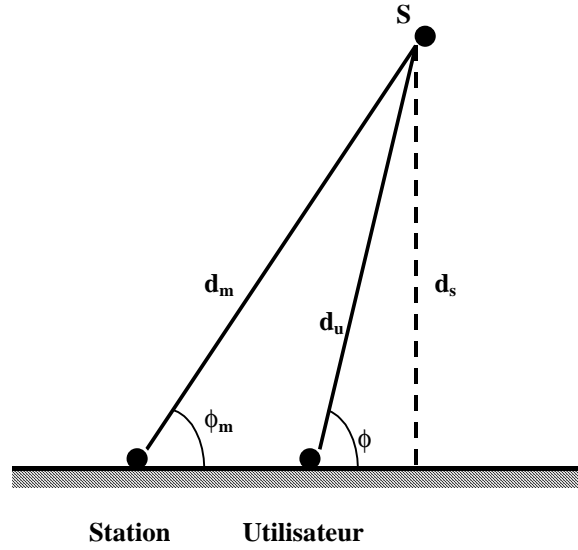


Figure L. 3 : Différence de retard troposphérique

Soit ϕ_m l'angle de site du satellite par rapport à la station, la différence $\text{csc}(\phi) - \text{csc}(\phi_m)$ peut être alors calculée :

$$\text{csc}(\phi) - \text{csc}(\phi_m) = \frac{d_u}{d_s} - \frac{d_m}{d_s} = \frac{d_u - d_m}{d_s} \approx p \frac{\cos(\phi_m)}{d_s} \quad \text{Eq.L. 9}$$

Pour le moment, nous supposons N_s constante. La différence de retard entre la station et l'utilisateur est donnée par :

$$\begin{aligned} \epsilon_{u,tropo} - \epsilon_{m,tropo} \approx p \frac{\cos(\phi_m)}{d_s} (1.4588 + 0.0029611.N_s) - \dots \\ 0.3048[0.00586.(N_s - 360)^2 + 294](\phi^{-2.3} - \phi_m^{-2.3}) \end{aligned} \quad \text{Eq.L. 10}$$

Le second terme du membre de droite, pour des angles de site supérieur à 10° est négligeable, l'erreur de la correction est alors proportionnelle à la distance entre la station et l'utilisateur.

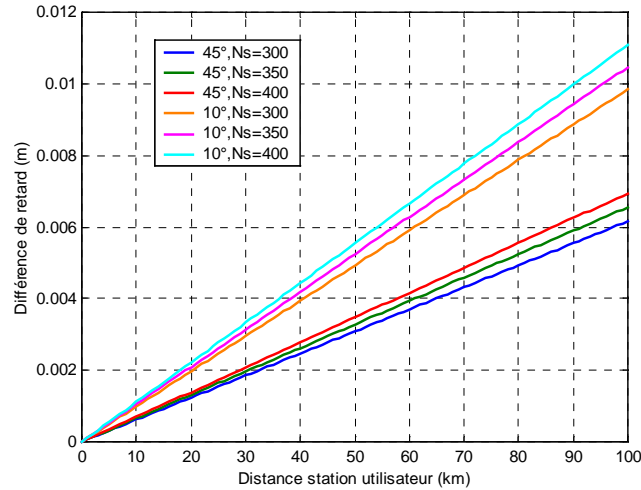


Figure L. 4 : Erreur introduite par la correction troposphérique

En réalité, la différence est plus grande à cause de l'erreur du modèle.

Une différence en altitude entre la station et l'utilisateur aura une plus grande influence qu'une distance horizontale. Il existe une relation entre l'erreur troposphérique de la station et l'erreur troposphérique de l'utilisateur situé à une hauteur h par rapport à la station [ALT-71].

$$\epsilon_{h,tropo} = \epsilon_{m,tropo} e^{-\left[(0.002N_s + 0.07)h + \left(\frac{0.83}{N_s} - 0.0017 \right) h^2 \right]}$$

Eq.L. 11

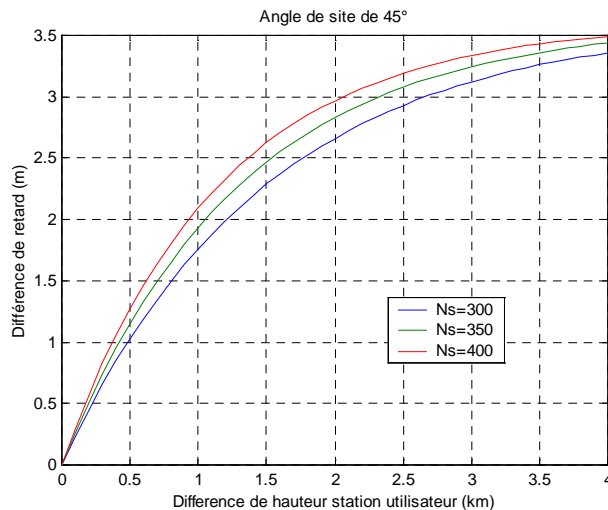


Figure L. 5 : Erreur troposphérique en fonction de la différence de hauteur station-récepteur

La Figure 5 présente l'erreur en fonction de la différence de hauteur entre la station et le récepteur pour différentes réfractivité.

L.3. Erreur provenant du retard ionosphérique

Le dernier poste d'erreur décorrélié spatialement est l'erreur ionosphérique.

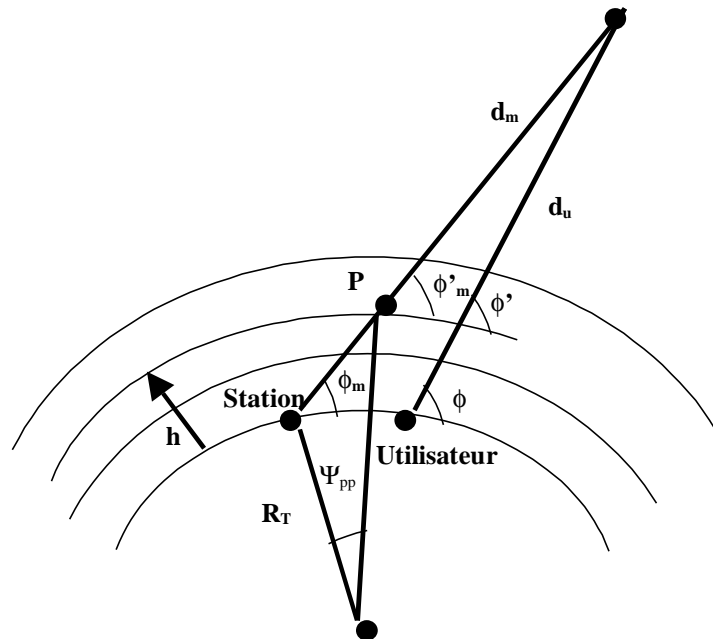


Figure L. 6 : Différence de retard ionosphérique

Le retard ionosphérique (Annexe D.2) est donné par l'expression suivante :

$$\epsilon_{iono} = \frac{1}{\sin(\phi')} \frac{40.3}{f^2} TEC \quad \text{Eq.L. 12}$$

où

ϕ' est l'angle de site au point P

f la fréquence de la porteuse

TEC la densité totale d'électrons

Le point P est le point se situant à mi-chemin sur le vecteur reliant la position de l'utilisateur à la position du satellite, en général on prend une altitude de 300 à 400km. De par la réfraction ionosphérique, l'angle ϕ' est différent de l'angle ϕ .

La différence de retard entre la station et l'utilisateur est alors :

$$\begin{aligned}
 \epsilon_{u,iono} - \epsilon_{m,iono} &= \frac{1}{\sin(\phi')} \frac{40.3}{f^2} TEC - \frac{1}{\sin(\phi_m')} \frac{40.3}{f^2} TEC \\
 &= \left(\frac{1}{\sin(\phi')} - \frac{1}{\sin(\phi_m')} \right) \frac{40.3}{f^2} TEC \\
 &= \frac{P}{d_m} \left(\frac{P}{d_m} - \cos(\phi_m') \right) \frac{40.3}{f^2} TEC
 \end{aligned}
 \tag{Eq.L. 13}$$

Le TEC est généralement compris entre 10^{16} et 10^{18} électrons/m², avec typiquement 50×10^{16} électrons/m² dans les zones tempérées. La différence de retard ionosphérique entre la station et l'utilisateur sera donc :

$$\begin{aligned}
 |\epsilon_{u,iono} - \epsilon_{m,iono}| &= \left| \frac{P}{d_m} \left(\frac{P}{d_m} - \cos(\phi_m') \right) \frac{40.3}{f^2} TEC \right| \\
 &\approx \left| -\frac{100km}{2 \times 10^4 km} \cos(45) \frac{40.3}{(1.575 \times 10^9)^2} 50 \times 10^{16} \right| \\
 &\approx 0.03m
 \end{aligned}
 \tag{Eq.L. 14}$$

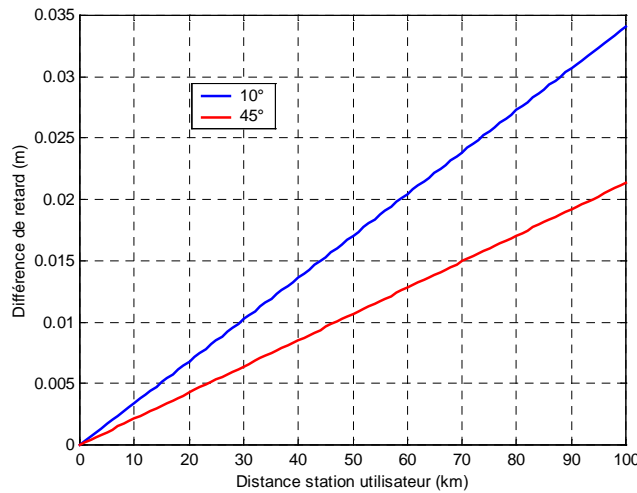


Figure L. 7 : Erreur introduite par la correction ionosphérique

L.4. Système différentiel étendu

Pour étendre la région dans laquelle les corrections différentielles peuvent être réalisées sans la décorrélation qui accompagne l'éloignement de l'utilisateur par rapport à la station, plusieurs stations de référence peuvent être disposées sur la région à couvrir.

Le récepteur obtient alors une correction plus précise estimée par une moyenne pondérée des corrections provenant des stations. Comme l'erreur sur les corrections varie avec la distance entre le récepteur et la station, les poids peuvent être déterminés

à partir de considérations géométriques pour donner le plus grand poids à la station la plus proche, en choisissant les poids qui décrivent la position de l'utilisateur comme une somme pondérée des positions des stations.

Par exemple, avec 3 stations localisées par leur latitude ϕ et leur longitude λ , les 3 poids w_1 , w_2 et w_3 des stations $M_1(\phi_1, \lambda_1)$, $M_2(\phi_2, \lambda_2)$ et $M_3(\phi_3, \lambda_3)$ pour un utilisateur $U(\phi, \lambda)$ peuvent être déterminés par l'ensemble d'équations suivant :

$$\phi = \sum (w_1 \cdot \phi_1 + w_2 \cdot \phi_2 + w_3 \cdot \phi_3) \quad \text{Eq.L. 15}$$

$$\lambda = \sum (w_1 \cdot \lambda_1 + w_2 \cdot \lambda_2 + w_3 \cdot \lambda_3) \quad \text{Eq.L. 16}$$

$$\sum (w_1 + w_2 + w_3) = 1 \quad \text{Eq.L. 17}$$

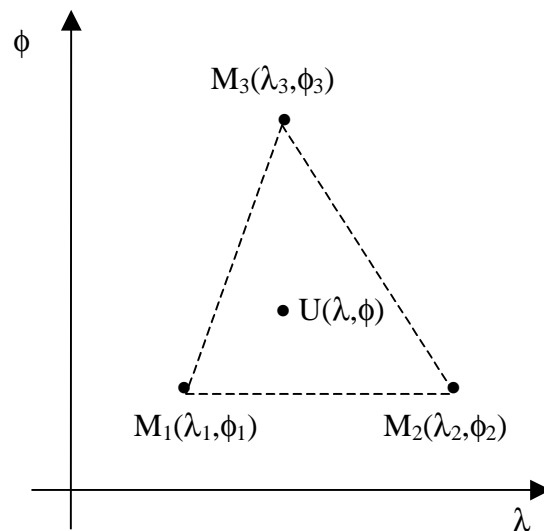


Figure L. 8 : Calcul du poids des corrections

Lapucha [LAP-92] décrit une approche en deux étapes en utilisant plusieurs stations pour augmenter la précision de l'estimation de la position de l'utilisateur.

Dans la première étape, les corrections de pseudo-distance de chaque station sont utilisées pour déterminer la position de l'utilisateur individuellement. La seconde étape consiste à calculer une moyenne pondérée des estimations de position calculées individuellement. Chaque poids est formé à partir de l'inverse du produit de la distance station utilisateur et de la déviation standard de la moyenne des estimations de la station, normalisé par la somme des poids. L'erreur introduite par chaque station est alors diluée par son poids, par exemple, si les poids sont tous égaux, chaque erreur de station sera diluée par un facteur $1/n$. Mais puisque les erreurs ne sont pas corrélées, la déviation standard de leur somme est $1/\sqrt{n}$, la déviation standard de l'erreur totale est diminuée par un facteur \sqrt{n} par rapport à une seule station.

Bibliographie

- [ALT-71] ALTSHULER E.E.
« Corrections for tropospheric range error »,
Report AFCRL-71-0419, Air Force Cambridge Research Laboratory, Hanscom
Field, Bedford, juillet 1971.
- [KAP-96] KAPLAN E.D.
« Understanding GPS, principles and applications »,
Artech House, Londres, 1996.
- [LAP-92] LAPUCHA D., HUFF M.
« Multi site real time DGPS system using Starfix link : operational results »,
ION GPS-92, Albuquerque, septembre 1992, pp. 581-588.
- [PAR-96] PARKINSON B.W., SPILKER J.J.
« Global positioning system : theory and applications »,
American institute of aeronautics and astronautics, Washington, 1996.

GLOSSAIRE

<i>Blocking</i>	:	Blocage
<i>Delay Lock Loop(DLL)</i>	:	Boucle de poursuite de code
<i>Doppler shift</i>	:	décalage Doppler
<i>Fading</i>	:	évanouissement
<i>Fading bandwidth</i>	:	bande évanescente
<i>Slow fading</i>	:	évanescence lente
<i>Fast fading</i>	:	évanescence rapide
<i>Line of sight</i>	:	signal direct
<i>Multipath</i>	:	trajets multiples
<i>Phase Lock Loop(PLL)</i>	:	Boucle de poursuite de phase
<i>Ray-tracing</i>	:	lancer de rayons
<i>Scattering</i>	:	dispersion
<i>Shadowing</i>	:	effet de masque
<i>Local Area Differential</i>	:	système différentiel local
<i>Wide Area Differential</i>	:	système différentiel étendu
<i>Code Division Multiple Access</i>	:	diversité des codes
<i>Frequency Division Multiple Access</i>	:	diversité fréquentielle
<i>Time Division Multiple Access</i>	:	diversité temporelle

LISTE DES ILLUSTRATIONS

Chapitre 1

Figure 1. 1 : Structure d'un système de navigation par satellites	2
Figure 1. 2 : Détermination de la position à partir des pseudo-distances	3
Figure 1. 3 : Architecture du récepteur	4
Figure 1. 4 : Incertitude sur la pseudo distance	8
Figure 1. 5 : Marché européen des systèmes de navigation européens en 1999	9

Chapitre 2

Figure 2. 1 : Propagation en environnement urbain.....	15
Figure 2. 2 : La réflexion.....	16
Figure 2. 3 : Module du coefficient de réflexion perpendiculaire	17
Figure 2. 4 : Module du coefficient de réflexion parallèle	17
Figure 2. 5 : Phase du coefficient de réflexion perpendiculaire	17
Figure 2. 6 : Phase du coefficient de réflexion parallèle.....	17
Figure 2. 7 : Effet Doppler.....	19
Figure 2. 8 : Gains d'antenne récepteur	20
Figure 2. 9 : Evanouissements.....	21
Figure 2. 10 : Caractérisation du canal.....	22
Figure 2. 11 : Critère de Rayleigh.....	25
Figure 2. 12 : Architecture de l'outil de simulation des trajets multiples	26
Figure 2. 13 : Constellation Galileo	27
Figure 2. 14 : Scène automatique	27
Figure 2. 15 : Interface du simulateur.....	28
Figure 2. 16 : Principe de modélisation des erreurs	29
Figure 2. 17 : Outil de simulation complet.....	30
Figure 2. 18 : Matériel utilisé (a) Récepteur GPS – (b) Banc de mesures	32
Figure 2. 19 : Gain en fonction du nombre de réflexion.....	32
Figure 2. 20 : Comparaison mesures et simulations en milieu urbain	33
Figure 2. 21 : Comparaison mesures et simulations en milieu industriel.....	33
Figure 2. 22 : Comparaison mesures et simulations en milieu pavillonnaire	34
Figure 2. 23 : Comparaison mesures et simulations en milieu avec de hauts immeubles	34
Figure 2. 24 : Visibilité de la constellation Galileo pour différents environnements.....	35
Figure 2. 25 : Trajets multiples en milieu urbain	36
Figure 2. 26 : Trajets multiples en milieu industriel	36

Figure 2. 27 : Trajets multiples en milieu pavillonnaire	36
Figure 2. 28 : Trajets multiples en milieu avec de hauts immeubles	36
Figure 2. 29 : Trajets multiples pour l'onde RHCP en milieu urbain	37
Figure 2. 30 : Trajets multiples pour l'onde LHCP en milieu urbain	37
Figure 2. 31 : Trajets multiples en milieu urbain avec sol sec et béton	38
Figure 2. 32 : Trajets multiples en milieu urbain avec sol sec, béton, verre et fer	38
Figure 2. 33 : Trajets multiples en milieu urbain modélisé avec des cubes.....	38
Figure 2. 34 : Trajets multiples en milieu urbain modélisé avec des fichiers VRML.....	38
Table 2. 1 : Exemples de permittivité et conductivité des matériaux	17
Table 2. 2 : Changement de polarisation	18
Table 2. 3 : Paramétrage des scènes.....	33

Chapitre 3

Figure 3. 1 : Représentation simplifiée de la boucle de code non cohérente.....	44
Figure 3. 2 : Erreur de poursuite maximum.....	47
Figure 3. 3 : Offset de code pour une amplitude relative de 0.1	48
Figure 3. 4 : Offset de code pour une amplitude relative de 0.5	48
Figure 3. 5 : Offset de code pour une phase relative de $\pi/4$	49
Figure 3. 6 : Offset de code pour un retard relatif de $0.5T_c$	49
Figure 3. 7 : Offset de code en présence de 2 trajets réfléchis, $a_2 = 0.2$, $\tau_2 = 1.6 T_c$, $\phi_2 = \pi$, $\phi_1 = \pi/4$	52
Figure 3. 8 : Offset de code en présence de 2 trajets réfléchis, $a_2 = 0.2$, $\tau_2 = 1.6 T_c$, $\phi_2 =$ π , $\phi_1 = \pi/4$	52
Figure 3. 9 : Plan du milieu urbain	54
Figure 3. 10 : Position du calculée par le récepteur en milieu urbain	54
Figure 3. 11 : Statut de la solution en milieu urbain	55
Figure 3. 12 : Erreur horizontale en milieu urbain.....	55
Figure 3. 13 : Bilan d'erreur du système Galileo	58
Figure 3. 14 : Performance du système en autonome	59

Chapitre 4

Figure 4. 1 : Performances du système avec/sans augmentation du nombre de satellites.....	64
Figure 4. 2 : Nombre de satellites visibles avec/sans GPS	64
Figure 4. 3 : DOP avec/sans GPS	64
Figure 4. 4 : Performances du système avec ou sans altimètre	67
Figure 4. 5 : Performances du système avec ou sans odomètre	69
Figure 4. 6 : Performance du système avec ou sans corrections différentielles.....	73
Figure 4. 7 : Perte en espace libre en fonction de la distance pseudolite récepteur	74
Figure 4. 8 : Visibilité de la constellation Galileo dans la ville.....	75
Figure 4. 9 : Visibilité du pseudolite dans la ville	75
Figure 4. 10 : Performance du système avec ou sans pseudolite	76

Annexe A

Figure A. 1 : Position du satellite sur l'orbite 78
 Figure A. 2 : Position du plan orbital dans l'espace 79
 Figure A. 3 : Géométrie entre la terre et le satellite 80
 Figure A. 4 : Angle de nadir et angle de site 81

Annexe B

Figure B. 1 : Fonction d'autocorrelation (a) séquence binaire aléatoire ; (b) du code..... 83

Annexe C

Figure C. 1 : Pertes au niveau de l'émetteur 85
 Figure C. 2 : Diagramme d'antenne 86
 Figure C. 3 : Gain d'antenne des satellites 87
 Figure C. 4 : Gain d'antenne RHCP..... 88
 Figure C. 5 : Gain d'antenne LHCP 88
 Figure C. 6 : Pertes au niveau du récepteur 88

 Table C. 1 : Paramètres du gain d'antenne des satellites 86
 Table C. 2 : Paramètres du gain d'antenne du récepteur en polarisation droite..... 88
 Table C. 3 : Paramètres du gain d'antenne du récepteur en polarisation gauche..... 88

Annexe D

Figure D. 1 : Erreurs d'orbitographie..... 91
 Figure D. 2 : Géométrie par rapport au pôle Nord 96
 Figure D. 3 : Traversée de l'ionosphère 97
 Figure D. 4 : Modèle de Bent..... 98
 Figure D. 5 : Troposphère..... 101
 Figure D. 6 : Atténuation due aux gaz..... 101

 Table D. 1 : Paramètres du modèle de Klobuchar en fonction des saisons..... 97

Annexe E

Figure E. 1 : La boucle de Costas..... 102
 Figure E. 2 : Tension d'erreur de la boucle de Costas 103
 Figure E. 3 : La boucle de code non-cohérente 104
 Figure E. 4 : Sortie du discriminateur en fonction du retard en entrée 106
 Figure E. 5 : Algorithme du filtre de Kalman..... 110

Annexe F

Figure F. 1 : Ellipse de polarisation 114

Figure F. 2 : Les différentes polarisations	114
Figure F. 3 : Onde réfléchiée en polarisation perpendiculaire	116
Figure F. 4 : Onde réfléchiée en polarisation parallèle	117
Figure F. 5 : Changement de polarisation d'une onde après réflexion	114

Annexe G

Figure G. 1 : Fonction d'autocorrélation dans le domaine des fréquences	126
Figure G. 2 : Profil des trajets multiples.....	126
Figure G. 3 : Fonction d'autocorrélation dans le domaine temporel	128
Figure G. 4 : Spectre Doppler.....	128

Annexe H

Figure H. 1 : Réflexion et réfraction de Snell-Descartes	130
Figure H. 2 : Balayage pour la recherche des rayons réfléchis	131
Figure H. 3 : Recherche analytique d'un rayon réfléchi	132

Annexe I

Figure I.1 : Diagramme du filtre de phase	135
Table I. 1 : Caractéristiques du récepteur utilisé pour les mesures.....	134

Annexe J

Figure J. 1 : Représentation simplifiée de la boucle de code cohérente	138
Figure J. 2 : Zones de fonctionnement de la boucle de code cohérente	140
Figure J. 3 : Représentation simplifiée de la boucle de code non cohérente	143

Annexe K

Figure K. 1 : Histogramme des satellites visibles	146
Figure K. 2 : Plan du milieu industriel.....	147
Figure K. 3 : Position calculée par le récepteur en milieu industriel	147
Figure K. 4 : Etat de la solution en milieu industriel	148
Figure K. 5 : Erreur horizontale en milieu industriel	148
Figure K. 6 : Plan du milieu pavillonnaire.....	149
Figure K. 7 : Position calculée par le récepteur en milieu pavillonnaire	149
Figure K. 8 : Etat de la solution en milieu pavillonnaire	149
Figure K. 9 : Erreur horizontale en milieu pavillonnaire	149
Figure K. 10 : Plan du milieu avec de hauts immeubles	150
Figure K. 11 : Position calculée par le récepteur en milieu avec de hauts immeubles	150
Figure K. 12 : Etat de la solution en milieu avec de hauts immeubles	150
Figure K. 13 : Erreur horizontale en milieu avec de hauts immeubles	150

Annexe L

Figure L. 1 : Variation de la correction de la pseudo distance avec l'angle de site 152

Figure L. 2 : Erreur introduite par la correction des erreurs provenant de l'angle de site..... 154

Figure L. 3 : Différence de retard troposphérique 155

Figure L. 4 : Erreur introduite par la correction troposphérique 156

Figure L. 5 : Erreur troposphérique en fonction de la différence de hauteur station-récepteur..... 156

Figure L. 6 : Différence de retard ionosphérique 157

Figure L. 7 : Erreur introduite par la correction ionosphérique 158

Figure L. 8 : Calcul du poids des corrections 159