



THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace (ISAE)

Présentée et soutenue par :
Christophe CHARBONNIERAS

le lundi 4 décembre 2017

Titre :

Mesure d'intégrité par l'exploitation des signaux de navigation par satellites

 cole doctorale et discipline ou spécialité :

ED MITT : Réseaux, télécom, système et architecture

Unité de recherche :

 quipe d'accueil ISAE-ONERA SCANR

Directeur(s) de Thèse :

M. François VINCENT (directeur de thèse)

M. Guillaume CARRIE (co-directeur de thèse)

Jury :

M. Pascal LARZABAL Professeur IUT Cachan - Président

Mme Marion AUBAULT-ROUDIER Ingénieur CNES

M. Emmanuel DUFLOS Professeur Ecole Centrale Lille - Rapporteur

M. Jonathan ISRAEL Ingénieur de Recherche ONERA

M. Alexandre RENAUX Maître de Conférences Université Paris Sud - Rapporteur

M. François VINCENT Professeur ISAE-SUPAERO - Directeur de thèse

Remerciements

De nombreuses personnes ont été très importantes dans la réalisation de ce doctorat. Tout d'abord, je souhaite vivement remercier M. Emmanuel DUFLOS et M. Alexandre RENAUX qui ont accepté de rapporter ce manuscrit ainsi que M. Pascal LARZABAL pour avoir présidé ce jury.

Ces travaux de thèse ont été effectués au sein du Département ElectroMagnétisme et Radars (DEMR) de l'ONERA (Toulouse), dans l'unité Radio Communication Propagation (RCP). Je remercie donc chaleureusement M. Florent CHRISTOPHE, M. Joël LEMORTON et M. Laurent CASTANET pour m'avoir permis de réaliser ces trois années de doctorat. Un grand merci également à Mme Corinne DE PABLO, Mme Claudine TOURON et Mme Elodie BACHELIER pour leur aide, leur disponibilité et leur surtout leur patience !

Cette thèse a fait l'objet d'un co-financement entre l'ONERA, le CNES et Thales Alenia Space. Dans ce sens, je souhaite fortement remercier mes encadrants au long de ces trois années : M. Jonathan ISRAEL (ingénieur ONERA), Mme Marion AUBAULT (ingénieure CNES), mon co-directeur de thèse M. Guillaume CARRIE (ingénieur Thales Alenia Space) et mon directeur de thèse M. François VINCENT (professeur ISAE). Je leur exprime mon entière gratitude pour m'avoir transmis toutes ces connaissances, pour avoir été disponibles, à l'écoute et ce dans une continuelle bonne ambiance. Je n'aurais pas pu imaginer un meilleur encadrement. Je remercie également M. Mehdi AIT IGHIL qui m'a régulièrement aidé à travers son expertise.

Bien évidemment, je tiens à remercier l'ensemble des membres du département DEMR et notamment ceux de l'unité RCP pour leur accueil. En particulier, merci aux doctorants du DEMR qui ont su créer une belle ambiance à la fois sur et en dehors du terrain : Charles-Antoine, Isabelle, Gayon, Franck, Hélène, Florian (x2), Florestan, Aurélien, Flash, JP, Christophe, Quentin, Pierre (x2), Hugo, Benjamin, Erwan (j'espère ne pas en oublier !). Parmi eux, je souhaite bon courage à tous les petits fruits, la science n'attend pas et elle compte sur vous ! Pour les autres, on se reverra bien entendu en dehors du travail (peut être à la paillote ou au soccer ... pour une nouvelle opération).

J'ai également envie de remercier tous mes amis, qu'ils soient de Toulouse ou d'ailleurs sur qui j'ai toujours pu compter. N'ayant pas envie d'en oublier, je préfère ne pas me lancer dans un listage car je sais qu'ils se reconnaîtront, qu'ils soient de l'ENAC, de Bourges ou d'Orléans. Enfin, je souhaite fortement remercier mes parents, mon frère et l'ensemble de ma famille pour leur soutien permanent et (bien souvent) leurs sacrifices à mon égard !

Pour toutes ces raisons, et pour toutes les personnes concernées, un grand MERCI !

Christophe

Sommaire

1	Introduction aux GNSS	5
1.1	Introduction	5
1.2	Notions de base des GNSS	5
1.2.1	Principe du positionnement par satellites	6
1.2.2	Le système Galileo	10
1.2.3	Autres systèmes de positionnement	13
1.3	Caractéristiques des signaux Galileo	16
1.3.1	Code PRN	17
1.3.2	Message de navigation Galileo	18
1.3.3	Signaux Galileo et modulations	19
1.4	Traitement en réception	24
1.4.1	Sources d'erreurs de positionnement	25
1.4.2	Tête HF	28
1.4.3	Acquisition des signaux	30
1.4.4	Poursuite des signaux	32
1.5	Conclusions	36
2	Intégrité de la géolocalisation par satellites	37
2.1	Introduction	37
2.2	L'intégrité dans l'aviation civile	38
2.2.1	Caractérisation des performances de navigation	38
2.2.2	Opérations et exigences de l'aviation civile	39
2.2.3	Intégrité et Galileo	40
2.3	Intégrité et détection d'erreurs	41
2.3.1	Fonctions de détection et d'exclusion	41
2.3.2	Bornes de protection et d'exclusion	43
2.4	Contexte RAIM	45
2.4.1	Introduction	45
2.4.2	Modèle de mesure de pseudo-distance	46
2.4.3	LSR et WLSR RAIM	52
2.5	Problématique de l'environnement urbain pour la navigation	57
2.5.1	Caractérisation de l'environnement récepteur	58
2.5.2	Performances de RAIM en environnement terrestre	64
2.5.3	Adaptation au contexte d'étude	67
2.6	Conclusions	68
3	Contribution des signaux bruts à la détection d'erreurs dans le cadre d'un récepteur mono-antenne	71
3.1	Introduction	71
3.2	Base d'un concept a priori : DPE	72
3.2.1	Introduction à l'estimation directe de la position	72
3.2.2	Modèle du signal reçu	72
3.2.3	Estimation du PVT	74
3.3	Mesure de la vraisemblance des données brutes reçues	76
3.3.1	Etablissement d'un critère d'intégrité	76
3.3.2	Performances de détection	78
3.3.3	Limitations	85
3.4	Mesure de l'erreur dans l'espace du PVT : développement du Direct-RAIM	85

3.4.1	Etablissement d'un critère d'intégrité	85
3.4.2	Performances de détection	89
3.4.3	Limitations	96
3.5	Etude d'un couplage des algorithmes WLSR RAIM et Direct-RAIM	97
3.5.1	Proposition d'un couplage	97
3.5.2	Performances de détection	99
3.5.3	Analyse de l'approche	102
3.6	Conclusions	103
4	Exploitation des informations de DOA dans le cadre d'un récepteur multi-antennes	105
4.1	Introduction	105
4.2	Introduction aux réseaux d'antennes	105
4.2.1	Introduction au traitement d'antennes	106
4.2.2	Algorithmes d'estimation	110
4.3	Présentation de l'algorithme RANSAC	113
4.3.1	Introduction à RANSAC	113
4.3.2	Application au cas d'étude	114
4.3.3	Gestion des voies par RANSAC	117
4.3.4	Avantages et améliorations	119
4.4	Implémentation de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC	120
4.4.1	Etablissement d'un critère d'intégrité	120
4.4.2	Performances de détection	122
4.4.3	Analyse de l'approche	131
4.5	Conclusions	133
5	Etude de performances des algorithmes étudiés pour une navigation terrestre en milieu urbain	135
5.1	Introduction	135
5.2	Description du scénario Fermat	136
5.2.1	Paramètres d'initialisation	136
5.2.2	Caractérisation de l'environnement et évolution de la constellation	137
5.3	Etude des performances des algorithmes de contrôle d'intégrité	139
5.4	Conclusions	144
A	Techniques d' « overbounding » de distribution d'erreur	151
B	Résidus des pseudo-distances	153
C	Direct-RAIM	155
C.1	Borne de Cramer-Rao des retards	155
C.2	Rapports signal à bruit	156
D	Logiciel Fermat	159
D.1	Généralités	159
D.2	Adaptation au cas d'étude	160
E	Récepteur logiciel	163
E.1	Généralités	163
E.1.1	Résumé	163
E.1.2	Entrées du logiciel	163
E.1.3	Sorties du logiciel	164
E.1.4	Hypothèses de travail	164
E.2	Architecture du récepteur logiciel	165

Table des figures

1.1	Triangulation [1]	6
1.2	Estimation du temps de propagation du signal satellitaire	7
1.3	Déplacements relatifs entre satellite et récepteur	9
1.4	Constellation Galileo [2]	11
1.5	Infrastructure du système Galileo [3]	12
1.6	Bandes de fréquences GPS et Galileo [4]	12
1.7	Segment de contrôle GPS [5]	13
1.8	Plan de fréquence des (futurs) signaux GNSS [6]	15
1.9	Codes pseudo-aléatoires Galileo	17
1.10	Fonctions d'autocorrélation (Satellite G05) et d'intercorrélation (Satellites G05 et G22)	18
1.11	Architecture des messages de navigation Galileo F/NAV et I/NAV [4]	18
1.12	Enveloppes spectrales théoriques de signaux BOC	20
1.13	Structure des signaux Galileo	21
1.14	Schéma de modulation du signal E1 CBOC [4]	22
1.15	Schéma de modulation du signal E5 AltBOC [4]	23
1.16	Schéma de modulation du signal E6 [4]	24
1.17	Réception de multi-trajets en environnement urbain [7]	26
1.18	Canal de propagation [8]	27
1.19	Qualité de la configuration géométrique des satellites [9]	27
1.20	Blocs de traitements de la tête HF	29
1.21	Convertisseur de fréquence	29
1.22	Grille de corrélation normalisée sur les retards et Doppler	30
1.23	Structure du bloc d'acquisition	31
1.24	Architecture de la PLL [10]	32
1.25	Architecture de la DLL	34
1.26	Corrélateurs E,P,L	35
1.27	Etapes majeures du traitement en réception d'un signal GNSS	36
2.1	Caractérisation du temps d'alerte [11]	39
2.2	Diagramme des types d'opération considérées dans les métriques de performances	40
2.3	Illustration des paramètres SISA et SISMA [12]	41
2.4	Schéma représentatif d'un algorithme FDE	42
2.5	Diagramme des événements FDE [13]	43
2.6	Diagramme de Stanford	44
2.7	Bornes de protection et d'exclusion	45
2.8	Contrôle d'intégrité et positionnement	46
2.9	Ecart-type de la distribution d'erreur multi-trajets UERE	49
2.10	Ecart-type de la distribution d'erreur troposphérique UERE	50
2.11	Densités de probabilités du test de détection sous les hypothèses H_0 et H_1 en fonction de la valeur du test de détection	55
2.12	Architecture du processus d'identification de l'algorithme LSR RAIM	56
2.13	Caractérisation des pentes (horizontales ou verticales) comme le lien entre le paramètre de non centralité λ et la projection du biais (horizontal ou vertical) ΔX	57
2.14	Génération d'environnements urbains via Fermat (a)	59
2.15	Génération d'environnements urbains via Fermat (b)	59
2.16	Etats de réception	59

2.17	Réception de multi-trajets	61
2.18	Fonction d'intercorrélation des codes réel et local dans le cadre de la réception du signal direct (LOS) et d'un multi-trajet (MP)	61
2.19	Erreurs de position et de vitesse en configuration LOS seul et LOS + MP	62
2.20	Réception alternée, vue horizontale	64
2.21	Réception alternée, vue verticale	64
2.22	Comparaison des événements de détection entre les WLSR RAIM conventionnel et proposé dans [14]	66
3.1	Schéma bloc comparatif entre la procédure classique à deux étapes et le DPE . . .	72
3.2	Fonction de coût normalisée du maximum de vraisemblance sur la position 2D (x, y) du récepteur	75
3.3	Schéma bloc du contrôle d'intégrité basé sur la vraisemblance du signal reçu . . .	78
3.4	Logarithmes des densités de probabilités pour différents temps d'intégration considérés	79
3.5	Logarithmes des densités de probabilités pour différents temps d'intégration considérés centrés sur leurs valeurs moyennes respectives	79
3.6	Erreurs de position et de vitesse du récepteur	80
3.7	Logarithme de la densité de probabilité en présence d'un biais sur la position du récepteur	80
3.8	Erreurs de position et de vitesse du récepteur	81
3.9	Logarithme de la densité de probabilité en présence d'une configuration nLOS . .	81
3.10	Logarithmes de la densité de probabilité calculés les N_{sat} sous-ensemble de $(N_{sat} - 1)$ satellites	81
3.11	Erreurs de position et de vitesse du récepteur	83
3.12	Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité	83
3.13	Logarithme de la densité de probabilité en présence de bruit additif	83
3.14	Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM	83
3.15	Erreurs de position et de vitesse du récepteur	84
3.16	Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité	84
3.17	Logarithme de la densité de probabilité en présence de multi-trajets sur la voie G40 .	84
3.18	Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM	84
3.19	Histogrammes normalisés des tests D-RAIM pour différents temps d'intégration .	88
3.20	Fonctions de répartition des tests D-RAIM pour différents temps d'intégration . .	88
3.21	Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes D-RAIM et WLSR RAIM .	91
3.22	Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité	91
3.23	Couple test - seuil de détection de l'algorithme D-RAIM	91
3.24	Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM	91
3.25	Instants de détection d'erreur pour les algorithmes D-RAIM et WLSR RAIM . . .	92
3.26	Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes D-RAIM et WLSR RAIM .	93
3.27	Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité	93
3.28	Couple test - seuil de détection de l'algorithme D-RAIM	93
3.29	Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM	93
3.30	Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes D-RAIM et WLSR RAIM .	94
3.31	Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité	94
3.32	Couple test - seuil de détection de l'algorithme D-RAIM	94
3.33	Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM	94
3.34	Comparaison de comportement entre l'énergie du signal reçu et le test de détection D-RAIM	95
3.35	Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes D-RAIM et WLSR RAIM .	95
3.36	Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité	95
3.37	Couple test - seuil de détection de l'algorithme D-RAIM	96
3.38	Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM	96
3.39	Fonction de corrélation impactée par un multi-trajet puissant	97
3.40	Couple test - seuil de détection des algorithmes D-RAIM, WLSR RAIM et H-RAIM	100
3.41	Instants de détection d'erreur pour les algorithmes D-RAIM, WLSR RAIM et H-RAIM	100
3.42	Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes D-RAIM, WLSR RAIM et H-RAIM	101
3.43	Couple test - seuil de détection des algorithmes D-RAIM, WLSR et H-RAIM . . .	101

3.44	Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes D-RAIM, WLSR RAIM et H-RAIM	102
3.45	Couple test - seuil de détection des algorithmes D-RAIM, WLSR et H-RAIM . . .	102
4.1	Repère de référence dans le cas d'un réseau carré [7]	107
4.2	Réseau linéaire uniforme	108
4.3	Décomposition du réseau d'antennes (2×2) en sous-réseaux	112
4.4	Estimation d'un modèle linéaire par RANSAC	114
4.5	Orientation du réseau d'antennes	116
4.6	Evolution des angles d'attitude du réseau d'antennes	116
4.7	Incidences relatives des satellites considérés	117
4.8	Azimuths relatifs des satellites considérés	117
4.9	Cohérence de l'évolution des DOA relatives estimées entre deux instants par l'algorithme RANSAC	117
4.10	Architecture de l'algorithme RANSAC pour établir la liste des voies intègres en terme d'estimation de DOA relatives	118
4.11	Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes WLSR RANSAC et WLSR (C/N_0)	123
4.12	Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité	123
4.13	Erreurs d'estimation des incidences des satellites en visibilité	123
4.14	Erreurs d'estimation des azimuths des satellites en visibilité	123
4.15	Résidus d'estimation RANSAC	124
4.16	Skyplot des satellites considérés en fonction des DOA relatives estimées	124
4.17	Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC	124
4.18	Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM	124
4.19	Bornes de protection horizontale et verticale ([m])	125
4.20	Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes WLSR RANSAC et WLSR (C/N_0)	125
4.21	Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité	125
4.22	Erreurs d'estimation des incidences des satellites en visibilité	126
4.23	Erreurs d'estimation des azimuths des satellites en visibilité	126
4.24	Résidus d'estimation RANSAC	126
4.25	Skyplot des satellites considérés en fonction des DOA relatives estimées	126
4.26	Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC	127
4.27	Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM	127
4.28	Bornes de protection horizontale et verticale ([m])	127
4.29	Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes WLSR RANSAC et WLSR (C/N_0)	128
4.30	Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité	128
4.31	Erreurs d'estimation des incidences des satellites en visibilité	128
4.32	Erreurs d'estimation des azimuths des satellites en visibilité	128
4.33	Résidus d'estimation RANSAC	128
4.34	Skyplot des satellites considérés en fonction des DOA relatives estimées	128
4.35	Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC	129
4.36	Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM	129
4.37	Bornes de protection horizontale et verticale ([m])	129
4.38	Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes WLSR RANSAC et WLSR (C/N_0)	130
4.39	Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité	130
4.40	Erreurs d'estimation des incidences des satellites en visibilité	131
4.41	Erreurs d'estimation des azimuths des satellites en visibilité	131
4.42	Résidus d'estimation RANSAC	131
4.43	Skyplot des satellites considérés en fonction des DOA relatives estimées	131
4.44	Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC	132
4.45	Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM	132
4.46	Bornes de protection horizontale et verticale ([m])	132
4.47	Schéma d'implémentation de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC	133
5.1	Modélisation 3D de l'environnement proche du récepteur	137
5.2	Lancer de rayons entre le satellite et le récepteur dans l'environnement urbain généré par Fermat	137

5.3	Evolution de la position 3D du récepteur au cours du temps	138
5.4	Evolution des élévations relatives réelles des satellites considérés	138
5.5	Evolution des azimuts relatifs réels des satellites considérés	138
5.6	Visibilité des satellites au cours du temps	139
5.7	Nombre de signaux reçus sur chaque voie au cours du temps	139
5.8	Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité	140
5.9	Erreurs d'estimation des incidences des satellites en visibilité	140
5.10	Erreurs d'estimation des azimuts des satellites en visibilité	140
5.11	Résidus d'estimation RANSAC	141
5.12	Skyplot des satellites considérés en fonction des DOA relatives estimées	141
5.13	Erreurs de position du récepteur pour l'algorithme WLSR RAIM (C/N_0)	141
5.14	Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM (C/N_0)	141
5.15	Erreurs de position du récepteur pour l'algorithme WLSR RAIM RANSAC	142
5.16	Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC	142
5.17	Erreurs de position du récepteur pour l'algorithme D-RAIM	142
5.18	Couple test - seuil de détection de l'algorithme D-RAIM	142
5.19	Erreurs de position du récepteur pour l'algorithme H-RAIM	143
5.20	Couple test - seuil de détection de l'algorithme H-RAIM	143
5.21	Bornes de protection horizontale et verticale ([m])	143
D.1	Exemples de courants de surface générés par Fermat sur des véhicules [15]	159
D.2	Lancer de rayons entre le satellite et un récepteur dans un environnement urbain	160
E.1	Architecture globale du récepteur logiciel	165
E.2	Architecture du bloc de génération du signal Galileo	165
E.3	Architecture de la machine d'état du récepteur	166
E.4	Architecture du navigateur	166
E.5	Architecture du bloc de contrôle d'intégrité en réception	166

Liste des tableaux

1.1	Fréquences porteuses Galileo	12
1.2	Caractéristiques des systèmes GPS, Galileo, Glonass et Beidou [16]	14
1.3	Types de messages de navigation Galileo	19
1.4	Caractéristiques des signaux Galileo E1	23
1.5	Caractéristiques des signaux Galileo E5	23
1.6	Caractéristiques des signaux Galileo E6	24
2.1	Exigences de performances du GNSS SIS pour l’aviation civile issues de [17]	40
2.2	Ecart-types URA pour les constellations GPS II et Galileo	48
2.3	Ecart-types des erreurs de poursuite de code pour les signaux Galileo E1 et E5b [18] .	49
2.4	Budget UERE pour les mesures Galileo sur les bandes E1 et E5b [11]	51
2.5	Classification des environnements du récepteur	58
2.6	Configuration de navigation	62
2.7	Rappel du cas d’étude défini	68
3.1	Configuration de navigation	79
3.2	Paramètres de poursuite	79
3.3	Paramètres relatifs du multi-trajet sur la voie G41	81
3.4	Paramètres relatifs des multi-trajets sur la voie G40	84
3.5	Configuration de navigation	89
3.6	Paramètres de poursuite	90
3.7	Paramètres relatifs du multi-trajet sur la voie G44	90
3.8	Paramètres relatifs du multi-trajet sur la voie G44	95
3.9	Configuration de navigation	99
4.1	Configuration de navigation	122
4.2	Paramètres de poursuite	122
4.3	Paramètres de poursuite	122
4.4	Paramètres relatifs des multi-trajets sur la voie G40	125
5.1	Paramètres de poursuite	136

Notations

α	: Amplitude complexe du signal
Λ_s	: Matrice des valeurs propres du sous-espace signal
Θ	: Vecteur PVT
P_A	: Matrice de projection sur le sous-espace signal
$P_A^\perp$	: Matrice de projection sur le sous-espace bruit
P_{R_x}	: Position 3D du récepteur
P_{T_x}	: Position 3D du satellite émetteur
R_b	: Matrice de corrélation du bruit
R_c	: Matrice de corrélation du réseau
R_R	: Matrice de passage estimée par RANSAC entre deux échantillons
R_s	: Matrice de corrélation des signaux utiles reçus
$\delta(t)$	: Fonction dirac
$\hat{\cdot}$	: Estimation d'une entité
$\hookrightarrow$	: Loi suivie par une variable
Λ	: Fonction de coût dans la recherche des paramètres signal ou du positionnement
λ_s	: Longueur d'onde du signal GNSS
$\mathbb{E}[\cdot]$	: Espérance statistique
$\Im[\cdot]$	: Partie imaginaire d'un complexe
$\Re[\cdot]$	: Partie réelle d'un complexe
$\otimes$	: Produit de Kronecker
$(\cdot)^H$	: Hermitien d'une matrice (transposé conjugué)
$(\cdot)^T$	: Transposée d'une matrice
(α, β, γ)	: Angles d'attitude du réseau d'antennes
(θ, φ)	: Angles d'incidence et azimut
(θ_a, φ_a)	: DOA absolues
(θ_r, φ_r)	: DOA relatives
ϕ	: Phase du signal transmis
ρ	: Mesure de pseudodistance
σ_d	: Écart-type calculé en aval du modèle de bruit sur les pseudo-distances
Σ_R	: Matrice de pondération des voies par les résidus d'estimation RANSAC
σ_u	: Écart-type calculé en amont du modèle de bruit sur les pseudo-distances
τ	: Retard du signal
$\mathbf{A}$	: Matrice de signature des signaux reçus
$\mathbf{G}$	: Matrice des vecteurs directionnels

$\mathbf{g}$	: Vecteur directionnel
$\mathbf{U}_b$	: Matrice des vecteurs directeurs du sous-espace bruit
$\mathbf{U}_s$	: Matrice des vecteurs directeurs du sous-espace signal
$\mathbf{w}$	: Vecteur de pondération des voies
$\mathbf{x}$	: Signal reçu sur le réseau d'antennes
$\mathbf{Y}$	: Vecteur des pseudo-distances
$\tilde{\cdot}$	: Facteur normalisé
B	: Bande passante du récepteur
$b(t)$	: Bruit additif
B_L	: Bande de boucle de poursuite
BCR	: Borne de Cramer-Rao
c	: Vitesse de la lumière (en $m.s^{-1}$)
C/N_0	: Ratio signal à bruit
C_τ	: Matrice de covariance asymptotique des retards
$c_{BOC}(t)$	: Séquence d'étalement modulée en BOC
$c_i(t)$	: Code PRN du satellite i
$c_p(t)$	: Code primaire Galileo
C_s	: Chip spacing
$c_s(t)$	: Code secondaire Galileo
$Cov(\cdot)$	: Covariance
$d(t)$	: Message de navigation
d_{Tx-Rx}	: Distance satellite-récepteur
$diag(\cdot)$	: Diagonale d'une matrice
f_0	: Fréquence porteuse du signal
f_c	: Fréquence chip de la séquence d'étalement
f_{Dop}	: Fréquence Doppler
f_e	: Fréquence d'échantillonnage du signal
f_{Fermat}	: Fréquence d'échantillonnage Fermat
f_{Rx}	: Fréquence du signal reçu
f_{Ref}	: Fréquence de référence des codes égale à 1.023 MHz
f_R	: Fréquence d'estimation du modèle RANSAC
f_{sp}	: Fréquence des sous porteuses utilisées dans les modulations Galileo
f_{Tx}	: Fréquence du signal émis
G	: Diagramme de gain du réseau
k_{Boltz}	: Constante de Boltzmann
M_{DOA}	: Matrice de rotation du réseau d'antennes
N_0	: Densité spectrale de puissance du bruit thermique
N_a	: Nombre d'antennes constituant le réseau
N_c	: Nombre de chips
$N_{data,R}$	: Nombre de valeurs sélectionnées à chaque itération
N_e	: Nombre d'échantillons du signal
$N_{it,R}$	: Nombre maximal d'itérations de l'algorithme RANSAC

N_{MP}	: Nombre de multi-trajets
N_{Sat}	: Nombre de satellites en visibilité
P	: Puissance du signal reçu
$P[.]$	: Probabilité
P_{ee}	: Probabilité d'exclusion échouée
P_{fa}	: Probabilité de fausse alerte
P_{fe}	: Probabilité de fausse exclusion
P_{int}	: Risque d'intégrité
P_{md}	: Probabilité de détection manquée
P_R	: Probabilité que l'algorithme RANSAC sélectionne uniquement des points intègres
$R_{S_i, S_j}(t)$	: Corrélation des codes PRN des satellites i et j
Res	: Résidu d'estimation évalué par RANSAC entre deux vecteurs unitaires relatifs
$s(t)$	: Enveloppe complexe du signal GNSS
$SP(t)$	: Sous porteuse
$T - T_{Th}$	: Couple test et seuil de détection
T_c	: Période chip
T_e	: Période d'échantillonnage du signal
T_{Fermat}	: Période d'échantillonnage Fermat
T_{int}	: Temps d'intégration
T_R	: Période d'estimation du modèle RANSAC
$T_{Th, R}$	: Seuil déterminant l'appartenance d'un point au modèle RANSAC
$Tr(..)$	: Trace d'une matrice
AAIM	: Aircraft Autonomous Integrity Monitoring
ABAS	: Aircraft Based Augmentation System
AGPS	: Augmented GPS
AltBOC	: Alternate Binary Offset Carrier
APV	: Approach and landing Procedures with Vertical guidance
ARAIM	: Advanced RAIM
ARNS	: Aeronautical Radio Navigation Services
BOC	: Binary Offset Carrier
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
CAG	: Contrôleur Automatique de Gain
CAN	: Convertisseur Analogique Numérique
CASM	: Coherent Adaptive Sub-Carrier Modulation
CDMA	: Code Division Multiple Access
CNS/ATM	: Communications Navigation and Surveillance / Air Traffic Management
CS	: Commercial Service
D-RAIM	: Direct RAIM
DGPS	: Différentiel GPS
DLL	: Delay Lock Loop
DOA	: Direction Of Arrival

DOF	: Degrees Of Freedom
DP	: Dot Product
DPE	: Direct Position Estimation
DSP	: Densité Spectrale de Puissance
DSSS	: Direct Sequence Spread Spectrum
ECEF	: Earth Centered Earth Fixed
EGNOS	: European Geostationary Navigation Overlay Service
EML	: Early Minus Late
EMLP	: Early Minus Late Power
ENU	: East North Up
ERIS	: External Regional Integrity Services
ERTMS	: European Rail Traffic Management System
ESA	: European Space Agency
ESPRIT	: Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques
EXIP	: EXtended Invariance Principle
FD	: Fault Detection
FDE	: Fault Detection and Exclusion
FE	: Fault Exclusion
FERMAT	: Fonctionnalités pour l'Electromagnétisme et le Radar pour les Méthodes Asymptotiques
FFA	: Formateur de Faisceau Adaptatif
FFC	: Formateur de Faisceau Conventionnel
FLL	: Frequency Lock Loop
GAGAN	: GPS Aided Geo Augmented Navigation
GBAS	: Ground Based Augmentation System
GCC	: Galileo Control Centers
GCS	: Galileo Control System
GDOP	: Geometric Dilution of Precision
GEO	: GEostationary Orbit
GMS	: Galileo Mission System
GNSS	: Global Navigation Satellite System
GPS	: Global Positioning System
GSS	: Galileo Sensor Stations
H-RAIM	: Hybrid RAIM
HAL	: Horizontal Alert Limit
HEL	: Horizontal Exclusion Level
HEO	: Highly Elliptical Orbit
HF	: High Frequency
HPL	: Horizontal Protection Level
HSGPS	: High Sensitivity GPS
ID	: Integrate and Dump
IF	: Intermediate Frequency

IF et IFth	: Integrity Flag et Integrity Flag threshold
IGSO	: Inclined GeoSynchronous Orbit
INS	: Inertial Navigation System
IRNSS	: Indian Regional Navigation Satellite System
LADGPS	: Local Area DGPS
LBAS	: Local Based Augmentation System
LC	: Liability Critical
LFSR	: Linear Feedback Shift Register
LNA	: Low Noise Amplifier
LOS	: Line Of Sight
LPV	: Localizer Performance with Vertical guidance
LSR	: Least Squares Residual
MBOC	: Multiplexed Binary Offset Carrier
MEMS	: Micro-machined Electro-Mechanical Sensors
MEO	: Medium Earth Orbit
MI	: Misleading Information
ML	: Maximum Likelihood
MP	: Multipath
MPDR	: Minimum Power Distorsionless Response
MSAS	: Multifunctional transport Satellite space-based Augmentation System
MSF	: Major Service Failure
MUSIC	: MUltiple SIgnal Classification
MVDR	: Minimum Variance Distorsionless Response
N/A	: Not Applicable
NLOS	: Non Line Of Sight
NPA	: Non Precision Approach
NTE	: Not Too Exceed
OACI	: Organisation de l'Aviation Civile Internationale
OS	: Open Service
PA	: Precision Approach
PLL	: Phase Lock Loop
PM	: Parity Method
PPS	: Precise Positioning Service
PRN	: Pseudo Random Noise
PRS	: Public Regulated Service
PVT	: Position Velocity Time
QZSS	: Quazi Zenith Satellite System
RAIM	: Receiver Autonomous Integrity Monitoring
RANSAC	: RAndom SAmple Consensus
RCM	: Range Comparison Method
RF	: Radio Frequency
RHCP	: Right Hand Circular Polarization

RNP	: Required Navigation Performance
RNSS	: Radio Navigation Satellite Services
RTK	: Real Time Kinematics
SAGE	: Space Alternating Generalized Expectation Maximisation
SAR	: Search And Rescue
SBAS	: Satellite Based Augmentation System
SDCM	: System for Differential Corrections and Monitoring
SINR	: Signal to Interference plus Noise Ratio
SIS	: Signal In Space
SISA	: Signal In Space Accuracy
SISE	: Signal In Space Error
SISMA	: Signal In Space Monitoring Accuracy
SNR	: Signal to Noise Ratio
SoL	: Safety of Life
SPS	: Standard Positioning Service
STAP	: Space Time Adaptative Process
TEC	: Total Electron Content
TF	: Transformée de Fourier
TMBOC	: Time Multiplexed Binary Offset Carrier
TTA	: Time To Alert
TTC	: Telemetry Tracking and Control
URE	: User Equivalent Range Error
URA	: User Range Accuracy
VAL	: Vertical Alert Limit
VCO	: Voltage Controlled Oscillator
VEL	: Vertical Exclusion Level
VPL	: Vertical Protection Level
WAAS	: Wide Area Augmentation System
WADGPS	: Wide Area DGPS
WLSR	: Weighted Least Squares Residual

Introduction

L'intégrité du positionnement par satellites est devenu un enjeu crucial pour de nombreuses applications, essentiellement celles où les utilisateurs sont les plus vulnérables. Les années 1970 ont constitué une période charnière pour le développement des systèmes GNSS (*Global Navigation Satellite Systems*) avec la mise en service du GPS (*Global Positioning System*), première constellation mondialement utilisée. Les récepteurs terrestres, maritimes ou aériens peuvent depuis utiliser les informations portées par les signaux satellitaires afin d'estimer en temps réel leur position 3D via l'évaluation des distances entre les satellites émetteurs et le récepteur communément appelées pseudo-distances.

Les hautes performances de précision fournies par les GNSS ont engendré un développement majeur de leur utilisation dans les applications critiques pour lesquelles la sécurité des utilisateurs est prioritaire. On parle alors d'applications SoL (*Safety of Life*). Ces domaines ont rapidement émis le besoin de caractériser la fiabilité des informations fournies par le système de navigation afin d'évaluer le risque d'erreur sur le positionnement. Le paramètre d'intégrité a alors été défini en tant que paramètre RNP (*Required Navigation Performance*) à l'instar de la précision, de la continuité et de la disponibilité du système. Le concept d'intégrité de la navigation a pour la première fois été introduit par l'OACI (Organisation Internationale de l'Aviation Civile). En conséquence, des algorithmes de contrôle autonome d'intégrité ont été implémentés, couplés aux systèmes de positionnement usuels. Ils permettent de détecter, d'identifier voire d'exclure les sources d'erreurs qui perturbent la navigation afin d'assurer un positionnement fiable et d'avertir l'utilisateur en cas d'éventuel danger. Diverses sources d'information peuvent être intégrées au contrôle d'intégrité. La classe RAIM (*Receiver Autonomous Integrity Monitoring*) regroupe l'ensemble des techniques uniquement basées sur les données GNSS et plus particulièrement sur la redondance des mesures de pseudo-distance.

La démocratisation de la technique RAIM s'est par la suite répandue aux applications terrestres. Néanmoins, les caractéristiques spécifiques des environnements dégradés type urbains perturbent fortement les performances du contrôle autonome d'intégrité. Peu significatives dans l'aviation, certaines sources d'erreurs peuvent ainsi être très problématiques remettant en cause l'adaptation des algorithmes RAIM pour la navigation terrestre. L'utilisation des GNSS nécessite donc l'établissement de traitements spécifiques en réception, compatibles avec cet environnement.

L'un des principaux avantages de RAIM est sa flexibilité : diverses versions, spécifiques à certaines applications, ont été implémentées. La première méthode a été développée en 1986 dans [19], basée sur la technique des résidus de moindres carrés LSR (*Least Squares Residual*). Quelques années plus tard, [20] a proposé un axe d'amélioration en intégrant une pondération des voies satellitaires par l'intermédiaire de la technique des résidus de moindres carrés pondérés WLSR (*Weighted LSR*). Le modèle de variance de bruit spécifique pour chaque signal, défini par le budget UERE (*User Equivalent Range Error*), a permis d'augmenter la disponibilité de l'algorithme et a affiné la détection d'erreurs. Développée initialement pour l'aviation, la technique WLSR RAIM fait aujourd'hui figure d'algorithme de référence pour les nouveaux traitements d'intégrité. Très performante pour l'aviation et l'ensemble des applications dont l'environnement d'étude est peu dégradé, son adaptabilité au contexte terrestre est toutefois remise en cause. En effet, certaines limitations intrinsèques aux principes de base de la méthode engendrent des perturbations majeures en milieu urbain liées à diverses sources d'erreur : masquage, réception de signaux réfléchis, bruit en réception, etc.

Depuis quelques années, des études portant sur le contrôle autonome d'intégrité en environnement terrestre ont été menées et se focalisent sur des applications bien particulières définies par des problématiques spécifiques. [21] a développé une variante du WLSR RAIM permettant d'augmenter la disponibilité de l'algorithme en ciblant prioritairement la réduction du nombre de fausses détections, soit la détection d'erreurs inexistantes. Destiné aux télépéages électroniques en zone urbaine, l'algorithme reste toutefois vulnérable à la réception de signaux parasites.

[22] et [23] ont récemment implémenté des algorithmes d'hybridation entre les données GNSS et des capteurs externes dans le but d'augmenter les informations de position et d'attitude du récepteur pour optimiser le contrôle autonome d'intégrité. Fournissant des capacités de détection améliorées, ces méthodes nécessitent néanmoins l'apport de technologies supplémentaires, telles des centrales inertielles ou caméras Fisheye. La technique complète est donc directement dépendante de la fiabilité et de la disponibilité des systèmes annexes, limitation dont notre étude souhaite s'affranchir.

En se focalisant uniquement sur les données GNSS, [24] a établi des modèles d'erreurs multi-trajets GNSS dans le cadre de la navigation des aéronefs au sol. Proposée en 2014, l'étude a permis de quantifier l'impact des multi-trajets sur le positionnement de l'appareil dans le but d'établir une technique de contrôle autonome d'intégrité adaptée. La caractérisation d'erreurs nécessite néanmoins la connaissance a priori de l'architecture de l'environnement proche du récepteur, i.e. l'aéroport dans ce cas. Un récepteur mobile en environnement urbain n'a pas nécessairement accès à la nature des obstacles qui l'entourent et ne peut alors pas caractériser les signaux parasites reçus, ni leur impact sur la navigation.

L'ensemble des techniques de contrôle autonome d'intégrité destinées à des applications GNSS sol repose sur une base commune : la redondance des satellites en visibilité. La modularité des techniques RAIM a permis d'adapter le contrôle en fonction des applications utilisées et de cibler les facteurs de qualité spécifiques au contexte de navigation afin d'en améliorer les performances. De plus, l'autonomie de la méthode permet d'utiliser un système qui gère automatiquement la fiabilité des données et l'émission d'alertes en cas de dangers sur le positionnement.

Cependant, en considérant un récepteur GNSS en environnement urbain, le modèle d'erreur de pseudo-distance défini par le budget UERE utilisé n'est plus valide car la contribution de sources d'erreurs ne peut être évaluée. De plus, le faible nombre de données disponibles dégrade à la fois la fiabilité du contrôle et sa disponibilité. Globalement, les algorithmes RAIM n'utilisent pas l'ensemble des informations fournies par la chaîne de réception, réduisant alors leurs capacités de détection, d'identification et d'exclusion. Aucune étude n'a actuellement développé une technique de contrôle autonome d'intégrité adaptée à la navigation terrestre et uniquement basée sur les données GNSS reçues.

Les travaux présentés sont focalisés sur le développement de traitements d'intégrité adaptés au milieu contraint. L'objectif de notre étude est de caractériser l'intégrité du positionnement d'un récepteur urbain par l'exploitation des signaux de navigation par satellites. Pour cela, les contributions de deux paramètres de navigation clés sont étudiées : le signal GNSS brut directement reçu et l'information de directions d'arrivée DOA (*Direction of Arrival*) des signaux fournie par la technologie multi-antennes. Non utilisés dans les algorithmes usuels de contrôle autonome d'intégrité, ces éléments portent des données essentielles qui peuvent être intégrées dans l'estimation de la fiabilité du positionnement GNSS établi.

La démarche consiste dans un premier temps à introduire les notions générales des GNSS utilisées dans l'ensemble du travail de thèse. Pour cela, une description de la constellation d'étude Galileo est tout d'abord présentée. Puis, les caractéristiques majeures des signaux associés sont explicitées. Finalement, les traitements successifs en réception sont exposés ainsi que les erreurs liées à la propagation du signal du satellite émetteur jusqu'à l'antenne réceptrice (Chapitre 1). L'ensemble des données d'intérêt est alors connu du lecteur, permettant de développer les principes fondamentaux du contrôle autonome d'intégrité dans le cadre de la géolocalisation par satellites.

La seconde section introduit le concept d'intégrité de la navigation, initialement dans le cadre de l'aviation civile. La technique générique RAIM est introduite, constituée des fonctions de détection, d'identification et d'exclusion. Sachant que l'algorithme de référence WLSR RAIM fournit des hautes performances pour l'aviation, l'objectif est d'évaluer son adaptation vis à vis du contexte de navigation choisi. Pour cela, ses performances sont confrontées aux erreurs de propagation du signal liées à l'environnement proche du récepteur. Les limitations ciblées permettent de discuter des axes d'amélioration (Chapitre 2). A l'issue de ce chapitre, il semble nécessaire de développer de nouvelles approches intégrant des informations non utilisées dans les techniques RAIM conventionnelles. Dans ce sens, le chapitre suivant implémente alors une méthode de détection basée sur le signal GNSS brut directement reçu.

Par la suite, nous développons donc un système de détection d'erreur a priori basée sur l'exploitation du signal GNSS direct. La méthode est nommée Direct-RAIM (D-RAIM). L'objectif majeur est d'extraire l'ensemble des informations contenues dans le signal afin d'augmenter la sensibilité de la détection d'événements de navigation de manière significative, notamment en environnement urbain. Pour cela, nous implémentons un modèle reliant le signal GNSS à la position 3D du récepteur. Une étude comparative permet d'évaluer les capacités de détection de cette technique a priori par rapport à l'algorithme WLSR RAIM dans des configurations canoniques spécifiques. Malgré l'intérêt d'utilisation des données brutes vierges de tout traitement, l'algorithme D-RAIM présente des limitations inhérentes au caractère a priori engendrant un risque de sous-estimation d'erreurs liées aux forts signaux parasites. Un couplage entre les techniques D-RAIM et WLSR RAIM est ainsi discuté afin d'établir un processus de contrôle autonome d'intégrité novateur optimisé (Chapitre 3). Les travaux de ce chapitre ont conduit aux participations aux conférences ION Plans 2016 ([25]) et ION GNSS+ 2017 ([26]).

Après avoir étudié la contribution des données brutes, le quatrième chapitre se focalise sur l'intégration des informations de DOA des signaux GNSS dans le contrôle d'intégrité du positionnement fourni par le récepteur. Initialement, la technologie multi-antennes est introduite afin d'établir un modèle de réseau d'antennes adapté sur lequel les techniques d'estimation de DOA sont basées. L'objectif majeur de cette section est d'évaluer la cohérence du comportement de l'ensemble des DOA et d'intégrer cette information dans un traitement d'intégrité. Pour cela, l'algorithme RANSAC est présenté et transposé au contexte d'étude. Il permet d'estimer de manière robuste le modèle régissant l'évolution des DOA et de qualifier la fiabilité des estimations effectuées par le réseau d'antennes. Finalement, un algorithme de contrôle d'intégrité de type WLSR RAIM, basé sur les sorties RANSAC, est implémenté et confronté à divers scénarios urbains typiques (Chapitre 4).

Globalement, les chapitres 3 et 4 proposent des processus d'intégration de paramètres de navigation spécifiques dans des techniques de contrôle autonome d'intégrité. Les algorithmes développés sont confrontés à des configurations canoniques urbaines afin de comparer leurs performances à celles de la méthode RAIM conventionnelle dans des cas simples. Le dernier chapitre a donc pour objectif majeur de mettre en place un scénario de navigation complet réaliste et de tester les traitements implémentés en réception afin de discuter leur pertinence vis à vis d'erreurs typiques de l'environnement urbain (Chapitre 5). Ce manuscrit se clôture par la suite sur des discussions ouvrant des perspectives sur différents axes de recherche.

Chapitre 1

Introduction aux GNSS

Sommaire

1.1	Introduction	5
1.2	Notions de base des GNSS	5
1.2.1	Principe du positionnement par satellites	6
1.2.2	Le système Galileo	10
1.2.3	Autres systèmes de positionnement	13
1.3	Caractéristiques des signaux Galileo	16
1.3.1	Code PRN	17
1.3.2	Message de navigation Galileo	18
1.3.3	Signaux Galileo et modulations	19
1.4	Traitement en réception	24
1.4.1	Sources d'erreurs de positionnement	25
1.4.2	Tête HF	28
1.4.3	Acquisition des signaux	30
1.4.4	Poursuite des signaux	32
1.5	Conclusions	36

1.1 Introduction

La démocratisation de l'utilisation des GNSS (*Global Navigation Satellite System*) en tant que système de navigation est notamment issue des hautes performances fournies en termes de précision et de fiabilité des informations fournies aux utilisateurs. L'émergence des constellations lancées dès la fin du $XX^{ième}$ siècle a favorisé le développement d'applications aériennes, maritimes et terrestres basées sur la géolocalisation par satellites. Ce premier chapitre permet d'introduire les éléments fondamentaux des GNSS. Nous exposons tout d'abord les principes de base du positionnement par satellites. Puis nous présentons les différentes constellations mondiales, en accordant une importance particulière à Galileo, système européen utilisé dans l'ensemble du travail de thèse. Le dernier paragraphe du chapitre est consacré aux étapes successives de traitement du signal GNSS en réception, ainsi qu'aux sources d'erreurs susceptibles d'engendrer des erreurs dans la chaîne, impactant ainsi le positionnement en temps réel de l'utilisateur.

1.2 Notions de base des GNSS

Le positionnement par satellites a été considéré par l'OACI (Organisation Internationale de l'Aviation Civile) comme potentielle aide à la navigation dans le cadre du concept CNS/ATM (*Communications Navigation and Surveillance / Air Traffic Management*) datant de 1991. Ce nouveau concept a été lancé eu égard des limites des systèmes de navigation utilisés à l'époque, et du besoin de développement du trafic aérien [8]. En effet, les activités de type SoL (*Safety of Life*) comme l'aviation requièrent des exigences de performances très élevées en termes de précision et de fiabilité. C'est pourquoi depuis la mise en service du GPS (*Global Positioning System*), opérationnel depuis 1993, l'aviation utilise la méthode de géolocalisation par satellites. De plus, afin de garantir

l'intégrité des informations fournies par le système de navigation, des algorithmes de contrôle d'intégrité ont été développés. Le principe du contrôle d'intégrité ainsi qu'un état de l'art des algorithmes existants seront présentés dans le chapitre 2.

L'OACI définit le GNSS comme un système de positionnement mettant en jeu une ou plusieurs constellation(s) de satellites, une gestion de l'intégrité du système, des systèmes d'augmentation afin d'atteindre les exigences de performances de navigation requises ainsi que l'ensemble des récepteurs embarqués dans les avions et autres mobiles utilisant la géolocalisation par satellites. Le GPS a été le premier système mondialement utilisé. D'autres constellations ont par la suite émergé comme les systèmes Galileo (Europe), Glonass (Russie), Beidou (Chine) ou encore QZSS (Japon) qui sont en cours de développement ou opérationnels. Plus généralement, le terme « GNSS » désigne tout système de navigation par satellites. Tous les GNSS fonctionnent sensiblement selon les mêmes principes ; les différences majeures interviennent dans la structure des signaux ainsi que dans les bandes de fréquence utilisées. Dans ce manuscrit, nous présenterons en détail le système européen Galileo qui a été exclusivement utilisé dans les techniques développées. Ces explications seront présentées dans le paragraphe 1.2.2 tandis que les autres constellations majeures seront brièvement introduites dans le paragraphe 1.2.3.

1.2.1 Principe du positionnement par satellites

Le principe de base de la géolocalisation par satellites est l'estimation des mesures de temps de propagation et de vitesses radiales entre les satellites en visibilité et le récepteur. La vitesse des ondes émises étant connue (égale à la vitesse de la lumière), les distances estimées peuvent alors être directement reliées au temps de propagation du signal entre l'antenne satellite et l'antenne réceptrice. Les vitesses radiales caractérisent quant à elles la fréquence Doppler de la porteuse du signal reçu. Ainsi, en estimant ces paramètres pour chaque signal satellitaire, l'utilisateur peut estimer ses propres position et vitesse, et peut également synchroniser le temps récepteur avec la référence de temps liée à la constellation utilisée que l'on pourra appeler le temps de référence GNSS. C'est l'étape de triangulation (voir la figure 1.1). En résumé, le GNSS permet d'estimer le PVT (*Position Velocity Time*) de tout récepteur terrestre ou aérien, c'est à dire les informations précises de position, de vitesse et d'horloge.

L'étape de triangulation nécessite d'autres paramètres pour qu'une solution de navigation unique soit trouvée : la position et vitesse de chaque satellite en visibilité en temps réel ainsi que le décalage des horloges de chaque satellite par rapport au temps de référence GNSS. Ces informations sont incluses dans les signaux satellitaires émis : en effet, un réseau de stations sol a été déployé afin de calculer en temps réel les positions et vitesses des satellites ainsi que leurs dérives d'horloge par rapport à la référence de temps GNSS. Les stations transmettent alors ces informations, appelées éphémérides, aux satellites correspondants, qui peuvent les intégrer dans le message de navigation transmis à l'utilisateur.

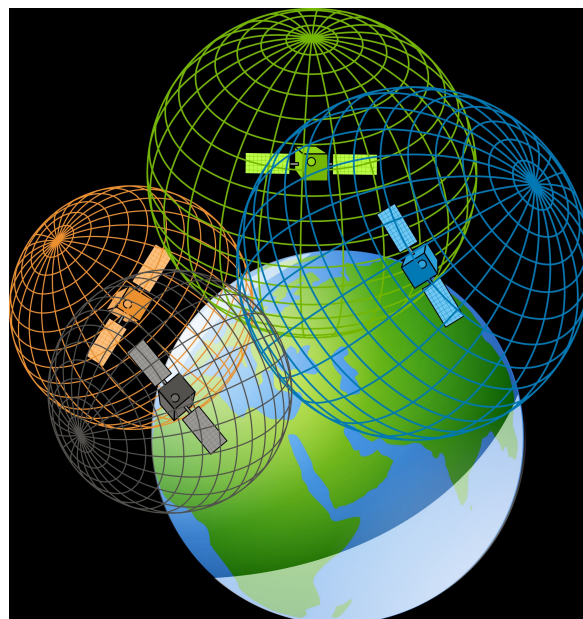


Fig. 1.1 – Triangulation [1]

Le PVT du récepteur peut être estimé de plusieurs manières. La méthode classique est basée sur les mesures de pseudo-distance et de Doppler qui sont introduites ci-dessous.

1.2.1.1 Mesure de pseudo-distance

Les temps de propagation des signaux satellitaires fournis par le récepteur donnent accès aux mesures de distance satellites-récepteur, paramètres clés de l'étape de triangulation. Pour mesurer le temps de propagation du signal émis par le i^{ieme} satellite, le récepteur corrèle le signal réel reçu avec une réplique de ce signal, générée localement. Le temps de propagation sera déduit de la synchronisation entre ces deux signaux. La figure 1.2 représente l'estimation de ce temps. Par ailleurs, les détails de l'étape de corrélation seront présentés dans la section 1.4.

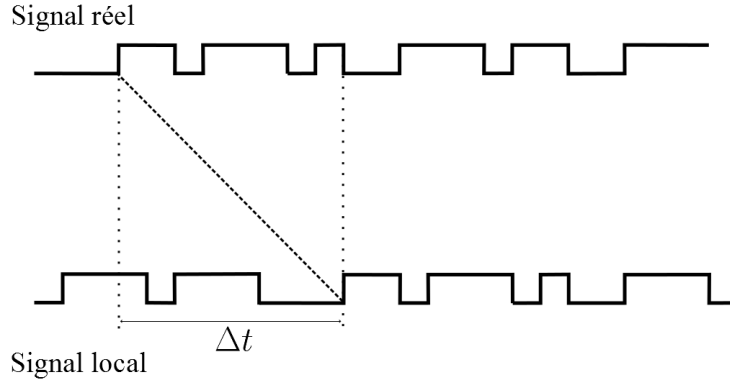


Fig. 1.2 – Estimation du temps de propagation du signal satellitaire

Le temps de propagation du signal Δt correspond à la différence entre le temps d'émission du signal t_{TX} exprimé dans le référentiel de temps satellite et le temps de réception du signal t_{RX} exprimé dans le référentiel de temps récepteur :

$$\Delta t = t_{RX} - t_{TX} \quad (1.1)$$

L'équation 1.2 présente les temps d'émission t_e et de réception t_r exprimés dans le référentiel de temps GNSS.

$$\begin{cases} t_e = t_{TX} + \delta t_{TX} \\ t_r = t_{RX} + \delta t_{RX} \end{cases} \quad (1.2)$$

avec δt_{TX} et δt_{RX} les décalages d'horloge respectifs du satellite et du récepteur par rapport au temps de référence GNSS. Ces décalages traduisent les dérives inévitables des horloges par rapport au temps de référence. En effet, les horloges atomiques des satellites sont certes très précises, mais leur dérive est non négligeable à long terme. Les équations 1.1 et 1.2 nous permettent d'exprimer différemment le temps de propagation du signal :

$$\Delta t = (t_r - t_e) + (\delta t_{RX} - \delta t_{TX}) \quad (1.3)$$

Ce temps de propagation peut ensuite être converti en distance :

$$\rho = c \times (t_r - t_e) + c \times (\delta t_{RX} - \delta t_{TX}) = d_{TX-RX} + c \times (\delta t_{RX} - \delta t_{TX}) \quad (1.4)$$

avec d_{TX-RX} la distance réelle satellite-récepteur (en $[m]$) et c la vitesse de la lumière (en $[m/s]$). En notant $\mathbf{P}_{Tx} = (x_{Tx}, y_{Tx}, z_{Tx})$ et $\mathbf{P}_{Rx} = (x_{Rx}, y_{Rx}, z_{Rx})$ respectivement les coordonnées 3D du satellite et du récepteur exprimées dans le repère ECEF (*Earth Centered Earth Fixed*), l'équation 1.4 peut être réécrite de la manière suivante :

$$\rho = \sqrt{(x_{Tx} - x_{Rx})^2 + (y_{Tx} - y_{Rx})^2 + (z_{Tx} - z_{Rx})^2} + c \times (\delta t_{RX} - \delta t_{TX}) \quad (1.5)$$

Cette équation définit la « pseudo-distance » théorique, qui ne représente pas uniquement la distance satellite-récepteur : tout d'abord, le décalage entre les horloges satellite et récepteur intervient dans son expression ; de plus, dans des conditions réelles, d'autres phénomènes perturbent la mesure de pseudo-distance, et ainsi indirectement le positionnement du récepteur. En effet une partie des sources d'erreurs sur la pseudo-distance provient de la traversée du signal dans l'atmosphère, qui sera modélisée par un terme b_{propa} . Des erreurs de mesures résiduelles interviennent également, et peuvent être caractérisées par un bruit noté b_m . Nous pouvons donc assimiler l'ensemble de ces perturbations en un terme additif noté b intervenant alors dans l'expression de la pseudo-distance mesurée :

$$\begin{cases} \rho = \sqrt{(x_{T_x} - x_{R_x})^2 + (y_{T_x} - y_{R_x})^2 + (z_{T_x} - z_{R_x})^2} + c \times (\delta t_{R_x} - \delta t_{T_x}) + b \\ b = b_{propa} + b_m . \end{cases} \quad (1.6)$$

En supposant que le décalage d'horloge satellite par rapport au temps de référence GNSS est évalué et transmis à l'utilisateur, la pseudo-distance peut être corrigée. Son expression devient alors :

$$\rho_c = \sqrt{(x_{T_x} - x_{R_x})^2 + (y_{T_x} - y_{R_x})^2 + (z_{T_x} - z_{R_x})^2} + c \times \delta t_{R_x} + b \quad (1.7)$$

Le bruit b correspond ainsi à l'erreur de pseudo-distance pour le satellite et la position courante du récepteur, et peut être décomposé en somme d'erreurs provenant chacune de sources différentes. Le paragraphe 1.4 traitera de ces sources d'erreurs et des systèmes de correction qu'il est possible d'employer pour minimiser leur contribution.

Finalement, en supposant que la position de chaque satellite en visibilité est connue et transmise à l'utilisateur via l'information portée par le signal, les mesures de pseudo-distances corrigées ne dépendent que de 4 paramètres :

- la position 3D du récepteur $(x_{R_x}, y_{R_x}, z_{R_x})$,
- le décalage entre horloge récepteur et temps de référence GNSS δt_{R_x} .

Pour estimer ces 4 paramètres en temps réel, le récepteur doit à chaque instant avoir 4 satellites en visibilité au minimum pour obtenir les 4 mesures de pseudo-distances nécessaires à la réalisation de la solution de navigation. Plusieurs méthodes sont utilisables pour résoudre ce système. L'une des plus connues et des plus répandues est la méthode dite des résidus des moindres carrés LSR (*Least Squares Residual*), permettant de résoudre des systèmes complexes. Une extension de cette technique consiste à utiliser une pondération judicieusement choisie pour améliorer la pertinence de la solution finale du système ; elle est appelée méthode des résidus des moindres carrés pondérés WLSR (*Weighted Least Squares Residual*).

Remarque : nous avons présenté ci-dessus la mesure de pseudo-distance dite par « mesure de code ». Une autre technique connue est la mesure de pseudo-distance par « mesure de phase », détaillée dans [8], [12]. Cependant, la mesure de phase est ambiguë à un nombre inconnu de longueur d'onde près ; nous choisissons donc arbitrairement d'utiliser la mesure de code.

1.2.1.2 Mesure Doppler

L'effet Doppler est un phénomène physique omniprésent dans le cadre de la géolocalisation par satellites. Il traduit le mouvement relatif du satellite émetteur par rapport au récepteur et ainsi le décalage de fréquence d'onde induit. Le décalage Doppler correspond à la différence entre la fréquence du signal reçu estimée par le récepteur f_{R_x} et la fréquence initiale du signal émis par le satellite f_{T_x} :

$$f_{dop} = f_{R_x} - f_{T_x} \quad (1.8)$$

Le paragraphe précédent a introduit la mesure de pseudo-distance permettant le positionnement 3D du récepteur en temps réel via l'étape de triangulation. La mesure Doppler permet notamment d'estimer la vitesse du récepteur également selon les trois dimensions, notée $\mathbf{V}_{R_x}$. Certains récepteurs GNSS peuvent estimer leur vitesse en approximant la dérivée de la position estimée. Cette technique peut fournir des résultats satisfaisants dans le cas où la vitesse du récepteur varie lentement. Néanmoins, dans les récepteurs modernes, les mesures de vitesse sont calculées par rapport aux mesures de phase de la porteuse, permettant alors une estimation précise des fréquences Doppler pour les différents signaux satellitaires reçus [12].

L'estimation du décalage Doppler apporte des informations importantes quant à la nature des déplacements respectifs de l'émetteur et du récepteur : elle dépend notamment de la composante radiale du vecteur vitesse relatif le long du trajet direct, appelé LOS (*Line Of Sight*). Ces caractéristiques se traduisent dans l'équation suivante :

$$f_{R_X} = f_{T_X} \left(1 - \frac{(\Delta \mathbf{v} \cdot \mathbf{a})}{c} \right) \quad (1.9)$$

avec :

- $\mathbf{a} = \frac{\mathbf{P}_{T_x} - \mathbf{P}_{R_x}}{\|\mathbf{P}_{T_x} - \mathbf{P}_{R_x}\|}$ le vecteur unitaire pointant dans la direction du LOS du récepteur vers le satellite,
- $\Delta \mathbf{v} = \mathbf{V}_{T_x} - \mathbf{V}_{R_x}$ la différence entre les vitesses 3D respectives du satellite et du récepteur exprimées dans le référentiel ECEF.

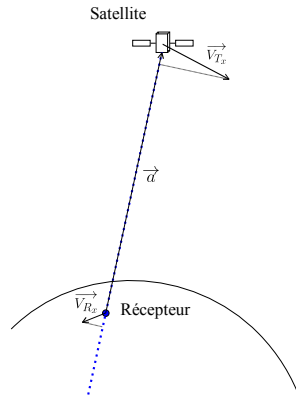


Fig. 1.3 – Déplacements relatifs entre satellite et récepteur

Finalement, en intégrant l'équation 1.9 dans l'équation 1.8, l'expression théorique du décalage Doppler est donnée par l'équation suivante :

$$f_{dop} = f_{R_X} - f_{T_X} = -f_{T_X} \left(\frac{\Delta \mathbf{v} \cdot \mathbf{a}}{c} \right) = -\frac{1}{\lambda_s} (\Delta \mathbf{v} \cdot \mathbf{a}) \quad (1.10)$$

avec λ_s la longueur d'onde du signal émis. Cette équation traduit l'impact des mouvements relatifs entre les satellites et le récepteur : en effet, un décalage Doppler positif traduira un rapprochement physique des deux entités, et inversement. L'impact de l'effet Doppler sur la géolocalisation GNSS a donné lieu à de nombreuses études approfondies, exposées notamment dans [27], [12] et [28].

L'estimation de la vitesse 3D du récepteur par mesure du décalage Doppler suit la même logique que l'estimation de la position expliquée dans le paragraphe précédent : nous supposons que l'utilisateur a connaissance des valeurs de plusieurs paramètres à chaque instant :

- la position 3D du récepteur $(x_{R_x}, y_{R_x}, z_{R_x})$: elle a été estimée dans l'étape de triangulation précédente,
- les positions et vitesses 3D des satellites en visibilité : $\mathbf{P}_{T_{x,i}}$ et $\mathbf{V}_{T_{x,i}} \forall 1 \leq i \leq N_{Sat}$ transmises à l'utilisateur dans les signaux émis,

avec N_{Sat} le nombre de satellites en visibilité.

Ainsi, en ayant connaissance de ces paramètres et après estimation des décalages Doppler pour chaque satellite en visibilité, seule la vitesse 3D du récepteur reste inconnue dans l'équation 1.10. Trois mesures de décalage Doppler sont donc nécessaires pour estimer les 3 inconnues constituant la vitesse du récepteur, soit 3 satellites en visibilité au minimum. De même que pour l'estimation de la position, plusieurs méthodes sont utilisables. La méthode LSR (voire WLSR) est une nouvelle fois la technique classique pour estimer $\mathbf{V}_{R_x}$ à partir des mesures Doppler déterminées par le récepteur.

Par ailleurs, estimer la vitesse du récepteur n'est pas l'unique utilisation possible du Doppler. En effet, cette mesure peut être employée de différentes manières : elle permet par exemple d'améliorer la précision de l'estimation du PVT, et apporte de l'information utile, notamment en environnement urbain [28]. La mesure Doppler peut être directement utilisée dans l'estimation directe de la position du récepteur : en effet, le DPE (*Direct Position Estimation*) est une technique de positionnement particulière qui estime la position du récepteur en utilisant la technique du maximum de vraisemblance ML (*Maximum Likelihood*). L'apport de cette méthode est majeure dans les environnements dégradés (type environnement urbain). La mesure Doppler y est essentielle pour obtenir un positionnement intègre. Le chapitre 3 expose les détails théoriques du DPE, issus de [29]. [30], [31], [32] présentent également certaines extensions.

Enfin, l'apport de la mesure Doppler dans des environnements dégradés a notamment été démontré dans [33]. Ce travail est basé sur l'optimisation du positionnement d'un récepteur GNSS. Contrairement aux procédures conventionnelles qui exploitent uniquement les mesures de pseudo-distance pour estimer le PVT du récepteur, [33] démontre qu'en augmentant le temps d'intégration, une méthode de positionnement optimale intègre un terme correctif lié aux mesures Doppler, et est asymptotiquement équivalente au DPE tout en réduisant drastiquement le coût calculatoire induit par la recherche du maximum de vraisemblance.

Ce paragraphe a permis d'introduire le principe de géolocalisation par satellites en exposant les mesures de pseudo-distance et de Doppler, paramètres clés du positionnement. La théorie complète ainsi que de nombreuses informations annexes sont développées dans la littérature, entre autres disponibles dans [8], [12], [34], [3]. La section suivante présente les caractéristiques majeures des GNSS considérés.

1.2.2 Le système Galileo

Galileo est le nom du GNSS européen développé en collaboration entre l'agence spatiale européenne ESA (*European Space Agency*), et l'union européenne. Le programme Galileo consiste en la mise en place d'une infrastructure globale de 30 satellites soutenus par un vaste réseau de stations sol mondialement réparties, de deux centres de contrôle en Europe ainsi que de plusieurs centres dédiés à la fourniture de différents services [3]. En été 2017, 18 satellites avaient déjà été mis en orbite, et les premiers services Galileo ont alors été proposés.

1.2.2.1 Les services Galileo

Galileo estinteropérable avec les systèmes fonctionnels GPS et Glonass. Plusieurs motivations ont été à l'origine du lancement de cette nouvelle constellation dans les années 1990 :

- le besoin d'indépendance de l'Europe vis à vis des Etats-Unis : Galileo a un contrôle civil du système et offre des garanties de service,
- l'amélioration des performances de géolocalisation, notamment en termes de précision et d'intégrité,
- le développement du rôle des entreprises européennes sur le marché des systèmes de navigation par satellites, et le renforcement de la coopération européenne,
- la nécessité de l'information d'intégrité du signal.

Pour cela, différents services sont proposés aux utilisateurs de Galileo à travers le globe [35] :

- **le service ouvert OS** (*Open Service*) : ce service est dédié au positionnement et à la synchronisation du récepteur avec les satellites émetteurs. Gratuit, il offre des performances de précision de l'ordre du mètre. Ce service intègre également l'utilisation de plusieurs fréquences afin de réduire les biais d'estimation dus à la traversée de l'atmosphère et donc d'améliorer la précision,
- **le service de sécurité de vie SoL** : il vient compléter le service OS en intégrant un système d'alertes émises à l'utilisateur en cas de panne, dans le but de répondre aux exigences d'intégrité requises (le temps d'alerte est de 6 secondes). Des messages d'intégrité sont intégrés aux messages de navigation des signaux du service OS. Ce service est dédié aux applications nécessitant une forte sécurité de navigation telle que l'aviation,
- **le service commercial CS** (*Commercial Service*) : payant, ce service est davantage destiné aux applications commerciales. L'objectif est de protéger les informations fournies en utilisant deux signaux cryptés supplémentaires,

- **le service dédié aux services gouvernementaux PRS** (*Public Regulated Service*) : il est dédié aux applications gouvernementales nécessitant une importante continuité de service, et est à accès restreint (signal crypté),
- **le service d'intégrité régional ERIS** (*External Regional Integrity Service*) : ce service, en marge du service SoL, autorise le développement de systèmes de contrôle d'intégrité spécifiques à chaque région.



Fig. 1.4 – Constellation Galileo [2]

1.2.2.2 L'infrastructure Galileo

Dans le but de fournir les services exposés ci-dessus, l'infrastructure planifiée du système Galileo est divisée en plusieurs segments (à l'image des autres GNSS) :

- **le segment spatial** qui définit l'ensemble de la constellation des satellites ainsi que les caractéristiques des signaux transmis à l'utilisateur. Les 30 satellites MEO (*Medium Earth Orbit*) Galileo sont répartis sur 3 plans orbitaux inclinés à 56° par rapport à l'équateur et placés à une altitude de 23222 km,
- **le segment de contrôle au sol**, constitué lui même de deux systèmes :
 - le système de contrôle satellite GCS (*Galileo Control System*), responsable du contrôle et de la gestion des satellites. Il est composé de centres de contrôles GCC (*Galileo Control Centers*) et de 5 stations TTC (*Telemetry Tracking and Control*),
 - le système de contrôle mission GMS (*Galileo Mission System*), responsable de la génération des messages de navigation diffusés par les satellites ; il doit également détecter les éventuelles erreurs afin de prévenir les utilisateurs via le message de navigation. Il est en partie composé d'un réseau de stations sol GSS (*Galileo Sensor Stations*),
- **le segment utilisateur** qui comprend l'ensemble des récepteurs compatibles avec la constellation Galileo.

Dans ce manuscrit, nous nous focaliserons spécifiquement à la fois sur les caractéristiques des signaux Galileo transmis et sur les traitements réalisés à leur réception pour permettre à l'utilisateur de se positionner. Ces entités seront détaillées dans le paragraphe 1.3.

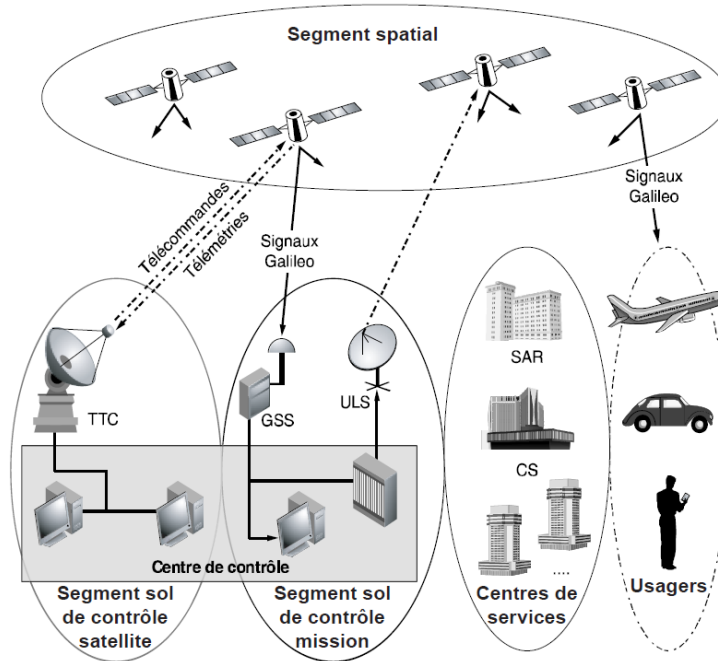


Fig. 1.5 – Infrastructure du système Galileo [3]

1.2.2.3 Les bandes de fréquence pour Galileo

Les bandes de fréquence utilisées pour les différents signaux Galileo sont détaillées dans la figure 1.6. Quatre bandes de fréquence ont été définies pour la transmission des signaux Galileo : E1, E5a, E5b et E6, toutes situées dans le spectre alloué pour les services de radionavigation par satellites RNSS (*Radio Navigation Satellite Services*). Les bandes E1, E5a et E5b sont également situées dans le spectre alloué aux services de radionavigation aéronautique ARNS (*Aeronautical Radio Navigation Services*), la bande E6 n'étant pas destinée à l'aviation. Les bandes L1 et L5 sont communes entre les systèmes Galileo et GPS, autorisant ainsi une compatibilité entre les deux constellations, en en s'assurant que le partage des fréquences n'ait pas d'impact négatif sur la propagation et la réception des signaux.

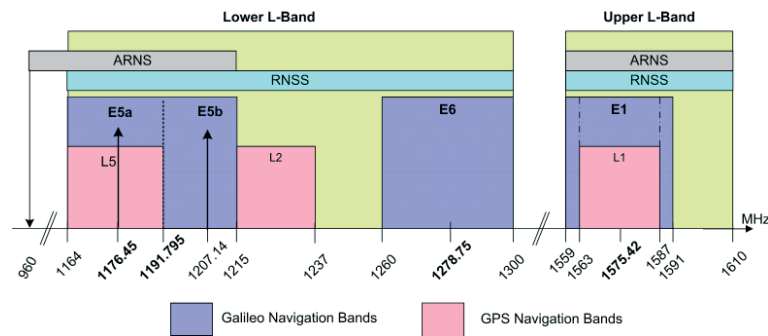


Fig. 1.6 – Bandes de fréquences GPS et Galileo [4]

Les porteuses des signaux Galileo sont résumées dans le tableau 1.1, ainsi que les bandes de référence récepteur centrées sur ces mêmes porteuses.

Signal	Fréquence porteuse (MHz)	Largeur de bande récepteur (MHz)
E1	1575.42	24.552
E5a	1176.45	20.460
E5b	1207.14	20.460
E6	1278.75	40.920

Table 1.1 – Fréquences porteuses Galileo

1.2.3 Autres systèmes de positionnement

Nous avons axé notre présentation sur le système Galileo, utilisé dans le cadre de cette thèse. A titre informatif, nous présentons ici les autres systèmes de navigation par satellites, répartis dans deux classes majeures :

1. **les GNSS nominaux** dont Galileo fait partie, qui permettent aux récepteurs de se positionner grâce aux informations diffusées par les signaux satellitaires,
2. **les systèmes d'augmentation** venant en complément des systèmes de base, qui permettent d'améliorer les performances de navigation grâce à des réseaux de stations sol et un ensemble de satellites géostationnaires. Les plus connus sont les systèmes d'augmentation spatiale européen EGNOS (*European Geostationary Navigation Overlay Service*) et américain WAAS (*Wide Area Augmentation System*).

1.2.3.1 Principaux GNSS

. GPS

Le GPS est le plus ancien GNSS. A l'instar de Galileo, l'architecture GPS est divisée en 3 segments : spatial, de contrôle et utilisateur. Actuellement, le segment spatial est constitué de 31 satellites répartis sur 6 plans d'orbites inclinés à 55° , à une altitude de 20200 km. Le segment de contrôle au sol, schématisé sur la figure 1.7, est notamment composé d'une station mère et de stations de contrôle réparties sur le globe. Enfin, le segment utilisateur englobe l'ensemble des récepteurs GPS. Cette architecture globale propose alors deux services :

- **le service SPS** (*Standard Positioning Service*), gratuit, il est consacré aux applications civiles,
- **le service PPS** (*Precise Positioning Service*), utilisé par les applications militaires autorisées ainsi que les services gouvernementaux.

Par ailleurs, le système GPS se modernise, notamment par la mise en place de nouveaux signaux destinés à des applications civiles. Les signaux L1C, L2C et L5 ont été introduits et seront a priori opérationnels pour les utilisateurs civils dès la fin des années 2010. Les signaux L2C et L5 sont en « phase pré-opérationnelle », après que leur diffusion ait été testée et réussie en 2014 par l'US Air Force.

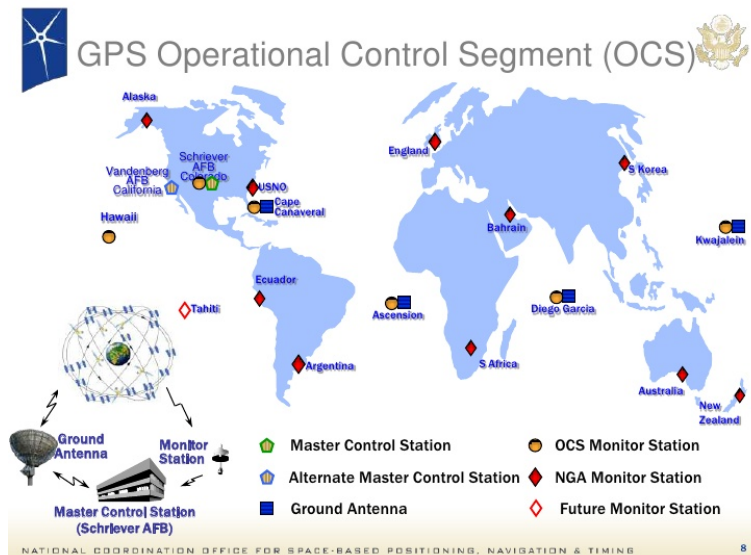


Fig. 1.7 – Segment de contrôle GPS [5]

. Glonass

Glonass, la constellation russe, a été lancée dans les années 1980. Elle est actuellement opérationnelle et constituée de 27 satellites : 24 satellites actifs plus 3 satellites de secours en cas de panne. La constellation est répartie sur 3 plans orbitaux placés à une altitude de 19100 km, et inclinés de $64,8^\circ$. Comme le GPS et Galileo, Glonass fournit des services destinés aux applications

Caractéristiques	GPS	Galileo	Glionass	Beidou
1 ^{er} satellite sur orbite	1978	2011	1982	2000
Nombre de satellites MEO opérationnels minimum pour définir la constellation nominale	24	27	24	27
Plans orbitaux	6	3	3	3
Inclinaison des plans	55°	56°	64.8°	55°
Altitude moyenne	20 200 km	23 222 km	19 100 km	Variable
Période de révolution	11h 57.96 min	14h 4.75 min	11h 15.73 min	12h 35 min
Système de référence géodésique	WGS-84	GTRF	PE-90	CGS2000
Système de référence de temps	Temps GPS	Temps Galileo	Temps Glionass	Temps Beidou
Type de séparation des signaux	CDMA	CDMA	FDMA	CDMA
Nombre de fréquences	3 : L1-L2-L5	4 : E1-E5(E5a-E5b)-E6	3 : G1-G2-G3	3 : B1-B2-B3
Fréquences (MHz)	L1 : 1575.42 L2 : 1227.60 L5 : 1176.45	E1 : 1575.42 E5 : 1191.795 E6 : 1278.75	G1 : 1602.0 G2 : 1246.0 G3 : 1204.704	B1 : 1575.42 B2 : 1191.795 B3 : 1268.52

Table 1.2 – Caractéristiques des systèmes GPS, Galileo, Glionass et Beidou [16]

civiles et militaires. Par ailleurs, Glionass a également mis en place un intense programme de modernisation : des satellites de nouvelle génération, de nouveaux signaux et de nouvelles fréquences (alignement sur L1, L2 et L5) [8].

. Beidou

La constellation Beidou, aussi appelée COMPASS, est le système de navigation par satellites chinois qui peut fournir des services destinés aux applications civiles ou militaires. Les raisons à l'origine du lancement de cette constellation sont sensiblement les mêmes que pour Galileo : indépendance vis à vis du GPS, développement économique, etc. Trois phases de lancements se sont alors succédées [8] : la première phase, initiée en 2000, a consisté en la mise en orbite de 3 satellites géostationnaires GEO (*GEostationary Orbit*) ; fournissant actuellement un service régional, l'objectif annoncé est d'obtenir un système global (à couverture mondiale) à partir de 2020 avec 5 satellites GEO, 3 satellites IGSO (*Inclined GeoSynchronous Orbit*) et 27 satellites MEO permettant notamment aux utilisateurs d'obtenir une précision de l'ordre de la dizaine de mètres. En 2016, 21 satellites avaient déjà été lancés.

D'autres systèmes de navigation sont en cours de développement comme par exemple le QZSS (*Quazi Zenith Satellite System*) ou le IRNSS (*Indian Regional Navigation Satellite System*). Le premier est un système régional lancé par le gouvernement japonais au début des années 2000 ; il est composé de 3 satellites placés en orbite HEO (*Highly Elliptical Orbit*) venant compléter la constellation GPS et opérant dans les régions d'Océanie et d'Asie autour du Japon ; l'une des principales motivations était de contourner le problème de masquage dans les régions urbaines [16]. IRNSS est le système indien, également à couverture régionale, composé de 3 satellites GEO et de 4 satellites géosynchrones.

Les constellations autres que Galileo, GPS, Glionass et Beidou ont été volontairement omises. Néanmoins, des informations supplémentaires sur leurs caractéristiques et leur fonctionnement peuvent être trouvées dans [12] et [3]. Une étude comparative entre certains GNSS est ainsi exposée dans [16]. Le tableau 1.2 résume ainsi les grandes caractéristiques des 4 principaux GNSS tandis que le plan de fréquences des futurs signaux GNSS est présenté sur la figure 1.8.

. Interopérabilité des systèmes

L'émergence de nouveaux GNSS lors des dernières décennies a fait de leur interopérabilité un axe majeur du développement de la géolocalisation par satellites : elle caractérise à la fois la coexistence des différentes constellations mais également la possibilité de collaboration afin de proposer des performances de navigation accrues aux utilisateurs (grâce à des récepteurs multistandards). Ce

concept est d'autant plus intéressant et crucial en zones urbaines où le masquage est un problème récurrent.

Le tableau 1.2 montre les caractéristiques propres à chaque constellation, notamment deux points clés de l'interopérabilité des GNSS :

- ⇒ *caractéristiques des signaux* : l'utilisation de plusieurs GNSS, dont les signaux présentent des configurations diverses (modulation, messages de navigation, etc), implique que le récepteur doit pouvoir s'adapter à différents schémas. De plus, les signaux d'une constellation ne doivent pas perturber la réception des signaux d'une autre constellation,
- ⇒ *référentiels d'espace et de temps* : les référentiels géodésiques et les référentiels de temps sont propres à chaque GNSS, ce qui doit être pris en compte en cas d'utilisation de plusieurs GNSS pour la navigation.

Des coopérations au niveau international ont été mises en place et continuent d'être actées afin de garantir l'interopérabilité des systèmes de navigation par satellites.

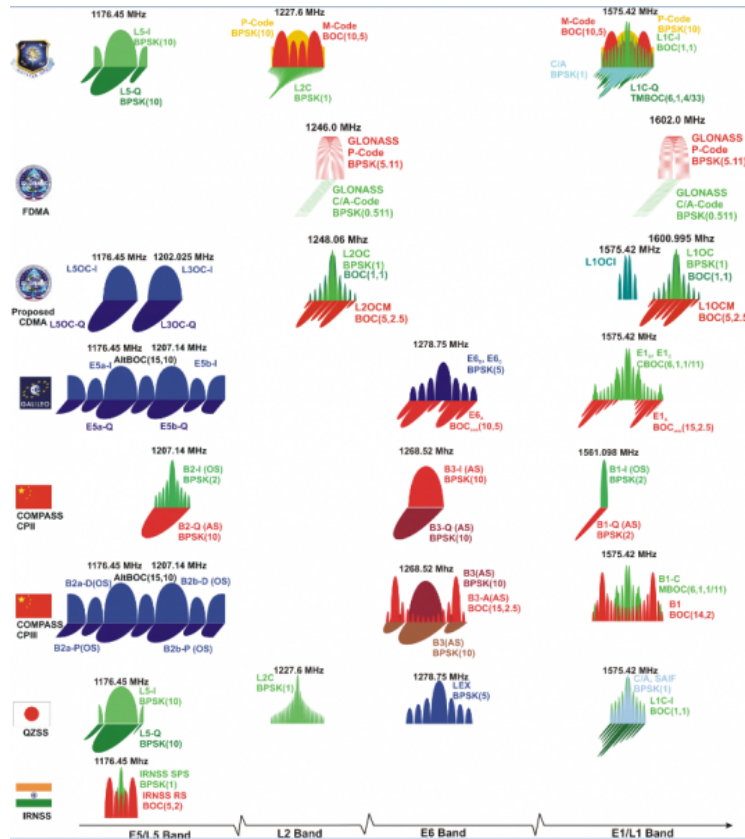


Fig. 1.8 – Plan de fréquence des (futurs) signaux GNSS [6]

1.2.3.2 Systèmes d'augmentation

L'objectif principal des systèmes d'augmentation est d'améliorer les performances des GNSS grâce à l'apport d'informations extérieures. Les augmentations peuvent être établies et diffusées par différents moyens (spatial, terrestre, capteurs à bord). Il existe trois grandes familles de systèmes d'augmentation qui sont exposées ci-dessous :

- SBAS (*Satellite Based Augmentation System*)

Les SBAS permettent de compenser des défauts liés à l'utilisation unique des GNSS nominaux, en termes de précision, d'intégrité, de continuité et de disponibilité. Ce type de système est basé sur un réseau de stations sol, dont les positions exactes sont connues, et déployées sur des aires de superficie de l'ordre de grandeur d'un continent. Ces stations récoltent des informations concernant les satellites, les caractéristiques des signaux GNSS et les autres événements pouvant impacter les signaux reçus par les utilisateurs (la traversée des signaux dans les différentes couches de l'atmosphère par exemple) dans le but de corriger les erreurs détectées. Ces mesures, stockées au sol, sont alors transmises vers des satellites géostationnaires en tant qu'augmentation par rapport aux

informations GNSS originales. Les messages SBAS sont diffusés par ces mêmes satellites pouvant couvrir des vastes zones. Un SBAS est donc composé de trois segments (spatial, sol et utilisateur) de manière semblable aux GNSS.

Plusieurs pays/continent ont déjà lancé voire finalisé leur propre SBAS : EGNOS en Europe, WAAS aux Etats-Unis, CWAAS au Canada, MSAS (*Multifunctional transport Satellite space-based Augmentation System*) au Japon, GAGAN (*GPS Aided Geo Augmented Navigation*) en Inde ou encore SDCM (*System for Differential Corrections and Monitoring*) en Russie. La Chine, la Corée du Sud et la région Sud-Américaine (englobant les Caraïbes ainsi que l'Amérique Centrale) développent également leur propre SBAS. Malgré la quantité de systèmes en cours de développement, les SBAS sont conçus selon un modèle standard de manière à être compatibles (pas d'interférences inter-systèmes) et interopérables.

Globalement, cette technologie est utilisée dans de nombreuses applications. L'aviation en est l'exemple majeur : en effet, l'utilisation des seuls GNSS ne permet pas nécessairement de répondre aux exigences fixées par l'OACI dans toutes les phases de vol (notamment les phases critiques). L'OACI a donc oeuvré pour l'utilisation de systèmes d'augmentation afin d'améliorer les performances de navigation. De manière générale, les SBAS ont un rôle essentiel dans les applications où précision et intégrité ont un rôle clé (typiquement les applications SoL). On peut également les retrouver dans d'autres domaines comme l'agriculture, la géodésie, etc.

. LBAS (*Local Based Augmentation System*)

La technologie LBAS regroupe l'ensemble des augmentations locales. Le principe est le suivant : une station terrestre de référence, située à proximité de l'utilisateur et dont les coordonnées précises sont connues, estime l'écart entre sa position vraie et sa position estimée avec les signaux GNSS. L'écart entre ces deux entités contient donc les erreurs de propagation du signal, de bruit, etc. L'utilisateur étant proche de la station, il est soumis sensiblement aux mêmes erreurs (satellites en visibilité communs, effets atmosphériques communs). Ainsi, la station transmet l'écart calculé, appelé *correction différentielle*, à l'utilisateur qui peut alors corriger son estimation de position. Dans le cadre du GPS, cette technique est appelée DGPS (*Differential GPS*). Les LBAS sont également connus sous le nom de GBAS (*Ground Based Augmentation System*) dans le cadre de l'aviation, notamment en tant qu'aide à l'atterrissage : des stations sont placées autour de l'aéroport pour calculer les corrections différentielles et les transmettre à l'aéronef.

. ABAS (*Aircraft Based Augmentation System*)

La technologie ABAS utilise l'information issue des GNSS potentiellement supplée par des données annexes provenant d'un autre système de navigation (une centrale inertielle par exemple). Deux classes de systèmes composent l'ensemble des ABAS : la première rassemble les méthodes de type RAIM (*Receiver Autonomous Integrity Monitoring*) qui mettent à profit la redondance des mesures de pseudo-distance calculées afin de détecter des pannes et d'en alerter l'utilisateur ; la deuxième classe regroupe les techniques permettant d'hybrider ces mesures GNSS avec des données issues d'un système de navigation différent, ou de capteurs délivrant des informations sur le mobile. Ces méthodes, appelées AAIM (*Aircraft Autonomous Integrity Monitoring*) utilisent des filtres d'hybridation pour fusionner les deux types de données [11]. Ces catégories d'augmentation sont utilisées en tant qu'algorithmes de contrôle d'intégrité. Ce concept sera approfondi et discuté dans le chapitre 2.

1.3 Caractéristiques des signaux Galileo

Les signaux Galileo émis suivent tous une architecture commune, basée sur trois structures principales :

- **un porteuse** : elle permet de transmettre l'information à la fréquence choisie,
- **un message de navigation** : une séquence binaire de faible débit qui contient les données de navigation essentielles que le satellite doit transmettre au récepteur,
- **un code PRN (*Pseudo Random Noise*)** : une séquence pseudo-aléatoire binaire, dont les éléments sont appelés des « chips », permettant d'identifier le satellite émetteur.

Les fréquences porteuses ainsi que les bandes de fréquence de Galileo ayant été définies précédemment, nous allons présenter les caractéristiques des codes PRN et des messages de navigation Galileo.

1.3.1 Code PRN

L'un des objectifs majeurs de la constellation est qu'un signal Galileo ne doit pas interférer sur d'autres GNSS. Pour y remédier, la technique utilisée de manière classique dans la géolocalisation par satellites est la méthode d'étalement de spectre, basée sur le processus CDMA (*Code Division Multiple Access*). Le principe est de transmettre des informations codées sur une bande de fréquence bien plus large que la bande strictement nécessaire. Il existe deux moyens principaux pour augmenter la bande de ce signal : le saut de fréquence ou la séquence directe DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*), explicitées dans [36]. La deuxième technique est la plus répandue : elle consiste à rendre le signal (portant l'information) invisible en multipliant le message de navigation contenant les données utiles, noté $d(t)$, par une séquence d'étalement notée $c(t)$ de fréquence supérieure et ne transportant aucune donnée de navigation. La densité spectrale de puissance (DSP) va alors passer en dessous du niveau de bruit des autres systèmes.

Afin de respecter la codification CDMA pour les signaux Galileo, les séquences d'étalement sont basées sur des codes pseudo-aléatoires conçus à partir de la combinaison de deux types de codes : un code primaire $c_p(t)$ de courte durée et un code secondaire $c_s(t)$ plus long. Le code secondaire, de fréquence bien plus faible f_s , est utilisé pour modifier les répétitions successives du code primaire, de fréquence f_p . La figure 1.9 schématise cette combinaison. L'objectif d'une telle constitution est d'avoir des codes propres à chaque satellite et quasi-orthogonaux entre eux : leur autocorrélation doit tendre vers la fonction dirac $\delta(t)$ et l'intercorrrelation entre les codes de deux satellites différents doit être quasi nulle. La figure 1.10 montre les caractéristiques de corrélation de deux codes PRN Galileo. Les propriétés des codes générés permettent donc aux satellites Galileo de diffuser leurs signaux sur une porteuse commune de manière instantanée.

L'identification du satellite correspond à l'étape d'acquisition qui sera abordée dans la section 1.4. Cette méthode est basée sur les caractéristiques de la fonction de corrélation des codes PRN ; la corrélation de deux codes PRN liés aux satellites S_i et S_j est donnée par la formule suivante [9] :

$$\begin{cases} R_{S_i, S_j}(\tau) = E[c_i(t) c_j(t - \tau)] \\ R_{S_i, S_j}(\tau) = \frac{1}{N_c T_c} \int_0^{N_c T_c} c_i(t) c_{S_j}(t - \tau) dt \end{cases} \quad (1.11)$$

avec c_i et c_j les codes PRN i et j , N_c le nombre de chips dans les codes et T_c la durée d'un chip de code. On notera alors f_c la fréquence chip correspondante.

L'équation 1.12 relate l'écriture théorique de la fonction de corrélation des codes PRN, et traduit les caractéristiques souhaitées exposées auparavant (faible intercorrrelation et autocorrrelation tendant vers un dirac).

$$\begin{cases} R_{S_i, S_j} \simeq 0 \text{ si } i \neq j \\ R_{S_i, S_i} = 1 - \frac{|\tau|}{T_c} \text{ si } |\tau| < T_c \\ R_{S_i, S_i} \simeq 0 \text{ si } |\tau| > T_c \end{cases} \quad (1.12)$$

Remarque : Le système GPS base quant à lui ses séquences d'étalement sur les codes de Gold dont les propriétés sont explicitées dans [34].

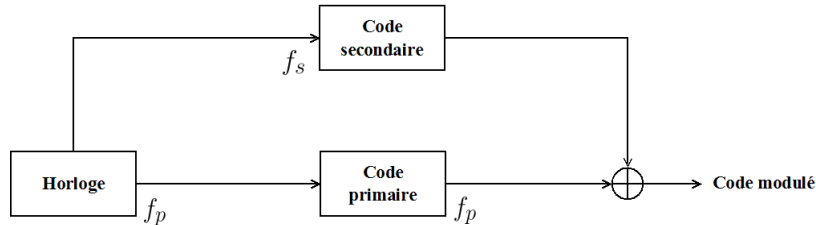


Fig. 1.9 – Codes pseudo-aléatoires Galileo

Les codes primaires et secondaires utilisés pour former la séquence d'étalement des signaux Galileo peuvent être implémentés par des registres à décalage à rétroaction linéaire LFSR (*Linear Feedback Shift Register*) ou bien par des codes « mémoires » enregistrés localement. L'utilisation de ces codes apporte de la robustesse à la réception car leur décodage est plus difficile (pour des utilisateurs non habilités à le faire). Les caractéristiques de ces codes dépendent du type de signal

émis. Les paramètres de longueur et de fréquence de code ont notamment une grande importance pour la qualité de l'acquisition du signal et seront détaillés dans le paragraphe 1.3.3 pour chaque signal Galileo.

Les informations relatives à la génération des codes primaires et secondaires ne sont volontairement pas abordées dans ce manuscrit, mais sont exposées dans [4], qui répertorie les séquences utilisables pour la constellation Galileo.

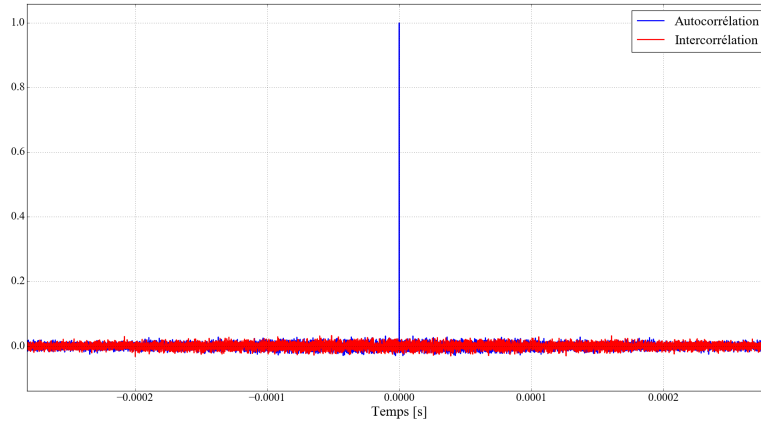


Fig. 1.10 – Fonctions d'autocorrélation (Satellite G05) et d'intercorrrelation (Satellites G05 et G22)

1.3.2 Message de navigation Galileo

Le message de navigation consiste en une suite de données binaires correspondant aux informations nécessaires aux utilisateurs pour accéder aux différents services proposés par Galileo (comme le positionnement classique via le service OS). Plusieurs classes de messages Galileo existent :

- ⇒ les messages accessibles gratuitement **F/NAV** liés au service OS,
- ⇒ les messages d'intégrité **I/NAV** liés aux services OS et CS,
- ⇒ les messages dédiés aux services commerciaux **C/NAV** liés au service CS,
- ⇒ les messages dédiés aux services gouvernementaux **G/NAV** liés au service PRS.

Dans le traitement et l'étude des signaux Galileo, nous nous focaliserons essentiellement sur les signaux destinés au service OS et donc aux messages de navigation de type F/NAV et I/NAV. Ces messages de navigation sont divisés successivement en trames, sous-trames et en pages. La figure 1.11 montre l'architecture globale des messages de navigation Galileo. De plus, le tableau 1.3 récapitule les types de messages utilisés dans chaque bande de fréquence ainsi que la durée des trames.

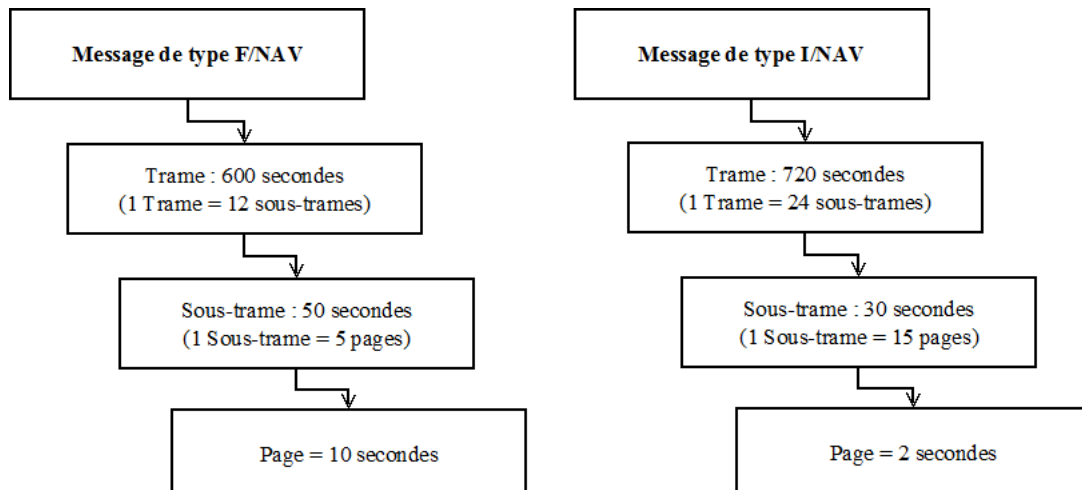


Fig. 1.11 – Architecture des messages de navigation Galileo F/NAV et I/NAV [4]

Message	Services	Bandes	Durée 1 trame (sec)	Longueur 1 trame (bits)
F/NAV	OS	E5	600	500
I/NAV	OS, CS, SoL, SAR	E5, E1	720	250
C/NAV	CS	E6	/	/
G/NAV	PRS	E1, E6	Non public	Non public

Table 1.3 – Types de messages de navigation Galileo

La structure de chaque page est fixée et connue du récepteur. La transmission totale du message de navigation fournit une quantité importante de données pour l'utilisateur :

- **les éphémérides** : les paramètres permettant de connaître la position précise des satellites émetteurs en temps réel, et donc essentiels au positionnement du récepteur,
- **les paramètres de correction** : paramètres d'intérêt pour l'évaluation des pseudo-distances et donc du positionnement (correcteurs d'horloge, temps Galileo, corrections ionosphériques, etc.),
- **les almanachs** : les almanachs contiennent les paramètres permettant au récepteur de calculer de manière approchée la position des autres satellites de la constellation (précision moins fine que celle fournie par les éphémérides),
- **les paramètres de service** : ces indicateurs permettent d'identifier les satellites émetteurs, d'avoir des informations sur leur « état de santé » ou encore d'identifier le type de trames reçues en temps réel,
- **les données d'intégrité** : elles contiennent des alertes caractérisant la détection d'erreurs et permettent de garantir la fiabilité du positionnement.

Les pages des messages de navigation sont conçues de manière précise et fixe, afin que le récepteur puisse identifier les types de pages reçues ainsi que les éléments qui les composent. L'encodage réalisé par le satellite émetteur est connu du récepteur, qui peut alors décoder les signaux reçus à son antenne.

1.3.3 Signaux Galileo et modulations

Le signal Galileo est donc constitué d'une porteuse transmettant des données binaires à la fréquence voulue ; ces données sont composées d'informations d'intérêt regroupées dans le message de navigation ainsi qu'une séquence d'étalement propre à chaque satellite. Les modulations utilisées pour le message de navigation et le code PRN sont spécifiques à chaque signal Galileo et vont être précisées ci-dessous.

Les signaux sont composés de deux voies : une voie « data » contenant les données de navigation et la voie « pilote » ne portant pas de bit de navigation. L'intégration de la composante pilote permet d'améliorer les performances de poursuite du signal notamment en terme de précision ; non modulée par les bits de navigation, cette voie offre une meilleure robustesse au récepteur quant au traitement du signal [9]. L'expression générale d'un signal Galileo émis par le $i^{\text{ème}}$ satellite à l'instant t est donc [24] :

$$s_i(t) = \alpha_{D,i} d_i(t) c_{D,i}(t) \cos(2\pi f_i t + \phi_{D,i}) + \alpha_{P,i} c_{P,i}(t) \cos(2\pi f_i t + \phi_{P,i}) \quad (1.13)$$

avec, pour la $i^{\text{ème}}$ voie satellitaire, $\alpha_{D,i}$ et $\alpha_{P,i}$ les amplitudes des composantes data et pilote, f_i la fréquence porteuse, $c_{i,\cdot}$ et d_i le code PRN et le message de navigation (séquences binaires de ± 1), matérialisés par des formes d'onde spécifiques ; enfin, $\phi_{D,i}$ et $\phi_{P,i}$ sont les phases des porteuses data et pilote. Certains signaux sont caractérisés par une composante data en phase avec la composante pilote ($\phi_{D,i} = \phi_{P,i}$). A l'inverse, d'autres signaux utilisent une composante data en quadrature avec la composante pilote ($\phi_{P,i} = \phi_{D,i} + \frac{\pi}{2}$).

Nous détaillons par la suite les caractéristiques majeures des codes PRN sur chaque composante, des modulations, des porteuses et des débits de données pour l'ensemble des signaux Galileo considérés. Plusieurs types de modulation sont utilisés par la constellation. Appartenant à la famille des PSK, la modulation **BPSK** (*Binary Phase Shift Keying*) est très répandue dans les systèmes de navigation par satellites. C'est une modulation de phase par une séquence discrète binaire dans laquelle les deux valeurs possibles de phase sont séparées de 180° . Cette modulation est également utilisée pour le message de navigation. La notation utilisée est $\text{BPSK}(p) = \text{BPSK}(p \times 1.023\text{MHz})$

dans laquelle le terme p traduit la fréquence Chips normalisée par rapport à la fréquence de référence $f_{Ref} = 1.023MHz$.

De nouvelles modulations ont été développées, dont certaines ont d'ailleurs déjà été planifiées pour les nouveaux GNSS (tel Galileo) et pour la modernisation du GPS. En effet, la saturation des bandes de fréquences allouées aux GNSS favorise les interférences entre les signaux de différentes constellations. L'une des voies choisies pour minimiser ce risque est la mise en place de nouvelles modulations, dont les spectres sont suffisamment éloignés de ceux des signaux d'ores et déjà présents et utilisés dans les bandes correspondantes. La modulation **BOC** (*Binary Offset Carrier*) a alors été définie.

BOC(n, m)

La modulation BOC(n, m) consiste à multiplier une séquence binaire (résultat de la modulation du message de navigation Galileo par un code PRN grâce à la technique BPSK) par une sous porteuse rectangulaire de fréquence f_{sp} . On parle alors de modulation BOC(n, m) avec n et m correspondant respectivement au rapport entre f_{sp} et la fréquence de référence $f_{Ref} = 1.023MHz$ et au rapport entre f_c (fréquence chip du code) et cette même fréquence de référence. Nous pouvons alors résumer les paramètres de la modulation :

$$\begin{cases} f_{sp} = n \times f_{Ref} \\ f_c = m \times f_{Ref} \end{cases} \quad (1.14)$$

La multiplication du code par la sous porteuse va séparer le lobe principal en deux lobes centrés autour de f_{sc} . La figure 1.12 relate cette dissociation pour des variantes de la modulation BOC basique : les modulations de type sinus et cosinus qui définissent des sous porteuses sinusoïdales. La modulation d'une séquence d'étalement $c(t)$ par ces modulations donne :

BOCcos

$$c_{BOC}(t) = c(t) \text{sign}[\cos(2\pi f_{sp}t)] \quad (1.15)$$

BOCsin :

$$c_{BOC}(t) = c(t) \text{sign}[\sin(2\pi f_{sp}t)] \quad (1.16)$$

L'intérêt de l'utilisation d'une telle modulation se retrouve notamment dans l'occupation des bandes de fréquence communes entre Galileo et GPS. Pour le montrer, on peut choisir l'exemple de la bande E1 (L1 pour GPS) : en identifiant les densités spectrales des signaux Galileo et GPS sur E1, on s'aperçoit qu'à l'exception des signaux à accès restreint (dont l'accès est inaccessible par les utilisateurs civils), l'utilisation de la modulation BOC et la dissociation des lobes permet d'aligner les maxima des spectres Galileo sur les minima des spectres GPS pour minimiser les interférences entre les deux constellations [9].

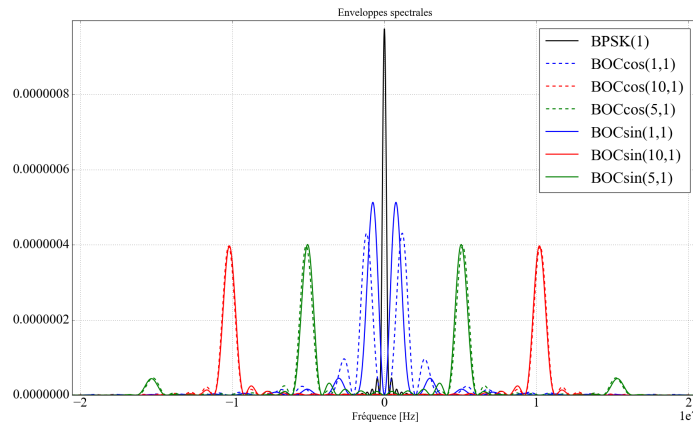


Fig. 1.12 – Enveloppes spectrales théoriques de signaux BOC

L'utilisation de la modulation BOC dans les signaux Galileo apporte donc des avantages en terme de partage des bandes de fréquence entre les différents services. De plus, cette modulation

apporte une meilleure précision que la modulation BPSK classique, grâce au déplacement de l'énergie loin du centre de la bande [7] et permet également de mieux rejeter les signaux parasites de type multi-trajets. La figure 1.13 expose la mise en place des signaux modulés en BPSK et en BOC.

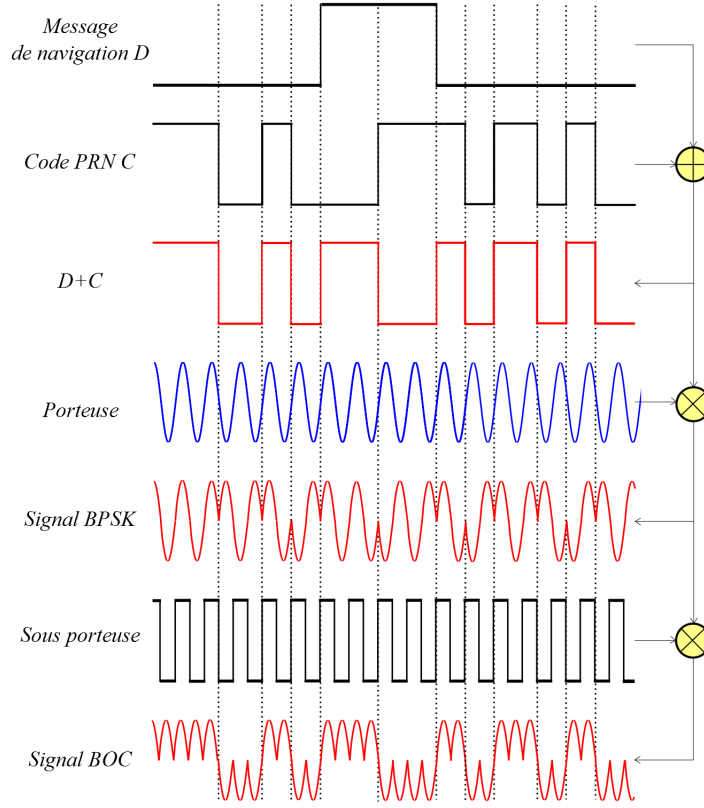


Fig. 1.13 – Structure des signaux Galileo

Certains défauts subsistent dans l'utilisation de cette modulation : par exemple augmenter la fréquence f_{sp} permet de diminuer la largeur du pic d'autocorrélation et donc permet d'améliorer la précision mais augmente également le nombre d'oscillations de cette fonction d'autocorrélation, ce qui introduit des ambiguïtés de poursuite à gérer. De nouvelles modulations ont alors été développées afin de trouver un compromis optimal comme par exemple les modulations hybrides.

L'un des types de modulation choisis pour Galileo est la modulation MBOC (*Multiplexed BOC*) qui permet d'améliorer, entre autres, la précision et la résistance aux signaux parasites indépendamment de la bande de fréquence. Le principe est d'ajouter à la modulation BOC(1,1) des composantes BOC d'ordre supérieur. Il a donc été choisi pour Galileo la modulation **CBOC** dont la densité spectrale consiste en une somme pondérée des modulations BOC(1,1) et BOC(6,1) :

$$P_{CBOC}(f) = \frac{10}{11}P_{BOC(1,1)}(f) + \frac{1}{11}P_{BOC(6,1)}(f) \quad (1.17)$$

avec P la densité spectrale de puissance. On peut donc identifier la modulation CBOC à la modulation MBOC(6,1, $\frac{1}{11}$).

La constellation Galileo a également basé les signaux de la bande E5 sur la modulation hybride **AltBOC** [4], [37], [38]. Elle suit le même principe que la modulation BOC de base mais en multipliant cette fois le signal bande de base par une sous porteuse rectangulaire complexe. L'opération ne divise pas le spectre mais le décale seulement aux fréquences hautes (ou aux fréquences basses si besoin). La notation généralement choisie pour une telle modulation est similaire à la notation BOC : AltBOC(n, m) avec n et m correspondant respectivement au rapport entre la fréquence de la sous porteuse et f_{Ref} et au rapport entre la fréquence chip du code et f_{Ref} . Un signal AltBOC

peut être généré par le produit d'une telle porteuse avec un code PRN formé par deux (composantes data uniquement) ou quatre signaux (composantes data et pilotes). Cette modulation est ainsi utilisée pour transmettre les quatre voies définies par Galileo dans la bande E5 (E5a-I, E5a-Q, E5b-I et E5b-Q) mettant en jeu quatre codes PRN quasi-orthogonaux entre eux. Les avantages notoires résident dans les faibles pertes de corrélation, dans les performances accrues en précision et dans la robustesse aux multi-trajets.

. Le signal Galileo E1

Le signal E1 a plusieurs composantes : la composante **E1A** à accès restreint, dont les codes sont cryptés et destinés au service PRS. De plus, le service OS à accès libre est alimenté par un signal OS de modulation CBOC et dont les composantes sont :

- **E1B** : la voie data du signal Galileo E1 à accès libre. Le signal e_{E1B} est généré à partir de la somme binaire d'un message de navigation d_{E1B} de type I/NAV et d'un code PRN c_{E1B} (n'incluant pas de code secondaire) modulés avec des sous porteuses $SP_{E1B,BOC(1,1)}$ et $SP_{E1B,BOC(6,1)}$ de fréquences respectives $f_{sp,BOC(1,1)} = 1.023MHz$ et $f_{sp,BOC(6,1)} = 6.138MHz$,
- **E1C** : la voie pilote du signal E1. Le signal e_{E1C} est généré uniquement à partir d'un code PRN c_{E1C} modulé avec les sous-porteuses $SP_{E1C,a}$ et $SP_{E1C,b}$.

L'expression du signal OS E1 composé des voies E1B et E1C est la suivante :

$$s_{E1}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [e_{E1B}(t) (\alpha SP_{E1B,BOC(1,1)}(t) + \beta SP_{E1B,BOC(6,1)}(t))] - \frac{1}{\sqrt{2}} [e_{E1C}(t) (\alpha SP_{E1C,BOC(1,1)}(t) - \beta SP_{E1C,BOC(6,1)}(t))] \quad (1.18)$$

avec $\alpha = \sqrt{\frac{10}{11}}$ et $\beta = \sqrt{\frac{1}{11}}$ correspondant aux paramètres de pondération de puissance spectrale. La figure 1.14 expose le schéma de modulation du signal E1 CBOC. De plus :

$$\Rightarrow SP_{E1X,BOC(1,1)}(t) = \text{sign}(\sin(2\pi f_{sp,BOC(1,1)}(t)))$$

$$\Rightarrow SP_{E1X,BOC(6,1)}(t) = \text{sign}(\sin(2\pi f_{sp,BOC(6,1)}(t)))$$

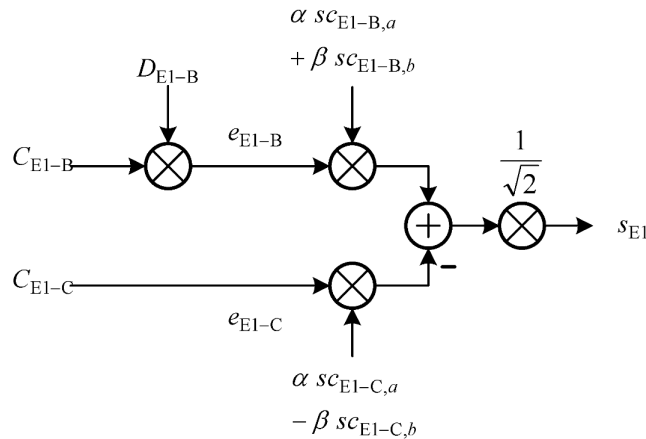


Fig. 1.14 – Schéma de modulation du signal E1 CBOC [4]

Le signal présenté ci-dessus est le signal à accès libre. Le signal E1 global (comprenant aussi la composante PRS) est généré grâce à la technique CASM (*Coherent Adaptive Sub-Carrier Modulation*) qui permet de multiplexer les trois voies en gardant une enveloppe de puissance constante. Nous donnons dans le tableau 1.4 les caractéristiques des signaux Galileo E1.

Bande de fréquences	E1	
Signaux	E1B	E1C
Type de voies	Data	Pilot
Modulation	CBOC(6, 1, $\frac{1}{11}$)	
Fréquence sous porteuse (MHz)	1.023 et 6.138	
Fréquence de code (MHz)	1.023	
Longueur code primaire	4092	
Longueur code secondaire	/	25
Débit de données (symb/s)	250	/

Table 1.4 – Caractéristiques des signaux Galileo E1

. Le signal Galileo E5

Le signal total E5 est constitué des signaux **E5a** et **E5b**, eux mêmes composés de deux voies :

- **E5a-I** : la voie data du signal E5a. Le signal e_{E5a-I} est généré à partir de la somme binaire d'un message de navigation d_{E1a} de type F/NAV et d'un code PRN c_{E5a-I} ,
- **E5a-Q** : la voie pilote du signal E5a. Le signal e_{E5a-Q} correspond au code PRN c_{E5a-Q} ,
- **E5b-I** : la voie data du signal E5b. Le signal e_{E5b-I} est généré à partir de la somme binaire d'un message de navigation d_{E1b} de type I/NAV et d'un code PRN c_{E5b-I} ,
- **E5b-Q** : la voie pilote du signal E5b. Le signal e_{E5b-Q} correspond au code PRN c_{E5b-Q} .

La modulation utilisée pour le signal Galileo E5 est la modulation AltBOC(15, 10) (figure 1.15). L'expression du signal E5 est donnée par :

$$s_{E5}(t) = c_s(t) [e_{E5a-I}(t) + j e_{E5a-Q}(t)] + c_s^*(t) [e_{E5b-I}(t) + j e_{E5b-Q}(t)] \quad (1.19)$$

avec : $c_s(t) = \text{sign}(\cos(2\pi f_{sp,E5}t)) + j \text{sign}(\sin(2\pi f_{sp,E5}t))$ et $f_{sp,E5}$ la fréquence de la sous porteuse : 15,345 MHz. Nous donnons dans le tableau 1.5 les caractéristiques des signaux Galileo E5.

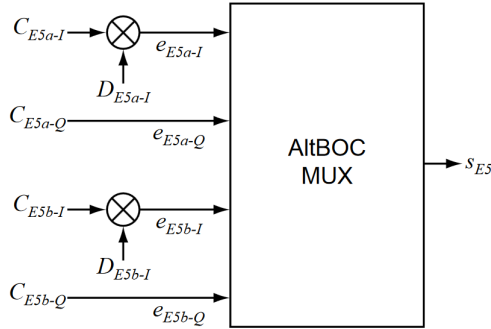


Fig. 1.15 – Schéma de modulation du signal E5 AltBOC [4]

Bande de fréquences	E5			
Signaux	E5a-I	E5a-Q	E5b-I	E5b-Q
Type de voies	Data	Pilot	Data	Pilot
Modulation	AltBOC(15,10)			
Fréquence sous porteuse (MHz)	15.345			
Fréquence de code (MHz)	10.23			
Longueur code primaire	10230			
Longueur code secondaire	20	100	4	100
Débit de données (symb/s)	50	/	250	/

Table 1.5 – Caractéristiques des signaux Galileo E5

. Le signal Galileo E6

A l'image du signal E1, le signal E6 a plusieurs composantes, dont la composante à accès restreint **E6P**, destinée au service PRS. De plus, la bande E6 est occupée par le signal Galileo E6 lié au service CS et composé des deux voies suivantes :

- **E6-B** : la voie data du signal E6. Le signal e_{E6-B} est généré à partir de la somme binaire d'un message de navigation d_{E6-B} de type C/NAV et d'un code PRN c_{E6-B} ,
- **E6-C** : la voie pilote du signal E6, générée à partir du code PRN c_{E6-C} .

La modulation choisie pour les composantes data et pilote du signal est la modulation BPSK(5). La figure 1.16 schématise la construction du signal Galileo E6 dont l'expression littérale est :

$$s_{E6C}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [e_{E6-B}(t) - e_{E6-C}(t)] \quad (1.20)$$

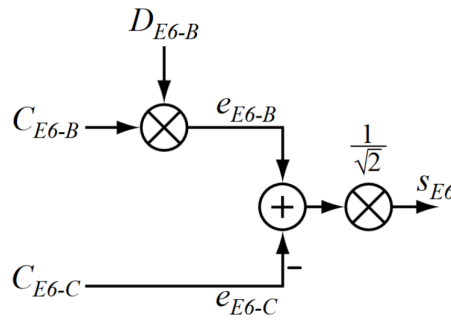


Fig. 1.16 – Schéma de modulation du signal E6 [4]

Bande de fréquences	E6	
Signaux	E6-B	E6-C
Type de voies	Data	Pilot
Modulation	BPSK(5)	BPSK(5)
Fréquence sous porteuse (MHz)	/	/
Fréquence de code (MHz)	5.115	
Longueur code primaire	5115	5115
Longueur code secondaire	/	100
Débit de données (symb/s)	1000	/

Table 1.6 – Caractéristiques des signaux Galileo E6

Nous donnons dans le tableau 1.6 les caractéristiques des signaux Galileo E6.

L'objectif de cette section était de présenter l'éventail des futurs signaux Galileo ainsi que leurs caractéristiques principales. Au cours de la thèse, nous avons travaillé préférentiellement avec le signal **Galileo E5a** qui présente les avantages d'être à accès libre et d'avoir une modulation relativement simple d'implémentation. Pour autant, les résultats présentés par la suite sont parfaitement applicables à tous les types de signaux, quel que soit leur modulation.

1.4 Traitement en réception

En réception, le traitement permet d'estimer le positionnement de l'utilisateur à partir des signaux reçus sur l'antenne de réception. Acquisition et poursuite des signaux GNSS sont les étapes classiques utilisées pour identifier les satellites émetteurs et obtenir les estimations nécessaires au positionnement. Nous présentons ici les principaux postes d'erreur associés à ces processus d'estimation.

1.4.1 Sources d'erreurs de positionnement

L'équation 1.7 expose le modèle de pseudo-distance GNSS classique. L'estimation des pseudo-distances pour l'ensemble des satellites en visibilité permet de positionner le récepteur. Leur estimation doit donc être la plus fiable possible. Néanmoins les mesures vont contenir intrinsèquement des erreurs issues de diverses sources. Le modèle de pseudo-distance regroupe alors les erreurs dans un bruit additif b . L'ensemble des perturbations majeures impactant les mesures de pseudo-distance sont schématisées sur la figure 1.18. Ces erreurs peuvent être classées dans deux catégories que nous allons détailler ci-dessous :

- ⇒ *Erreurs de propagation* : la propagation radioélectrique modifie les caractéristiques du signal entre le satellite réalisant l'émission et l'antenne de réception,
- ⇒ *Erreurs intrinsèques au système* : elles sont principalement liées aux limites technologiques du système de navigation [39].

1.4.1.1 Erreurs de propagation

La propagation en espace libre est majoritaire sur l'ensemble du parcours du signal satellitaire et génère des pertes, proportionnelles à $(d_{Tx-Rx} f_0)^2$ avec f_0 la fréquence porteuse. La puissance perdue pendant la propagation en espace libre se caractérise ainsi par [8] :

$$P_{EL} = \left(\frac{4\pi d_{Tx-Rx} f_0}{c} \right)^2 \quad (1.21)$$

La propagation ionosphérique induit des retards sur le signal propagé. L'ionosphère est la couche haute de l'atmosphère et est composée en majorité d'électrons libres, dont la densité varie avec l'altitude. Ces électrons allongent le temps de propagation de groupe de manière significative par rapport à une propagation en espace libre [8]. Le retard de propagation de groupe induit par la propagation du signal dans l'ionosphère se modélise classiquement par :

$$\delta_{iono} = \frac{40.3 \times TEC}{f_0^2} \quad (1.22)$$

avec TEC (*Total Electron Content*) l'intégrale de la densité d'électron sur le trajet satellite-récepteur. L'ordre de grandeur des erreurs induites peut atteindre la dizaine de mètres et dépend notamment de l'élévation du satellite. Les récepteurs mono-fréquence Galileo utilisent généralement le modèle NeQuick [40] pour estimer le TEC. Néanmoins, l'équation 1.22 montre que l'amplitude du retard induit dépend de la fréquence porteuse du signal, le milieu étant dispersif. C'est pourquoi l'utilisation de deux fréquences distinctes permet d'estimer les retards ionosphériques et de les compenser.

La propagation troposphérique induit également un retard additif au signal et peut générer des erreurs de l'ordre de grandeur du mètre. Ce retard dépend en grande partie de l'élévation du satellite ainsi que la pression, la température et l'humidité du milieu. Contrairement à l'ionosphère, la troposphère n'est pas un milieu dispersif et les erreurs induites sont semblables pour différentes fréquences de transmission. De nombreux modèles correctifs existent, à des précisions variées. Néanmoins, en utilisant un modèle simple (e.g. Saastamoinen), le retard résiduel peut être abaissé à des valeurs de l'ordre de la dizaine de centimètres [8].

Les multi-trajets : ces signaux sont issus de la réflexion ou la diffraction du LOS sur une surface de l'environnement proche du récepteur (en environnement urbain : bâtiment, sol, voiture, arbre, etc.), comme le montre la figure 1.17. La réception de ces signaux parasites perturbe l'estimation du temps de propagation en générant des interférences constructives ou destructives. En milieu urbain, la problématique des multi-trajets est alors centrale dans l'intégrité du positionnement. Les erreurs engendrées peuvent être de l'ordre de la centaine de mètres. Par la suite, on associera parfois le terme multi-trajet à la notation MP (*Multipath*).

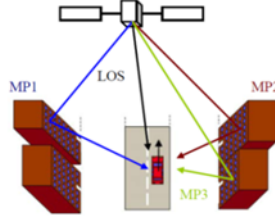


Fig. 1.17 – Réception de multi-trajets en environnement urbain [7]

Le bruit additif est divisé en deux composantes [39] : le bruit thermique supposé blanc gaussien et les interférences. L'expression de sa DSP N_0 dans le cas d'un signal en bande de base est donnée par :

$$N_0 = F \times k_{Boltz} \times T_0 \quad (1.23)$$

avec F le facteur de bruit, $k_{Boltz} = 1,38.10^{23} [J.K^{-1}]$ la constante de Boltzmann et T_0 la température de référence de bruit du récepteur. En supposant une bande passante B , on note P la puissance du signal à la réception. La puissance totale du bruit est :

$$N = N_0 + B + N_{Rx} [dB] \quad (1.24)$$

avec N_{Rx} le terme regroupant l'ensemble des pertes liées intrinsèquement au récepteur (antenne, câbles, connexions, etc.). Le rapport signal à bruit SNR (*Signal to Noise Ratio*) peut alors être exprimé de la manière suivante : $SNR = P - N [dB]$. Néanmoins, une autre formulation est régulièrement choisie dans la géolocalisation par satellites ; elle consiste à exprimer le rapport entre puissance du signal et puissance de bruit par unité de largeur de bande que l'on note C/N_0 . Cette entité caractérise la qualité de réception de chaque signal satellitaire indépendamment de la largeur de bande du récepteur et donc des traitements en réception. On l'exprime de la manière suivante :

$$\begin{cases} SNR = P - N [dB] \\ C/N_0 = P - (N - B) = SNR + B [dBHz] \end{cases} \quad (1.25)$$

Les signaux interférents, volontaires ou involontaires, sont généralement classifiés surtout selon leur caractère continu ou pulsé, leur puissance et leur largeur de bande. L'impact sur la navigation dépend entièrement du type d'interférence reçue. Les interférences involontaires sont supposées être à large bande et peuvent être incluses dans le bruit blanc. Les interférences volontaires nécessitent quant à elles des traitements très spécifiques souvent liés à des applications de défense et ne sont pas prises en compte dans cette étude.

1.4.1.2 Erreurs intrinsèques au système

La charge utile et l'antenne satellite : l'antenne satellite, à polarisation circulaire droite RHCP (*Right Hand Circular Polarization*) pointe constamment vers la Terre. Le gain est tel que la puissance du signal reçu à la surface de la Terre est constante. Néanmoins, certains étages de la charge utile peuvent créer des distorsions sur le signal émis (oscillateur, convertisseur A/D, filtres, etc.) [8].

Les horloges satellites et récepteur ont une dérive qui nécessite une correction afin d'éviter de larges erreurs d'estimation du retard des signaux. Les horloges atomiques des satellites ont une dérive d'un ordre de grandeur de 10^{-9} seconde par jour. Ces dérives sont évaluées par les stations sol et leurs valeurs sont incluses dans le message de navigation afin que l'utilisateur effectue la correction. L'horloge du récepteur est bien moins précise, et d'une dérive importante. C'est la raison pour laquelle sa dérive constitue une quatrième inconnue dans le problème de positionnement (voir 1.2.1.1).

Les positions des satellites sont suivies par des stations sol et sont également transmises au récepteur via le message de navigation. Des erreurs peuvent subsister et ainsi faiblement biaiser la résolution du PVT (de l'ordre du mètre).

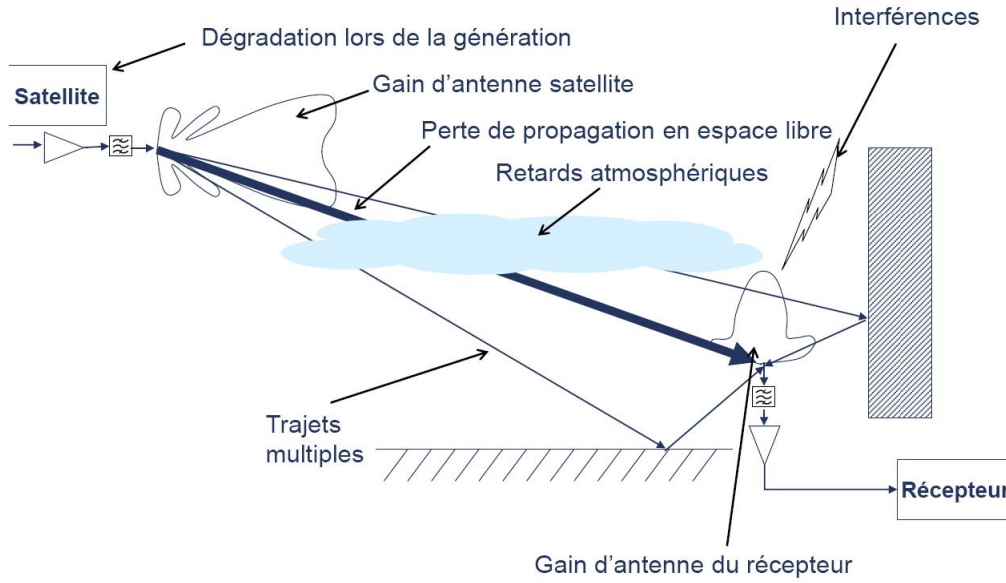


Fig. 1.18 – Canal de propagation [8]

1.4.1.3 Géométrie de la constellation

Les deux paramètres principaux caractérisant la qualité de l'estimation du PVT sont la précision et la vitesse de convergence du problème, tous deux dépendants de la géométrie de la constellation visible par le récepteur. Le GDOP (*Geometric Dilution of Precision*) est un indicateur fiable sur la qualité de cette géométrie. Il représente le rapport entre l'erreur de positionnement σ_{pos} et l'erreur de pseudo-distance σ_{pseudo} :

$$\sigma_{pos} = GDOP \times \sigma_{pseudo} \quad (1.26)$$

Ce paramètre permet de quantifier l'impact de l'ensemble des erreurs de la pseudo-distance sur l'erreur de positionnement. La figure 1.19 montre l'incidence de la géométrie des satellites en vue sur le GDOP. Les valeurs prises peuvent aller jusqu'à plusieurs dizaines dans des cas dégradés. Généralement, on choisit comme borne $GDOP = 2$ [41].

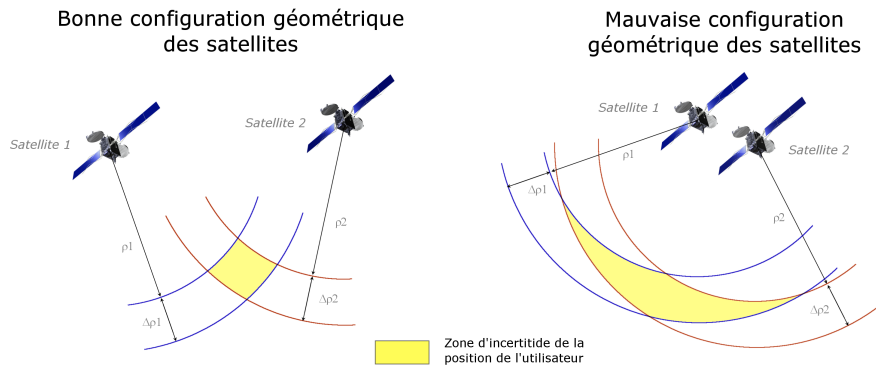


Fig. 1.19 – Qualité de la configuration géométrique des satellites [9]

1.4.1.4 Systèmes correcteurs

Des systèmes correcteurs ont été développés afin de réduire voire d'éliminer les erreurs impactant les mesures de pseudo-distance et ainsi améliorer le positionnement. Nous donnons ci-dessous une liste non exhaustive des principaux moyens :

- Filtrage du code par la phase

Nous avons évoqué dans le paragraphe 1.2.1.1 la possibilité de calcul de pseudo-distance par mesure de code et mesure de phase. La poursuite associée à la pseudo-distance dite « de code » est robuste mais peu précise, à l'inverse de la poursuite associée à la pseudo-distance dite « de phase ».

Le principe du filtrage du code par la phase est donc de combiner ces deux types de mesures pour obtenir une poursuite robuste et précise.

. Systèmes différentiels

Des techniques de corrections différentielles ont été mises au point afin de corriger certaines erreurs affectant l'estimation du temps de propagation du signal. Nous avons précédemment évoqué les systèmes d'augmentation comme par exemple le GPS différentiel (voir la section 1.2.3.2) dont le but est d'améliorer la précision de la navigation en utilisant des stations locales proches du récepteur. Néanmoins, le DGPS ne peut compenser les erreurs issues de l'environnement proche du récepteur (multi-trajets, interférences, masquage).

L'efficacité du DGPS est directement liée à la corrélation entre les erreurs de mesure affectant le récepteur et les erreurs affectant la station locale. Plusieurs types de systèmes différentiels ont été développés, selon les mesures utilisées pour le positionnement :

- **mesures de code** : en fonction de la couverture géographique voulue, on peut opter pour le système local LADGPS (*Local Area DGPS*) en utilisant une seule station de référence ou bien le système WADGPS (*Wide Area DGPS*) qui couvre une zone plus large grâce à un réseau de stations sol. Les systèmes correspondants les plus connus sont les GBAS (type LADGPS) et SBAS (type WADGPS),
- **mesures de phase** : l'étude de la phase du signal participe à l'estimation du temps de propagation du signal. Néanmoins, des ambiguïtés de phase subsistent et correspondent au nombre de rotations de la phase. La technologie RTK (*Real Time Kinematics*) permet de résoudre ces ambiguïtés pour le positionnement. Une (ou plusieurs) station est utilisée dans ce but. L'avantage de cette technique est la précision accrue apportée à la navigation, grâce à la robustesse de la mesure de phase par rapport à la mesure de code. Néanmoins, il est nécessaire de détecter les sauts de cycle pour ne pas biaiser l'estimation du PVT.

Des systèmes correcteurs supplémentaires ont été développés, comme notamment le HSGPS (*High Sensitivity GPS*) qui permet l'acquisition et la poursuite de signaux à faible puissance ou encore le GPS assisté AGPS (*Assisted GPS*). Les détails associés à ces techniques sont exposés dans [8].

Dans cette thèse, nous nous intéressons à la réduction des erreurs provenant de l'**environnement proche du récepteur**, soit la réception des signaux parasites (interférences et multi-trajets), le masquage des signaux directs et les bruits additifs. Le paragraphe 2.4.2 discutera des différentes sources d'erreur considérées et du modèle de mesure défini.

Sous l'hypothèse de réception unique des signaux directs, nous pouvons modéliser le signal reçu à l'antenne utilisateur de la manière suivante :

$$s(t) = \sum_{i=1}^{N_{Sat}} \alpha_i(t) d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) \cos(2\pi(f_0 + f_{dop,i})t + \phi_i) + b(t) \quad (1.27)$$

avec α_i , τ_i , $f_{dop,i}$ et ϕ_i caractérisant respectivement l'amplitude, le temps de propagation de groupe, la fréquence Doppler et la phase du signal émis par le $i^{ième}$ satellite. Le terme $b(t)$ correspond au bruit additif supposé gaussien centré.

1.4.2 Tête HF

La poursuite des signaux nécessite un traitement préalable du signal GNSS capté par l'antenne du récepteur. La tête HF (*High Frequency*) correspond aux premiers blocs permettant d'adapter le signal reçu afin de lui permettre d'être traité en aval. La figure 1.20 présente les principaux systèmes mis en jeu.

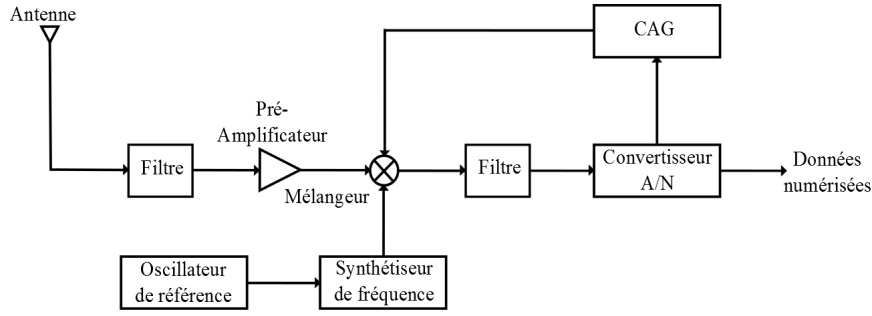


Fig. 1.20 – Blocs de traitements de la tête HF

. Amplification et Filtrage

Un filtre passe-bande est placé en amont du dispositif afin d'éliminer dans un premier temps les signaux entrants hors bande utile, et de limiter la bande de bruit. C'est un filtre « pré-sélectif ». Puis, un pré-amplificateur constitué d'un (ou plusieurs) amplificateur faible bruit LNA (*Low Noise Amplifier*) permet par la suite de réduire le niveau de bruit du signal filtré. Ce premier bloc permet de filtrer à la fois les signaux parasites hors bande utile et les interférences à forte puissance présentes dans la bande grâce à un système de protection contre la surcharge électrique.

. Descente en fréquence

Le signal RF (*Radio Frequency*) reçu, filtré et amplifié, doit être descendu en fréquence afin de faciliter le traitement par l'utilisation d'électroniques classiques. Le signal RF est donc converti en fréquence intermédiaire IF (*Intermediate Frequency*) en mélangeant le signal reçu avec les oscillateurs locaux OL, générés par l'intermédiaire d'un oscillateur de référence et d'un synthétiseur de fréquence. Un mélangeur est utilisé pour multiplier le signal reçu avec un signal local de fréquence volontairement plus basse afin d'obtenir une transposition de fréquence du signal initial, sans perte d'information. La figure 1.21 schématise ce principe.

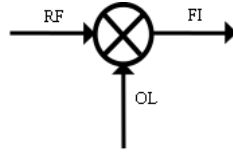


Fig. 1.21 – Convertisseur de fréquence

Un filtre sélectif est alors placé en aval de l'opération afin d'éliminer les fréquences « images » et harmoniques générées et non désirées. La fréquence intermédiaire obtenue est $f_{FI} = f_{RF} - f_{OL}$.

. Numérisation du signal

L'échantillonnage du signal analogique est effectué par un convertisseur analogique-numérique CAN, placé en sortie de tête HF. Plusieurs lois de quantification peuvent être utilisées, qui entraînent nécessairement une perte de données traduite par une dégradation du C/N_0 . Par ailleurs, le choix de la fréquence d'échantillonnage doit respecter le critère de Nyquist : $f_e > 2f_{max}$.

Un contrôleur automatique de gain CAG est réglé en fonction du bruit en entrée de convertisseur. Ce dispositif tente d'optimiser le ratio entre le seuil de quantification et l'écart type du bruit en entrée de convertisseur. L'amplitude du signal reçu est ainsi maintenue automatiquement afin que ce dernier soit traité par la suite. Le CAG peut néanmoins être très affecté par la réception d'interférences.

En supposant qu'aucun signal parasite n'est reçu, on obtient alors en sortie de tête HF le signal numérisé suivant [8] :

$$s(k) = \sum_{i=1}^{N_{Sat}} \alpha_i(k) d_i(k - \tau_i) c_i(k - \tau_i) \cos\left(2\pi \frac{f_{FI} + f_{dop,i}}{f_e} k + \phi_i\right) + b(k) \quad (1.28)$$

1.4.3 Acquisition des signaux

L'objectif majeur de l'étape d'acquisition est de détecter l'identité des satellites émetteurs et d'obtenir une première estimation grossière des paramètres de retard et de fréquence Doppler sur chaque voie, en se basant sur le signal reçu s . Pour cela, une recherche sur l'espace 2D retard-Doppler est mise en place. Dans le but d'alléger les expressions littérales, on notera f_0 la fréquence porteuse du signal correspondant à la fréquence intermédiaire. De plus, on conservera la notation temporelle t également pour les signaux numérisés. Le signal total en sortie de tête HF est donc réécrit de la manière suivante :

$$s(t) = \sum_{i=1}^{N_{Sat}} \alpha_i(t) d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) \cos(2\pi(f_0 + f_{dop,i})t + \phi_i) + b(t) \quad (1.29)$$

1.4.3.1 La corrélation

Comme introduit dans la section 1.3.1, le signal capté par l'antenne réceptrice est noyé dans un bruit considéré blanc. L'étape de corrélation permet de réhausser le niveau du signal reçu et d'isoler les signaux émis par chaque satellite en visibilité afin d'en extraire l'information utile à la navigation. Pour cela, le récepteur effectue la corrélation entre le signal total reçu et une réplique locale définie par un code PRN $c_{loc,i}$ et un couple retard-Doppler $(\tau_{loc,i}, f_{loc,i})$ spécifique. On notera R_{c_{loc},c_r} la fonction de corrélation entre le code local et le code réel. La réplique associée au satellite i peut s'écrire :

$$s_{loc}(t) = c_{loc,i}(t - \tau_{loc,i}) e^{2i\pi f_{loc,i}t} \quad (1.30)$$

L'étape de corrélation s'effectue sur un temps d'intégration noté T_{int} . Ce temps est compris entre au minimum une période de code PRN (afin de bénéficier des propriétés des codes d'étalement) et au maximum la durée d'un bit du message de navigation pour éviter toute transition de bit durant l'opération. Si l'on ne tient compte que d'un signal de type pilote (non modulé par les bits de navigation), le temps d'intégration n'est plus limité par la période du message de navigation.

La corrélation sur l'ensemble des codes PRN possibles permet d'identifier les satellites émetteurs (codes quasi-orthogonaux). Les couples retard-Doppler parcourent une grille de recherche 2D jusqu'à ce que la valeur de corrélation obtenue soit suffisamment haute pour estimer le signal courant acquis et le satellite correspondant identifié. Un système de test-seuil de détection est alors mis en place. Le test T est calculé par rapport aux voies en phase (I) et en quadrature (Q) du signal reçu, et est comparé avec un seuil pré-défini T_{Th} . En supposant l'acquisition réussie ($T > T_{Th}$), les estimations du couple retard-Doppler $(\tau_i, f_{dop,i})$ sont alors données par les valeurs maximales trouvées sur la grille de recherche. La figure 1.22 montre un exemple d'acquisition réussie sur un signal Galileo E5a.

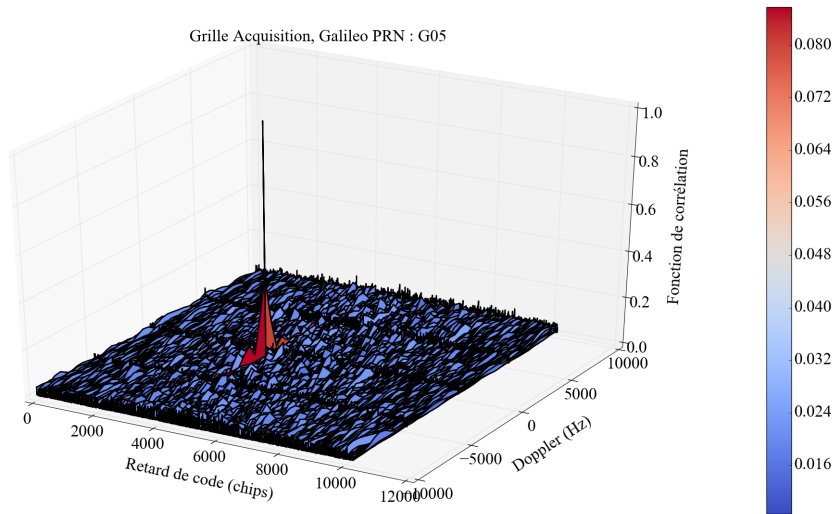


Fig. 1.22 – Grille de corrélation normalisée sur les retards et Doppler

A la fin de cette étape, menée en parallèle sur l'ensemble des voies considérées, la liste des satellites visibles ainsi qu'une première estimation de leurs retard et Doppler est connue. C'est

le premier travail du récepteur en sortie de tête HF. Il est à noter que la précision initiale de l'estimation dépend des pas choisis pour les grilles de détection retard-Doppler. Dans le cas où aucun signal n'est détecté après avoir exploré toutes les régions de recherche, un nouveau code PRN est testé. La structure classique du bloc de calcul du test de détection est exposé sur la figure 1.23.

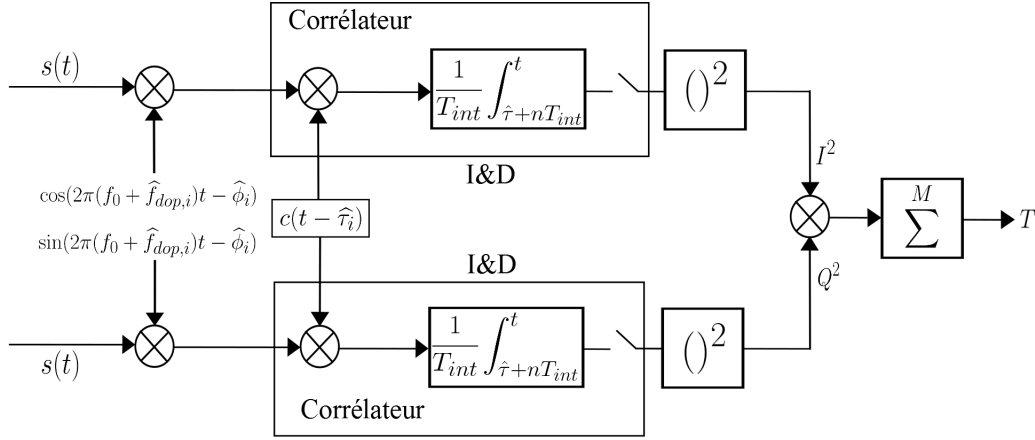


Fig. 1.23 – Structure du bloc d'acquisition

1.4.3.2 Performances de l'acquisition

Plusieurs paramètres peuvent impacter la performance et la qualité de l'acquisition, notamment les choix effectués dans le traitement ; une liste non exhaustive est donnée ci-dessous, basée sur les détails exposés dans [8].

Le type d'acquisition : plusieurs méthodes ont été développées dans la littérature : acquisition en série, en parallèle ou encore en parallèle du code [42]. Le mode série est très coûteux en temps de calcul tandis que le mode parallèle réduit ce temps, mais procure une précision moindre.

Le type de sommation : un temps d'intégration de l'ordre de 1 ms peut ne pas être suffisant pour acquérir des signaux à faible puissance. En effet, plus le temps d'intégration est long, meilleur sera le rapport signal à bruit, impliquant un seuil de détection plus faible. Le récepteur utilise alors un temps d'intégration plus long, sur plusieurs périodes successives de code PRN (sommation dite **cohérente**), néanmoins limité par la période du message de navigation, pour éviter les changements de bit. La technique de sommation **incohérente** permet de contourner ce problème. Le choix du type de sommation impacte nécessairement la qualité d'acquisition. Dans ce sens, une intégration sur plusieurs sommes non cohérentes procure de bonnes performances.

Les pas de recherche dans les grilles 2D : la largeur des cases de retard et de Doppler engendre une dégradation potentiellement importante du signal utile reçu. Le choix des pas de calcul est donc important et impacte directement la précision d'acquisition.

L'état du récepteur impacte la rapidité d'utilisation des données dans la navigation. On parle d'un récepteur « Cold Start » lorsque ce dernier n'a aucune information préalable sur sa position approchée, celle des satellites ainsi que l'heure courante. Dans ce cas (critique), le récepteur ne connaît pas l'identité des satellites à poursuivre. On retrouve cette situation lorsque le récepteur n'a pas été utilisé depuis longtemps, ou a été déplacé suffisamment loin de la dernière position. Une recherche globale chronophage doit alors être relancée. Un récepteur « Warm Start » a déjà en mémoire des informations sur sa position, sur les satellites en visibilité (almanach déjà téléchargé). Dans ce cas, la plage de recherche est réduite et le temps total d'acquisition diminué.

Les caractéristiques du système de détection : des probabilités de fausse alerte P_{fa} et de détection manquée P_{md} sont utilisées pour mettre en place un seuil de détection d'acquisition. Leurs valeurs respectives ont un impact évident sur les performances du récepteur.

. Améliorations

Des systèmes d'améliorations ont été mis en place et sont utilisables, notamment dans des cas critiques où une acquisition « classique » peut être mise en défaut. Les améliorations peuvent consister à :

- augmenter la rapidité de recherche dans la grille 2D de retard-Doppler en utilisant un **banc de corrélateurs** qui teste en parallèle des espaces de recherche différents,
- augmenter la sensibilité de l'acquisition en augmentant le temps d'intégration afin de détecter des signaux à faible C/N_0 . En fonction de la dynamique du récepteur, il est possible d'intégrer les signaux par sommation cohérente sur quelques centaines de ms.
- utiliser des **systèmes d'assistance** annexes afin d'apporter des informations supplémentaires sur la position du récepteur, les satellites en visibilité ou encore les données d'horloge afin de réduire le temps d'acquisition.

Remarque : sur les téléphones cellulaires, la position de l'utilisateur est calculée quasi instantanément grâce à l'utilisation d'assistance (AGPS par exemple) permettant d'améliorer le délai d'acquisition. Le système AGPS utilise le réseau internet pour contacter un serveur qui transmet alors l'almanach et les éphémérides au récepteur. Ce dernier n'a donc pas à attendre le décodage du message de navigation émis par chaque satellite en visibilité. Le serveur peut également transmettre une position approximative du récepteur.

1.4.4 Poursuite des signaux

Une fois l'acquisition terminée, le récepteur est quasi synchronisé avec le signal reçu et peut basculer en mode poursuite. Afin de démoduler l'information sur chaque voie, il doit poursuivre les retards de code, les fréquences Doppler ainsi que les phases de porteuses et affiner en permanence leurs estimations. Pour cela, le récepteur utilise des boucles de poursuite : la boucle à verrouillage de phase PLL (*Phase Lock Loop*) et la boucle à verrouillage de code DLL (*Delay Lock Loop*). Une boucle à verrouillage de fréquence FLL (*Frequency Lock Loop*) peut également être utilisée afin de suppléer la PLL.

Une description de ces dispositifs va être rapidement présentée ci-dessous. Les satellites étant traités en parallèle, un seul canal satellitaire est considéré.

1.4.4.1 Poursuite de la phase

Une PLL est un dispositif électronique dont le but est de générer une porteuse locale suivant la porteuse du signal satellitaire courant. La génération de cette porteuse s'effectue par un oscillateur contrôlé en tension VCO (*Voltage Controlled Oscillator*). La PLL estime l'erreur de phase entre les deux porteuses grâce à un discriminateur de phase. Un filtre passe-bas filtre alors le bruit associé à cette estimation. L'erreur sera par la suite utilisée pour contrôler le VCO. La PLL va permettre également d'estimer la fréquence Doppler du signal reçu. La figure 1.24 montre l'architecture classique de la PLL.

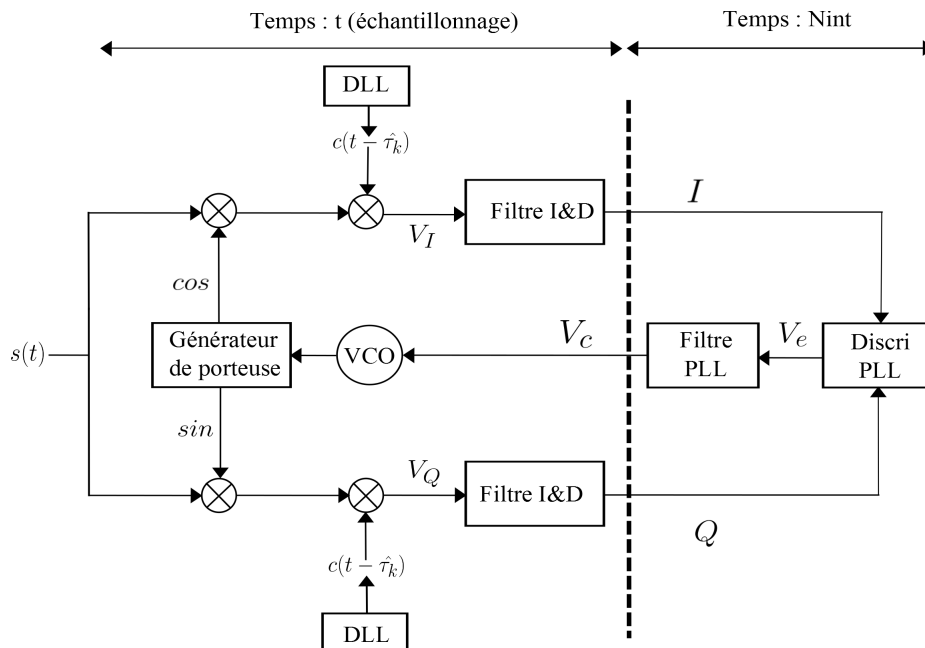


Fig. 1.24 – Architecture de la PLL [10]

Les sorties de corrélateurs sont intégrées sur un temps d'intégration pré-défini N_{int} puis sont accumulées dans les filtres ID (*Integrate and Dump*).

Le problème majeur de la PLL réside dans la transition de bit de navigation qui provoque un saut de phase de 180° , ce à quoi la PLL est sensible. Une boucle de poursuite particulière a ainsi été développée et est actuellement très répandue dans les récepteurs GNSS : la boucle de Costas. Ce terme regroupe l'ensemble des boucles de poursuite insensibles à la modulation des données [12].

Plusieurs types de discriminateurs peuvent être utilisés [8] :

⇒ **Discriminateur produit** : il correspond au produit des voies en phase et en quadrature de phase en sortie des corrélateurs.

$$V_e(n) = I(n)Q(n) = \frac{A^2}{8} \text{sinc}^2(\pi T_{int} \Delta f) R_{c_{loc}, c_r}(\Delta \tau) \sin(2\Delta\phi) + b_e(n) \quad (1.31)$$

avec b_e le bruit en sortie de discriminateur. En normalisant cette expression en puissance, en supposant que Δf est faible et que l'erreur de poursuite de phase est faible, on obtient alors le discriminateur normalisé :

$$\bar{V}_e(n) = \Delta\phi + \bar{b}_e(n) \quad (1.32)$$

avec $\bar{b}_e$ le bruit normalisé. Le récepteur cherche alors à annuler $\bar{V}_e$, correspondant à une phase estimée égale à la phase réelle du signal. On peut alors verrouiller la phase. Si $\bar{V}_e$ est non nul, le signal V_c (correspondant au filtrage de la tension $\bar{V}_e$) indique au DCO d'augmenter ou de réduire l'estimée de la phase.

⇒ **Discriminateur arc-tangente** : le discriminateur arctangente a quant à lui la particularité d'être déjà normalisé [36] :

$$V_e(n) = \arctan\left(\frac{Q(n)}{I(n)}\right) \xrightarrow{SNR \gg 1} \Delta\phi \quad (1.33)$$

. Performances de la poursuite de phase

Concernant le discriminateur de phase, l'un des paramètres clés est son **domaine de linéarité** qui est propre à chaque discriminateur. En effet, la largeur du domaine impacte directement l'ampleur de l'erreur de poursuite que le discriminateur supporte sans fournir une estimation erronée de l'erreur de phase [8]. Ces domaines de linéarité sont centrés périodiquement tous les $k\pi$ avec k entier.

En règle générale, la boucle de poursuite de phase choisie est caractérisée par son **ordre**. Une boucle d'ordre n sera en mesure de poursuivre une dynamique d'ordre $n-1$ sans biais, et une dynamique d'ordre n avec biais. A titre comparatif, la FLL a un ordre de moins que la PLL car elle poursuit une fréquence, et non une phase.

De plus, la performance de la boucle peut être traduite par la **variance de l'erreur de poursuite**. Ainsi, en présence d'un bruit blanc gaussien de DSP $N_0/2$, on a :

$$\sigma_{PLL}^2 = \frac{B_L}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{2T_{int}C/N_0}\right) [rad^2] \quad (1.34)$$

avec B_L la bande de boucle. Ainsi, une faible bande de boucle impliquera un filtrage du bruit thermique plus important. Néanmoins, cela peut empêcher la poursuite d'une forte dynamique. Le choix dépend donc du contexte de navigation.

Plusieurs autres critères peuvent caractériser les performances de la boucle de poursuite de phase : la résistance aux sauts de cycle (passage d'un point de stabilité à un autre), la résistance aux signaux parasites ou encore le seuil de poursuite de la boucle.

Remarque : Nous avons précisé précédemment la possibilité pour le récepteur d'estimer les pseudo-distances grâce aux mesures de phase. La boucle de poursuite de phase permet alors d'estimer une erreur de poursuite (en [rad]) qui donne accès à une distance en la multipliant par la longueur d'onde de la porteuse. Néanmoins, la boucle de Costas ayant une infinité de points de stabilité (tous les $k\pi$), la pseudo-distance évaluée est nécessairement biaisée par un nombre entier de fois π . Ce paramètre, inconnu, est appelé « ambiguïté entière ».

1.4.4.2 Poursuite de la fréquence

La FLL est utilisée pour poursuivre la fréquence de la porteuse et peut suppléer la PLL pour des signaux à faible puissance. Moins précise que la PLL, elle est néanmoins plus robuste.

Un type de discriminateur de fréquence possible est :

$$V_e(n) = \frac{I(n-1)Q(n) - I(n)Q(n-1)}{\pi T_{int}(I^2(n) - Q^2(n))} = \frac{1}{2\pi T_{int}} \sin(2\pi T_{int} \Delta\phi) \xrightarrow{\Delta f \rightarrow 0} \Delta f \quad (1.35)$$

Le domaine de linéarité de la FLL dépend du temps d'intégration T_{int} : plus le temps d'intégration est grand et plus la plage d'erreur est faible. En général, un récepteur classique peut utiliser la FLL juste après l'acquisition lorsque l'incertitude en fréquence est forte et ne permet pas d'utiliser directement une PLL.

1.4.4.3 Poursuite du retard de code

La DLL permet au récepteur d'obtenir les mesures de pseudo-distance sur chaque voie, en estimant le retard de code du signal reçu.

Pour cela, la DLL génère un code local, grâce à un VCO, parfaitement synchronisé avec le retard du code réel reçu. La DLL estime alors l'erreur de synchronisation entre les deux codes qui contrôle par la suite le VCO. L'architecture complète d'une DLL classique est donnée sur la figure 1.25.

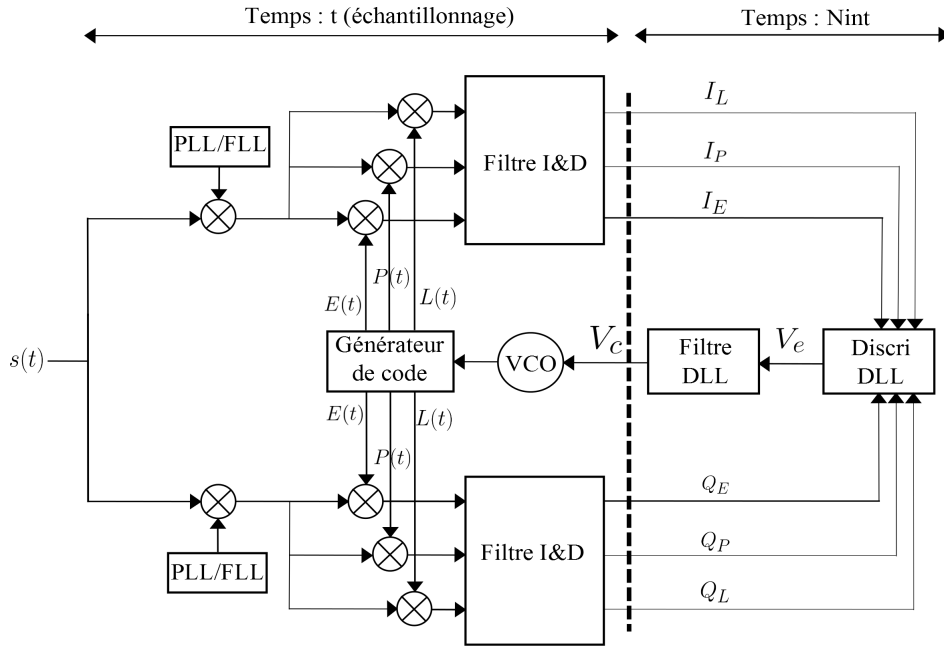


Fig. 1.25 – Architecture de la DLL

Afin d'estimer l'erreur de synchronisation, la DLL utilise trois corrélateurs, schématisés sur la figure 1.26. En notant τ le retard réel du signal satellitaire courant et $\hat{\tau}$ la connaissance a priori que le récepteur en a, on peut définir les trois corrélateurs ainsi :

- corrélateur **E** (*Early*) : il utilise volontairement une réplique du code en avance de $C_s/2$ par rapport au code local synchronisé, avec C_s un espacement temporel appelé *chip spacing*. La réplique est donc décalée de $\hat{\tau} - C_s/2$,
- corrélateur **P** (*Prompt*) : synchronisé, c'est l'unique corrélateur utilisé pour la poursuite de la phase et de la fréquence. La réplique est décalée de $\hat{\tau}$,
- corrélateur **L** (*Late*) : il utilise cette fois une réplique en retard de $C_s/2$ par rapport au code local synchronisé. La réplique est décalée de $\hat{\tau} + C_s/2$.

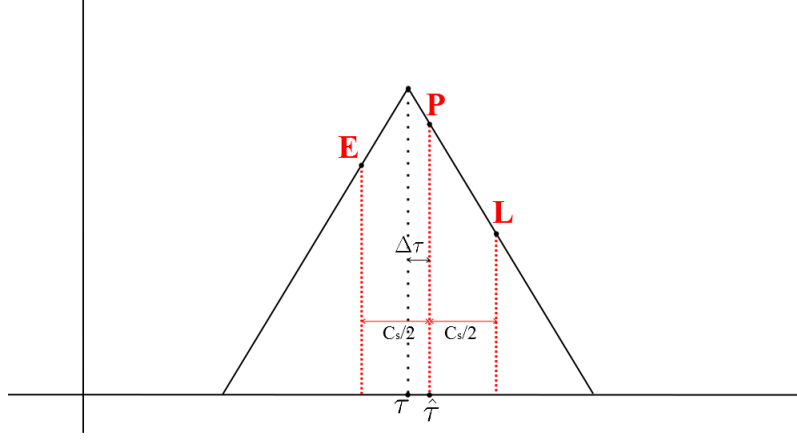


Fig. 1.26 – Corrélateurs E,P,L

Tout comme la poursuite de phase, plusieurs discriminateurs peuvent être utilisés pour la poursuite du code. Leur utilisation dépend notamment de la cohérence ou de la non-cohérence souhaitée de la DLL : on parle d'une **DLL cohérente** lorsqu'elle nécessite une estimation précise de la phase de la porteuse réalisée par la PLL. A l'inverse, une **DLL non cohérente** peut estimer le retard de code sans que la PLL ne soit déjà verrouillée. On suppose tout de même dans ce cas que le résidu de Doppler Δf est faible. En guise d'exemples, plusieurs types de discriminateurs (non normalisés) sont présentés ci-dessous :

⇒ **Discriminateur non cohérent EMLP** (*Early Minus Late Power*) : ce discriminateur ne dépend pas de l'erreur de poursuite de phase, il est donc non-cohérent. Son expression théorique est la suivante :

$$V_e(n) = I_E^2(n) + Q_E^2(n) - I_L^2(n) - Q_L^2(n) \quad (1.36)$$

⇒ **Discriminateur non cohérent DP** (*Dot Product*) :

$$V_e(n) = (I_E(n) - I_L(n)) I_P(n) + (Q_E(n) - Q_L(n)) Q_P(n) \quad (1.37)$$

⇒ **Discriminateur cohérent EML** (*Early Minus Late*) : il dépend de l'erreur de poursuite de phase $\cos(\Delta\phi)$ et est donc cohérent :

$$V_e(n) = I_E(n) - I_L(n) \quad (1.38)$$

. Performances de la poursuite de retard de code

A l'instar de la poursuite de phase, les performances de la DLL peuvent être caractérisées par la **variance de l'erreur de poursuite** (qui dépend du type de discriminateur choisi). Par exemple, en considérant le discriminateur EML, on a :

$$\sigma_{EML}^2 = \frac{B_L C_s}{2C/N_0} \left(1 + \frac{2}{(2 - C_s) T_{int} C/N_0} \right) [chip^2] \quad (1.39)$$

Globalement, la valeur des discriminateurs décroît en diminuant le chip spacing C_s . Or, définir un espacement important des corrélateurs permet d'augmenter le domaine de linéarité du discriminateur [8]. Un compromis est donc à trouver. La valeur de C_s ne pouvant être infiniment diminuée (l'espacement ne peut être très faible si le filtre de la tête HF est étroit [36]), on choisit en général un espacement de l'ordre du chip via la formule suivante :

$$C_s = \frac{10^6}{B} \quad (1.40)$$

avec B la bande passante du récepteur. Une bande passante de 1 MHz donne ainsi un espacement de 1 chip.

Le deuxième paramètre majeur permettant d'évaluer les performances de la DLL est sa **sensibilité** : le seuil de poursuite de la DLL est d'environ 20 dB-Hz [8], soit bien en dessous de celui de la PLL (environ 30 dB-Hz).

Remarque : en règle générale, la poursuite du retard de code effectuée par la DLL est plus robuste que la poursuite de la phase. Ceci est en partie dû aux différences sur les bandes de boucles (autour de 1 Hz pour la DLL et 10 Hz pour la PLL).

A ce stade de traitement, et en supposant que les étapes successives ont été franchies avec succès le récepteur a accès aux éléments suivants en temps réel :

- la liste des PRN des satellites en visibilité,
- l'estimation des paramètres de retard de code, de fréquence et de phase sur chaque voie.

Pour pouvoir accéder au module de calcul du point (voir la section 1.2), des éléments supplémentaires sont nécessaires : la position des satellites en visibilité et les décalages d'horloge, entre autres. Comme expliqué précédemment, ces éléments sont codés et intégrés dans les messages de navigation portés par chaque signal satellitaire. Pour y avoir accès, l'étape de démodulation du signal est nécessaire. Elle requiert la synchronisation du récepteur au niveau des bits de navigation. A partir de là, la valeur des bits est déterminée en temps réel. Finalement, après avoir enregistré la totalité du message de navigation, des algorithmes de décodage (spécifiques à la constellation et au type de signal émis) permettent de décoder le message et d'avoir accès aux informations nécessaires au positionnement. Le traitement de démodulation n'est pas détaillé dans ce chapitre ; néanmoins, des informations complémentaires sont notamment présentées dans [8],[12]. La figure 1.27 schématise l'ordre des traitements suivis par le signal reçu à partir de l'antenne réceptrice et jusqu'au traitement des données.

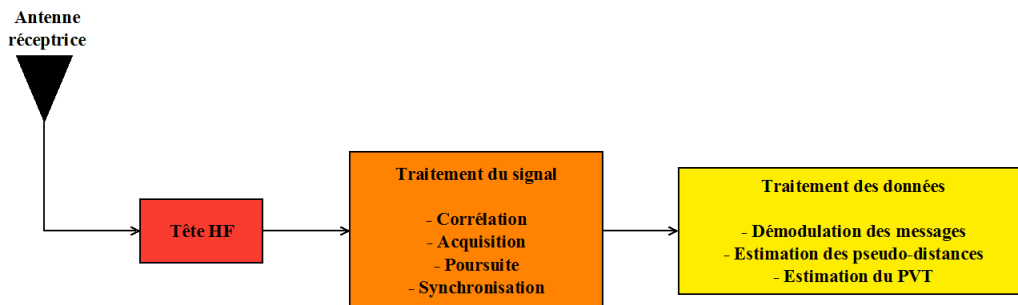


Fig. 1.27 – Etapes majeures du traitement en réception d'un signal GNSS

1.5 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons présenté les étapes du positionnement par satellites ainsi que les caractéristiques majeures de la constellation d'étude Galileo. Par ailleurs, les sources d'erreurs impactant les signaux satellitaires et donc le positionnement sont identifiées.

La plupart des applications basées sur la géolocalisation par satellites nécessitent à la fois une forte précision mais également une haute fiabilité des informations transmises par le système, eu égard notamment aux erreurs de propagation. C'est pour cela que des algorithmes de contrôle d'intégrité sont généralement couplés au dispositif de positionnement du récepteur. Dans le cadre de l'aviation civile, l'OACI a défini des exigences métriques que doivent respecter les avions civils. Notre étude porte sur l'évaluation de l'intégrité de la navigation par satellites dans un contexte terrestre. L'un des principes majeurs définis dans le cahier des charges de la thèse est d'établir des algorithmes de contrôle d'intégrité basés sur les seules informations GNSS disponibles. Ce choix, non exclusif, va permettre de quantifier les performances des traitements implémentés dans un cadre de géolocalisation « classique ».

Dans le chapitre suivant, nous explicitons le concept d'intégrité, tout d'abord dans l'aviation civile. Les fonctions de détection et d'exclusion d'erreurs sont ainsi présentées. Puis nous étendons le principe du contrôle d'intégrité à la navigation terrestre et aux problématiques spécifiques induites par un environnement urbain.

Chapitre 2

Intégrité de la géolocalisation par satellites

Sommaire

2.1	Introduction	37
2.2	L'intégrité dans l'aviation civile	38
2.2.1	Caractérisation des performances de navigation	38
2.2.2	Opérations et exigences de l'aviation civile	39
2.2.3	Intégrité et Galileo	40
2.3	Intégrité et détection d'erreurs	41
2.3.1	Fonctions de détection et d'exclusion	41
2.3.2	Bornes de protection et d'exclusion	43
2.4	Contexte RAIM	45
2.4.1	Introduction	45
2.4.2	Modèle de mesure de pseudo-distance	46
2.4.3	LSR et WLSR RAIM	52
2.5	Problématique de l'environnement urbain pour la navigation	57
2.5.1	Caractérisation de l'environnement récepteur	58
2.5.2	Performances de RAIM en environnement terrestre	64
2.5.3	Adaptation au contexte d'étude	67
2.6	Conclusions	68

2.1 Introduction

Dans un contexte de navigation perturbée, les mesures satellitaires peuvent présenter des erreurs additives au bruit de mesure nominal pouvant biaiser la géolocalisation du récepteur et altérer la fiabilité des informations transmises par le système. Les applications de type SoL accordent une importance majeure à la sécurité des utilisateurs ; ces problèmes doivent donc impérativement être gérés : c'est l'objectif du **contrôle d'intégrité**. Ses principales fonctions sont la détection, l'identification et l'exclusion des mesures de pseudo-distances jugées défaillantes. Initialement introduit dans le cadre de l'aviation civile, le principe de contrôle d'intégrité s'est par la suite étendu aux applications maritimes [43]. Les problématiques spécifiques ainsi que les enjeux liés à la navigation aérienne ont permis à l'OACI de définir des exigences strictes à respecter. Par ailleurs, la diversité des configurations et des environnements en milieu terrestre ne permet pas de mettre en place des métriques de performances de manière globale. Néanmoins, l'interopérabilité des GNSS est une motivation à l'établissement de normes pour certaines applications. L'Europe développe ainsi par exemple un système de contrôle ferroviaire global nommé ERTMS (*European Rail Traffic Management System*) [22].

Dans ce chapitre, nous présentons dans un premier temps les spécificités du paramètre d'intégrité dans l'aviation civile. La section 2.3 aborde le principe du contrôle d'intégrité à travers les fonctions de détection et d'exclusion des sources d'erreurs. En section 2.4, nous présentons la technique RAIM, élément fondamental des algorithmes de contrôle d'intégrité, ainsi que les possibilités

de son adaptation dans le contexte de la navigation terrestre. Le paragraphe 2.5 permet ainsi d'évaluer les problématiques des environnements urbains, leurs impacts à la fois sur le positionnement et sur les performances du contrôle d'intégrité.

2.2 L'intégrité dans l'aviation civile

L'OACI a défini des exigences strictes (exposées dans [17]) que doivent respecter l'ensemble des aéronefs civils pour chaque phase de vol en termes de performances de navigation, afin de maximiser la sécurité des utilisateurs. L'utilisation des mesures GNSS doit être conforme aux normes SIS (*Signal In Space*) liées aux signaux radioélectriques transmis. Dans ce paragraphe, nous nous focalisons sur les spécificités du concept d'intégrité dans le cadre de l'aviation civile ainsi que sur les différents paramètres mis en jeu.

2.2.1 Caractérisation des performances de navigation

Les standards caractérisant les exigences de performances pour chaque opération civile sont définis en termes de précision, de disponibilité, de continuité et d'intégrité regroupés sous le sigle RNP (*Required Navigation Performance*) :

- **Précision** : la précision d'un système de navigation correspond à la quantification de l'écart entre les positions vraie et estimée du récepteur. Considérant une position estimée, la probabilité que l'erreur de position satisfasse les exigences de précision requises doit être supérieure à 95 %,
- **Disponibilité** : la disponibilité d'un système est sa capacité à fournir les services et performances initialement requis pour l'opération courante,
- **Continuité** : la continuité du système correspond à sa capacité à fonctionner sans interruption non planifiée pendant la totalité de la période d'étude. Plus spécifiquement, ce paramètre se traduit par la probabilité que les performances du système soient maintenues pendant toute la phase de vol, en supposant que le système soit disponible au début et soit utilisable tout au long de l'opération,
- **Intégrité** : l'intégrité est la mesure de la confiance qui peut être placée dans la correction des informations apportées par le système de navigation ; ce paramètre intègre également la capacité du système à fournir des alertes ponctuelles à l'utilisateur lorsque le système ne doit pas être utilisé pour l'opération courante. Les exigences d'intégrité d'un système sont caractérisées par les paramètres spécifiques suivants :

⇒ **Bornes d'alerte HAL et VAL** (*Horizontal and Vertical Alert Limits*) : les bornes d'alerte horizontale et verticale correspondent aux erreurs de position maximales au dessus desquelles le système devra être considéré indisponible ; leurs représentations physiques respectives sont les suivantes :

- la borne **horizontale** HAL est le rayon d'un cercle sur le plan horizontal centré sur la vraie position du récepteur ; cette aire décrit la région censée contenir la position du récepteur fournie par le système, selon une certaine probabilité spécifique à chaque opération,
- la borne **verticale** VAL correspond à un demi-segment de l'axe vertical également centré sur la vraie position du récepteur, qui décrit la région dans laquelle la position fournie par le système doit appartenir, selon une probabilité définie spécifique à chaque opération,

⇒ **Délai d'alerte TTA** (*Time To Alert*) : ce paramètre correspond au temps maximal autorisé entre la détection d'une erreur de position supérieure aux bornes AL et l'instant d'annonce de l'alerte à l'utilisateur. Ce temps caractérise la capacité du système à fournir des alertes en temps imparti et est représenté sur la figure 2.1,

⇒ **Risque d'intégrité P_{int}** : le risque d'intégrité est la probabilité que l'erreur sur le positionnement soit jugée intolérable pour l'opération en cours sans que l'utilisateur n'en soit alerté dans le temps imparti TTA :

$$P\{|e_h| > HAL \cup |e_v| > VAL\} \cap \text{pas d'alerte sur } t \geq TTA < P_{int} \quad (2.1)$$

avec e_h et e_v respectivement les erreurs de position horizontale et verticale.

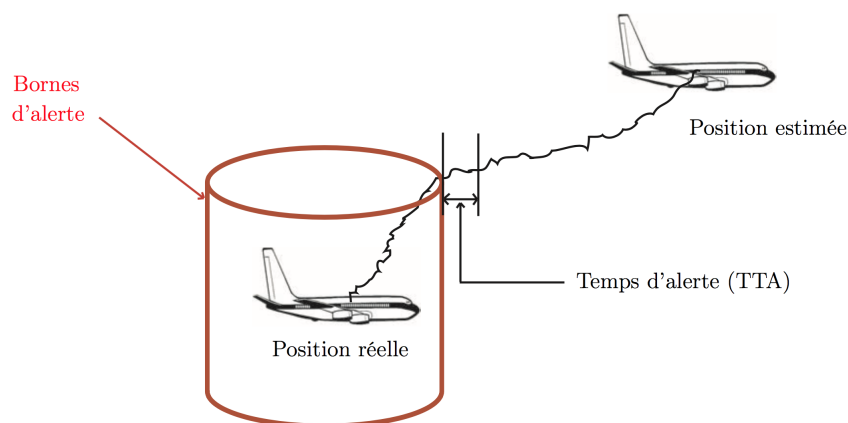


Fig. 2.1 – Caractérisation du temps d'alerte [11]

L'annexe 10 de l'OACI définit les exigences de performances sur l'ensemble de ces paramètres RNP. Un récepteur jugé intègre (sans panne ou *fault-free*) est donc supposé fournir une précision nominale et une fonction d'alerte opérationnelle. Avant de présenter les métriques imposées, le paragraphe suivant présente les différentes phases de vol pour lesquelles ces exigences ont été établies.

2.2.2 Opérations et exigences de l'aviation civile

2.2.2.1 Types d'opérations

Les opérations dont les performances sont quantifiées par l'OACI sont définies de la manière suivante :

- **En-route** : les opérations « en-route » peuvent être rassemblées en deux types : les phases de vol océaniques généralement caractérisées par une faible densité de trafic aérien et les phases continentales avec une densité de trafic jugée moyenne voire haute,
- **Terminal** : changement d'altitude caractérisé par une densité du trafic aérien modérée ou élevée.
- **NPA** (*Non Precision Approach*) : cette phase correspond au début de l'approche pour un atterrissage proche, qui nécessite donc une précision accrue. L'appareil utilise un guidage latéral mais pas de guidage vertical,
- **PA** (*Precision Approach*) : phase la plus exigeante en termes de performances de navigation. L'appareil utilise un guidage latéral et vertical. L'OACI a défini trois catégories d'approche de précision et d'opération d'atterrissage, nommées CAT I, CAT II et CAT III [44],
- **APV** (*Approach and landing Procedures with Vertical guidance*) : classe d'opération appartenant à la phase **LPV** (*Localizer Performance with Vertical guidance*) dans laquelle l'appareil utilise un guidage latéral et vertical, mais qui ne respecte pas les exigences établies pour les opérations de type PA. Deux classes d'approches APV ont été mises en place, définies par la méthode utilisée pour le guidage vertical [24] :
 - la première est caractérisée par un guidage latéral GNSS et un guidage vertical barométrique,
 - la deuxième est caractérisée par un guidage latéral et vertical GNSS, et a été motivée par les limitations liées aux problèmes d'intégrité et de précision du guidage barométrique. Les phases **APV-I** et **APV-II** ont alors été introduites.

2.2.2.2 Métriques de performances

L'aviation civile a pour objectif d'utiliser les GNSS dans toutes les phases de vol des aéronefs. Actuellement, l'OACI a établi des exigences de performances SIS pour les opérations introduites précédemment. Le diagramme hiérarchique est présenté sur la figure 2.2. Les métriques sont décrites dans le tableau 2.1, de manière croissante en termes de criticité d'opération. Les métriques les plus faibles caractérisent des densité de trafic et une complexité de l'espace de navigation faibles. Les classes CAT II et CAT III ne sont pas incluses car en cours de standardisation.

Type d'opération	Précision (à 95 %)		Disponibilité	Continuité	Intégrité			
	Horizontale	Verticale			P_{int}	HAL	VAL	TTA
En-route	3.7 km	N/A	0.99 à 0.99999	$1 - 10^{-4}/h$ à $1 - 10^{-8}/h$	$10^{-7}/h$	de 7.4 km à 3.7 km	N/A	5 min
Terminal	740 m	N/A	0.99 à 0.99999	$1 - 10^{-4}/h$ à $1 - 10^{-8}/h$	$10^{-7}/h$	1.85 km	N/A	15 s
NPA	220 m	N.A	0.99 à 0.99999	$1 - 10^{-4}/h$ à $1 - 10^{-8}/h$	$10^{-7}/h$	556 m	N/A	10 s
APV-I	16 m	20 m	0.99 à 0.99999	$1 - 8.10^{-6}/15s$	$2.10^{-7}/$ approche	40 m	50 m	10 s
APV-II	16 m	8 m	0.99 à 0.99999	$1 - 8.10^{-6}/15s$	$2.10^{-7}/$ approche	40 m	20 m	6 s
Cat I	16 m	4-6 m	0.99 à 0.99999	$1 - 8.10^{-6}/15s$	$2.10^{-7}/$ approche	40 m	de 10 à 15 m	6 s

Table 2.1 – Exigences de performances du GNSS SIS pour l'aviation civile issues de [17]

Les métriques de navigation SIS formulées par l'OACI stipulent les performances que doivent fournir les GNSS pour les différentes opérations présentées. Les contraintes établies dépendent du contexte de chaque phase de vol et seront d'autant plus importantes que l'appareil sera proche d'une phase critique (atterrissage, décollage).

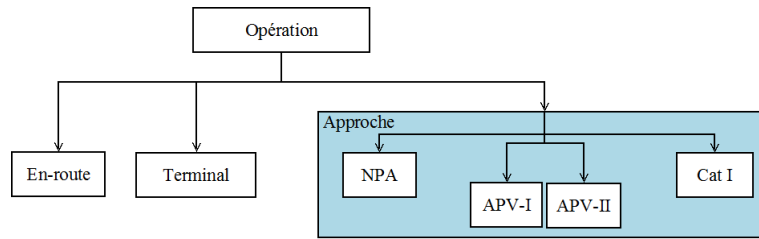


Fig. 2.2 – Diagramme des types d'opération considérées dans les métriques de performances

Remarque : une récente norme, non spécifiée dans le tableau précédent, a été établie : LPV200. Incluant les classes APV-I et APV-II, elle permet de fournir un guidage latéral et vertical pendant l'approche finale de l'appareil à partir de 200 pieds (environ 60 mètres) au-dessus de la piste d'atterrissage jusqu'à l'atterrissage complet de l'appareil. La première implémentation européenne de l'approche a été mise en place via EGNOS à l'aéroport Paris Charles de Gaulle en mai 2016.

2.2.3 Intégrité et Galileo

Le paramètre d'intégrité a été introduit dans le cadre de la géolocalisation par satellite des avions civils. Ce paragraphe présente le concept d'intégrité vu par Galileo, GNSS le plus exigeant en termes de performances de navigation, et s'inspire des informations décrites dans [12], [45], [46] et [47].

2.2.3.1 Paramètres d'intérêt

En terme d'intégrité, l'objectif de Galileo est de fournir aux utilisateurs des informations leur permettant d'évaluer leur niveau d'intégrité. L'entité centrale est l'erreur SISE (*Signal In Space Error*), caractérisant un satellite et l'erreur maximale en distance (sur l'ensemble des positions de l'utilisateur) due à la génération et à la propagation du signal. Cette erreur est estimée par les stations sol GSS de l'architecture Galileo. L'information d'intégrité est alors portée par les paramètres suivants [47] :

- **SISA** (*Signal In Space Accuracy*) : la prédiction de la distribution SISE n'est pas nécessairement Gaussienne. On suppose alors qu'il est possible de réaliser son « overbound » (voir Annexe A) par une distribution Gaussienne centrée notée $F_{ov,p}$. On parle de **majoration de**

distribution. La prédiction de la distribution SISE est alors caractérisée par le paramètre SISA qui correspond à la prédiction de l'écart type minimal de $F_{ov,p}$. La cohérence entre SISE et SISA est alors évaluée,

- **SISMA** (*Signal In Space Monitoring Accuracy*) : on suppose qu'il est possible de réaliser la majoration de la distribution de l'erreur SISE réelle autour de l'estimation sur les mesures $\widehat{SISE}$ par la distribution Gaussienne centrée notée $F_{ov,e}$. Le paramètre SISMA correspond alors à l'écart-type minimal de $F_{ov,e}$ (voir figure 2.3). Leurs valeurs SISMA dépendent notamment de la géométrie stations - satellites en vue,
- **IF** et **IFth** (*Integrity Flag* et *Integrity Flag threshold*) : considérant une voie, si le $\widehat{SISE}$ est supérieur au seuil IFth, alors l'indicateur d'intégrité IF indique que le satellite ne doit pas être utilisé. L'indicateur IF peut prendre les formes suivantes : 'OK', 'NOK', 'NOT MONITORED'.

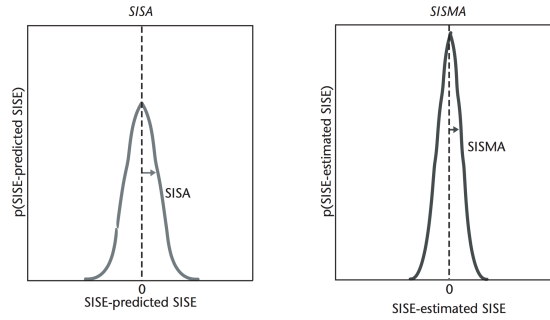


Fig. 2.3 – Illustration des paramètres SISA et SISMA [12]

2.2.3.2 Concept global

Les trois paramètres d'information d'intégrité (i.e. SISA, SISMA et IF) sont évalués et sont transmis à chaque satellite en visibilité. Ces données sont alors incluses dans les messages de navigation émis par le satellite vers l'utilisateur terrestre. En résumé, le décodage des messages permet au récepteur d'accéder aux conclusions des calculs effectués par le système de stations sol :

- ⇒ mesure de la qualité des signaux satellitaires transmis ; la prédiction de l'écart type de la Gaussienne qui majore la distribution des erreurs SISE est donnée par le paramètre SISA,
- ⇒ mesure de la précision du contrôle des signaux effectué par les stations sol ; l'estimation de l'écart type de la Gaussienne qui majore les distributions de l'erreur SISE et de son estimation est donnée par le paramètre SISMA,
- ⇒ état du satellite courant, donné par le paramètre IF.

A partir de ces informations, le récepteur peut évaluer son risque d'intégrité, à partir des bornes d'alerte AL (voir paragraphe 2.2.1). Si le risque d'intégrité calculé est supérieur au risque d'intégrité autorisé, le système émet une alerte vers l'utilisateur. Non détaillé dans ce manuscrit, le calcul du risque d'intégrité est effectué dans [47].

2.3 Intégrité et détection d'erreurs

2.3.1 Fonctions de détection et d'exclusion

Dans le premier chapitre, nous avons évoqué les différents types de systèmes d'augmentation : SBAS, LBAS et ABAS (voir le paragraphe 1.2.3.2). Nous considérons ici le principe du contrôle d'intégrité à bord d'un récepteur terrestre. Le contrôle d'intégrité des ABAS repose sur l'information GNSS et plus particulièrement sur la redondance des mesures de pseudo-distance. Les algorithmes de contrôle autonome d'intégrité sont basés sur la fonction FDE (*Fault detection and exclusion*) séparée en deux processus successifs :

- ⇒ la fonction de **détection de panne** FD qui fait référence à la fiabilité des informations fournies par le système de navigation. Son objectif est de détecter la présence d'erreurs de pseudo-distance jugées inacceptables. Les critères d'évaluation de cette fonction sont les bornes de protection qui sont définies dans le paragraphe 2.3.2. En cas de détection d'erreur, une alerte est émise et entraîne l'activation de la deuxième étape,

⇒ la fonction d' **exclusion de panne** FE qui est chargée d'identifier, d'isoler les mesures défaillantes et de les exclure afin d'assurer la continuité du système en respectant les exigences de performances fixées. Les critères d'évaluation de cette fonction sont les bornes d'exclusion, également exposées dans le paragraphe 2.3.2.

Comme introduit dans la section 1.2.3.2, l'appellation RAIM caractérise les algorithmes de contrôle autonome d'intégrité utilisant les seules informations GNSS tandis que AAIM englobe les traitements intégrant des capteurs/systèmes annexes. Les deux classes sont toutefois toutes les deux basées sur le principe FDE.

En dehors d'une opération normale (les exigences de navigation sont respectées, aucune erreur n'est détectée, le positionnement du récepteur est intègre), plusieurs types d'événement associés à l'intégrité du système peuvent être distingués :

- une **panne de positionnement** intervient lorsque la différence entre la position réelle du récepteur et sa position estimée dépasse les bornes d'alerte limite HAL et VAL, soit :

$$\{|e_h| > HAL \cup |e_v| > VAL\} \Rightarrow \text{panne de positionnement} \quad (2.2)$$

- une **alerte réelle** correspond à une panne de positionnement détectée par le système, indiquant que les exigences ne sont pas respectées,
- une **fausse détection** désigne la détection d'une panne de positionnement alors que les exigences sont bien respectées,
- une **fausse alerte** est définie comme l'indication émise à l'utilisateur d'une fausse détection,
- une **détection manquée** désigne la non détection d'une panne de positionnement effective,
- une **alerte manquée** est le résultat d'une détection manquée, non indiquée à l'utilisateur dans le temps imparti TTA,
- une **mauvaise exclusion** est définie par la non détection d'une panne de positionnement au bout du temps d'alerte TTA après qu'une (ou plusieurs) mesure satellitaire ait été exclue,
- une **exclusion échouée** intervient lorsqu'une panne de positionnement est détectée mais que la source de l'erreur ne peut pas être exclue de la solution de navigation dans le temps TTA.

Remarque : les alertes émises engendrent nécessairement des interruptions du système et sont donc directement liées au paramètre de continuité.

Les connexions entre ces différents événements peuvent être visualisées de différentes manières. La figure 2.4 propose une représentation type schéma-bloc de l'enchaînement des étapes liées à la présence ou non de panne de positionnement. La figure 2.5, issue de [13], est un diagramme qui intègre l'ensemble des événements potentiels qui caractérisent l'algorithme FDE.

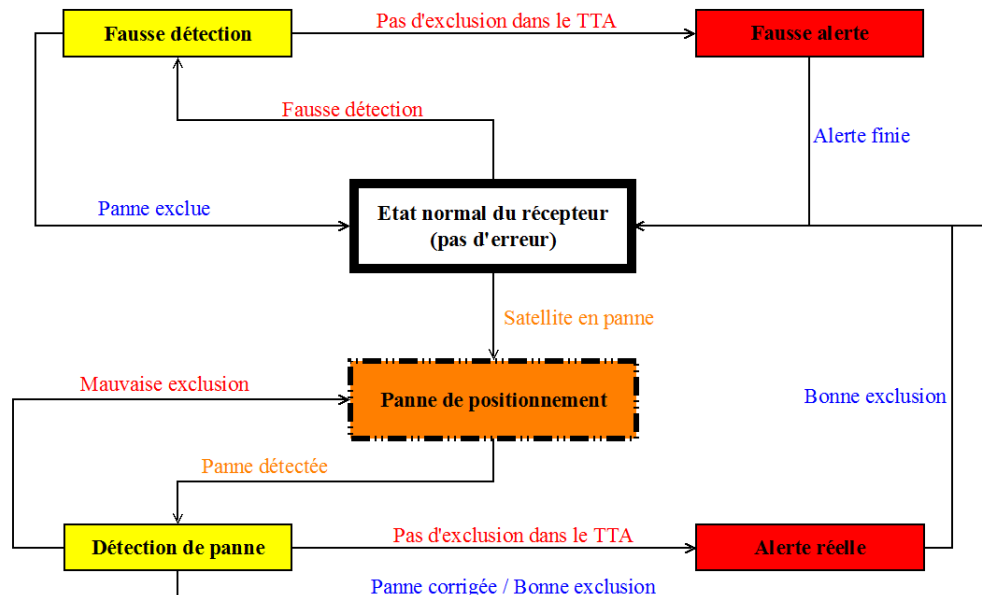


Fig. 2.4 – Schéma représentatif d'un algorithme FDE

L'alerte manquée traduit le fait que le système fournit des informations erronées à l'utilisateur, ne respectant pas les exigences de navigation établies pour l'application courante. Cet événement est alors directement relié au risque d'intégrité P_{int} . Les deux états conduisant à une alerte manquée sont la **détection manquée** et la **mauvaise exclusion**.

La probabilité des événements introduits déterminent les performances de l'algorithme FDE. Les probabilités de fausse alerte P_{fa} et de détection manquée P_{md} sont notamment déterminantes dans le contrôle autonome d'intégrité de type RAIM dont les principes théoriques seront exposés dans la section 2.4. La probabilité de mauvaise exclusion P_{me} , liée au risque d'intégrité, est également essentielle. L'OACI a alors établi des métriques précises en termes de probabilités selon chaque phase de vol. Celles-ci sont détaillées dans [13].

Le paragraphe suivant définit les bornes de protection et d'exclusion horizontales et verticales citées précédemment, qui caractérisent en partie l'algorithme FDE.

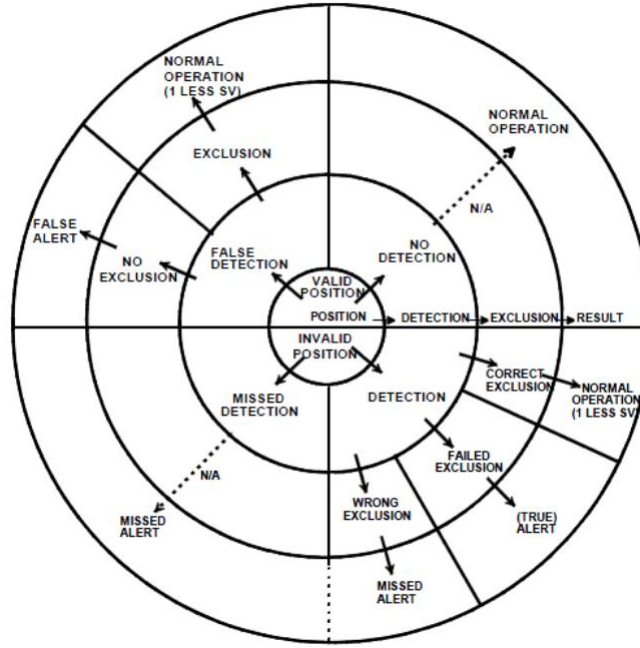


Fig. 2.5 – Diagramme des événements FDE [13]

2.3.2 Bornes de protection et d'exclusion

La fonction FDE des algorithmes de contrôle d'intégrité est évaluée par les paramètres spatiaux suivants : les bornes de protection et les bornes d'exclusion. Au cours de la navigation, l'erreur de position réelle étant inconnue, ces bornes statistiques permettent de la caractériser. En l'absence d'alertes émises à l'utilisateur, le contrôle d'intégrité s'assure que la position estimée du récepteur appartient bien aux volumes décrits par ces bornes, en conformité avec le risque d'intégrité P_{int} . Elle sont définies ci-dessous :

. Bornes de protection

Les **bornes de protection** évaluent la capacité du système total à détecter des pannes de positionnement. En effet, les bornes de protection horizontale **HPL** et verticale **VPL** (*Horizontal and Vertical Protection Level*) définissent des limites physiques d'erreur de positionnement (en mètres) que le système ne doit pas dépasser sans détecter une panne dans le temps d'alerte TTA, pour une P_{int} donnée. Ces critères sont donc liés à la disponibilité du système. Lorsque qu'au moins une borne de protection dépasse la borne d'alerte correspondante, le système de contrôle est déclaré indisponible car il n'est pas capable d'assurer à l'utilisateur que sa position estimée est contenue dans les volumes définis par les bornes d'alerte HAL et VAL. La disponibilité de l'algorithme peut se résumer de la manière suivante :

$$\begin{cases} HPL \leq HAL \text{ et } VPL \leq VAL \rightarrow \text{système disponible} \\ HPL > HAL \text{ ou } VPL > HAL \rightarrow \text{système indisponible} \end{cases} \quad (2.3)$$

Les aires définies par les bornes de protection décrivent la région assurée de contenir la position du récepteur et dépendent de la probabilité de détection manquée P_{md} . Celle-ci est fixée en correspondance avec les performances requises pour l'application courante.

En notant $PE = \sqrt{e_h^2 + e_v^2}$ la norme de l'erreur de position, le diagramme de Stanford (figure 2.6) relate les possibilités d'événements rencontrés en considérant bornes de protection et bornes d'alerte. Dans le cas où l'erreur de position est supérieure aux bornes de protection et inférieure aux bornes d'alerte, les informations fournies sont erronées : on parle d'événement MI (*Misleading Information*).

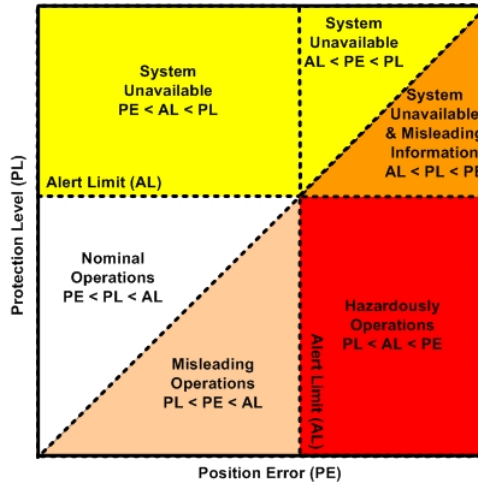


Fig. 2.6 – Diagramme de Stanford

. Bornes d'exclusion

Les bornes d'exclusion évaluent la capacité du système à corriger des pannes de positionnement. Les bornes d'exclusion horizontale **HEL** et verticale **VEL** (*Horizontal and Vertical Exclusion Level*) définissent des limites spatiales d'erreur que le système ne peut dépasser sans réussir à corriger la panne dans le temps TTA, pour un risque d'intégrité P_{int} et une probabilité d'exclusion échouée P_{ee} données. Ces entités sont liées à la continuité de service. En effet, à l'image des bornes de protection, la continuité sera assurée tant que les bornes d'exclusion seront inférieures aux bornes d'alerte :

$$\begin{cases} HEL \leq HAL \text{ et } VEL \leq VAL \rightarrow \text{pas d'interruption du système} \\ HEL > HAL \text{ ou } VEL > VAL \rightarrow \text{interruption du système} \end{cases} \quad (2.4)$$

La figure 2.7 montre, pour la position réelle d'un mobile considéré, les bornes de protection et d'exclusion par rapport aux bornes d'alerte pré-définies.

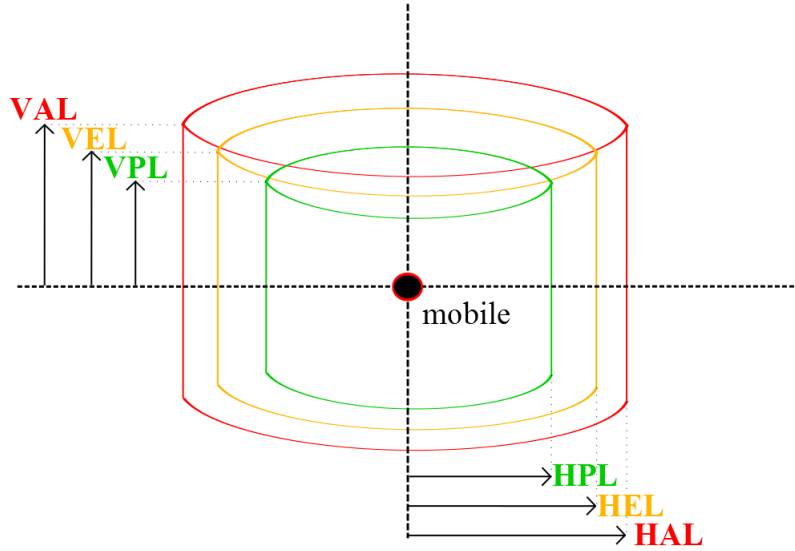


Fig. 2.7 – Bornes de protection et d'exclusion

Dans cette étude, nous considérerons exclusivement les **bornes de protection**. Plusieurs méthodes existent pour évaluer ces bornes. Nous nous focaliserons sur la technique courante qui est basée sur le biais minimum détectable. Elle consiste à évaluer le biais minimal que l'algorithme peut détecter sur chaque pseudo-distance par rapport à une probabilité P_{md} définie. Elle sera décrite dans le paragraphe suivant.

Après avoir introduit le paramètre d'intégrité dans le cadre de l'aviation civile, nous avons développé les principes de l'algorithme de détection et d'exclusion FDE qui traduit le contrôle d'intégrité effectué à bord du mobile. Pour rappel, deux classes d'algorithmes intègrent l'ensemble des traitements au niveau du segment récepteur : RAIM et AAIM qui diffèrent de l'utilisation ou non de capteurs externes au système GNSS courant (Galileo dans notre cas). Dans un contexte de navigation terrestre, nous avons choisi de travailler sur les traitements d'intégrité, côté récepteur, basés uniquement sur les informations GNSS. En effet, l'objectif global étant d'établir des méthodes novatrices de contrôle d'intégrité compatibles avec un environnement terrestre dégradé (type urbain), nous n'avons pas souhaité intégrer d'autres sources d'informations extérieures afin d'évaluer les performances de traitements « purement » basés sur les données satellitaires. C'est pour cela que le contexte RAIM est choisi et est développé dans la section suivante. Les traitements établis peuvent toutefois être enrichis par l'apport d'informations externes provenant de capteurs annexes.

2.4 Contexte RAIM

Différents algorithmes de contrôle autonome d'intégrité ont été implémentés, et diffèrent par leurs architectures, leurs méthodes, leurs fonctions de détection et d'exclusion ou encore les applications visées. Les techniques RAIM ont la particularité d'utiliser les seules mesures satellitaires pour évaluer l'intégrité de la géolocalisation du récepteur. Malgré la diversité des méthodes établies, elles reposent toutes sur la redondance des mesures de pseudo-distance. Cette section est donc consacrée au contexte RAIM. De manière conventionnelle, nous supposons qu'à chaque instant, il ne peut y avoir qu'une unique mesure défaillante. En effet, en général on juge que la probabilité pour que plusieurs pannes interviennent simultanément est négligeable. Les traitements établis pourront alors être généralisés au cas de pannes multiples, comme le prouve par exemple [48].

2.4.1 Introduction

Les mesures satellitaires potentiellement affectées par les pannes dépendent des paramètres inconnus du positionnement ; c'est pourquoi le contrôle d'intégrité et le positionnement doivent être

traités conjointement [11], comme le montre la figure 2.8. Dans le contexte RAIM, les deux traitements couplés sont uniquement basés sur les mesures GNSS. Par ailleurs, deux classes d’algorithmes de positionnement sont utilisables :

- les algorithmes **snapshots** qui n’utilisent que les mesures en temps réel pour effectuer l’estimation du PVT. On peut citer par exemple les méthodes des résidus des moindres carrés LSR et des moindres carrés pondérés WLSR,
- les algorithmes **récurifs** qui utilisent également les mesures précédentes pour évaluer le positionnement courant. Le filtre de Kalman est un exemple.

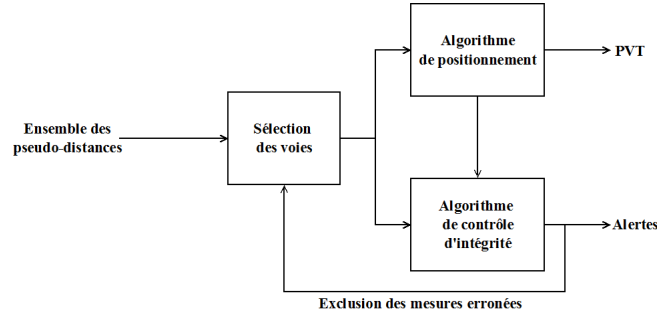


Fig. 2.8 – Contrôle d’intégrité et positionnement

L’un des avantages majeurs de la technique RAIM est sa flexibilité : il est possible d’implémenter différentes versions en fonction de l’application et du contexte de navigation choisis. La littérature propose ainsi plusieurs algorithmes de contrôle autonome d’intégrité. Deux méthodes sont notamment très utilisées dans l’aviation civile : la technique des moindres carrés LSR RAIM et les méthodes basées sur la séparation de la solution. Globalement, LSR RAIM fournit des performances supérieures et est régulièrement choisie en tant que référence pour évaluer les performances des autres algorithmes de contrôle autonome d’intégrité [14].

Par ailleurs, [49] montre que les performances du LSR RAIM, initialement développé dans [19], sont équivalentes à celles de la méthode de parité PM (*Parity Method*) et de la méthode de comparaison des distances RCM (*Range Comparison Method*), détaillées respectivement dans [50] et [51].

LSR RAIM suppose que les erreurs de mesures de pseudo-distance suivent des lois Gaussiennes centrées, de variance identique. Une approche plus réaliste et plus robuste consiste à considérer des variances de bruit spécifiques à chaque voie, dépendant de facteurs de qualité comme l’élévation des satellites ou encore le ratio signal à bruit C/N_0 . Cette pondération des mesures permet d’améliorer la disponibilité du système en réduisant les rayons de protection par rapport au cas non pondéré. Cette méthode, basée sur la technique des moindres carrés pondérés, est nommée WLSR RAIM et a été développée dans [20].

Dans le contexte de navigation terrestre, nous avons décidé d’utiliser un algorithme d’estimation classique type « snapshot » basé sur la méthode des moindres carrés introduite dans le premier chapitre et développée dans le paragraphe 2.4.3.1. Couplés à cette technique de positionnement, les contrôles d’intégrité correspondants, LSR et WLSR RAIM, sont explicités dans la section 2.4.3.

L’établissement de la technique des moindres carrés nécessite la mise en place d’un modèle de pseudo-distance. Le paragraphe 1.2.1.1 a permis d’introduire son expression théorique en fonction du positionnement des satellites en visibilité, du récepteur et des erreurs impactant la navigation. Le modèle des bruits de mesure est alors détaillé dans le paragraphe suivant.

2.4.2 Modèle de mesure de pseudo-distance

Le modèle de pseudo-distance est un paramètre essentiel au développement des algorithmes de contrôle d’intégrité et à la caractérisation de leurs performances. Plusieurs types de dégradations peuvent perturber cette mesure :

- les **erreurs nominales** détaillées dans 1.4.1.1 correspondent aux perturbations subies par le signal satellitaire. L’amplitude de leurs erreurs sont contrôlées et considérées dans le modèle de mesure classique. Les retards troposphériques, ionosphériques ou encore le bruit additif

du récepteur intègrent l'ensemble des erreurs de mesure dites nominales. On considère que toutes les mesures de pseudo-distance sont intrinsèquement et systématiquement impactées par ces erreurs,

- **les pannes** ne sont pas considérées dans le modèle et correspondent à des dégradations imprévues, ponctuelles que le système doit détecter.

2.4.2.1 Système d'équation des mesures

Considérons à l'instant t les paramètres suivants :

- le PVT du récepteur (sans prendre en compte ici le paramètre de vitesse) : $\Theta(t) = (x(t), y(t), z(t), \delta t_{RX}(t))$,
- N_{sat} le nombre de satellites en vue,
- $(x_i(t), y_i(t), z_i(t))$ la position 3D du $i^{ième}$ satellite en vue,
- $b_i(t)$ le bruit de mesure nominal sur la $i^{ième}$ voie,

L'équation 2.5 rappelle alors le modèle de pseudo-distance choisi sur la $i^{ième}$ voie (voir l'équation 1.7) :

$$\rho_i(t) = \sqrt{(x(t) - x_i(t))^2 + (y(t) - y_i(t))^2 + (z(t) - z_i(t))^2} + c \times \delta t_{RX}(t) + b_i(t) \quad (2.5)$$

Il est alors possible d'écrire le modèle de pseudo-distance sous la forme vectorielle suivante :

$$\mathbf{Y}(t) = h_t(\Theta(t)) + \mathbf{b}(t) \quad (2.6)$$

avec $\mathbf{Y}(t)$ le vecteur des N_{sat} pseudo-distances observées, h_t la fonction non linéaire reliant le PVT aux pseudo-distances et $\mathbf{b}(t)$ le vecteur des N_{sat} bruits de mesure, paramètre sur lequel est basé le paragraphe suivant.

2.4.2.2 Modèle du bruit de mesure

En règle générale, les erreurs nominales sont modélisées par des distributions Gaussiennes centrées et indépendantes. Les variances correspondantes sont définies par les standards de l'aviation civile. L'OACI a en effet validé le budget d'erreur en considérant des modèles d'erreur Gaussiens pour les raisons suivantes [14] : cette approche est jugée fiable, elle a été validée par rapport aux exigences de l'OACI et est donc adaptée au contrôle autonome d'intégrité ; de plus, l'aviation civile utilise ces modèles d'erreurs dans les traitements d'intégrité effectués. Par exemple, l'« erreur multi-trajets » est intégrée au bruit de mesure nominal par une distribution Gaussienne.

Néanmoins, les erreurs de pseudo-distance réelles ne suivent pas nécessairement des distributions Gaussiennes. C'est pourquoi le modèle de bruit de mesure considère des Gaussiennes fixes réalisant la majoration des distributions d'erreurs réelles (voir Annexe A). Finalement, le modèle mathématique des erreurs nominales est :

$$\mathbf{b} \hookrightarrow N(0, \Sigma) \quad (2.7)$$

avec :

$$\Sigma = Cov(\mathbf{b}) = \begin{pmatrix} \sigma_1^2 & 0 & & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \sigma_{N_{sat}}^2 \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

Les distributions d'erreurs de pseudo-distance suivent, pour chaque voie, une loi normale centrée de variance correspondant à la racine carré de la somme des variances de l'ensemble des erreurs nominales.

Remarque : le modèle intègre les multi-trajets dans le bruit mesure. Ainsi, en supposant que l'ensemble des signaux LOS soient reçus, les sources émettrices sont considérées décorrélées et la matrice des bruits Σ est alors diagonale.

2.4.2.3 Budget des erreurs nominales

Les différentes sources d'erreurs nominales dégradent chaque signal GNSS et génèrent une incertitude sur la mesure dont l'écart-type est généralement noté σ_{URE} (*User Equivalent Range Error*). Dans le modèle de bruit, ce paramètre est composé des erreurs suivantes (introduites dans la section 1.4.1) :

$\Rightarrow \sigma_{URA}$: l'écart-type de l'erreur due à la correction du biais d'horloge satellite et aux éphémérides (*User Range Accuracy*). L'erreur correspondante est modélisée par :

$$b_{URA} \hookrightarrow N(0, \sigma_{URA}^2) \quad (2.9)$$

$\Rightarrow \sigma_{bruit}$: l'écart-type de l'erreur due au bruit thermique en réception. L'erreur correspondante est modélisée par :

$$b_{bruit} \hookrightarrow N(0, \sigma_{bruit}^2) \quad (2.10)$$

$\Rightarrow \sigma_{MP}$: l'écart-type de l'erreur induite par la réception de signaux parasites type multi-trajets. L'erreur correspondante est modélisée par :

$$b_{MP} \hookrightarrow N(0, \sigma_{MP}^2) \quad (2.11)$$

$\Rightarrow \sigma_{iono}$: l'écart-type de l'erreur due à la propagation du signal dans l'ionosphère. L'erreur correspondante est modélisée par :

$$b_{iono} \hookrightarrow N(0, \sigma_{iono}^2) \quad (2.12)$$

$\Rightarrow \sigma_{tropo}$: l'écart-type de l'erreur due à la propagation du signal dans la troposphère. L'erreur correspondante est modélisée par :

$$b_{tropo} \hookrightarrow N(0, \sigma_{tropo}^2) \quad (2.13)$$

Finalement, l'écart-type UERE du bruit de mesure pour chaque pseudo-distance est décomposé de la manière suivante :

$$\sigma_{URE} = \sqrt{\sigma_{URA}^2 + \sigma_{bruit}^2 + \sigma_{MP}^2 + \sigma_{iono}^2 + \sigma_{tropo}^2} \quad (2.14)$$

Le budget UERE est spécifique à chaque constellation qui établit des valeurs métriques des écart-types de chaque erreur. Nous décrivons ci-dessous les modèles suivis par chaque contribution d'erreur.

. Éphémérides et horloge satellite

Les erreurs d'éphémérides et de l'horloge satellite dépendent de la constellation considérée. L'information de position de chaque satellite est contenue dans le message de navigation transmis au récepteur. Des données erronées fournissent alors une position biaisée des satellites et impactent nécessairement la mesure de pseudo-distance. Les erreurs d'horloge satellite sont liées à la dérive par rapport au temps de référence de la constellation. Concernant Galileo, ces erreurs peuvent être majorées par une distribution Gaussienne dont l'écart-type correspond au paramètre SISA introduit précédemment [11]. Le tableau 2.2 propose les écart-types pour les constellations GPS (II) et Galileo.

Constellation	GPS II	Galileo
σ_{URA} [m]	1.5	0.85

Table 2.2 – Ecart-types URA pour les constellations GPS II et Galileo

. Bruit en réception

Le signal GNSS reçu est généralement impacté par un bruit thermique qui peut perturber la synchronisation entre les codes, la poursuite des signaux satellitaires et ainsi engendrer des erreurs sur les mesures de pseudo-distance. Des modèles de variances d'erreur ont été mis en place en fonction du discriminateur utilisé et ont été introduits dans les paragraphes 1.4.4.3 et 1.4.4.1. Ces modèles dépendent de plusieurs paramètres centraux dont la modulation du signal satellitaire, les paramètres des boucles de poursuite (type de discriminateur, espacement des corrélateurs, temps d'intégration, etc.) ainsi que du ratio signal à bruit C/N_0 . Des exemples de variances d'erreur pour différents types de discriminateurs en bande finie sont donnés dans [18] et [14].

La contribution du bruit dans le budget UERE dépend ainsi de nombreux facteurs pouvant être modifiés par le choix des traitements en réception. En considérant les discriminateurs classiques DP et EMLP, les écart-types des erreurs de poursuite de code sont fournis dans le tableau 2.3.

Signal	Galileo E1	Galileo E5b
σ_{EMLP} [m]	0,86	0,59
σ_{DP} [m]	0,86	0,59

Table 2.3 – Ecart-types des erreurs de poursuite de code pour les signaux Galileo E1 et E5b [18]

. Multi-trajets

Divers modèles d'erreur de multi-trajets ont été développés. Dans le cadre des phases d'approches de précision de l'aviation civile, le modèle généralement utilisé est décrit dans [13] de la manière suivante :

$$\sigma_{MP} = 0.13 + 0.53 \exp\left(-\frac{(\theta - \frac{\pi}{2})}{10}\right) \quad (2.15)$$

avec θ l'angle d'incidence du satellite.

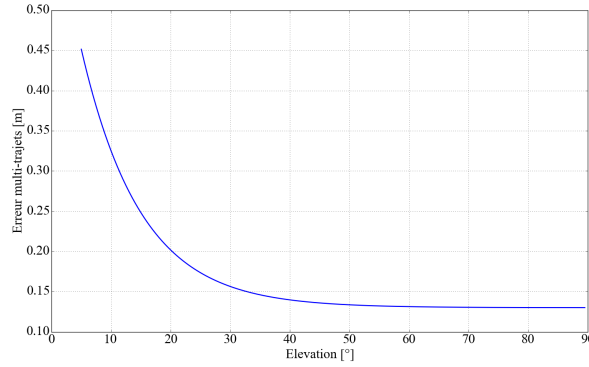


Fig. 2.9 – Ecart-type de la distribution d'erreur multi-trajets UERE

. Propagation ionosphérique

La propagation ionosphérique du signal satellitaire est l'une des principales contributions à l'erreur de mesure de pseudo-distance. En effet, la couche d'électrons, à densité variable en fonction de l'altitude, de la localisation et de l'époque, modifie la vitesse de propagation de l'onde et engendre donc un retard final qui doit être considéré.

Par ailleurs, l'ionosphère est un milieu dispersif et l'utilisation d'un récepteur multi-fréquences permet d'estimer le retard induit et de le corriger. Considérons deux signaux émis sur les fréquences Galileo E1 (f_{E1}) et E5b (f_{E5b}). Les mesures de pseudo-distances respectives peuvent être modélisées par [14] :

$$\begin{cases} \rho_{E1} &= d_{Tx-Rx} + b_{E1} + \delta_{iono,E1} \\ \rho_{E5b} &= d_{Tx-Rx} + b_{E5b} + \delta_{iono,E5b} \end{cases} \quad (2.16)$$

avec d_{Tx-Rx} la distance géométrique entre le satellite courant et le récepteur, b_{E1} et b_{E5b} les bruits de mesure respectivement sur les fréquences E1 et E5b et $\delta_{iono,E1}$ et $\delta_{iono,E5b}$ les retards de propagation ionosphérique associés à chaque fréquence considérée. L'équation 1.22 rappelle l'expression de ces retards, fonction de la fréquence d'émission et du TEC :

$$\begin{cases} \delta_{iono,E1} &= \frac{40.3 \times TEC}{f_{E1}^2} \\ \delta_{iono,E5b} &= \frac{40.3 \times TEC}{f_{E5b}^2} \end{cases} \quad (2.17)$$

La composante TEC caractérise la quantité d'électrons rencontrée par le signal et est a priori inconnue par le récepteur. Néanmoins, la combinaison des modèles de pseudo-distance (équation 2.16)

permet d'obtenir une estimation des retards ionosphériques pour chaque fréquence d'émission. Ainsi, en notant $K = \frac{f_{E1}^2}{f_{E5b}^2}$ et en supposant que la moyenne des bruits de mesure b_{E1} et b_{E5b} est nulle, on obtient :

$$\begin{cases} \hat{\delta}_{iono,E1} &= \frac{(\rho_{E1} - \rho_{E5b})}{1-K} \\ \hat{\delta}_{iono,E5b} &= \frac{(\rho_{E1} - \rho_{E5b})K}{1-K} \end{cases} \quad (2.18)$$

La combinaison des pseudo-distances permet donc de compenser les retards induits par la traversée de l'ionosphère sur chaque fréquence. Néanmoins, l'écart-type du bruit du récepteur multi-fréquences est alors augmenté :

$$\sigma_{bruit,E1-E5b} = \sqrt{\frac{1}{(1-K)^2} \sigma_{bruit,E1}^2 + \frac{K^2}{(1-K)^2} \sigma_{bruit,E5b}^2} \quad (2.19)$$

avec $\sigma_{bruit,E1}$ et $\sigma_{bruit,E5b}$ les écart-types du bruit dans les modèles UERE associés respectivement aux fréquences E1 et E5b. De la même manière, l'écart-type de l'erreur multi-trajet est augmenté :

$$\sigma_{MP,E1-E5b} = \sqrt{\frac{1}{(1-K)^2} \sigma_{MP,E1}^2 + \frac{K^2}{(1-K)^2} \sigma_{MP,E5b}^2} \quad (2.20)$$

En considérant une erreur multi-trajet identique sur chaque fréquence, on obtient :

$$\sigma_{MP,E1-E5b} = \sqrt{\frac{1}{(1-K)^2} + \frac{K^2}{(1-K)^2}} \sigma_{MP} \quad (2.21)$$

Les futurs récepteurs Galileo pourront alors utiliser des mesures à double fréquence afin de les combiner et d'éliminer la composante d'erreur ionosphérique au budget UERE. Dans ce sens, nous considérons tout au long du manuscrit une erreur résiduelle nulle :

$$\sigma_{iono} = 0 \quad (2.22)$$

. Propagation troposphérique

La traversée de la troposphère induit également un retard issu de la diminution de la vitesse de propagation de l'onde. Néanmoins, le milieu n'étant pas dispersif, un traitement multi-fréquences ne permet pas de compenser et d'estimer ce retard. Un modèle de prédiction a été établi afin de réduire l'effet de la propagation troposphérique pour le signal GPS L1C/A et a été adopté également pour les signaux Galileo E1 et E5b [13]. L'erreur troposphérique peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$\sigma_{tropo} = 0.12 \times \frac{1,001}{\sqrt{0.002001 + \sin^2(\theta - \pi/2)}} \quad (2.23)$$

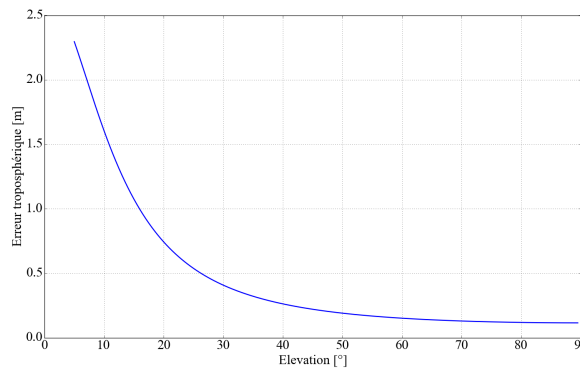


Fig. 2.10 – Ecart-type de la distribution d'erreur troposphérique UERE

Finalement, le budget total UERE est établi de manière spécifique à chaque constellation. Le tableau 2.4, issu de [11], fournit le bilan d'erreur de mesure de pseudo-distance pour les fréquences

d'émission Galileo E1 et E5b dans le cas augmenté (utilisation de la technique multi-fréquences). Les erreurs nominales correspondent à l'écart-type (1σ) de chaque contribution en considérant le satellite émetteur à un angle d'incidence critique de 10° .

Segment	Source d'erreur	Erreur nominale [m]
Espace/Contrôle	Éphémérides et horloge satellite	0,85
Utilisateur	Bruit du récepteur	0,16
	Multi-trajets	0.92
	Compensation du retard troposphérique	0.64
UERE		1,43

Table 2.4 – Budget UERE pour les mesures Galileo sur les bandes E1 et E5b [11]

2.4.2.4 Pannes

Les **pannes** correspondent à des erreurs non considérées dans le modèle nominal présenté ci-dessus. Elles peuvent conduire à une dégradation du positionnement et à une potentielle erreur de géolocalisation supérieure aux bornes d'alerte. Généralement caractérisées par leur probabilité d'occurrence, leur amplitude et leur durée, ces erreurs sont modélisées par un biais sur le modèle nominal d'erreur :

$$\mathbf{b} = [b_1, \dots, b_{N_{sat}}]^T \quad (2.24)$$

Ces bruits de mesure peuvent être issus de sources diverses : pannes satellitaires, interférences, anomalies ionosphériques ou encore d'autres causes liées à l'environnement local du récepteur, typiques d'une navigation terrestre en environnement dégradé (type urbain par exemple), qui engendrent des erreurs inacceptables pour l'application courante par rapport aux métriques du bruit nominal. Ces effets seront discutés dans la section 2.5.

La liste exhaustive des pannes GNSS est explicitée dans [52]. Cependant, seules les pannes satellite ou de constellation, précisées ci-dessous, sont bien caractérisées.

. Panne satellite

Une panne satellite, ou MSF (*Major Satellite Failure*) est précisément définie pour la constellation GPS et peut être raisonnablement appliquée à Galileo [14]. Elle intervient lorsque l'erreur en distance du signal émis par un satellite valide dépasse la tolérance d'erreur autorisée NTE (*Not Too Exceed*). Le service GPS SPS définit la tolérance NTE comme le maximum entre 30 mètres et 4,42 fois le paramètre URA. La probabilité d'occurrence d'un tel événement est de trois par an en considérant les 24 satellites de la constellation GPS, ce qui donne la métrique d'intégrité SIS suivante :

$$P_{MSF} = 10^{-5}/sat/heure \quad (2.25)$$

On note alors la probabilité de panne par heure $P_{MSF,1h}$. En considérant plusieurs pannes simultanées, la probabilité que k satellites présentent une panne MSF parmi les N_{sat} considérés devient :

$$P_{n \times MSF} = \binom{N_{sat}}{k} P_{MSF,1h}^k (1 - P_{MSF,1h})^{N_{sat}-k} \quad (2.26)$$

D'autres types de panne satellite peuvent intervenir au cours de la navigation du récepteur, de degrés d'importance moindre mais pouvant générer des erreurs significatives : les distorsions et déformations du signal, les erreurs d'éphémérides ou encore les erreurs d'accélération. Détaillées dans [53], elles ne seront pas considérées dans notre étude.

. Panne de constellation

Une panne de constellation caractérise des pannes qui affectent plusieurs satellites d'une même constellation de manière simultanée, pouvant être causées par des déficiences du segment de contrôle ou de l'architecture globale de la constellation. Les algorithmes RAIM utilisés supposent que la probabilité de panne de constellation est négligeable pour la constellation GPS[22]. En effet, un tel scénario ne s'est jamais produit.

Dans le cas de Galileo, il est encore nécessaire d'attendre que la constellation soit opérationnelle à 100 % avant d'établir cette probabilité. Une panne de constellation s'est en revanche déjà produite sur la constellation Glonass (avril 2014), due à la transmission de données d'éphémérides erronées pendant plusieurs heures successives. [54] indique que, d'après les statistiques établies, une probabilité de panne de constellation par an de 10^{-4} semble actuellement cohérente pour Glonass.

. Interférences

Malgré le nombre de techniques développées pour rejeter les interférences involontaires, notamment grâce à la diversité d'antennes, le récepteur reste vulnérable. Plusieurs types de signaux interférents peuvent être reçus : continus (CW), large bande ou encore pulsés. Globalement, la modélisation de cette source d'erreur sera discutée dans le paragraphe 2.5 dans le cadre de la navigation terrestre en milieu urbain.

2.4.2.5 Synthèse

Finalement, l'équation 2.6 donne le modèle de mesure de pseudo-distance non linéaire :

$$\mathbf{Y}(t) = h_t(\boldsymbol{\Theta}(t)) + \mathbf{b}(t) \quad (2.27)$$

Le bruit de mesure $\mathbf{b}(t)$ peut être défini comme la somme de plusieurs composantes détaillées précédemment. Il est nécessaire de différencier deux états :

- le cas **sans panne** dans lequel le bruit de mesure $\mathbf{b}(t)$ est composé des erreurs nominales présentées précédemment dont les amplitudes restent typiques et acceptables par rapport aux distributions d'erreurs définies dans le budget UERE. On parle de situation nominale. Dans ce cas, le vecteur des bruits peut être exprimé tel que :

$$\mathbf{b} \hookrightarrow N \left(\begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \sigma_1^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \sigma_{N_{sat}}^2 \end{pmatrix} \right) \quad (2.28)$$

avec pour tout $i \in [1, N_{sat}]$: σ_i correspondant à l'écart-type de l'erreur nominale du budget UERE présenté précédemment.

- le cas **en présence de panne** où une (ou plusieurs) mesure de pseudo-distance est affectée par des erreurs issues de sources différentes, comme par exemple une panne satellitaire ou l'effet d'une forte interférence par exemple. Dans ce cas, le modèle de bruit assimile une faute additionnelle comme un biais sur les distributions d'erreurs. De plus, en présence d'interférences, les variances du modèle de bruit peuvent être augmentées [18]. En considérant un vecteur de biais $\boldsymbol{\epsilon}(t)$, le modèle de bruit en présence de panne devient :

$$\mathbf{b} \hookrightarrow N \left(\begin{pmatrix} \epsilon_1 \\ \vdots \\ \epsilon_{N_{sat}} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \sigma_1^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \sigma_{N_{sat}}^2 \end{pmatrix} \right) \quad (2.29)$$

Les modèles de mesure de pseudo-distances étant désormais établis, la prochaine section se focalise sur le développement des techniques de contrôle autonome d'intégrité LSR et WLSR RAIM.

2.4.3 LSR et WLSR RAIM

2.4.3.1 Algorithme des moindres carrés

Ce paragraphe, basé sur les principes exposés dans [11], [12], [18], détaille la théorie des algorithmes LSR et WLSR utilisés dans la résolution du problème de positionnement à l'instant t , soit l'estimation des 4 paramètres constituant le vecteur $\boldsymbol{\Theta}(t)$. Nous supposons alors $N_{sat} > 4$ pour que le problème soit solvable.

Les mesures de pseudo-distance ne dépendent pas linéairement du PVT du récepteur. Pour contourner ce problème, il est nécessaire de réaliser une linéarisation du modèle de mesure grâce à un développement de Taylor au premier ordre. Cette technique est incrémentale : on linéarise

autour des positions successives du récepteur. En se basant sur l'équation 2.6 à l'instant t , elle est effectuée autour du PVT estimé à l'instant $t - 1$: $\hat{\Theta}(t - 1)$ comme suit :

$$\mathbf{Y}(t) = h_t \left(\hat{\Theta}(t - 1) \right) + \Delta \mathbf{h} \times \left(\Theta(t) - \hat{\Theta}(t - 1) \right) + \mathbf{b}(t) \quad (2.30)$$

Le terme $\Delta \mathbf{h}$ correspond à une matrice jacobienne de dimension $(N \times 4)$, que l'on note $\mathbf{H}$. Elle caractérise l'effet de la géométrie entre le récepteur et les satellites en visibilité sur l'estimation du PVT. Elle est exprimée de la manière suivante :

$$\mathbf{H} = \Delta \mathbf{h} = \begin{pmatrix} \frac{\hat{x}(t-1) - x_1(t)}{d_1(t)} & \frac{\hat{y}(t-1) - y_1(t)}{d_1(t)} & \frac{\hat{z}(t-1) - z_1(t)}{d_1(t)} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\hat{x}(t-1) - x_{N_{sat}}(t)}{d_{N_{sat}}(t)} & \frac{\hat{y}(t-1) - y_{N_{sat}}(t)}{d_{N_{sat}}(t)} & \frac{\hat{z}(t-1) - z_{N_{sat}}(t)}{d_{N_{sat}}(t)} & 1 \end{pmatrix} \quad (2.31)$$

avec $d_i(t) = \sqrt{(\hat{x}(t-1) - x_i(t))^2 + (\hat{y}(t-1) - y_i(t))^2 + (\hat{z}(t-1) - z_i(t))^2}$ pour $i \in [1, N_{sat}]$. L'équation 2.30 peut alors s'écrire :

$$\underbrace{\mathbf{Y}(t) - h_t \left(\hat{\Theta}(t - 1) \right)}_{\Delta \mathbf{Y}(t)} = \mathbf{H} \times \underbrace{\left(\Theta(t) - \hat{\Theta}(t - 1) \right)}_{\Delta \Theta(t)} + \mathbf{b}(t) \quad (2.32)$$

$\Delta \mathbf{Y}(t)$ représente le vecteur des différences entre les mesures observées et les mesures prédites sur la position du récepteur à l'instant précédent. En considérant ce modèle matriciel linéaire, il est possible d'estimer le résidu $\Delta \Theta(t)$ par la théorie des moindres carrés, dont le principe est de minimiser le critère suivant : $\|\Delta \mathbf{Y}(t) - \mathbf{H} \Delta \Theta(t)\|^2$. On obtient alors :

$$\Delta \hat{\Theta}(t) = \left(\mathbf{H}^T \mathbf{H} \right)^{-1} \mathbf{H}^T \Delta \mathbf{Y}(t) \quad (2.33)$$

De manière équivalente, il est possible d'estimer ce résidu par la technique des moindres carrés pondérés, qui donne :

$$\Delta \hat{\Theta}(t) = \left(\mathbf{H}^T \Sigma^{-1} \mathbf{H} \right)^{-1} \mathbf{H}^T \Sigma^{-1} \Delta \mathbf{Y}(t) \quad (2.34)$$

L'application de l'algorithme des moindres carrés au contrôle autonome d'intégrité est présentée dans le paragraphe suivant.

2.4.3.2 Technique de détection

Les erreurs de positionnement ne sont pas directement mesurables. L'objectif de l'algorithme RAIM est de calculer un test de détection permettant d'accéder à l'information de présence d'erreurs de mesure sur les pseudo-distances. Les tests LSR et WLSR RAIM sont reliés au vecteur des résidus de pseudo-distance $\mathbf{r}$, défini comme la différence entre le vecteur des pseudo-distances mesurées et le vecteur des pseudo-distances calculées par rapport à la solution de navigation. $\mathbf{r}$ s'exprime alors de la manière suivante :

$$\mathbf{r}(t) = \Delta \mathbf{Y}(t) - \mathbf{H} \Delta \hat{\Theta}(t) \quad (2.35)$$

En remplaçant $\Delta \hat{\Theta}(t)$ par son expression définie dans les équations 2.33 et 2.34, on obtient (démonstration dans l'annexe B) :

$$\mathbf{r}(t) = (\mathbf{I} - \mathbf{B}) \Delta \mathbf{Y}(t) = (\mathbf{I} - \mathbf{B}) \mathbf{b}(t) \quad (2.36)$$

avec : $\mathbf{B} = \mathbf{H} \left(\mathbf{H}^T \mathbf{H} \right)^{-1} \mathbf{H}^T$ dans le cadre LSR RAIM et $\mathbf{B} = \mathbf{H} \left(\mathbf{H}^T \Sigma^{-1} \mathbf{H} \right)^{-1} \mathbf{H}^T \Sigma^{-1}$ dans le cas pondéré WLSR.

Le vecteur des résidus contient intrinsèquement l'information de présence ou d'absence d'erreurs de positionnement, appelées pannes si ces erreurs sont jugées trop conséquentes. Dans le cas LSR, les hypothèses suivantes sont alors établies :

$$\mathbf{r}(t) = \left(\mathbf{I} - \mathbf{H} \left(\mathbf{H}^T \mathbf{H} \right)^{-1} \mathbf{H}^T \right) \mathbf{b}(t) \quad : \text{Hypothèse sans panne } H_0 \quad (2.37)$$

$$\mathbf{r}(t) = \left(\mathbf{I} - \mathbf{H} \left(\mathbf{H}^T \mathbf{H} \right)^{-1} \mathbf{H}^T \right) (\mathbf{b} + \boldsymbol{\epsilon})(t) \quad : \text{Hypothèse avec panne } H_1 \quad (2.38)$$

avec $\boldsymbol{\epsilon}(t) = [0, \dots, \epsilon_i(t), \dots, 0]^T$ le vecteur de biais, $\epsilon_i(t)$ la $i^{\text{ième}}$ composante non nulle en conservant l'hypothèse d'une seule panne à chaque instant et $\mathbf{b}(t) \hookrightarrow N(0, \boldsymbol{\Sigma})$ le vecteur de bruit.

Au contraire de l'erreur d'estimation du PVT, la statistique du vecteur des résidus est observable et permet de déceler la présence ou non d'une anomalie sur les pseudo-distances. A partir de ce constat, les tests de détection LSR et WLSR RAIM sont alors définis par :

$$T(t) = \mathbf{r}^T(t) \boldsymbol{\Sigma}^{-1}(t) \mathbf{r}(t) \quad (2.39)$$

La différence entre les deux approches réside dans le modèle d'erreur de mesure choisi : la méthode LSR suppose des bruits gaussiens de puissances identiques sur l'ensemble des voies : $\boldsymbol{\Sigma} = \sigma^2 \mathbf{I}_{N_{sat}}$. Dans le cas WLSR, la variance de bruit est propre à chaque mesure satellitaire. Dans les deux algorithmes, le test de détection correspond à la somme du carré des erreurs résiduelles normalisée par la matrice de covariance nominale des bruits de mesure.

Sous l'hypothèse H_0 (i.e. absence de panne), les bruits de mesures suivent une Gaussienne centrée. Dans ce cas, le test T suit une loi du χ^2 centrée. En effet, T peut être décomposé en la somme de variables aléatoires mises au carré suivant chacune une loi normale centrée réduite. A l'inverse, en présence d'une panne sur l'une des mesures de pseudo-distance, le bruit de mesure correspondant n'est plus centré. Le test T suit alors une loi du χ^2 décentrée de paramètre de non centralité noté λ .

En conservant l'hypothèse $N_{sat} > 4$, le problème de positionnement a plus d'équations que d'inconnues (N_{sat} contre 4) ; ainsi, les composantes du vecteur $\Delta \mathbf{Y}$ ne sont pas indépendantes. Les lois χ^2 sous les hypothèses H_0 et H_1 possèdent donc $N_{dof} = N_{sat} - 4$ degrés de liberté (*Degrees Of Freedom*). Leurs densités de probabilité respectives sont notées :

$$\begin{cases} H_0 : f_{\chi^2_{N_{dof}}}(x) &= \frac{e^{-\frac{x}{2}} x^{\frac{(N_{dof}-2)}{2}}}{2^{\frac{N_{dof}}{2}} \Gamma\left(\frac{N_{dof}}{2}\right)} \\ H_1 : f_{\chi^2_{N_{dof}, \lambda}}(x) &= \frac{e^{-\frac{x+\lambda}{2}} x^{\frac{(N_{dof}-2)}{2}}}{2^{\frac{N_{dof}}{2}}} \sum_{i=0}^{+\infty} \frac{x^i \lambda^i}{\Gamma\left(\frac{N_{dof}}{2} + i\right) 2^{2i} i!} \end{cases} \quad (2.40)$$

avec Γ la fonction Gamma telle que : $\Gamma(z) = \int_0^{+\infty} t^{z-1} e^{-t} dt$ pour tout complexe z dont la partie réelle est positive.

Pour décider si un biais est présent ou non, la variable de test T doit être comparée à un seuil de détection noté T_{th} qui est déterminé par rapport à la probabilité de fausse alerte fixée P_{fa} . Ce seuil est évalué ainsi :

$$P_{fa} = P_{H_0} [T > T_{th}] \quad (2.41)$$

Ainsi, en notant $F_{\chi^2, N_{dof}}$ la fonction de répartition de la loi du χ^2 centrée à N_{dof} degrés de liberté, on obtient l'expression théorique du seuil de détection :

$$T_{th} = F_{\chi^2, N_{dof}}^{-1}(1 - P_{fa}) \quad (2.42)$$

Finalement, le test LSR RAIM se résume aux inégalités suivantes :

$$\begin{cases} H_0 : T \leq T_{th} \\ H_1 : T > T_{th} \end{cases} \quad (2.43)$$

La figure 2.11 montre la distribution des tests de détection sous les deux hypothèses. Dans le cas des algorithmes LSR et WLSR RAIM, la valeurs des seuils de détection dépend exclusivement

de deux paramètres : le nombre de satellites en vue N_{sat} et la probabilité de fausse alerte P_{fa} . Les valeurs de seuil peuvent alors être calculées au préalable (effectué par exemple dans [20]). Nous allons désormais décrire le processus d'identification de la mesure défaillante.

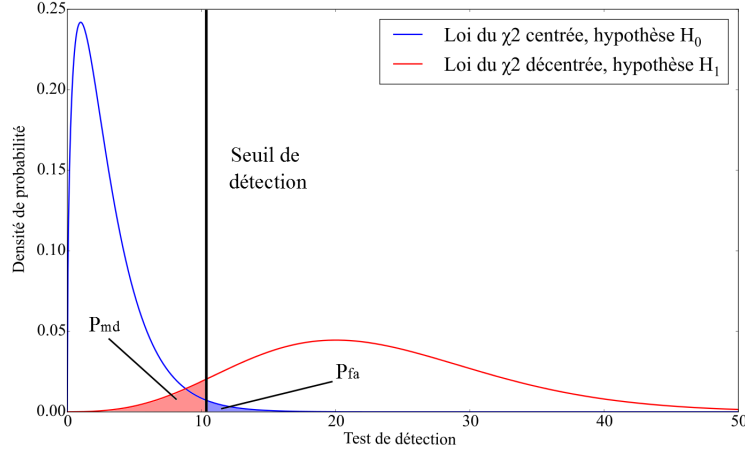


Fig. 2.11 – Densités de probabilités du test de détection sous les hypothèses H_0 et H_1 en fonction de la valeur du test de détection

2.4.3.3 Technique d'identification

Dans ce paragraphe, nous supposons que le test de détection a révélé la présence d'une panne à l'instant courant. Rappelons que dans ce cas, nous estimons qu'une seule mesure est défaillante, même si l'approche présentée est généralisable au cas de plusieurs défaillances simultanées.

Basé sur la redondance des mesures satellitaires, le processus de détection LSR RAIM nécessite au minimum 5 satellites en visibilité afin de pouvoir détecter une panne de positionnement. La fonction d'identification requiert un satellite supplémentaire, soit un minimum de 6 satellites en vue du récepteur afin d'exclure la pseudo-distance jugée erronée.

Considérons alors N_{sat} mesures de pseudo-distance en entrée de l'algorithme. Afin d'identifier la mesure défaillante, N_{sat} sous-groupes de $N_{sat} - 1$ satellites sont créés, en excluant un satellite différent pour chaque ensemble. Le $i^{ième}$ sous-groupe considère alors l'ensemble des mesures de pseudo-distances exceptée la $i^{ième}$ mesure, comme le montre la figure 2.12. De manière identique au processus de détection, l'algorithme LSR RAIM évalue les N_{sat} variables de test spécifiques à chaque ensemble considéré, notées T_i pour $i \in [1, N_{sat}]$. L'identification de la mesure défaillante repose alors sur la comparaison entre ces tests et un seuil de détection global noté $T_{th,e}$. Les distributions statistiques des variables de test étant identiques, ce seuil est commun à tous les ensembles et est calculé par rapport à une probabilité de fausse exclusion P_{fe} .

L'algorithme évalue donc en parallèle le résultat des N_{sat} tests de détection. En présence d'une unique mesure défaillante, seul un sous-groupe est théoriquement jugé intègre, i.e. le test reste inférieur $T_{th,e}$. En notant k le numéro du sous-groupe correspondant, l'algorithme est alors chargé d'exclure la $k^{ième}$ mesure de pseudo-distance afin d'assurer la continuité du service.

Remarque : ce processus classique est valable lorsqu'un unique sous-groupe est jugé valide. Dans le cas où la panne n'est pas identifiable, le problème ne peut être solutionné et l'utilisateur doit en être averti.

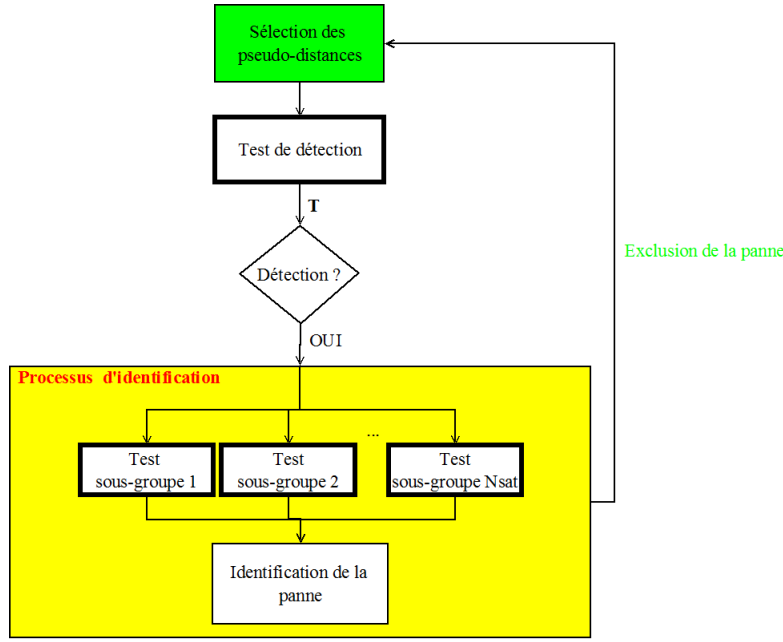


Fig. 2.12 – Architecture du processus d'identification de l'algorithme LSR RAIM

2.4.3.4 Bornes de protection

Ce paragraphe se focalise sur le calcul des bornes de protection horizontale et verticale. L'application à l'algorithme LSR RAIM étant directe, nous allons présenter le calcul de ces bornes pour la méthode WLSR RAIM. Ces paramètres caractérisent la capacité du système à détecter des pannes de positionnement. Ils doivent donc être évalués en temps réel. HPL et VPL traduisent des erreurs de position maximales du système sans que l'algorithme de contrôle d'intégrité ne détecte un problème pour une probabilité de détection manquée P_{md} dans le temps d'alerte TTA choisi.

Supposons qu'une unique mesure défaillante impacte la navigation, d'indice k dans la liste des pseudo-distances estimées : $\epsilon(t) = [0, \dots, \epsilon_k(t), \dots, 0]^T$. En suivant donc la théorie de détection exposée dans le paragraphe 2.4.3.2, la variable de test WLSR RAIM suit une loi du χ^2 à N_{dof} degrés de liberté, de paramètre de non centralité λ . La figure 2.11 montre la relation entre λ et la probabilité de détection manquée P_{md} [11] :

$$P_{md} = \int_0^{T_{th}} f_{\chi^2_{N_{dof}, \lambda}}(x) dx \quad (2.44)$$

Le paramètre λ correspond au plus petit biais pouvant être détecté par le test statistique sur chaque mesure selon la probabilité P_{md} définie. Dans le cas de l'algorithme LSR, ce **biais minimum détectable** noté $b_{min,k}$ peut être exprimé en fonction de λ de la manière suivante :

$$b_{min,k} = \frac{\sigma_k \sqrt{\lambda}}{\sqrt{1 - B_{k,k}}} \quad (2.45)$$

avec $\mathbf{B} = \mathbf{H}(\mathbf{H}^T \mathbf{\Sigma}^{-1} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{\Sigma}^{-1}$ et $B_{k,k}$ l'élément appartenant à la $k^{ième}$ ligne et à la $k^{ième}$ colonne.

La relation entre l'erreur de position et le bruit de mesure est traduite par l'équation : $\mathbf{\Theta}(t) - \hat{\mathbf{\Theta}}(t) = -\mathbf{P}\mathbf{b}(t)$, avec $\mathbf{P} = (\mathbf{H}^T \mathbf{\Sigma}^{-1} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{\Sigma}^{-1}$. De cette manière, il est possible d'évaluer l'impact du biais $\epsilon_k(t)$ sur la position :

$$\mathbf{\Theta}(t) - \hat{\mathbf{\Theta}}(t) = \underbrace{\begin{pmatrix} \dots & P_x & \dots \\ \dots & P_y & \dots \\ \dots & P_z & \dots \\ \dots & P_{\delta\tau_H} & \dots \end{pmatrix}}_{\mathbf{P}} \times \underbrace{\begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ \epsilon_k(t) \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{b}(t)} \quad (2.46)$$

On exprime alors les erreurs de position horizontale $\Delta\Theta_H$ et verticale $\Delta\Theta_V$ en fonction du biais sur la voie k de la manière suivante :

$$\begin{cases} \Delta\Theta_H &= \sqrt{P_{x_k}^2 + P_{y_k}^2} \times \epsilon_k(t) \\ \Delta\Theta_V &= |P_{z_k}| \times \epsilon_k(t) \end{cases} \quad (2.47)$$

En remplaçant $\epsilon_k(t)$ par le biais minimum détectable par l'algorithme, les équations 2.47 et 2.45 donnent :

$$\begin{cases} \Delta\Theta_H &= HSlope_k \times \sqrt{\lambda} \\ \Delta\Theta_V &= VSlope_k \times \sqrt{\lambda} \end{cases} \quad (2.48)$$

Notons $HSlope_k = \sigma_k \frac{\sqrt{P_{x_k}^2 + P_{y_k}^2}}{\sqrt{1-B_{k,k}}}$ et $VSlope_k = \sigma_k \frac{|P_{z_k}|}{\sqrt{1-B_{k,k}}}$ les « pentes » horizontale et verticale.

Ces paramètres, spécifiques à chaque satellite, correspondent à la mesure du couplage entre l'effet d'un biais de mesure sur le paramètre de non centralité λ du test de détection et les projections du biais sur les axes horizontal et vertical (voir figure 2.13). Les pentes les plus importantes définissent le « pire » satellite : c'est à dire qu'il est le plus difficile à détecter comme étant responsable de la panne de positionnement. Les bornes de protection sont calculées par rapport à ce satellite de la manière suivante :

$$\begin{cases} HPL = HSlope_{max} \times \sqrt{\lambda} \\ VPL = VSlope_{max} \times \sqrt{\lambda} \end{cases} \quad (2.49)$$

avec $HSlope_{max} = \max_k (HSlope_k)$ et $VSlope_{max} = \max_k (VSlope_k)$.

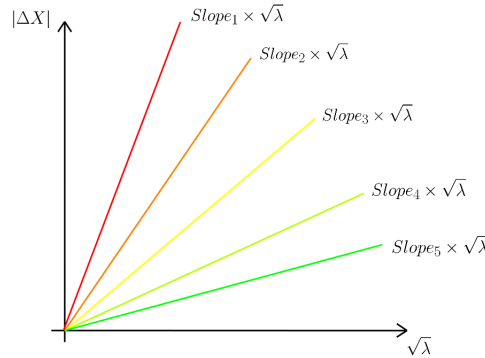


Fig. 2.13 – Caractérisation des pentes (horizontales ou verticales) comme le lien entre le paramètre de non centralité λ et la projection du biais (horizontal ou vertical) ΔX

Les principes généraux des LSR et WLSR RAIM ont été présentés dans ce paragraphe. Algorithmes de contrôle autonome d'intégrité de référence, ils sont très répandus dans l'aviation civile et les applications maritimes et ont récemment été introduits pour certaines applications terrestres. Nous avons choisi de détailler les traitements d'intégrité conventionnels usuellement utilisés dans le cadre de la navigation aérienne aux caractéristiques particulières.

La prochaine section se focalise sur les problématiques de l'environnement urbain pour la navigation et évalue les conséquences d'un tel contexte de navigation sur les performances du contrôle autonome d'intégrité. L'adaptabilité du WLSR RAIM sera ainsi évaluée.

2.5 Problématique de l'environnement urbain pour la navigation

Le contrôle d'intégrité autonome a été initialement développé pour l'aviation civile. Les traitements implémentés (et en cours de développement) fournissent de très bonnes performances dans un contexte de navigation aérienne très particulier, à l'instar de l'algorithme ARAIM (*Advanced*

RAIM) [55], [56] : ses objectifs majeurs sont d’assurer des guidages horizontaux et verticaux dans le cadre d’opérations en route et d’approche sur l’ensemble du globe en réduisant les investissements des segments sol par rapport aux augmentations SBAS. L’apport des technologies multi-constellations et multi-fréquences permettront de fournir de hautes performances aux utilisateurs et notamment l’aviation. ARAIM est un exemple concret des récents algorithmes de contrôle autonome d’intégrité novateurs basés sur le concept RAIM. Depuis une dizaine d’années, les GNSS ont également investi le domaine des applications de navigation urbaine et des services associés, dont les problématiques sont très distinctes, impactant alors de manière significative les algorithmes de contrôle d’intégrité classiques.

Considérant un récepteur confronté à un milieu dégradé, ce paragraphe va tout d’abord caractériser les sources d’erreurs potentielles liées à son environnement proche. Puis, les limitations intrinsèques de l’algorithme WLSR RAIM conventionnel associées à un tel contexte seront présentées afin d’évaluer les besoins et la pertinence d’une nouvelle méthode de traitement d’intégrité.

2.5.1 Caractérisation de l’environnement récepteur

Les caractéristiques de l’environnement récepteur ont un impact évident sur la qualité du positionnement GNSS et donc du contrôle d’intégrité appliqué. Dans le cadre de la navigation terrestre, l’environnement contraint typique est l’environnement urbain. Plusieurs études ont établi une classification des environnements récepteur en fonction de plusieurs paramètres dont les suivants :

- **élévation des masques** correspondant à l’angle limite de masquage pour un utilisateur terrestre,
- **hauteur des masques** caractérisant la hauteur des obstacles masquant les signaux directs (e.g. immeubles, arbres, etc.),
- **largeur des rues**.

Se basant sur ces indicateurs, le tableau 2.5 expose une classification des environnements de propagation établie par [57], [58] et reprise dans [59]. Quatre contextes spécifiques sont alors définis. Cette caractérisation arbitraire n’est pas exclusive et pourrait considérer davantage de données de navigation : par exemple la position moyenne de l’antenne par rapport aux angles de masquage (différences entre piétons et voitures) ou encore les matériaux de construction des obstacles.

Type d’environnement	Élévation des masques [°]	Hauteur moyenne des masques [m]	Ecart-type des hauteurs de masque [m]	Largeur des rues [m]
Résidentiel (dégagé)	< 10	6	3	7
Industriel (visibilité réduite)	10-40	8	2	19
Urbain (visibilité très réduite)	40-60	25	6	20-25
Urbain dense (dégradé)	> 60	30	10	45-60

Table 2.5 – Classification des environnements du récepteur

Cette classification est utilisable pour comparer l’effet des différents types d’environnements terrestres sur le contrôle autonome d’intégrité. Dans le cadre de la modélisation d’un environnement simulé, la génération des obstacles (statiques ou mobiles) est généralement aléatoire. Dans notre étude, nous pouvons générer numériquement l’environnement urbain dans lequel navigue le récepteur de manière déterministe en utilisant le logiciel Fermat introduit dans [60]. Les figures 2.14 et 2.15 montrent des exemples de modélisations 3D du centre-ville de Toulouse (France). Nous nous attarderons sur l’architecture et l’utilisation de Fermat dans la suite du manuscrit.

L’émission des signaux satellitaires consiste en la propagation d’une infinité de rayons qui atteignent l’antenne de l’utilisateur de manière directe ou indirecte en fonction des obstacles rencontrés. Dans notre cas, nous nous focalisons sur les obstacles inclus dans l’environnement proche du récepteur. L’environnement urbain permet donc de visualiser l’ensemble des possibilités d’« état » de réception des signaux, comme le montre la figure 2.16 :

- réception nominale ou directe (1) : seul le signal LOS est reçu. C’est l’état optimal du récepteur : l’information utile est transmise et aucun signal parasite ne vient perturber la navigation. Le signal a parcouru le trajet direct et l’estimation de la pseudo-distance est alors fiable,

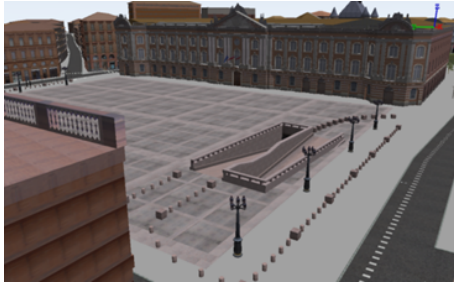


Fig. 2.14 – Génération d'environnements urbains via FERMAT (a)

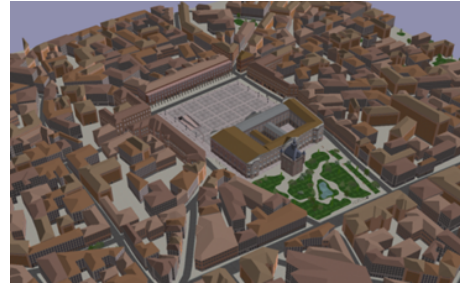


Fig. 2.15 – Génération d'environnements urbains via FERMAT (b)

- réception dégradée (2) : la propagation du signal est perturbée de plusieurs manières possibles : réception de multi-trajets, diffraction et diffusion des signaux ou encore réception d'interférences. Ces sources d'erreurs dégradent l'estimation du temps de propagation du LOS, effectivement reçu, et peuvent engendrer des biais importants sur la géolocalisation du récepteur,
- réception alternée (3) : le LOS est masqué par un (ou plusieurs) obstacle physique placé sur le trajet géométrique direct. On parle de réception « alternée » car l'environnement urbain permet au récepteur de recevoir des signaux de type multi-trajets réfléchis sur des obstacles proches. L'estimation du temps de propagation est alors nécessairement biaisée,
- réception bloquée (4) : cas critique de la navigation en zone dégradée, aucun signal issu du satellite considéré n'est reçu : on parle alors de masquage total, ou nLOS. Les constructions urbaines sont régulièrement responsables de ce type de problème qui peuvent, en réduisant l'espace de visibilité du récepteur, altérer de manière significative le positionnement et rendre indisponible le contrôle autonome d'intégrité, rendant ainsi la navigation risquée voire critique.

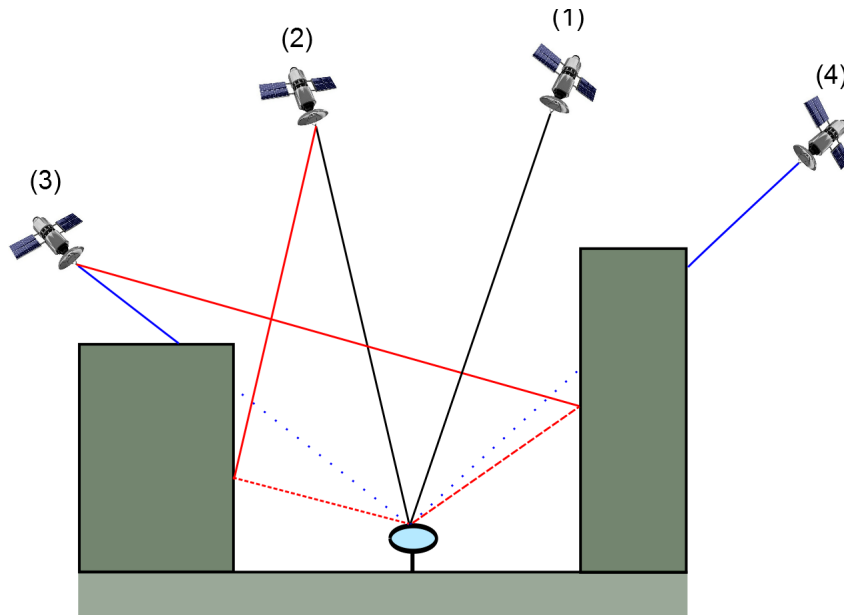


Fig. 2.16 – Etats de réception

Ces états sont liés à des perturbations locales nécessairement difficiles à maîtriser pour le récepteur. En effet, l'une des spécificités de l'environnement dégradé type urbain est la diversité des situations potentielles en termes de configuration de la géométrie satellitaire, du type de signaux parasites reçus, de leur caractère aléatoire, de la dynamique des obstacles proches du récepteur, etc. Nous détaillons ci-dessous les états théoriques de réception pouvant être rencontrés lors d'une navigation urbaine, en ciblant deux phénomènes majeurs : le masquage des trajets directs et la réception de signaux parasites.

2.5.1.1 Réception bloquée

La perturbation principale de la géolocalisation par satellites en milieu urbain est le masquage des signaux satellitaires directs. Le tableau 2.5 classe ainsi les environnements selon les caractéristiques du masquage par rapport aux obstacles immobiles (bâtiments, végétation, etc.). Les éléments à caractère aléatoire peuvent être intégrés, à l'instar des mobiles proches du récepteur. On parle de réception bloquée (ou état bloqué) relativement à une voie satellitaire : la figure 2.16 montre alors que le satellite (4) est dans un état bloqué par rapport au récepteur.

Le rapport signal à bruit SNR d'un satellite bloqué est alors trop faible pour être détecté par le récepteur. Afin de rejeter une voie nLOS, il est possible d'utiliser des masques en réception sur l'élévation ou sur le C/N_0 . Typiquement, il est possible de discriminer les ratios signal à bruit inférieurs à 30 dB-Hz [22], [59]. De même, en reprenant les informations du tableau 2.5, des masques d'élévation des satellites peuvent être établis en fonction du milieu de navigation. Par exemple, en zone urbaine dense, les signaux issus de satellites ayant une élévation inférieure à 60° ont une forte probabilité d'être dégradés (masqués, réfléchis, diffractés). Par ailleurs l'azimut a également une importance dans la réception des signaux directs : les signaux dont les azimuts sont sensiblement de même direction que celle de la route auront un angle de masquage en élévation relativement faible et donc plus facilement reçus.

Les environnements urbains denses, voire les canyons urbains, réduisent drastiquement la visibilité du récepteur ce qui peut engendrer des problèmes de disponibilité des données au niveau du contrôle autonome d'intégrité (le processus de détection du WLSR RAIM nécessite au moins 5 satellites en visibilité) voire même du positionnement (4 satellites requis).

Remarque : Des techniques spécifiques de navigation indoor ont été mises en place afin de permettre à des utilisateurs mobiles de se déplacer dans des bâtiments ou dans des zones où la réception des signaux GNSS est mise en défaut, en combinant des données GNSS, des signaux RF ou encore des données inertielles issues d'un téléphone mobile.

2.5.1.2 Réception dégradée

En environnement urbain, certains événements liés à la propagation du signal GNSS et/ou de l'environnement proche du récepteur peuvent altérer l'estimation du temps de propagation et donc le positionnement : on parle alors de réception dégradée. Les phénomènes considérés sont présentés ci-dessous.

- Réception de multi-trajets

Les multi-trajets sont des signaux, issus du signal émis par le satellite, réfléchis (potentiellement plusieurs fois) sur des obstacles fixes ou mobiles et captés par l'antenne réceptrice, comme le montre la figure 2.17. Ces signaux, non souhaités, se superposent au signal direct et entrent ainsi dans les chaînes de traitements en réception, ce qui a pour effet de perturber l'estimation du temps de propagation sur la voie correspondante.

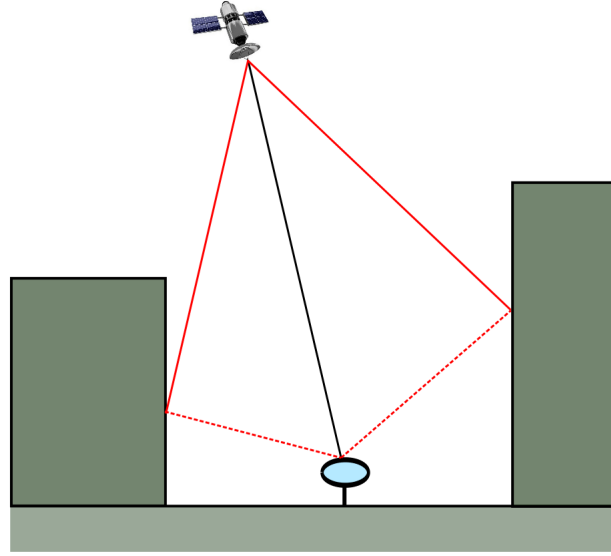


Fig. 2.17 – Réception de multi-trajets

En reprenant l'équation 1.29, le modèle de signal reçu en présence de multi-trajets peut alors s'écrire de la manière suivante [8] :

$$s(t) = \sum_{i=1}^{N_{sat}} \sum_{j=1}^{N_{MP,i}} \alpha_{i,j} (t) d_i(t - \tau_{i,j}) c_i(t - \tau_{i,j}) \cos(2\pi(f_0 + f_{dop,i,j})t + \phi_{i,j}) + b(t) \quad (2.50)$$

avec $N_{MP,i}$ le nombre de chemins sur la $i^{ième}$ voie, $\alpha_{i,j}$, $\tau_{i,j}$, $f_{dop,i,j}$ et $\phi_{i,j}$ respectivement l'amplitude complexe, le retard, le Doppler et la phase du $j^{ième}$ chemin sur la voie i .

Les multi-trajets ont le même code PRN que le signal direct. Ils ne peuvent donc être rejetés pendant l'étape de corrélation avec le code local, sauf si leur retard relatif par rapport au LOS est supérieur à l'espacement des corrélateurs C_s . Ainsi, la corrélation étant une opération linéaire, le signal local est également corrélé avec les multi-trajets, ce qui a pour effet de générer une distorsion de la fonction d'intercorrélation, comme le montre la figure 2.18, dans laquelle la somme entre les composantes directe (LOS) et réfléchi (MP) est notée « Total ».

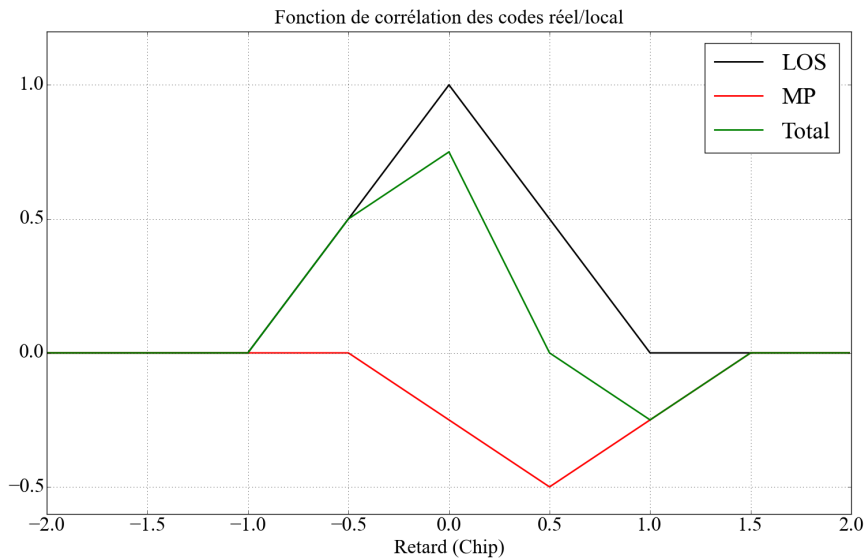


Fig. 2.18 – Fonction d'intercorrélation des codes réel et local dans le cadre de la réception du signal direct (LOS) et d'un multi-trajet (MP)

La déformation du pic de corrélation peut entraîner une estimation moins précise du retard de propagation et ainsi augmenter le bruit d'estimation du PVT. Dans ce sens, la figure 2.19 montre les erreurs d'estimation de position et de vitesse dans le cas de réception de multi-trajets par rapport à un cas optimal (réception unique du LOS). La configuration choisie pour cette simulation est donnée par le tableau 2.6. Dans des cas plus dégradés, la réception des multi-trajets engendre un biais non négligeable voire critique sur l'estimation du temps de propagation et sur la pseudo-distance associée. L'erreur induite par un multi-trajet dépend de nombreux paramètres : son retard relatif par rapport au LOS, sa puissance relative, l'algorithme de traitement utilisé, l'espacement des corrélateurs, de la largeur de bande du signal et également de la modulation du signal utilisée [8].

Configuration	
Constellation	Galileo
Nombre de SiV	5 (G05,G22,G28,G30,G32)
Conditions de simulation	Réception dynamique de MP (environ 30 sur chaque voie)
Type de simulation	Dynamique (mobile de vitesse moyenne : $10m.s^{-1}$)

Table 2.6 – Configuration de navigation

La fréquence Doppler des multi-trajets n'est pas nécessairement égale à celle du LOS ; la phase relative des multi-trajets par rapport à la phase du LOS n'est donc pas constante, ce qui implique des biais d'estimation variables au cours du temps. Ainsi, les performances des algorithmes de positionnement sont régulièrement caractérisées par l'enveloppe d'erreur multi-trajet, délimitée par les deux configurations extrêmes : réception d'un multi-trajet en phase et en opposition de phase avec le LOS.

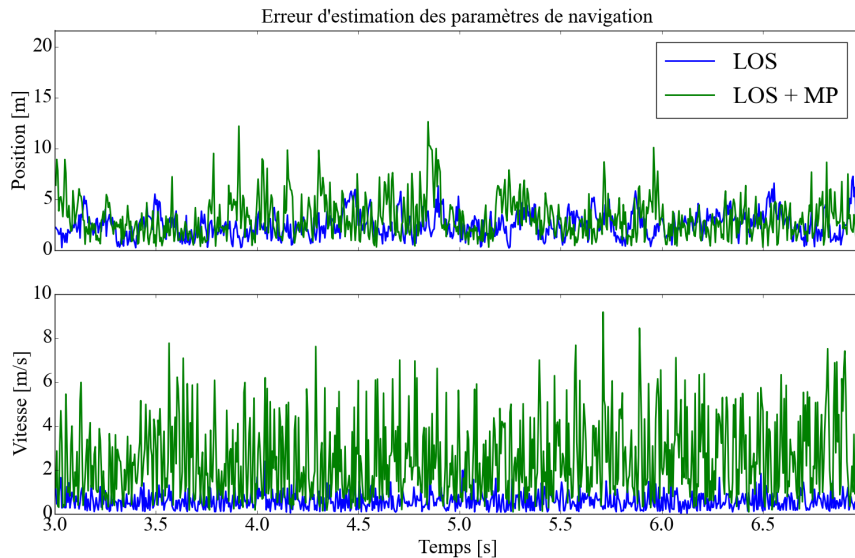


Fig. 2.19 – Erreurs de position et de vitesse en configuration LOS seul et LOS + MP

Diverses techniques sont employées pour réduire l'influence des signaux parasites. L'utilisation de réseaux d'antennes en réception a démontré un intérêt particulier dans le filtrage des multi-trajets voire des interférences [61], [62]. L'intégration de la diversité d'antennes permet par exemple de rejeter les multi-trajets à forte dynamique ou à faible retard relatif (très problématiques) [7]. De plus, l'utilisation de corrélateurs faiblement espacés (approche *narrow correlator*) permet de poursuivre le retard de code autour du pic principal et donc de limiter l'influence des multi-trajets à fort retard. D'autres structures de poursuite ont été développées dans la littérature afin de réduire l'erreur multi-trajets. Par exemple la technique MEDLL (Multipath Estimating Delay Lock Loop) [63] qui estime les paramètres LOS et MP selon le principe du maximum de vraisemblance, le MET (*Multipath Elimination technology*) introduit dans [64] qui évalue les pentes de part et d'autre du pic de la fonction d'intercorrélation afin de trouver l'intersection ou encore la méthode HRC (*High Resolution Correlator*) qui filtre les multi-trajets de fort retard [65]. Il faut toutefois signaler que l'utilisation de ces techniques peut complexifier l'architecture en réception.

Remarque : la réception des multi-trajets peut dans certains cas être intéressante voire bénéfique. En effet, certains systèmes nécessitent un maximum de signaux disponibles et leurs performances sont ainsi accrues, à l'instar des systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output).

. Diffraction et diffusion

La propagation du signal GNSS peut être perturbée par la présence d'un obstacle sur le trajet direct satellite-récepteur. En rencontrant l'arête de l'obstacle ou bien une ouverture, le signal se divise en une infinité de rayons diffusés formant alors un cône de diffraction. L'antenne réceptrice peut alors capter un signal satellitaire dévié par rapport à ses directions d'arrivées DOA (*Direction of Arrival*) initiales. Globalement, il a été montré que l'impact de la diffraction des signaux GNSS est négligeable devant le phénomène de réflexion en environnement urbain [59].

La diffusion d'un signal intervient lorsque la région de propagation est non homogène, provoquant alors une diffusion du signal sur une multitude de rayons de directions différentes et réduisant ainsi la puissance initiale de manière importante. Ce phénomène, peu présent en environnement urbain, ne sera pas considéré dans notre étude.

. Réception d'interférences involontaires

Les interférences (involontaires) peuvent être classifiées selon plusieurs paramètres spécifiques : leur caractère (continu, pulsé), leur bande de fréquence, leur puissance, etc. L'impact sur les performances de navigation est donc spécifique aux caractéristiques du signal interférant.

Les signaux GNSS sont globalement sensibles aux bruits additifs, qui peuvent affecter le positionnement de plusieurs manières : d'une estimation bruitée des mesures jusqu'à la perte du signal et l'incapacité à acquérir/poursuivre la ou les voie(s) correspondante(s). Dans nos travaux, nous ne considérons pas de types spécifiques d'interférences involontaires ni de traitements adaptés en réception. Le modèle de signal choisi intègre donc les interférences dans le bruit supposé gaussien. Cela permet d'avoir une architecture en réception plus simple et un modèle plus robuste : la potentielle réception de tout signal interférent non corrélé avec le signal GNSS engendrera une simple augmentation du niveau de bruit.

2.5.1.3 Réception alternée

L'état de réception alternée, encore appelée nLOS + MP, caractérise un trajet direct masqué par un obstacle physique mais dont certains trajets réfléchis parviennent à l'antenne réceptrice. Les figures 2.20 et 2.21 schématisent le masquage du LOS et la réception d'un unique signal réfléchi par des vues horizontale et verticale. L'hypothèse réaliste de sources en champ lointain impose que les angles d'incidence des rayons sont identiques pour le trajet réfléchi et le signal direct masqué. En décomposant cet angle commun selon les angles d'élévation et d'azimut, le retard de pseudo-distance induit par la réception alternée est donné par [66] :

$$d_{nLOS} = 2d \cos(\varphi) \cos\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.51)$$

Le problème majeur de cet état est qu'aucune technique d'optimisation ne peut être utilisée sur la fonction de corrélation entre le code réel et le code local : en effet, en réceptionnant uniquement un multi-trajet, l'intercorrélation des signaux n'est pas distordue mais tout simplement atténuée et décalée par rapport au retard réel du signal direct. Une géolocalisation précise est alors compromise, ce qui rend cette configuration critique pour les applications à fort risque.

Dans nos travaux, nous nous focaliserons régulièrement sur une réception alternée en zone urbaine. En effet, la réception de signaux réfléchis engendrera une erreur d'estimation sur le retard que les corrélateurs ne pourront compenser, correspondant au cas le plus dégradant pour la navigation.

Remarque : la réception alternée pourrait être incluse de facto dans la classe des états dégradés. Nous avons néanmoins volontairement dissocié les cas liés au masquage des signaux directs et les phénomènes de réception des signaux parasites.

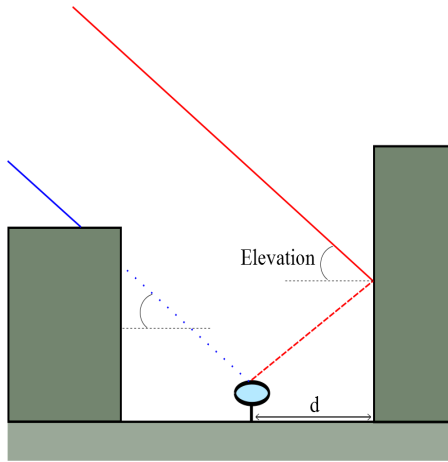


Fig. 2.20 – Réception alternée, vue horizontale

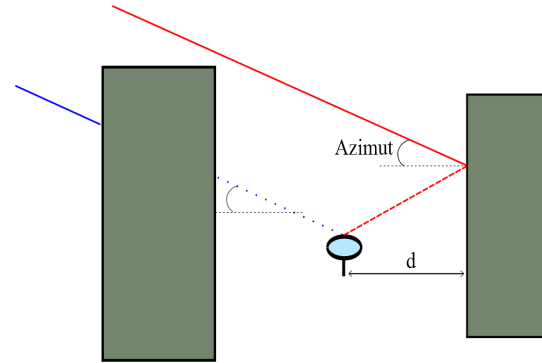


Fig. 2.21 – Réception alternée, vue verticale

En suivant les hypothèses établies ainsi que le contexte considéré, les phénomènes de propagation liés à l'environnement proche du récepteur impactant sa navigation en environnement terrestre (voire urbain) sont : la réception de multi-trajets, la réception alternée et la réception bloquée. Dégradantes pour le positionnement, ces erreurs se répercutent nécessairement sur le contrôle autonome d'intégrité qui, dans nos travaux, est exclusivement basé sur les données GNSS. Le paragraphe suivant propose donc une évaluation des performances de l'algorithme WLSR RAIM en environnement urbain perturbé par les phénomènes introduits.

2.5.2 Performances de RAIM en environnement terrestre

L'algorithme WLSR RAIM fournit des hautes performances pour l'aviation (hors navigation en aéroport), dont les problématiques de navigation sont favorables à ce type de contrôle d'intégrité : en effet, l'aéronef possède un grand nombre de satellites en vue lui assurant une redondance des mesures ; de plus, le modèle de bruit est valide et cohérent car mis en place par l'OACI dans les mêmes conditions de navigation ; enfin, l'environnement du récepteur est dégagé (peu voire pas de multi-trajets en croisière). Ces conditions rendent l'algorithme RAIM optimal. Cependant, les phénomènes et conditions liés à la navigation terrestre en environnement dégradé impactent de manière significative les performances du contrôle d'intégrité. Nous allons tout d'abord présenter les limitations induites par le contexte de navigation, puis nous présenterons des exemples d'algorithmes implémentés destinés à des applications terrestres.

2.5.2.1 Limitations de WLSR RAIM

. Hypothèses de l'algorithme

L'algorithme WLSR RAIM est limité par plusieurs facteurs, dont une partie repose sur les hypothèses établies dans l'algorithme ou lors de son utilisation :

- **distribution des erreurs** : le budget UERE établi permet de mettre en place des distributions d'erreurs nominales. Ces distributions sont gaussiennes centrées, et sont censées majorer les distributions d'erreurs réelles. La première limitation réside dans l'hypothèse du comportement gaussien des erreurs qui n'est pas nécessairement vérifié. Ce constat est d'autant plus critique en environnement urbain voire urbain dense rendant le modèle de bruit invalide ; il paraît incohérent d'utiliser l'erreur multi-trajets UERE établi pour l'aviation civile dans le cadre d'une navigation terrestre où la réception des signaux parasites est l'une des principales dégradations du positionnement. Finalement, le modèle des erreurs nominales du WLSR RAIM, caractérisé par la matrice Σ , présente deux limitations majeures mises en exergue par le contexte choisi :
 - hypothèse de distributions gaussiennes centrées,
 - hypothèse de majoration des erreurs réelles.
- **erreurs nominales** : en intégrant les erreurs dites nominales dans le modèle de bruit sur la mesure de pseudo-distance, on suppose que leur comportement statistique est, à défaut d'être exactement connu, déterminé par des distributions gaussiennes établies. Le modèle suppose

donc que la probabilité que les erreurs nominales engendrent une panne de positionnement est négligeable, ce qui représente une limitation de l'algorithme notamment en environnement urbain,

- **nombre de pannes** : l'algorithme WLSR RAIM suppose qu'une seule mesure peut être défaillante à chaque instant conduisant à une panne de positionnement, comme la majorité des techniques de contrôle autonome d'intégrité. La probabilité que plusieurs pannes surviennent simultanément est jugée négligeable pour être considérée. Par ailleurs, plusieurs études ont développés des systèmes de détection de plusieurs pannes en utilisant notamment la technologie multi-constellation [48],
- **couplage avec le positionnement** : le positionnement et le contrôle d'intégrité sont des traitements nécessairement couplés en réception (voir 2.4.1). Dans le cadre du WLSR RAIM, le PVT doit donc être calculé en utilisant l'estimateur des moindres carrés pondérés.

. Fonctions de détection, d'identification et d'exclusion

Ces hypothèses intrinsèques au WLSR RAIM sont cohérentes pour un contexte de navigation en environnement dégagé. En environnement urbain, elles représentent de réelles limitations pour l'algorithme et engendrent des inconvénients sur les processus de détection, d'identification et d'exclusion.

De manière conventionnelle, l'algorithme WLSR RAIM est couplé à un algorithme de positionnement de type moindres carrés pondérés. Le système complet doit à la fois estimer le PVT et l'intégrité du positionnement à partir des N_{sat} mesures de pseudo-distances disponibles, soit les **sorties de corrélateurs**.

Tout d'abord, la navigation en environnement contraint engendre le masquage de manière récurrente des signaux directs des satellites émetteurs, ce qui a comme conséquence de diminuer le nombre de données disponibles en réception pour estimer à la fois le positionnement de l'utilisateur et son intégrité. La redondance des pseudo-distances nécessaire, nécessaire au contrôle d'intégrité, est donc fortement limitée ce qui peut rendre l'identification de la voie fautive plus difficile, voire impossible. Le **faible nombre de données disponibles** est donc un premier facteur limitant. Un processus optimal consisterait en l'estimation des variances de bruit séparément sur chaque voie ; le système à résoudre comporterait alors trop d'inconnues par rapport aux équations disponibles. Le récepteur n'est donc pas en mesure de suivre ce principe, d'où l'utilisation d'hypothèses fortes sur les distributions d'erreur établies par rapport au budget UERE, irréalistes dans notre contexte de navigation.

De plus, en basant le traitement d'intégrité sur ces mesures, l'algorithme suit une approche **a posteriori** et ne peut anticiper un éventuel risque sur la navigation car seule la conséquence d'un problème (issu d'une quelconque source d'erreur) est détectée, soit une fois qu'une erreur de pseudo-distance apparaît. Globalement, WLSR RAIM ne tient pas compte de l'ensemble des données fournies par le bloc du signal, notamment les informations issues de l'étape de corrélation, et n'est donc pas apte à évaluer la cohérence globale de l'ensemble des mesures considérées.

En conclusion, le WLSR RAIM présente des limitations majeures quant à son utilisation dans un cadre de navigation terrestre, spécifiquement en environnements dégradés. L'algorithme ne semble donc pas adapté à un tel contexte. Des contrôles autonome d'intégrité spécifiques basés sur RAIM, destinés à des applications terrestres, ont donc été implémentés afin de contourner les inconvénients présentés. Le paragraphe suivant introduit une liste non exhaustive d'exemples issus de la littérature.

2.5.2.2 Traitements d'intégrité en environnement urbain

. Augmentation de la disponibilité de l'algorithme

La navigation urbaine engendre une dégradation de la géométrie satellite-récepteur, augmentant alors le DOP et réduisant la qualité du positionnement. De plus, un tel scénario a tendance à augmenter les pentes des satellites $HSlope$ et $VSlope$ introduites dans 2.4.3.4 et donc les bornes de protection HPL et VPL. Ce constat montre donc que la visibilité réduite impacte directement la disponibilité du système, en réduisant drastiquement le nombre de positions valides du récepteur. [21] propose une version spécifique de l'algorithme WLSR RAIM motivé par la recherche d'un compromis entre disponibilité et détection des fausses alertes.

L'algorithme est implémenté pour une navigation terrestre dans le cadre des péages électroniques en zone urbaine. Nous nous focalisons donc sur un positionnement horizontal. Le principe est d'utiliser une unique borne caractérisant l'intégrité de la navigation, soit la borne HPL confondue avec la limite HAL. Les différences de principe entre l'algorithme WLSR RAIM proposé et l'algorithme classique peuvent être identifiés par leurs objectifs respectifs :

- **méthode classique** : fournir à chaque instant, dans le cas sans panne, la borne de protection HPL la plus faible possible ainsi qu'une probabilité P_{md} minimale. En contre partie, la probabilité P_{fa} prend la valeur maximale autorisée par l'application courante,
- **méthode proposée** : fournir à chaque instant, dans le cas sans panne, la plus faible probabilité P_{fa} , pour une borne HAL donnée. En contre partie, la probabilité P_{md} est moins conservative que dans l'algorithme original.

La figure 2.22 schématise les événements de détection dans les deux configurations, en fonction de l'erreur horizontale et du seuil de détection. Les modifications réalisées permettent d'augmenter au maximum la disponibilité du système tout en respectant les principes de base du contrôle autonome d'intégrité. Cet exemple met en valeur la flexibilité des techniques RAIM qui peuvent être adaptées à l'application et au contexte choisis.

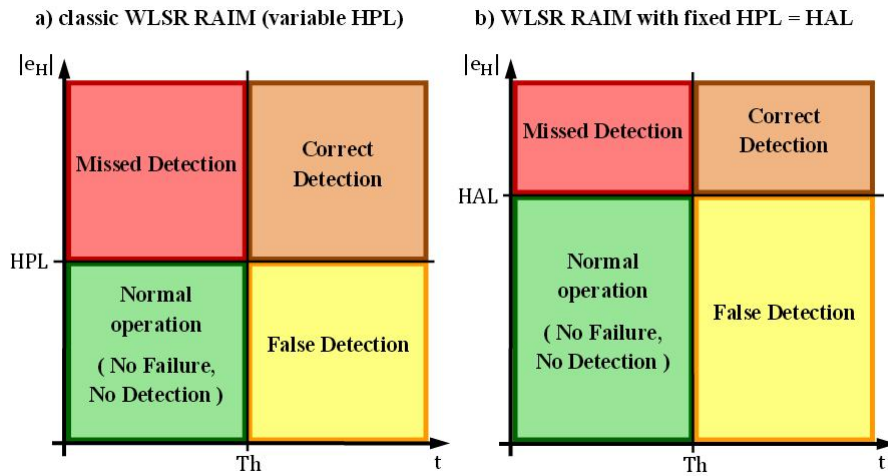


Fig. 2.22 – Comparaison des événements de détection entre les WLSR RAIM conventionnel et proposé dans [14]

. Modèle de pannes en environnement terrestre spécifique

Les algorithmes de contrôle autonome d'intégrité basés sur la technique RAIM sont destinés à l'aviation et fournissent des performances optimales pendant les phases de route et jusqu'aux approches de précision. Néanmoins, la navigation de l'aéronef au sol, en environnement aéroportuaire, est soumise à d'autres phénomènes singuliers caractéristiques de la navigation terrestre, notamment la réception accrue de multi-trajets. Ne pouvant pas prendre en compte ces événements, les algorithmes RAIM ne sont alors pas adaptés au guidage des aéronefs dans l'enceinte de l'aéroport. Dans ce contexte, [24] propose ainsi des modèles d'erreurs multi-trajets GNSS sur des mesures bi-fréquences GPS et Galileo ; de plus la thèse a établi un modèle de pannes GNSS dûes aux multi-trajets impactant les appareils naviguant au sol. Ce modèle a permis de décrire la signature des erreurs liées aux multi-trajets, les facteurs mis en jeu ainsi que le modèle d'occurrence des pannes.

Ces travaux soulignent de nouveau la flexibilité permise par le contrôle d'intégrité. En ayant la possibilité de caractériser et de contrôler l'impact des multi-trajets sur le positionnement de l'appareil, l'établissement de ces modèles d'erreur permet d'envisager l'utilisation complète des GNSS afin de guider les aéronefs dans l'enceinte des aéroports.

. Contribution d'informations additives

Nous avons focalisé notre étude sur la technique RAIM utilisant uniquement les données GNSS pour évaluer le positionnement et l'intégrité du récepteur. Nous introduisons cependant ici un type de méthode qui intègre des données supplémentaires dans le cadre du contrôle d'intégrité en

environnement urbain (algorithmes de type AAIM). Deux exemples sont proposés, destinés aux applications suivantes :

- ⇒ Collecte des péages électroniques et contrôle des trains : [22] propose d'utiliser la technique d'hybridation entre les données GNSS et les informations fournies par une centrale inertielle INS (*Inertial Navigation System*). Un filtre de Kalman est établi afin d'estimer la position des mobiles en temps réel, puis un algorithme de contrôle autonome d'intégrité spécifique basé sur l'innovation du filtre est implémenté en marge du positionnement. L'intégration de la technologie multi-constellations est également discutée,
- ⇒ Navigation en canyons urbains : [23] introduit une méthode de contrôle d'intégrité basée sur l'hybridation des données issues du GNSS, de MEMS (*Micro-machined Electro-Mechanical Sensors*) et d'un système vidéo Fisheye. Combiner ces éléments permet de contourner les phénomènes dégradants majeurs liés au contexte de navigation (par exemple, utiliser les informations vidéo pour exclure des satellites masqués).

D'autres techniques pourraient être citées qui étayent et mettent en valeur la possibilité d'adaptation d'algorithmes de contrôle autonome d'intégrité. Récemment, des recherches européennes liées à la navigation routière ont été lancées notamment par l'intermédiaire de l'agence européenne du GNSS et de la commission européenne (des exemples sont donnés dans [67] et [68]), basés sur des applications de type SoL (systèmes ADAS et ESM) et les applications de type LC (*Liability Critical*) comme par exemple les péages urbains [23].

En résumé, chaque méthode cible un ou plusieurs besoin(s) lié(s) à l'application courante et modifient la version originale dans le but de contourner les limitations introduites précédemment. L'intégration de capteurs complémentaires et l'utilisation de la technologie multi-constellation permettent d'améliorer la précision du positionnement mais ne permettent pas nécessairement d'assurer un contrôle autonome d'intégrité. De part la diversité des configurations possibles en environnement terrestre, la technique générique RAIM ne semble pas adaptée de manière globale à une navigation perturbée par les phénomènes induits.

2.5.3 Adaptation au contexte d'étude

Ce dernier paragraphe rappelle les principales caractéristiques du contexte choisi dans nos travaux en termes d'environnement de récepteur et de traitements en réception. Le cas d'étude établi permet de définir les directions et choix effectués pour l'implémentation des futurs traitements d'intégrité.

2.5.3.1 Cas d'étude

L'ensemble de nos travaux reposent sur l'**utilisation exclusive des données GNSS**. Plus spécifiquement, nous utilisons les **signaux E5a de la constellation Galileo**. La théorie des traitements établis est également applicable aux autres signaux accessibles voire aux autres constellations.

Le contrôle autonome d'intégrité dans le cadre d'une navigation terrestre en milieu urbain via les systèmes GNSS se développe depuis plusieurs années et a permis d'établir diverses techniques performantes destinées à des applications spécifiques. L'**environnement terrestre urbain** reste très perturbant pour les traitements conventionnels adaptés à l'aviation, aussi bien en termes de précision de positionnement et d'intégrité. La thèse se focalise sur l'établissement de techniques adaptées à ce milieu, qui pourront être également utilisées dans des environnements plus dégagés.

Le paragraphe 2.4.2 a permis d'établir le modèle de pseudo-distance utilisé tout au long de ce manuscrit. La relation non-linéaire entre ces mesures et le PVT a introduit le paramètre de bruit, modélisé par une variable aléatoire gaussienne supposée centrée et de variance fixée par le budget UERE. Nos travaux reposent sur les données simulées par le logiciel Fermat. Certaines sources d'erreurs ne sont alors pas considérées : retards troposphériques, éphémérides, horloge satellite, pannes satellites et interférences. Nous avons souhaité centrer notre étude sur les erreurs de propagation liées à l'environnement proche du récepteur, très perturbantes en milieu urbain voire urbain dense. Nous considérons alors les erreurs liées à la **réception de multi-trajets**, au **masquage** des satellites (réceptions bloquée et alternée) ainsi qu'aux **bruits additifs gaussiens**.

Dans cette étude, nous nous intéressons exclusivement à l'optimisation de la gestion de l'intégrité de l'utilisateur. Toute technique de contrôle d'intégrité est couplée au bloc de calcul du PVT ; toutefois, nos objectifs exclusifs sont de détecter, d'identifier voire d'exclure d'éventuels problèmes sur une voie satellitaire. L'estimation du PVT définitif prend alors en compte cette information mais n'est pas traitée dans cette thèse. Par ailleurs, l'utilisation des seules données GNSS nous place dans une configuration de type RAIM. Ainsi, nous proposerons de comparer les performances des approches implémentées avec l'algorithme conventionnel **WLSR RAIM** introduit dans la section 2.4.3, qui sera donc notre traitement de contrôle d'intégrité de référence.

Les principales caractéristiques du cas d'étude, conservées tout au long de nos travaux et de ce manuscrit, sont résumées dans le tableau 2.7.

Données d'intérêt	Choix et utilisations
Constellation et technologie	• Système Galileo • Signal E5a
Environnement du récepteur	Navigation terrestre, milieu dégradé type urbain
Données de navigation	Utilisation du logiciel Fermat : lecture des paramètres signal, positions et vitesses des satellites en visibilité
Traitements en réception	• Poursuite des signaux : boucles de poursuite classiques FLL, PLL, DLL • Positionnement : méthode des moindres carrés pour position et vitesse 3D du récepteur
Modèle de bruit des pseudo-distances	Erreurs considérées : • réception de multi-trajets • masquage des satellites (réception bloquée ou alternée) • bruits additifs gaussiens
Traitements d'intégrité	Utilisation des seules données GNSS : base RAIM. Algorithme de référence : WLSR RAIM

Table 2.7 – Rappel du cas d'étude défini

2.5.3.2 Vers un traitement a priori de l'intégrité

Eu égard aux limitations de l'algorithme WLSR RAIM, présentées dans 2.5.2.1, nous avons tout d'abord décidé d'établir une approche sensiblement différente de la méthode conventionnelle a posteriori, adaptée à la navigation urbaine, et basée sur les seules mesures de pseudo-distance pour contrôler l'intégrité de la navigation. Notre objectif est donc d'exploiter la totalité de l'information disponible dans la chaîne afin de déterminer plus finement l'état d'intégrité du récepteur et d'anticiper d'éventuels problèmes sur les voies satellitaires. Pour estimer les pseudo-distances, les corrélateurs ne conservent que la position du maximum de vraisemblance, ce qui engendre la perte d'une grande partie de l'information contenue dans les signaux bruts et qui pourrait être mise à profit pour améliorer l'estimation de l'intégrité de chaque voie. Dans le chapitre suivant, nous développons donc une approche basée sur le signal brut directement reçu qui mesure la vraisemblance du signal par rapport au PVT estimé. En centralisant le traitement d'intégrité sur le signal reçu, qui contient toutes les données utiles au positionnement, l'objectif majeur de ce processus est d'améliorer la finesse de détection et de caractériser précisément la qualité du milieu de navigation de l'utilisateur.

2.6 Conclusions

Le deuxième chapitre s'est focalisé sur la description du concept d'intégrité dans la géolocalisation par satellites ainsi que des paramètres induits. Initialement réservé aux applications de type SoL, diverses techniques de contrôle autonome d'intégrité ont été développées dans la littérature et

fournissent de hautes performances pour les applications à environnement peu contraint. Encadrée par des métriques de performances très strictes spécifiques à chaque phase de vol, l'intégrité de la navigation aérienne est un point clé des systèmes GNSS qui, à terme, devraient être utilisés pour l'ensemble du parcours de l'aéronef, de l'opération en croisière jusqu'au parking dans l'aéroport.

Depuis plusieurs années, le contrôle autonome d'intégrité via les GNSS se développe dans le cadre d'applications terrestres. Néanmoins, les algorithmes de positionnement et de traitement d'intégrité adaptés au contexte de navigation aérienne présentent de fortes limitations dans les environnements urbains voire urbains denses. En effet, plusieurs catégories d'erreurs de propagation rendent les techniques conventionnelles de traitement incapables de fournir une précision de positionnement acceptable. La réception de multi-trajets et le masquage des signaux directs sont les deux principales sources de dégradation des voies satellitaires, impactant alors nécessairement les performances des algorithmes de type RAIM, basés sur la redondance des mesures de pseudo-distance.

Plusieurs études ont permis d'établir des traitements d'intégrité adaptés à des applications terrestres spécifiques. La contribution des technologies multi-constellation, multi-fréquences ou encore l'intégration de capteurs externes apporte des informations utiles permettant d'accroître les performances du contrôle autonome d'intégrité en réception. Notre objectif est d'établir une méthode permettant à l'utilisateur d'avoir une connaissance fiable de la qualité de son environnement proche. Nous avons choisi d'implémenter une nouvelle base de traitement d'intégrité du positionnement adapté au contexte urbain. Dans ce sens, notre étude se base exclusivement sur les données GNSS. Par ailleurs, l'intégration de systèmes d'augmentation pourront faire l'objet de futurs travaux qui pourront être bénéfiques aux performances de nos traitements.

Les limitations intrinsèques à l'algorithme de référence WLSR RAIM ont permis de mettre en place la base d'un nouveau concept. Basé sur une approche *a posteriori*, RAIM n'utilise pas les informations fournies en amont de l'étape de corrélation. En utilisant un faible nombre de données disponibles pour évaluer l'intégrité de la navigation, ses performances peuvent être dégradées de manière significative dans un contexte urbain. Nous avons donc ciblé le paramètre clé à intégrer dans le processus de contrôle : le signal satellitaire capté par l'antenne réceptrice. Contenant toutes les informations nécessaires au positionnement (retard, Doppler, etc.), utiliser ce paramètre pour évaluer la fiabilité des informations issues du récepteur semble être l'approche la plus cohérente pour détecter des incohérences ou des erreurs potentiellement invisibles par l'approche RAIM conventionnelle. Une approche *a priori* va ainsi être développée dans le prochain chapitre, dont les performances seront alors évaluées et comparées au WLSR RAIM.

Contribution des signaux bruts à la détection d'erreurs dans le cadre d'un récepteur mono-antenne

Sommaire

3.1	Introduction	71
3.2	Base d'un concept a priori : DPE	72
3.2.1	Introduction à l'estimation directe de la position	72
3.2.2	Modèle du signal reçu	72
3.2.3	Estimation du PVT	74
3.3	Mesure de la vraisemblance des données brutes reçues	76
3.3.1	Etablissement d'un critère d'intégrité	76
3.3.2	Performances de détection	78
3.3.3	Limitations	85
3.4	Mesure de l'erreur dans l'espace du PVT : développement du Direct-RAIM	85
3.4.1	Etablissement d'un critère d'intégrité	85
3.4.2	Performances de détection	89
3.4.3	Limitations	96
3.5	Etude d'un couplage des algorithmes WLSR RAIM et Direct-RAIM	97
3.5.1	Proposition d'un couplage	97
3.5.2	Performances de détection	99
3.5.3	Analyse de l'approche	102
3.6	Conclusions	103

3.1 Introduction

Étant basé sur l'ensemble des mesures de pseudo-distance, potentiellement pondérées par des facteurs de qualité spécifiques sur chaque voie, RAIM suit une approche a posteriori dont les performances peuvent être grandement impactées pas le faible nombre de satellites en vue (i.e. pas de redondance des mesures), par la mauvaise géométrie de la constellation visible ou encore par la difficulté à évaluer la représentativité des poids par rapport à l'estimation du PVT. RAIM ne permet pas de relier a priori le signal reçu à la qualité du positionnement attendue.

L'objectif de l'approche développée dans ce chapitre est de contourner les problèmes majeurs engendrés par le concept a posteriori sur lequel les techniques RAIM sont basées. Pour cela, deux méthodes principales sont implémentées, fondées sur un modèle a priori et permettant de connecter les données et le comportement du signal reçu à la qualité d'estimation du PVT du récepteur en temps réel. Dans le cadre du problème de positionnement, le DPE permet de créer ce lien par

l'intermédiaire de la recherche du maximum de vraisemblance. Nous proposons dans ce chapitre d'adapter ce concept et de l'étendre au contrôle d'intégrité.

Dans un premier temps, le paragraphe 3.2 expose le principe de la méthode directe DPE ainsi que le modèle a priori du signal reçu. Puis, le paragraphe 3.3 propose une première méthode de détection d'erreur, basée sur la mesure de l'erreur dans l'espace signal. Par la suite, une seconde technique est implémentée, appelée Direct-RAIM (D-RAIM), fondée sur la mesure de l'erreur dans l'espace du PVT. Celle-ci est détaillée dans le paragraphe 3.4. Finalement, la paragraphe 3.5 étudie la possibilité d'un couplage entre les approches a priori et a posteriori.

3.2 Base d'un concept a priori : DPE

3.2.1 Introduction à l'estimation directe de la position

Le chapitre 1 a exposé la technique d'estimation du PVT dite conventionnelle, la plus répandue parmi l'ensemble des récepteurs GNSS. C'est une procédure à deux étapes : tout d'abord, le retard de code et la fréquence Doppler sont estimés séparément sur chaque voie satellitaire ; puis, ces paramètres sont utilisés pour résoudre le problème de triangulation et obtenir l'estimation du PVT en temps réel.

Cette méthode d'estimation est courante du fait de sa simplicité d'implémentation, de la modularité des algorithmes utilisés et également des performances fournies, asymptotiquement optimales dans des conditions de navigation idéales [33]. Néanmoins, dans des environnements dégradés (masquage, réception de multi-trajets ou d'interférences, etc.), les performances de cette méthode peuvent être grandement altérées, biaisant alors l'information fournie à l'utilisateur. Une autre méthode a ainsi été développée, appelée *Direct Position Estimation* (DPE) qui consiste à estimer le PVT du récepteur directement par rapport au signal GNSS reçu. La figure 3.1 présente les schémas blocs des deux approches évoquées. L'objectif de cette section est de présenter le concept général du DPE afin d'en adapter les avantages majeurs dans le cadre du contrôle autonome d'intégrité.

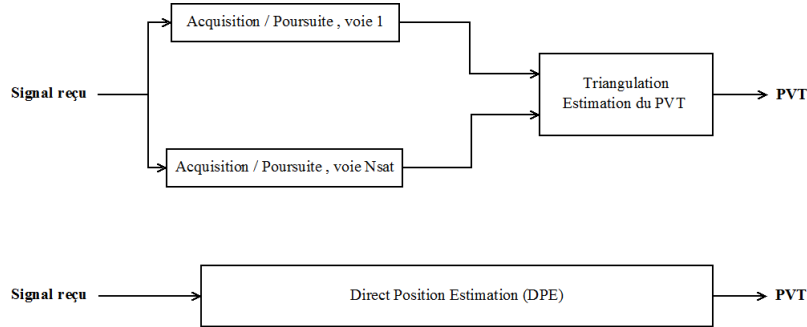


Fig. 3.1 – Schéma bloc comparatif entre la procédure classique à deux étapes et le DPE

3.2.2 Modèle du signal reçu

Les mesures captées par l'antenne réceptrice sont considérées comme la superposition d'ondes planes émises par l'ensemble des N_{sat} satellites en visibilité ainsi que du bruit additif. Le modèle du signal complexe bande de base s'exprime de la manière suivante :

$$x(t) = \sum_{i=1}^{N_{sat}} \alpha_i(t) d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) \exp(i2\pi f_{dop,i}t) + b(t) \quad (3.1)$$

avec :

- $\alpha_i \in \mathbb{C}$ l'amplitude complexe du $i^{ième}$ signal,
- d_i et c_i respectivement les bits du message de navigation et du code PRN émis par le $i^{ième}$ satellite ; le produit $d_i c_i$ correspond ainsi au signal de navigation complexe en bande de base étalé par le $i^{ième}$ code PRN,
- τ_i le retard de code du $i^{ième}$ signal,
- $f_{dop,i} = f_0 b_{dop,i}$ la fréquence Doppler du $i^{ième}$ signal avec $b_{dop,i}$ la déviation Doppler,
- $b(t) \in \mathbb{C}$ le bruit supposé blanc gaussien.

En considérant N_e échantillons, le modèle développé dans l'équation 3.1 peut s'écrire :

$$\mathbf{x} = \sum_{i=1}^{N_{sat}} \mathbf{a}_i(\boldsymbol{\nu}) \alpha_i + \mathbf{b} \quad (3.2)$$

avec :

- $\mathbf{x} = [x(0) \dots x((N_e - 1)T_e)]^T \in \mathbb{C}^{N_e \times 1}$ le vecteur du $k^{ième}$ signal reçu,
- $\mathbf{a}_i(\boldsymbol{\nu}) = \begin{pmatrix} d_i(t_0 - \tau_i) c_i(t_0 - \tau_i) \exp(i2\pi f_{dop,i} t_0) \\ \vdots \\ d_i(t_{N_e-1} - \tau_i) c_i(t_{N_e-1} - \tau_i) \exp(i2\pi f_{dop,i} t_{N_e-1}) \end{pmatrix} \in \mathbb{C}^{N_e \times 1}$ le vecteur des signaux unitaires transmis affectés des retards et Dopplers liés à la position et à la vitesse du récepteur,
- $\boldsymbol{\nu} = [\boldsymbol{\tau}^T, \mathbf{f}_{dop}^T]^T \in \mathbb{C}^{2N_{sat} \times 1}$ le vecteur des paramètres de retard et de fréquence Doppler pour l'ensemble des satellites considérés,
- $[t_0 \dots t_{N_e-1}]^T$ le vecteur $(N_e \times 1)$ des échantillons temporels considérés,
- $\mathbf{b} = [b(0) \dots b((N_e - 1)T_e)]^T \hookrightarrow N(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{I}_{N_e}) \in \mathbb{C}^{N_e \times 1}$ le vecteur du bruit supposé blanc gaussien.

L'expression matricielle du signal reçu devient :

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}(\boldsymbol{\nu}) \boldsymbol{\alpha} + \mathbf{b} \quad (3.3)$$

avec :

- $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1 \dots \mathbf{a}_{N_{sat}}] \in \mathbb{C}^{N_e \times N_{sat}}$ la matrice de signature des signaux reçus, dans laquelle la $i^{ième}$ colonne caractérise le $i^{ième}$ signal reçu,
- $\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_1 \dots \alpha_{N_{sat}}]^T \in \mathbb{C}^{N_{sat} \times 1}$ le vecteur des amplitudes complexes.

Dans un traitement classique, les retards et les fréquences Doppler inclus dans le vecteur $\boldsymbol{\nu}$ sont estimés séparément sur chaque voie par les boucles de poursuite. En réalité, les valeurs observées dépendent des distances et vitesses relatives aux satellites ainsi que des erreurs nominales modélisées dans le modèle de pseudo-distance présenté dans la section 1.2.1.1. Nous supposons que les biais issus des sources d'erreurs nominales (voir le paragraphe 2.4.2) sont connus par le récepteur grâce à la démodulation du message de navigation. En compensant ces erreurs, il est alors possible d'établir la relation littérale entre les paramètres de retard, Doppler et le PVT $\boldsymbol{\Theta} = (\mathbf{P}, \mathbf{V}, \delta t)$ sur chaque voie de la manière suivante :

$$\tau_i = \frac{\|\mathbf{P}_i - \mathbf{P}\|}{c} + \delta t \quad (3.4)$$

$$f_{dop,i} = \frac{(\mathbf{V}_i - \mathbf{V})^T \mathbf{a}_i}{\lambda_s} \quad (3.5)$$

avec :

- $\mathbf{P}_i$ et $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^3$ respectivement les vecteurs position du $i^{ième}$ satellite et du récepteur,
- $\mathbf{V}_i$ et $\mathbf{V} \in \mathbb{R}^3$ respectivement les vecteurs vitesse du $i^{ième}$ satellite et du récepteur,
- $\mathbf{a}_i = \frac{\mathbf{P}_i - \mathbf{P}}{\|\mathbf{P}_i - \mathbf{P}\|}$ le vecteur unitaire pointant vers le $i^{ième}$ satellite,
- δt le décalage d'horloge du récepteur par rapport au temps de référence Galileo.

Le modèle matriciel du signal exposé dans l'équation 3.3 peut être reformulé en soulignant la dépendance des paramètres du signal envers le vecteur PVT à estimer in fine :

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}(\boldsymbol{\Theta}) \boldsymbol{\alpha} + \mathbf{b} \quad (3.6)$$

L'équivalence entre les équations 3.3 et 3.6 est valide du fait de l'injectivité des fonctions de retard et de fréquence Doppler par rapport au vecteur du PVT [32]. En effet, un PVT fixé $\boldsymbol{\Theta}$ peut être uniquement relié à un seul couple de vecteurs de retards et de fréquences Doppler.

Le modèle du signal GNSS reçu établi par l'équation 3.6 met en évidence la relation entre les données d'entrée brutes captées par l'antenne de l'utilisateur, et traitées par la tête HF du récepteur, et les informations en sortie fournies par le navigateur. La dépendance entre ces deux entités est le fondement de la méthode DPE. L'estimation du PVT correspondant est détaillée dans le paragraphe suivant.

3.2.3 Estimation du PVT

Le problème de géolocalisation du récepteur consiste à estimer le vecteur Θ à partir du vecteur de données $\mathbf{x}$. En considérant l'équation 3.3, l'estimation au sens du maximum de vraisemblance des paramètres signal est obtenue par la minimisation de la fonction de coût suivante [32] :

$$\Lambda(\alpha, \nu) = \frac{1}{N_{sat}} \|\mathbf{x} - \mathbf{A}(\nu) \alpha\|^2 \quad (3.7)$$

Soit :

$$\hat{\nu}_{ML} = \underbrace{\operatorname{argmin}}_{\nu} \{\Lambda(\alpha, \nu)\} \quad (3.8)$$

Dans un premier temps, le modèle linéaire du signal reçu permet d'établir l'expression littérale de l'estimateur au sens du ML du vecteur des amplitudes complexes :

$$\hat{\alpha}_{ML} = \left(\mathbf{A}^H(\hat{\nu}) \mathbf{A}(\hat{\nu}) \right)^{-1} \mathbf{A}^H(\hat{\nu}) \mathbf{x} \quad (3.9)$$

Afin de simplifier les expressions littérales suivantes, nous associons temporairement $\mathbf{A}(\nu)$ au terme $\mathbf{A}$. En développant l'expression de la fonction de coût caractérisée par l'équation 3.7 et en intégrant l'équation 3.9, on obtient :

$$\Lambda(\nu) = \frac{1}{N_{sat}} \|\mathbf{x} - \mathbf{A}\alpha\|^2 \quad (3.10)$$

$$= \frac{1}{N_{sat}} \left(\mathbf{x} - \mathbf{A} \left(\mathbf{A}^H \mathbf{A} \right)^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{x} \right)^H \left(\mathbf{x} - \mathbf{A} \left(\mathbf{A}^H \mathbf{A} \right)^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{x} \right) \quad (3.11)$$

$$(3.12)$$

La matrice $\mathbf{A}$ représente la matrice de signature des signaux reçus. Les codes pseudo-aléatoires utilisés étant quasi-orthogonaux (et les différences des déviations Doppler $b_{dop,i}$ étant relativement faibles), la matrice $\left(\mathbf{A}^H \mathbf{A} \right)$ est symétrique. On peut donc en déduire que $\left(\left(\mathbf{A}^H \mathbf{A} \right)^{-1} \right)^H = \left(\mathbf{A}^H \mathbf{A} \right)^{-1}$. De plus, l'approximation suivante est légitime :

$$\left(\mathbf{A}^H \mathbf{A} \right) \simeq N_e \mathbf{I}_{N_{sat}} \quad (3.13)$$

La matrice $(N_e \times N_e)$ de projection sur le sous-espace signal de dimension N_{sat} est notée $\mathbf{P}_A = \mathbf{A} \left(\mathbf{A}^H \mathbf{A} \right)^{-1} \mathbf{A}^H$. De manière similaire, la matrice $(N_e \times N_e)$ de projection sur le sous-espace bruit de dimension $(N_e - N_{sat})$ est notée $\mathbf{P}_A^\perp = \mathbf{I}_{N_e} - \mathbf{A} \left(\mathbf{A}^H \mathbf{A} \right)^{-1} \mathbf{A}^H$. L'expression littérale de la fonction de coût devient ainsi :

$$\Lambda(\nu) = \frac{1}{N_{sat}} (\mathbf{x} - \mathbf{P}_A \mathbf{x})^H (\mathbf{x} - \mathbf{P}_A \mathbf{x}) \quad (3.14)$$

$$= \frac{1}{N_{sat}} (\mathbf{x}^H - \mathbf{x}^H \mathbf{P}_A^H) (\mathbf{x} - \mathbf{P}_A \mathbf{x}) \quad (3.15)$$

$$= \frac{1}{N_{sat}} \mathbf{x}^H \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{x} \quad (3.16)$$

Or, d'après les propriétés des projecteurs : $\mathbf{P}_A^\perp = \mathbf{P}_A^{\perp H}$ et $\mathbf{P}_A^\perp \mathbf{P}_A^\perp = \mathbf{P}_A^\perp$. Finalement, la fonction de coût à minimiser s'exprime de la manière suivante :

$$\Lambda(\nu) = \frac{1}{N_{sat}} \mathbf{x}^H \mathbf{P}_A^\perp(\nu) \mathbf{x} \quad (3.17)$$

Ainsi, l'estimation au sens ML des paramètres signal résulte de la résolution du problème suivant :

$$\hat{\nu}_{ML} = \underbrace{\operatorname{argmin}}_{\nu} \{ \mathbf{x}^H \mathbf{P}_A^\perp(\nu) \mathbf{x} \} \quad (3.18)$$

L'objectif du DPE est d'étendre la recherche du maximum de vraisemblance à l'estimation directe du PVT Θ . En considérant la $k^{\text{ième}}$ voie satellitaire, les équations 3.4 et 3.5 permettent d'établir les relations d'équivalence suivantes : $\tau_k \triangleq \tau(\Theta)$ et $f_{dop,k} \triangleq f_{dop}(\Theta)$. Sous l'hypothèse d'injectivité des fonctions de retard et de Doppler par rapport au PVT, le principe d'invariance de l'estimateur ML donne accès à l'expression littérale du problème à résoudre :

$$\hat{\Theta}_{ML} = \underset{\Theta}{\operatorname{argmin}} \{ \mathbf{x}^H \mathbf{P}_A^\perp(\Theta) \mathbf{x} \} \quad (3.19)$$

De manière équivalente, on peut en déduire le critère final à maximiser :

$$\hat{\Theta}_{ML} = \underset{\Theta}{\operatorname{argmax}} \{ \mathbf{x}^H \mathbf{P}_A(\Theta) \mathbf{x} \} \quad (3.20)$$

D'un point de vue calculatoire, l'estimation complète du PVT nécessite la recherche du maximum de la fonction de coût définie dans l'équation 3.20 sur un espace à 7 dimensions ($P_x, P_y, P_z, V_x, V_y, V_z, \delta t$). La figure 3.2 illustre cette recherche dans un espace à 2 dimensions correspondant aux axes x et y du paramètre de position. Centrée sur la vraie position, le graphique montre les variations du paramètre $\mathbf{x}^H \mathbf{P}_A(\Theta) \mathbf{x}$ en fonction des erreurs d'estimation de position ϵ_x et ϵ_y définies en mètres.

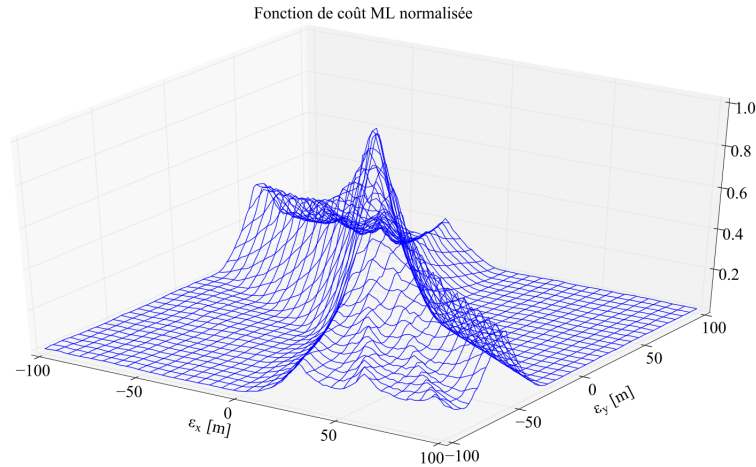


Fig. 3.2 – Fonction de coût normalisée du maximum de vraisemblance sur la position 2D (x, y) du récepteur

En définitive, la méthode directe d'estimation du PVT consiste à rechercher le vecteur Θ qui maximise la norme de la projection des données fournies sur le sous-espace signal. La résolution de ce problème souligne la liaison établie entre les signaux bruts reçus et les informations fournies par le navigateur et le degré de cohérence a priori entre ces deux entités.

Le DPE permet d'exploiter l'ensemble des informations contenues dans le signal GNSS reçu. Contrairement à la technique conventionnelle de positionnement à deux étapes basée sur les retards, cette méthode directe exploite notamment la connaissance du Doppler pour obtenir une solution asymptotiquement efficace et non biaisée. Plusieurs études ont démontré la robustesse de cette approche vis à vis de la réjection de multi-trajets, d'interférences ou encore de l'atténuation du signal. En effet, le DPE prend en compte de manière jointe l'ensemble des informations issues des satellites en visibilité. Ainsi, si l'une des voies est sévèrement dégradée, le reste de la constellation utilisée peut permettre de réduire l'influence de la source d'erreur dans l'estimation du PVT [32]. Plusieurs extensions de la méthode initiale ont été développées. L'estimation directe de la position dans le cadre des réseaux d'antennes a ainsi été introduite dans [29]. De même, la méthode a été étendue à l'approche bayésienne dans [30] et [31].

L'inconvénient majeur de cete méthode est le coût calculatoire lié à la recherche du maximum de vraisemblance sur un espace multi-dimensionnel. La procédure n'est donc pas globalement optimale. Dans une étude annexe, nous avons développé dans [33] une méthode de positionnement de type WLS asymptotiquement équivalente au DPE en environnement dégagé, basée sur le principe EXIP (*EXtended Invariance Principle*) permettant ainsi de réduire le coût alloué à l'estimation. Plus précisément, l'algorithme développé utilise le formalisme conventionnel WLS en intégrant le paramètre Doppler dans le problème d'optimisation. Le développement des calculs fait apparaître un terme correctif lié au Doppler dans l'estimation de la position de l'utilisateur. Les simulations exposées montrent qu'en augmentant le temps d'intégration, la correction apportée améliore de manière significative l'estimation par rapport à la méthode classique basée sur les seules mesures de pseudo-distance, notamment en environnements dégradés. Par ailleurs, l'un des moyens principaux d'amélioration du positionnement consiste à augmenter le temps d'intégration, notamment dans les milieux urbains. L'intégration du paramètre Doppler ainsi que les pondérations développées dans [33] contribuent donc à l'optimisation de l'estimation du PVT d'un récepteur, à la fois en terme de précision et également en terme de coût calculatoire.

Les améliorations apportées par la méthode DPE en environnement contraint ont motivé le développement d'une technique de contrôle autonome d'intégrité basée sur la cohérence a priori entre le signal GNSS reçu et les paramètres en sortie de navigateur, i.e. le PVT estimé. L'objectif principal réside dans la détection d'erreurs et/ou d'incohérences entre les voies satellitaires afin de prévenir l'utilisateur de potentiels risques sur la navigation. Le problème du coût calculatoire inhérent au principe du DPE est ainsi contourné. Le caractère a priori du lien entre les entités d'intérêt en entrée et en sortie des algorithmes de traitement du signal est néanmoins exploité afin d'établir un contrôle d'intégrité adapté à la navigation urbaine. Le prochain paragraphe propose dans ce sens une première méthode de détection basée sur la vraisemblance des données reçues par rapport au positionnement du récepteur.

3.3 Mesure de la vraisemblance des données brutes reçues

3.3.1 Etablissement d'un critère d'intégrité

En se focalisant sur le seul paramètre de position (3D) du récepteur, l'intérêt premier de tout processus de contrôle d'intégrité dans la navigation est de pouvoir quantifier la probabilité que l'écart entre la vraie position et la position estimée dépasse un certain seuil pré-défini. En considérant l'ensemble des paramètres de navigation, nous souhaitons ainsi évaluer la fiabilité des informations fournies par le navigateur en temps réel. Nous proposons donc de nous intéresser à la densité de probabilité p d'avoir observé le signal GNSS reçu $\mathbf{x}$ en fonction du PVT estimé Θ .

Le modèle linéaire du signal reçu utilisé est donné par l'équation 3.6 :

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}(\Theta) \alpha + \mathbf{b} \quad (3.21)$$

La densité de probabilité correspondante s'exprime alors de la manière suivante :

$$p(\mathbf{x} | \Theta) = \frac{1}{(\pi\sigma^2)^{N_e}} \exp \left(-\frac{\|\mathbf{x} - \mathbf{A}(\Theta) \alpha\|^2}{\sigma^2} \right) \quad (3.22)$$

A ce stade, le vecteur des amplitudes complexes α ainsi que la puissance du bruit blanc gaussien σ^2 sont inconnus. Tout d'abord, l'équation 3.9 nous fournit l'expression littérale du vecteur des amplitudes complexes, inhérente au caractère linéaire supposé du signal reçu. Une nouvelle fois, nous associons la matrice $\mathbf{A}(\Theta)$ à $\mathbf{A}$ afin d'alléger les équations. Les signatures des signaux reçus sont toutefois bien calculées par rapport au PVT estimé. L'utilisation de la technique ML nous donne alors l'estimation suivante :

$$\hat{\alpha}_{ML} = \left(\mathbf{A}^H \mathbf{A} \right)^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{x} \quad (3.23)$$

Par ailleurs, il est possible d'estimer la puissance de bruit en maximisant la vraisemblance du modèle ou encore la log-vraisemblance, soit :

$$\left. \frac{\delta}{\delta \sigma^2} (\ln(p(\mathbf{x}, \boldsymbol{\Theta}))) \right|_{\hat{\sigma}^2} = 0 \quad (3.24)$$

Soit :

$$\left. \frac{\delta}{\delta \sigma^2} \left(\ln \left(\frac{1}{(\pi \sigma^2)^{N_e}} \exp \left(-\frac{\|\mathbf{x} - \mathbf{A}\boldsymbol{\alpha}\|^2}{\sigma^2} \right) \right) \right) \right|_{\hat{\sigma}^2} = 0 \quad (3.25)$$

$$\left. \frac{\delta}{\delta \sigma^2} \left(-N_e \ln(\pi \sigma^2) - \frac{1}{\sigma^2} \|\mathbf{x} - \mathbf{A}\boldsymbol{\alpha}\|^2 \right) \right|_{\hat{\sigma}^2} = 0 \quad (3.26)$$

$$\left. \left(-\frac{N_e}{\sigma^2} + \frac{1}{\sigma^2} \|\mathbf{x} - \mathbf{A}\boldsymbol{\alpha}\|^2 \right) \right|_{\hat{\sigma}^2} = 0 \quad (3.27)$$

On obtient ainsi l'expression littérale de l'estimation de la puissance du bruit gaussien :

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{\|\mathbf{x} - \mathbf{A}\boldsymbol{\alpha}\|^2}{N_e} \quad (3.28)$$

En intégrant l'équation 3.23 à l'expression précédente, l'estimation de σ^2 devient :

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{\left\| \mathbf{x} - \mathbf{A} \left(\mathbf{A}^H \mathbf{A} \right)^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{x} \right\|^2}{N_e} \quad (3.29)$$

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{\|\mathbf{x} - \mathbf{P}_A \mathbf{x}\|^2}{N_e} \quad (3.30)$$

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{x}}{N_e} \quad (3.31)$$

Finalement, en intégrant les équations 3.23 et 3.31 dans la formule 3.22, l'estimation de la densité de probabilité d'avoir observé le signal reçu en fonction du PVT s'exprime par :

$$\hat{p}(\mathbf{x} | \boldsymbol{\Theta}) = \frac{N_e^{N_e}}{(\pi \mathbf{x}^H \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{x})^{N_e}} \exp \left(-\frac{N_e \|\mathbf{x} - \mathbf{A}\boldsymbol{\alpha}\|^2}{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{x}} \right) \quad (3.32)$$

$$\hat{p}(\mathbf{x} | \boldsymbol{\Theta}) = \frac{N_e^{N_e}}{(\pi \mathbf{x}^H \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{x})^{N_e}} \exp(N_e) \quad (3.33)$$

$$\hat{p}(\mathbf{x} | \boldsymbol{\Theta}) = \frac{(N_e \exp(-1))^{N_e}}{(\pi \mathbf{x}^H \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{x})^{N_e}} \quad (3.34)$$

Il est possible de simplifier l'écriture littérale de cette densité via l'équation 3.13. Le terme $\mathbf{x}^H \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{x}$ peut alors être développé de la manière suivante :

$$\mathbf{x}^H \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{x} = \mathbf{x}^H (I_{N_e} - \mathbf{P}_A) \mathbf{x} \quad (3.35)$$

$$\mathbf{x}^H \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{x} = \mathbf{x}^H \mathbf{x} - \mathbf{x}^H \mathbf{P}_A \mathbf{x} \quad (3.36)$$

$$\mathbf{x}^H \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{x} \simeq \mathbf{x}^H \mathbf{x} - \frac{1}{N_e} \sum_{i=1}^{N_{sat}} \mathbf{x}^H \mathbf{a}_i \mathbf{a}_i^H \mathbf{x} \quad (3.37)$$

$$\mathbf{x}^H \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{x} \simeq \mathbf{x}^H \mathbf{x} - \frac{1}{N_e} \sum_{i=1}^{N_{sat}} |\mathbf{a}_i^H \mathbf{x}|^2 \quad (3.38)$$

En définitive, l'expression de la densité de probabilité estimée d'avoir observé le signal $\mathbf{x}$ par rapport au PVT Θ est :

$$\hat{p}(\mathbf{x} | \Theta) \simeq \left(\frac{N_e \exp(-1)}{\pi \left(\mathbf{x}^H \mathbf{x} - \frac{1}{N_e} \sum_{i=1}^{N_{sat}} |\mathbf{a}_i^H \mathbf{x}|^2 \right)} \right)^{N_e} \quad (3.39)$$

Globalement, ce paramètre dépend exclusivement d'une entité que l'on nomme « résidu de corrélation » : $\left(\mathbf{x}^H \mathbf{x} - \frac{1}{N_e} \sum_{i=1}^{N_{sat}} |\mathbf{a}_i^H \mathbf{x}|^2 \right)$ qui représente la différence entre l'énergie du signal et la somme des énergies en sortie des filtres adaptés (i.e. les sorties de corrélateurs). Ce résidu contient toute l'information de probabilité d'observation du signal brut en fonction de Θ , c'est pourquoi il représente un des critères les plus intuitifs afin d'estimer l'intégrité de la solution de navigation. En effet, toute incohérence entre les voies considérées génère un résidu entre l'énergie du signal et l'énergie en sortie des filtres provoquant ainsi une diminution de la densité, résultant d'une baisse de la vraisemblance du signal reçu par rapport au PVT estimé ; de même, un biais sur le PVT engendre une chute des énergies en sortie de filtres. En résumé, la densité $p(\mathbf{x}, \Theta)$ estime ainsi de manière jointe la cohérence des voies satellitaires considérées.

Remarque : la maximisation de cette fonction conduirait à la solution fournie par le DPE (voir l'équation 3.20). La contribution de chaque signal apparaît clairement dans ce critère.

Dans le paragraphe suivant, nous caractérisons le comportement de la densité de probabilité dans des configurations spécifiques afin de mettre en valeur sa capacité à détecter des erreurs sur un critère a priori. Cette capacité permet de définir un **critère d'intégrité** qui caractérise la qualité des informations fournies par le récepteur et est un moyen de détecter voire d'exclure les voies jugées défaillantes engendrant un risque pour la navigation de l'utilisateur. La figure 3.3 schématise l'utilisation de cette densité dans le cadre d'un contrôle autonome d'intégrité.

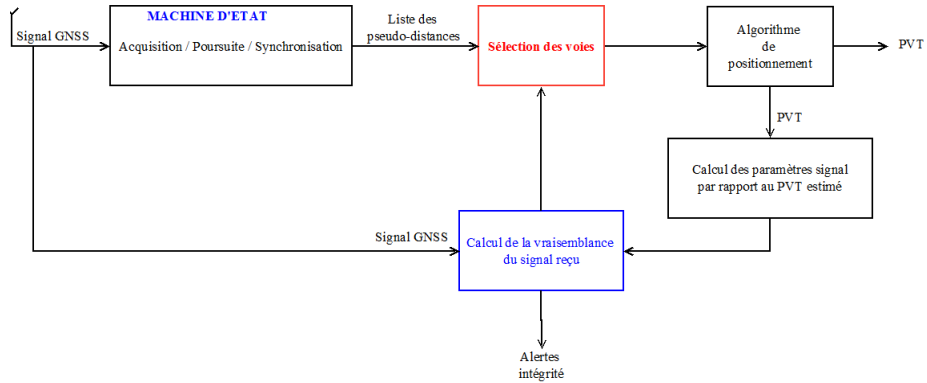


Fig. 3.3 – Schéma bloc du contrôle d'intégrité basé sur la vraisemblance du signal reçu

3.3.2 Performances de détection

L'ensemble des simulations présentées dans cette section et les suivantes ont été réalisées par un récepteur logiciel implémenté en langage Python. L'architecture et la gestion du code sont présentées dans l'annexe E.

Cette section étudie le comportement de la densité de probabilité considérée ainsi que sa capacité de détection vis à vis d'« événements de navigation » pouvant advenir dans les environnements urbains : réception de bruits additifs, réception de multi-trajets, masquages. L'intégrale de la densité de probabilité définie par 3.39 sur l'ensemble du domaine multi-dimensionnel des valeurs possibles du PVT Θ tend logiquement vers 1. Par souci de clarté et étant donnée la plage des valeurs de cette densité, nous présentons dans ce paragraphe le comportement temporel du logarithme de la densité $\ln(p)$.

La valeur du critère d'intégrité d'intérêt dépend nécessairement de la géométrie de la constellation utilisée et du temps d'intégration choisi. Les figures 3.4 et 3.5 représentent les valeurs des log-densités pour une géométrie imposée, selon trois temps d'intégration distincts : 1 ms, 5 ms et 10 ms. Nécessairement, la log-densité est d'autant plus forte que l'intégration est grande.

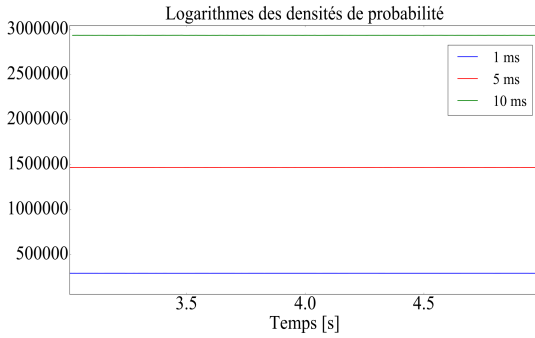


Fig. 3.4 – Logarithmes des densités de probabilités pour différents temps d'intégration considérés

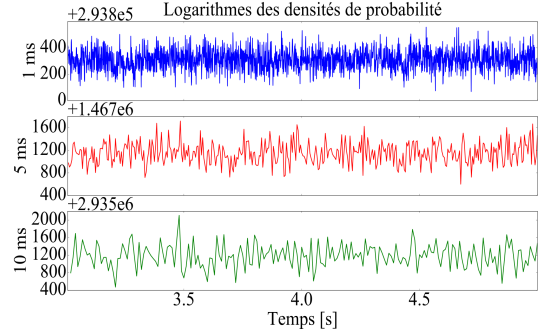


Fig. 3.5 – Logarithmes des densités de probabilités pour différents temps d'intégration considérés centrés sur leurs valeurs moyennes respectives

L'ensemble des événements de navigation présentés sont évalués dans une même configuration de navigation, rappelée dans le tableau 3.1, sur des temps de simulation de l'ordre de la seconde : le récepteur suit une trajectoire terrestre, à faible dynamique (une vitesse moyenne de $10/m.s^{-1}$) avec 5 satellites Galileo en visibilité arbitrairement nommés G40, G41, G42, G44 et G45. Le tableau 3.2 présente les choix dans la configuration de poursuite, conservés pour tous les scénarios exposés. Pour le moment, l'objectif n'est pas d'automatiser un système complet de détection/exclusion fondé sur la log-densité de probabilité mais bien d'évaluer la pertinence et la cohérence d'utilisation et d'intégration d'un tel critère dans une technique de contrôle autonome d'intégrité.

Afin de simplifier notre démarche, nous supposons que le message de navigation de chaque satellite émetteur est connu du récepteur. Il n'est ainsi pas nécessaire d'attendre la démodulation entière de l'ensemble des messages pour connaître le PVT des satellites en visibilité, permettant alors une triangulation instantanée. En règle général, la précision de la poursuite est d'autant plus important que le temps d'intégration est grand. Dans les configurations proposées, nous choisissons arbitrairement un temps d'intégration de 1ms afin de baser notre approche sur une intégration nominale dans un premier temps, qui consiste en un cas pire en terme de précision. La méthode est toutefois compatible avec un temps d'intégration allongé.

Remarque : les résultats présentés commencent au minimum à 3 secondes en temps simulé. Ce temps correspond à la durée nécessaire à la synchronisation du signal local en fréquence, en phase, en code primaire puis en code secondaire avec le signal réel. Lorsque chaque étape est franchie, le récepteur est supposé parfaitement synchronisé avec les données reçues. Dans l'ensemble des simulations réalisées, ce temps total de synchronisation marque le début du traitement.

Configuration	
Constellation	Galileo
Nombre de SiV	5 (G40,G41,G42,G44,G45)
Type de simulation	Dynamique (mobile de vitesse moyenne : $10m.s^{-1}$)

Table 3.1 – Configuration de navigation

Poursuite	
Temps de simulation	~ seconde
Fréquence d'échantillonnage	30MHz
Temps d'intégration [ms]	1
Bande de boucle PLL [Hz]	10
Bande de boucle DLL [Hz]	1
Espacement des corrélateurs [Chip]	$[-0.1, 0, 0.1]$

Table 3.2 – Paramètres de poursuite

3.3.2.1 Événements qui biaisent la navigation

L'intérêt majeur d'un algorithme de contrôle d'intégrité réside dans la détection et plus globalement dans la gestion d'erreurs ou de phénomènes engendrant un risque avéré sur la navigation. Ce premier paragraphe se focalise ainsi sur des événements à impact direct majeur pour l'utilisateur, potentiellement récurrents en environnement urbain. Dans ce paragraphe, la méthode des moindres carrés LSR est utilisée pour estimer le PVT du récepteur.

. Biais sur le PVT

Le premier exemple consiste en l'évaluation du comportement de la log-densité de probabilité en présence d'un biais important sur l'estimation du PVT, pouvant être causé par un quelconque problème dans la poursuite et/ou issu des sources d'erreurs liées à l'environnement proche du récepteur. Nous nous intéressons ici à la conséquence du biais sur le critère d'intégrité d'intérêt.

Un biais brutal d'estimation de 100 mètres impacte la position du récepteur sur une plage de deux secondes, visible sur la figure 3.6 exposant l'attitude du PVT à travers les erreurs d'estimation de la position ($[m]$) et de la vitesse ($[m.s^{-1}]$). En parallèle, la figure 3.7 relate l'allure de la log-densité de probabilité et expose la chute du critère sur la période considérée. L'amplitude de la diminution dépend de plusieurs paramètres tels que la géométrie de la constellation visible, le temps d'intégration ou encore les caractéristiques 3D du biais et ne peut pas être directement reliée à l'amplitude de l'erreur sur le PVT.

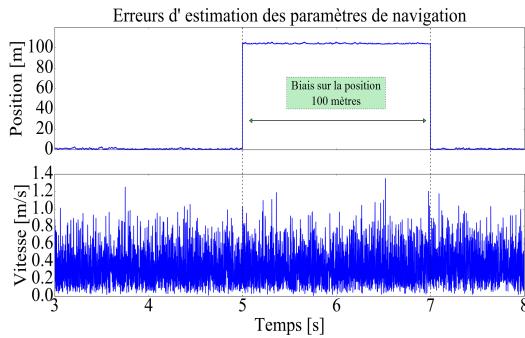


Fig. 3.6 – Erreurs de position et de vitesse du récepteur

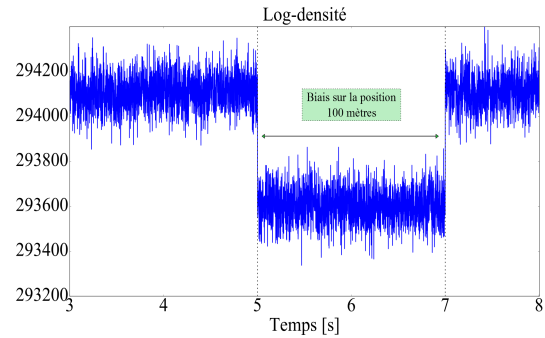


Fig. 3.7 – Logarithme de la densité de probabilité en présence d'un biais sur la position du récepteur

L'information d'incohérence(s) entre le signal reçu et le PVT estimé en sortie du navigateur est contenue dans la vraisemblance, caractérisée par le comportement de la log-densité. La chute du critère traduit ainsi une baisse de la vraisemblance des données reçues : en effet, sur la période de biais, les paramètres de navigation fournis par le récepteur ne sont plus cohérents a priori avec les informations contenues dans le signal GNSS.

. Masquage d'un signal direct

Le deuxième exemple matérialise un événement de navigation typique de l'environnement urbain pouvant engendrer d'importantes erreurs d'estimation du PVT : le masquage de signaux directs. En effet, la présence d'obstacles dans l'environnement de déplacement de l'utilisateur peut altérer la réception des signaux voire bloquer la transmission des LOS, une problématique d'autant plus significative lorsque peu de satellites sont considérés.

Dans notre configuration, 5 satellites sont utilisés. Nous considérons que le signal issu du satellite G41 est masqué sur une période d'une seconde. La voie correspondante est automatiquement impactée par un multi-trajet dynamique dont les caractéristiques (moyennées sur la plage temporelle) sont exposées dans le tableau 3.3.

Satellite G41	
Retard relatif ($[Chip]$)	0.2
Doppler relatif ($[Hz]$)	20.0
Puissance relative ($[dB]$)	-3
Élévation ($[^\circ]$)	80
Azimut ($[^\circ]$)	-20

Table 3.3 – Paramètres relatifs du multi-trajet sur la voie G41

L'impact du masquage temporaire sur les erreurs d'estimation en position et en vitesse est représenté sur la figure 3.8. La réception du multi-trajet permet de ne pas totalement perdre la poursuite sur la voie considérée ; néanmoins, les paramètres relatifs (non nuls) engendrent nécessairement un biais sur le PVT d'autant plus important que seuls 5 satellites sont considérés. On observe une nouvelle chute importante de la log-densité sur la figure 3.9, caractérisant une diminution évidente de la vraisemblance du signal reçu par rapport au PVT estimé.

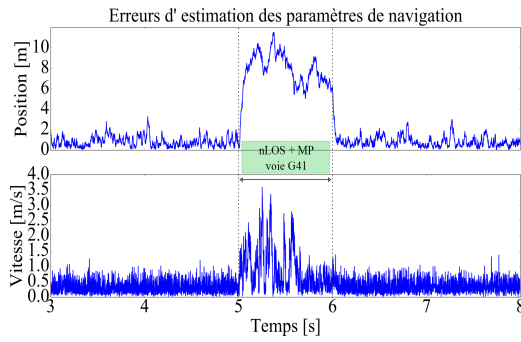


Fig. 3.8 – Erreurs de position et de vitesse du récepteur

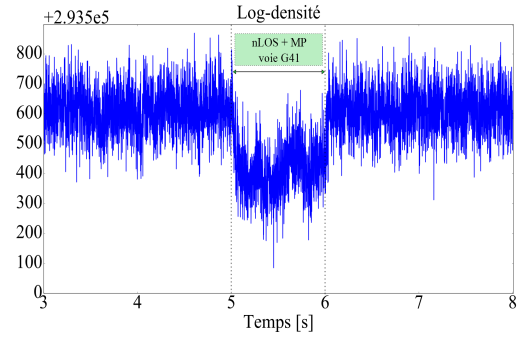


Fig. 3.9 – Logarithme de la densité de probabilité en présence d'une configuration nLOS

Un contrôle autonome d'intégrité basé sur cette vraisemblance peut permettre ici de détecter une erreur sur la vraisemblance des données reçues. Un système d'exclusion est alors envisageable, en suivant le principe des fonctions FDE utilisées dans la technique RAIM et explicitées dans le chapitre 2. Nous proposons de tester cette méthode dans notre exemple. Pour cela, nous créons N_{sat} sous-groupes de $N_{sat} - 1$ satellites ; chaque sous-groupe porte le nom du satellite ayant été exclu. La figure 3.10 représente les log-densités évaluées en temps réel sur les 5 sous-ensembles. L'impact du masquage sur la voie G41 est ainsi observable : seul le sous-groupe 'G41' ne présente pas de chute sur la période de l'erreur. Augmenter le temps d'intégration réduirait le bruit inhérent au calcul de la densité et pourrait ainsi permettre d'identifier la voie erronée et de l'exclure temporairement de la solution de navigation, en fonction du nombre de satellites en visibilité.

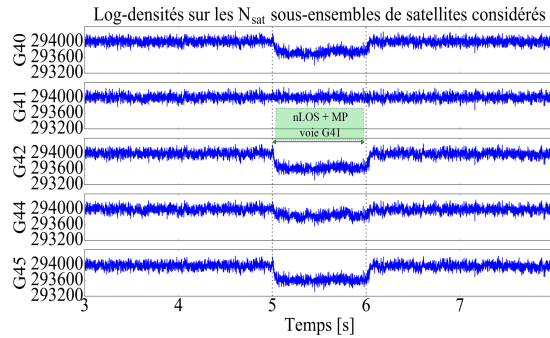


Fig. 3.10 – Logarithmes de la densité de probabilité calculés les N_{sat} sous-ensemble de $(N_{sat} - 1)$ satellites

Ce deuxième scénario met en valeur l'impact du masquage bref d'un satellite sur le comportement du critère d'intégrité a priori. Les observations rejoignent le premier exemple mis en évidence : tout événement de navigation engendrant un biais d'estimation sur le PVT Θ provoque une baisse

d'énergie sur l'ensemble des sorties de filtres considérés et une potentielle hausse de l'énergie du signal (dûe par exemple à la réception de multi-trajets), faisant ainsi chuter la densité de probabilité. Ces observations tendent à souligner la cohérence d'utilisation de la vraisemblance des données dans la détection d'erreurs sur la navigation voire dans l'exclusion des voies.

Les exemples suivants se focalisent sur l'étude de la log-densité vis à vis d'incohérences à faible impact sur la navigation. Afin d'étudier la sensibilité de notre approche, nous proposons de comparer le comportement de ce critère d'intégrité avec celui du test de détection de l'algorithme de référence WLSR RAIM. Le chapitre 2 a permis d'introduire la technique WLSR RAIM ainsi que les facteurs de qualité pouvant être utilisés dans la pondération des voies. Nous choisissons arbitrairement le paramètre C/N_0 en tant que facteur représentatif de la qualité d'estimation sur chaque voie et donc en tant que paramètre de pondération. Plusieurs formules ont été développées dans la littérature afin d'intégrer de manière cohérente les ratio signal à bruit dans le calcul des résidus [69], [70], [71], [72]. En référence à l'équation 2.34, nous utilisons arbitrairement ici la matrice de pondération normalisée conventionnelle suivante :

$$\tilde{\Sigma}^{-1} = \frac{1}{\eta} \text{diag} \left(\frac{C}{N_{01}}, \dots, \frac{C}{N_{0N_{sat}}} \right) \quad (3.40)$$

avec $\eta = \max \left(\frac{C}{N_{01}}, \dots, \frac{C}{N_{0N_{sat}}} \right)$ le facteur de normalisation correspondant au ratio maximal sur l'ensemble des satellites considérés. Dans l'ensemble des scénarios testés, nous imposons une probabilité de fausse alerte P_{fa} fixée à 10^{-3} . Cette valeur est fixée relativement haute afin d'améliorer la sensibilité de détection pour les deux algorithmes d'étude. Les conclusions établies sont néanmoins indépendantes de ce choix.

Le contrôle autonome d'intégrité est couplé à la technique d'estimation du PVT. Ainsi, dans les prochains exemples, la technique des moindres carrés pondérés WLSR est utilisée, en utilisant la pondération présentée ci-dessus.

3.3.2.2 Incohérences entre les voies satellitaires

. Réception de bruit blanc gaussien

Dans ce scénario, la poursuite est perturbée par la réception imposée de bruits blancs gaussiens additifs sur les signaux Galileo. Sur plusieurs périodes de 0.5 seconde, des bruits de puissance variable impactent successivement le signal global reçu. La puissance de bruit en réception est augmentée de la manière graduelle suivante :

- ① [3.5, 4.0] sec : + 2 dB
- ② [4.5, 5.0] sec : + 3 dB
- ③ [5.5, 6.0] sec : + 5 dB
- ④ [6.5, 7.0] sec : + 10 dB

Le comportement du PVT en temps réel est présenté sur la figure 3.11. Globalement, le PVT reste faiblement impacté par l'augmentation du bruit ; l'erreur en position devient significative à partir de la 4^{ième} plage temporelle causée par l'accentuation de la puissance de bruit. L'erreur de position reste toutefois inférieure à 10 mètres sur les quelques secondes de simulation, traduisant alors une précision du système conservée.

La figure 3.12 expose l'une des conséquences principales de la présence des bruits additifs en réception : la chute des ratio signal à bruit C/N_0 sur les segments temporels impactés. En correspondance, la figure 3.14 montre le comportement du couple test - seuil de détection de l'algorithme de référence WLSR RAIM choisi. Les bruits additifs impactent de manière similaire l'ensemble des voies satellitaires, ayant pour conséquence de ne pas augmenter de manière significative le test de détection du WLSR RAIM. Ces événements de navigation ne sont donc pas détectés par cette technique a posteriori. Par ailleurs, la log-densité de probabilité est tracée sur la figure 3.13.

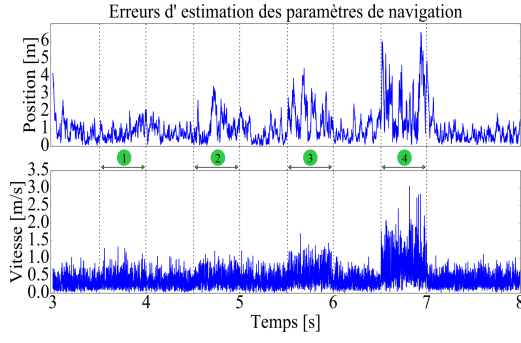


Fig. 3.11 – Erreurs de position et de vitesse du récepteur

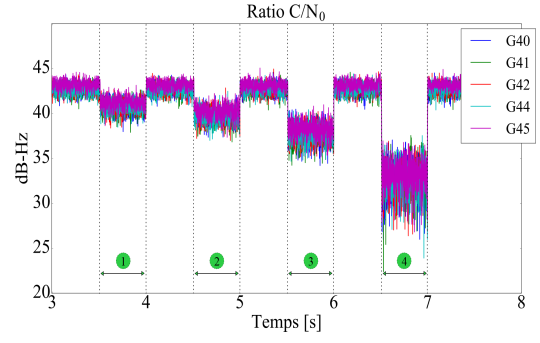


Fig. 3.12 – Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité

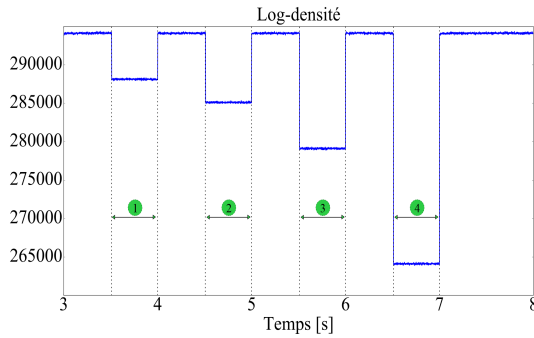


Fig. 3.13 – Logarithme de la densité de probabilité en présence de bruit additif

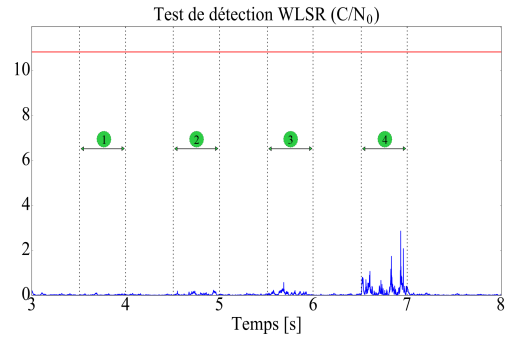


Fig. 3.14 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM

Dépendante de l'énergie du signal GNSS, la log-densité de probabilité est fortement impactée par l'augmentation du bruit en réception. En effet, le bruit blanc additif engendre une hausse brutale de l'énergie du signal reçu, générant des chutes du critère d'intégrité d'autant plus fortes que la puissance ajoutée est grande. La première observation effectuée réside dans les sensibilités respectives des deux approches : en effet, les chutes de la log-vraisemblance traduisent une forte sensibilité du critère vis à vis de la réception de bruit gaussien additif. A l'inverse, seul la mise en place d'un très faible seuil de détection permettrait à l'algorithme WLSR RAIM de détecter des anomalies en réception. Par ailleurs, nous pouvons également noter le comportement des deux critères : sur les intervalles impactés par le bruit, la log-densité varie autour d'une valeur moyenne selon une faible variance ; dans le cas du WLSR RAIM, le test varie de manière aléatoire et ne permettrait pas une détection claire et constante sur l'ensemble des intervalles.

L'exemple choisi expose de manière simplifiée l'une des caractéristiques majeures du critère a priori développé : la forte sensibilité de détection d'erreurs ou plus globalement de tout événement de navigation incohérent par rapport au modèle de signal défini et potentiellement invisible pour la technique RAIM conventionnelle. Ce scénario met ainsi en valeur le potentiel de détection de l'approche a priori établie.

• Réception de multi-trajets peu perturbants

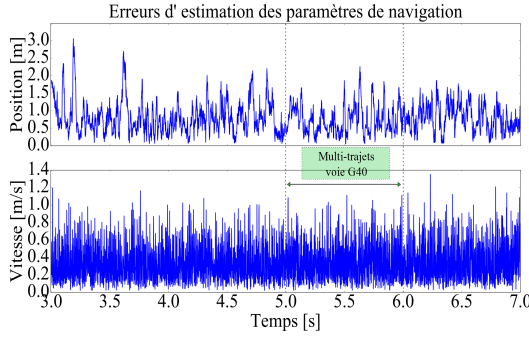
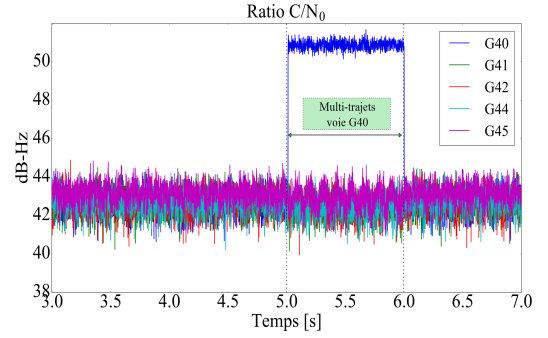
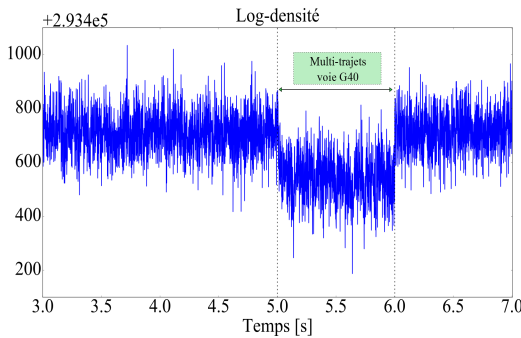
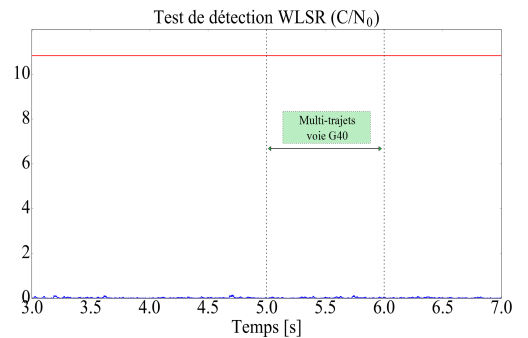
Le second scénario, typique d'une navigation en environnement urbain, se focalise sur la réception de multi-trajets. Nous considérons ici la réception de trois multi-trajets, de puissance similaire à la puissance du signal direct, sur la voie G40 et sur une plage temporelle de 1 seconde. Le tableau 3.4 relate les paramètres signal relatifs des multi-trajets par rapport au LOS.

Satellite G40			
Multi-trajet	1	2	3
Retard relatif ($[Chip]$)	2.0	2.0	1.5
Doppler relatif ($[Hz]$)	200.0	-500.0	150.0
Élévation ($[^\circ]$)	50	80.0	30.0
Azimut ($[^\circ]$)	60	30.0	190.0

Table 3.4 – Paramètres relatifs des multi-trajets sur la voie G40

La figure 3.15 montre que la réception du multi-trajet n'impacte pas l'estimation du PVT. Cette observation peut être expliquée par les valeurs des retards relatifs qui ne sont pas contenues dans l'espacement inter-corrélateurs Early et Late, filtrant ainsi les signaux parasites lors de la corrélation et ce malgré leur puissance en réception. Néanmoins, le ratio signal à bruit est nécessairement modifié par l'augmentation de l'énergie du signal, comme le montre la figure 3.16. On observe ainsi une augmentation globale caractéristique du ratio C/N_0 sur la voie G40.

Malgré ce constat, le test du WLSR RAIM, exposé sur la figure 3.18, n'augmente globalement pas, ne permettant alors pas au récepteur d'avoir connaissance de la présence de ce signal parasite ni de la voie satellitaire touchée. À l'inverse, il est possible d'observer une chute du critère a priori sur la figure 3.17, provenant du fait que la cohérence du modèle de signal est mise en défaut par la réception d'un signal non souhaité.

**Fig. 3.15** – Erreurs de position et de vitesse du récepteur**Fig. 3.16** – Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité**Fig. 3.17** – Logarithme de la densité de probabilité en présence de multi-trajets sur la voie G40**Fig. 3.18** – Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM

L'un des intérêts majeurs de l'approche proposée est que la densité de probabilité d'avoir observé le signal reçu par rapport au PVT estimé contient toute l'information nécessaire à l'évaluation de l'intégrité de la solution de navigation. En effet, son comportement relate la présence de toute erreur ou incohérence par la caractérisation jointe des voies considérées. Cette capacité provient du caractère a priori de l'approche choisie. Les deux précédents exemples canoniques montrent que ce critère peut être utile à l'anticipation de potentiels risques : en détectant une chute de la

vraisemblance, le navigateur peut contrôler l'intégrité des informations fournies en tenant compte de potentielles menaces détectées par l'exclusion de voies jugées erronées (en fonction du nombre de satellites en visibilité et de l'application choisie).

Les configurations présentées précédemment permettent de conclure à une pertinence d'intégration du critère a priori dans un algorithme de contrôle autonome d'intégrité. En effet, dépendante principalement du résidu de corrélation, la densité de probabilité est fortement sensible à la présence de signaux parasites, d'incohérences entre les voies ou encore de biais d'estimation sur le PVT. Les scénarios présentés ont pu mettre en valeur l'avantage de l'approche a priori par rapport au WLSR RAIM qui, basé sur un principe a posteriori, n'a pas la finesse de détection proposée par la log-densité.

3.3.3 Limitations

L'évaluation de la vraisemblance des données brutes par rapport au PVT estimé permet de détecter les événements de navigation anormaux, potentiellement invisibles pour la technique RAIM. L'approche a priori fournit ainsi une caractérisation affinée de l'environnement proche de l'utilisateur afin d'anticiper d'éventuels futurs risques sur le positionnement. Toutefois, des inconvénients majeurs subsistent.

La première limitation observable de l'utilisation d'un tel paramètre réside dans la mise en place d'un couple test - seuil d'intégrité. En effet, la loi statistique régissant le comportement de la densité de probabilité doit être déterminée afin d'imposer ce critère en tant que test de détection d'erreur. Cette loi est a priori inconnue. Par ailleurs, les scénarios précédents ont montré que le comportement de la log-densité est certes sensible à tout événement de navigation incohérent avec le modèle de signal choisi, mais la variance du critère semble être un facteur limitant pour la détection claire et ponctuelle de la réception d'un multi-trajet, ou d'un biais sur le PVT ; en effet le bruit observable sur la log-densité, dépendant du temps d'intégration choisi, pourrait engendrer un nombre important de fausses alertes ou de détections manquées suivant la probabilité P_{fa} définie.

De plus, le principal inconvénient de l'approche développée est l'établissement d'une corrélation entre le comportement de la densité de probabilité et la qualité d'estimation du PVT. En effet, les résultats précédents ont mis en lumière les potentielles chutes du critère (i.e. de la vraisemblance des données) vis à vis d'événements variés (multi-trajet, bruit additif, masquage, biais du PVT, etc.) avec ou sans impact majeur sur la navigation. Il semble donc impossible de caractériser la qualité du positionnement par l'observation du comportement de la densité. Ce constat provient du fait qu'en suivant cette approche, nous mesurons l'erreur dans l' **espace des données brutes**, empêchant un lien métrique entre le critère d'intégrité et le PVT en temps réel. A l'inverse, le test de détection du WLSR RAIM établit ce lien notamment à travers les bornes de protection déterminées.

Il semble donc nécessaire de concevoir un autre critère d'intégrité qui permettrait de répondre à une double problématique : conserver la sensibilité inhérente à l'approche a priori développée ici et caractériser l'impact du test de détection mis en place sur la navigation, soit un paramètre capable de mesurer l'erreur dans l' **espace du PVT**. La prochaine section expose ainsi une nouvelle technique de contrôle d'intégrité appelée Direct-RAIM (D-RAIM).

3.4 Mesure de l'erreur dans l'espace du PVT : développement du Direct-RAIM

3.4.1 Etablissement d'un critère d'intégrité

La matrice de covariance du PVT permet de mesurer la confiance que l'utilisateur peut placer dans son estimation de positionnement. Afin d'éviter toute perte d'information utile, il serait optimal de placer les traitements pré-corrélation, au niveau du signal électromagnétique brut reçu. C'est le principe suivi par le DPE dans le cadre de l'estimation du PVT. Néanmoins, le modèle reliant le signal GNSS au PVT n'est pas linéaire, ce qui empêche de relier la covariance du PVT aux bruits en amont sur les voies. Pour contourner ce problème, il est possible de relier l'erreur sur le PVT au signal brut directement reçu de manière asymptotique : c'est l'objectif de l'approche proposée, appelée **Direct-RAIM** (D-RAIM).

La technique RAIM ne prend pas en compte la provenance des erreurs sur les pseudo-distances : en effet, le lien entre les erreurs sur les retards et les erreurs observées en amont au niveau des corrélateurs n'est pas établie. Or ces erreurs sont liées à la recherche des maxima dans l'étape de corrélation. C'est l'un des inconvénients majeurs de l'approche a posteriori.

En suivant le modèle de signal défini par l'équation 3.6, les signaux bruts sont impactés par un bruit blanc gaussien. Sur l'ensemble des voies considérées, les retards sont alors estimés au sens du maximum de vraisemblance lors de l'étape de corrélation. Ainsi, le retard estimé sur la $k^{\text{ième}}$ voie suit asymptotiquement une distribution gaussienne centrée sur le retard réel τ_k et de variance égale à la borne de Cramer-Rao (BCR) associée BCR_k :

$$\hat{\tau}_k \hookrightarrow N(\tau_k, BCR_k) \quad (3.41)$$

L'expression de la BCR associée à la voie k est donnée par (voir l'annexe C.1) :

$$BCR_k = \frac{1}{4B^2 SNR_k} \quad (3.42)$$

avec B la bande passante du filtre RF ($[Hz]$) et SNR_k le rapport signal à bruit de la $k^{\text{ième}}$ voie. De plus, chaque SNR_k peut être calculé directement par rapport au signal GNSS brut reçu et au PVT estimé $\hat{\Theta}$ de la manière suivante (voir l'annexe C.2) :

$$SNR_k = \frac{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_k}(\hat{\Theta}) \mathbf{x}}{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_k}^\perp(\hat{\Theta}) \mathbf{x}} \quad (3.43)$$

avec :

- $\mathbf{P}_{A_k}(\hat{\Theta})$ le vecteur de projection sur le sous-espace signal correspondant à la $k^{\text{ième}}$ voie,
- $\mathbf{P}_{A_k}^\perp(\hat{\Theta})$ le vecteur de projection sur le sous espace bruit.

Finalement, la matrice de covariance asymptotique des retards peut s'exprimer de la manière suivante :

$$\mathbf{C}_\tau(\hat{\Theta}) = \frac{1}{4B^2} \begin{pmatrix} \frac{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_1}^\perp(\hat{\Theta}) \mathbf{x}}{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_1}(\hat{\Theta}) \mathbf{x}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \frac{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_{N_{sat}}}^\perp(\hat{\Theta}) \mathbf{x}}{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_{N_{sat}}}(\hat{\Theta}) \mathbf{x}} \end{pmatrix} \quad (3.44)$$

L'expression de cette matrice est simplifiable. L'estimation de la puissance de bruit sur la $k^{\text{ième}}$ voie est :

$$\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_k}^\perp(\hat{\Theta}) \mathbf{x} = \mathbf{x}^H \mathbf{x} - \mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_k}(\hat{\Theta}) \mathbf{x} \quad (3.45)$$

Chaque signal satellitaire est noyé dans le bruit en réception. Ainsi, l'énergie totale du signal reçu $\mathbf{x}^H \mathbf{x}$ est nettement supérieure à la projection du signal GNSS sur le $k^{\text{ième}}$ sous-espace signal et peut alors être assimilée à la puissance de bruit : $\mathbf{x}^H \mathbf{x} \simeq \mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_k}^\perp(\hat{\Theta}) \mathbf{x}$. En considérant cette approximation sur l'ensemble des voies considérées, la matrice de covariance asymptotique des retards peut s'écrire :

$$\mathbf{C}_\tau(\hat{\Theta}) \simeq \frac{\mathbf{x}^H \mathbf{x}}{4B^2} \begin{pmatrix} \frac{1}{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_1}(\hat{\Theta}) \mathbf{x}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \frac{1}{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_{N_{sat}}}(\hat{\Theta}) \mathbf{x}} \end{pmatrix} \quad (3.46)$$

Cette estimation est certes asymptotique mais elle porte une quantité d'information bien supérieure à l'estimation a posteriori établie par la technique RAIM avec un faible nombre de données disponibles. En effet, cette matrice de covariance prend en compte le ratio entre l'énergie de corrélation $\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{\mathbf{A}_1}(\hat{\boldsymbol{\Theta}}) \mathbf{x}$ et le résidu de corrélation $\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{\mathbf{A}_1}^\perp(\hat{\boldsymbol{\Theta}}) \mathbf{x}$ pour le PVT estimé courant. Ainsi, en conservant les mêmes propriétés que la vraisemblance des données étudiée dans le paragraphe précédent, toute erreur ou incohérence a nécessairement un impact perceptible sur la matrice de covariance asymptotique des retards $\mathbf{C}_\tau$.

Remarque : l'hypothèse asymptotique mène à considérer une distribution gaussienne sur les retards estimés, soit directement sur les pseudo-distances. Cette supposition rejoint donc l'hypothèse fondamentale qui justifie la distribution des erreurs de pseudo-distances définie dans le modèle de bruit utilisé dans le WLSR RAIM.

. Test de détection D-RAIM

La méthode Direct-RAIM présentée évalue l'intégrité du vecteur position du récepteur. Par abus de langage, nous assimilons ainsi volontairement le terme « PVT » à la position du récepteur.

L'objectif du D-RAIM est d'évaluer la covariance du PVT de manière asymptotique par rapport au signal brut directement reçu. Ce lien s'opère par l'intermédiaire de la matrice de covariance asymptotique des retards qui permet de relier les deux entités.

Comme expliqué dans le chapitre 2, les algorithmes de positionnement et de contrôle d'intégrité sont couplés. Dans le cas du WLSR RAIM, l'estimation du PVT du récepteur suit donc le principe de la technique des moindres carrés pondérés en utilisant la matrice $\boldsymbol{\Sigma}$. Dans le cadre du D-RAIM, l'estimation du PVT doit donc être couplée au bloc d'estimation d'intégrité D-RAIM. Ainsi, le système global D-RAIM (PVT et intégrité) estime le PVT en suivant le principe des moindres carrés pondérés en utilisant la matrice de pondération $\mathbf{C}_p(\hat{\boldsymbol{\Theta}}) = c^2 \mathbf{C}_\tau(\hat{\boldsymbol{\Theta}})$, la matrice de covariance asymptotique calculée dans l'espace des pseudo-distances.

En suivant le modèle défini par l'équation 2.34, l'estimation du PVT par la technique D-RAIM s'écrit donc :

$$\Delta \hat{\boldsymbol{\Theta}}(t) = \left(\mathbf{H}^T \mathbf{C}_p^{-1}(\hat{\boldsymbol{\Theta}}) \mathbf{H} \right)^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{C}_p^{-1}(\hat{\boldsymbol{\Theta}}) \Delta \mathbf{Y}(t) \quad (3.47)$$

La matrice de covariance du PVT découle directement de cette expression :

$$\text{Cov}(\Delta \hat{\boldsymbol{\Theta}}) = \left(\mathbf{H}^T \mathbf{C}_p^{-1}(\hat{\boldsymbol{\Theta}}) \mathbf{H} \right)^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{C}_p^{-1}(\hat{\boldsymbol{\Theta}}) \mathbf{C}_p(\hat{\boldsymbol{\Theta}}) \mathbf{C}_p^{-1}(\hat{\boldsymbol{\Theta}}) \mathbf{H} \left(\mathbf{H}^T \mathbf{C}_p^{-1}(\hat{\boldsymbol{\Theta}}) \mathbf{H} \right)^{-1} \quad (3.48)$$

La formule précédente montre explicitement la dépendance de la matrice de covariance aux données brutes contenues dans le signal GNSS reçu $\mathbf{x}$ par l'intermédiaire de la matrice de covariance asymptotique des pseudo-distances. En simplifiant l'expression précédente, on obtient alors :

$$\text{Cov}(\Delta \hat{\boldsymbol{\Theta}}) = \left(\mathbf{H}^T \mathbf{C}_p^{-1}(\hat{\boldsymbol{\Theta}}) \mathbf{H} \right)^{-1} \quad (3.49)$$

Le contrôle d'intégrité D-RAIM est directement basé sur cette covariance. Dans l'établissement du test de détection, nous avons choisi d'utiliser exclusivement les éléments diagonaux de la matrice $\text{Cov}(\Delta \hat{\boldsymbol{\Theta}})$. Ce choix impacte nécessairement les performances de notre méthode car elle ne tient pas compte des termes croisés et ne permet donc pas de caractériser exactement le positionnement spatial. Néanmoins, les termes considérés contiennent l'information de cohérence entre le PVT et les données brutes. En effet, un biais d'estimation génère un résidu de corrélation anormalement élevé et impacte alors assurément au moins l'un des trois paramètres. Finalement, l'expression du **test de détection D-RAIM** choisi est :

$$T_{DRAIM} = \sqrt{\text{Tr}(\text{Cov}(\Delta \hat{\boldsymbol{\Theta}}))} \quad (3.50)$$

Remarque : L'équation 3.50 montre que le test D-RAIM est proche d'un écart-type du résidu du PVT estimé, calculé par rapport aux données brutes. Ce choix coïncide donc avec la volonté de mesure de l'erreur dans l'espace du PVT par rapport au signal GNSS reçu.

. Seuil de détection D-RAIM

La mise en place d'un système de détection D-RAIM complet nécessite l'établissement d'un seuil de détection, basé sur la distribution du test correspondant. Néanmoins, la statistique du test défini dans l'équation 3.50 ne peut être caractérisée par des distributions connues et ne peut être alors déterminée de manière analytique.

Afin de contourner ce problème majeur, il est fondamental d'évaluer la distribution du test de manière empirique. Dans chaque scénario, la distribution du test est alors calculée au préalable dans un cas sans faute, c'est à dire dans des conditions de navigation optimales où le modèle de signal défini par l'équation 3.6 est respecté. La statistique du test D-RAIM est entièrement caractérisée par les paramètres suivants :

- la géométrie de la constellation visible par rapport au récepteur, et sa dynamique au cours de la simulation,
- le temps d'intégration,
- la durée de la simulation.

Nous considérons des scénarios qui définissent un temps de navigation de l'ordre de la seconde. Le temps de calcul des traitements a notamment motivé ce choix (en particulier avec une haute fréquence d'échantillonnage). Par ailleurs, ces durées suffisent pour montrer le comportement dans les scénarios présentés. Sur une plage temporelle d'un tel ordre de grandeur, la géométrie de la constellation peut être considérée comme fixe. Il est alors possible de conserver la distribution du test, évaluée dans un cas sans faute, en tant que distribution de référence afin de calculer le seuil de détection en fonction d'une probabilité de fausse alerte P_{fa} . L'approche empirique permet donc d'obtenir la fonction de répartition de référence F_{ref} . Grâce à ce calcul, le seuil de détection $T_{Th,DRAIM}$ peut ainsi être évalué de la manière suivante :

$$T_{Th,DRAIM} = F_{ref}^{-1}(1 - P_{fa}) \quad (3.51)$$

En guise d'exemples, les figures 3.19 et 3.20 montrent les histogrammes et les fonctions de répartition de tests de détection D-RAIM dans une configuration particulière (5 satellites en visibilité) pour plusieurs temps d'intégration. Il s'agit d'une configuration plutôt défavorable compte tenu du faible nombre de satellites visibles.

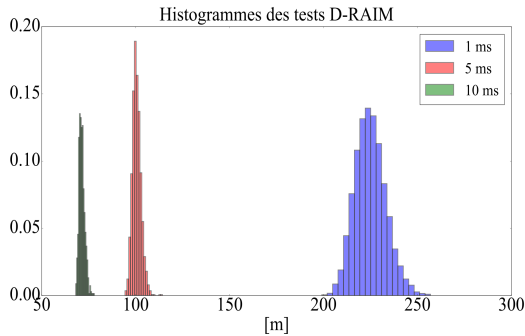


Fig. 3.19 – Histogrammes normalisés des tests D-RAIM pour différents temps d'intégration

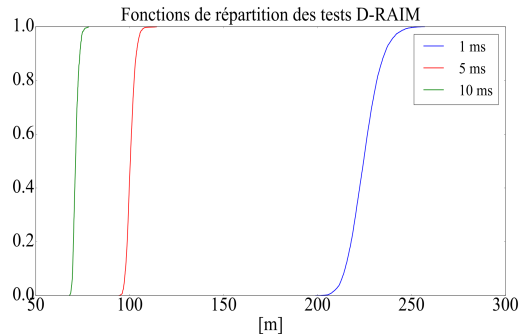


Fig. 3.20 – Fonctions de répartition des tests D-RAIM pour différents temps d'intégration

Globalement, pour tout scénario contraint généré (présence de signaux parasites, réception de bruits additifs, masquage, etc.), il est nécessaire d'avoir déterminé la distribution du test dans un cas sans fautes, dans la même configuration de navigation (même géométrie de constellation, même temps d'intégration, même durée de navigation). L'objectif de cette approche empirique est d'obtenir une librairie de seuils de détection (fonction du choix de la probabilité P_{fa}), calculée dans divers scénarios optimaux, dans des configurations spécifiques afin de pouvoir tester les capacités de détection du Direct-RAIM dans des conditions plus dégradées.

La section 3.3 a permis d'évaluer le comportement de la log-densité de probabilité d'avoir observé le signal reçu en fonction du PVT vis à vis d'événements de navigation dégradants, et de le comparer notamment aux capacités de détection de l'algorithme de référence WLSR RAIM (C/N_0). Dans le paragraphe suivant, nous évaluons les performances de détection de l'algorithme D-RAIM dans des situations canoniques typiques de la navigation urbaine et les comparons au WLSR RAIM afin de mettre en perspective les améliorations apportées par l'approche a priori établie.

3.4.2 Performances de détection

De manière similaire aux résultats présentés dans le paragraphe 3.3.2, les simulations effectuées dans cette section ont pour objectif d'évaluer les performances de détection d'événements de navigation, typiques de l'environnement urbain, pour les algorithmes Direct-RAIM et WLSR RAIM. Afin de respecter le principe de couplage entre systèmes de positionnement et de contrôle d'intégrité, le PVT du récepteur est estimé de manière spécifique à chaque processus de contrôle d'intégrité. Les performances de détection des algorithmes Direct-RAIM et WLSR RAIM sont donc par la suite évaluées en lien avec les erreurs d'estimation de positionnement effectuées dans chacun des cas.

Les comportements des métriques de test sont de nouveau confrontés à la réception de bruits additifs, à la réception de multi-trajets ou encore au masquage de signaux directs. Dans chaque scénario, la distribution du test de détection D-RAIM a été préalablement évaluée dans des conditions optimales, permettant d'avoir accès au seuil de détection et ainsi de pouvoir obtenir un couple test - seuil de détection cohérent.

Nous avons précédemment expliqué que le comportement du test D-RAIM dépend de plusieurs paramètres : la géométrie de la constellation visible, le temps d'intégration ou encore la durée de simulation. La configuration de navigation est ici la même que dans la partie 3.3.2. Elle est rappelée dans le tableau 3.5.

Configuration	
Constellation	Galileo
Nombre de SiV	5 (G40,G41,G42,G44,G45)
Type de simulation	Dynamique (mobile de vitesse moyenne : $10m.s^{-1}$)

Table 3.5 – Configuration de navigation

Le message de navigation est de nouveau supposé connu pour l'ensemble des satellites en visibilité afin d'accélérer le processus de positionnement et de contrôle autonome d'intégrité. Nous choisissons volontairement ici un temps d'intégration plus élevé afin de réduire l'influence du bruit de calcul observé et d'augmenter la précision de la poursuite. Un temps de 5 ms est défini. Globalement, les choix dans la configuration de poursuite sont exposés dans le tableau 3.6.

Poursuite	
Temps de simulation	$\sim$ seconde
Fréquence d'échantillonnage $[MHz]$	30
Temps d'intégration $[ms]$	5
Bande de boucle PLL $[Hz]$	10
Bande de boucle DLL $[Hz]$	1
Espacement des corrélateurs $[Chip]$	$[-0.1, 0, 0.1]$
Probabilité P_{fa}	10^{-3}

Table 3.6 – Paramètres de poursuite

La méthodologie suivie dans les simulations effectuées conserve la logique utilisée dans le paragraphe 3.3.2 : dans un premier temps, nous étudions les performances de détection des deux algorithmes d'intérêt vis à vis d'événements à fort impact sur la navigation ; puis nous nous focalisons sur des incohérences sur le modèle de signal reçu qui n'engendrent pas de biais significatif sur le PVT.

Remarque : les couples tests - seuils de détection vont être mis en perspective avec les erreurs sur le PVT pour chacune des méthodes étudiées. Afin de résoudre le système entier, l'estimation du PVT est couplée au contrôle d'intégrité dans chaque technique. Ainsi, dans le cas WLSR RAIM, l'estimation du PVT est effectuée par la méthode des moindres carrés pondérés, en intégrant les ratios signal à bruit dans la matrice de pondération. De même, la pondération utilisée dans l'algorithme D-RAIM correspond aux covariances asymptotiques des pseudo-distances établies précédemment.

3.4.2.1 Événements qui biaisent la navigation

. Masquage d'un signal direct

Le premier exemple considère le masquage du signal direct du satellite G44. Au début de la simulation, la navigation est optimale : réception du seul LOS sur chaque voie ainsi qu'un bruit additif nominal. Puis, le LOS du satellite G44 est subitement masqué par un obstacle. Dans le même temps, un multi-trajet impacte la voie correspondante, dont les caractéristiques sont indiquées dans le tableau 3.7. La figure 3.21 expose les erreurs d'estimation de la position du récepteur pour les systèmes D-RAIM et WLSR RAIM. En dehors de la période de masquage, on observe une navigation très précise et stable. En revanche, la situation nLOS a un impact important en réception, à la fois sur le ratio signal à bruit C/N_0 de la voie G44 (figure 3.22) et sur l'erreur en position pour les deux méthodes. L'amplitude de l'erreur générée peut être expliquée principalement par le faible nombre de satellites considérés, ce qui engendre nécessairement un biais d'estimation très fort.

Par ailleurs, l'erreur de position pour l'algorithme D-RAIM est nettement supérieure au WLSR RAIM ; elle semble même diverger au fur et à mesure du masquage. Ce constat critique est lié au fait que l'approche a priori pondère les voies satellitaires par les covariances asymptotiques des retards, basées sur le modèle de signal présenté dans l'équation 3.6. L'absence d'un signal direct invalide le modèle a priori, et biaise totalement le socle de travail du D-RAIM, expliquant l'impact majeur sur l'erreur de PVT par rapport à l'approche a posteriori.

Satellite G44	
Retard relatif $([Chip])$	0.5
Doppler relatif $([Hz])$	200.0
Puissance relative $([dB])$	-3
Élévation $([^\circ])$	70
Azimut $([^\circ])$	110

Table 3.7 – Paramètres relatifs du multi-trajet sur la voie G44

Les figures 3.23 et 3.24 montrent les allures respectives des tests de détection D-RAIM et WLSR RAIM. Logiquement, les deux méthodes émettent une alerte sur la période de masquage, par une augmentation nette des tests. Ce constat est en majeure partie dû au comportement du PVT.

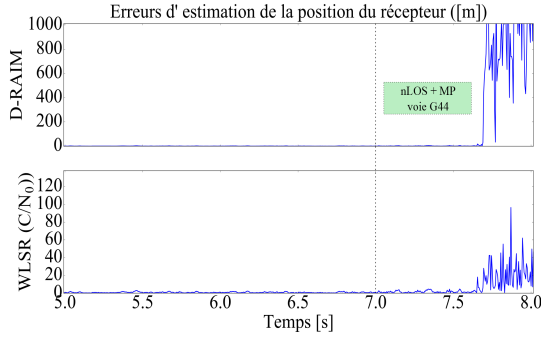


Fig. 3.21 – Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes D-RAIM et WLSR RAIM

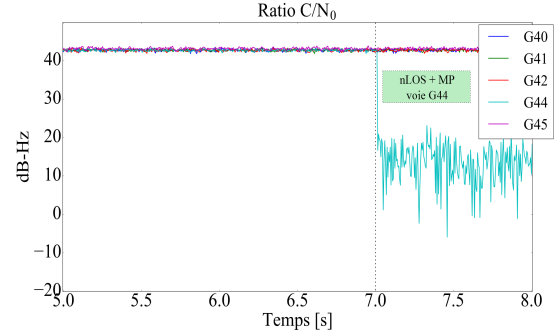


Fig. 3.22 – Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité

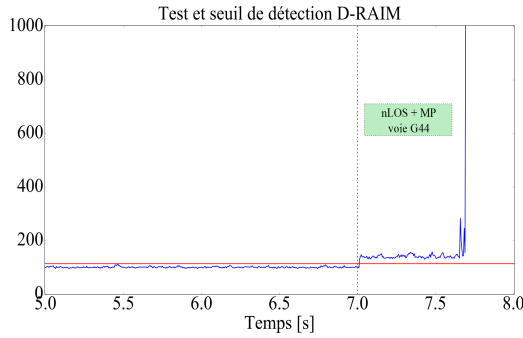


Fig. 3.23 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme D-RAIM

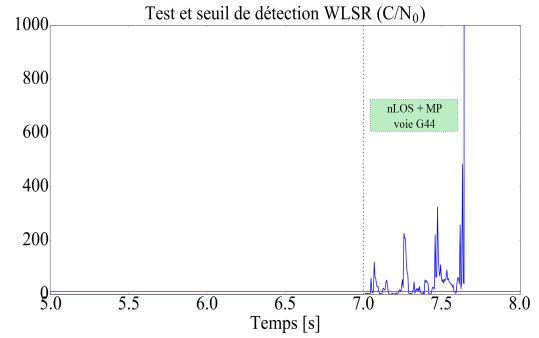


Fig. 3.24 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM

En se focalisant sur l'instant d'alerte, la figure 3.25 trace l'allure des tests spécifiquement autour des moments de détection de l'erreur, notés respectivement t_D et t_W pour les algorithmes D-RAIM et WLSR RAIM. La comparaison des deux courbes montre la sensibilité de D-RAIM par rapport à la technique WLSR RAIM. En effet, la méthode D-RAIM offre une détection légèrement antérieure au WLSR RAIM. Ce comportement provient du fait que l'approche a posteriori est apte à détecter un biais sur les pseudo-distances à partir du moment où le PVT est impacté de manière significative, ou encore si les poids de la matrice $\hat{\Sigma}$ sont grandement modifiés. En revanche, l'approche D-RAIM réagit, par définition, à toute incohérence entre le PVT estimé et les données brutes reçues, permettant ainsi une détection anticipée, dès l'instant où le signal subit une quelconque perturbation anormale.

Finalement, l'erreur d'estimation de position fournie par le système D-RAIM est supérieure à celle fournie par WLSR RAIM, ce qui apparaît alors comme un défaut majeur. Toutefois, la construction du test D-RAIM permet de détecter une erreur de navigation de manière préalable par rapport à l'algorithme WLSR RAIM, aidant ainsi l'utilisateur à anticiper des risques sur la navigation. C'est tout l'intérêt du traitement a priori proposé. Par ailleurs, il est envisageable d'utiliser les contributions respectives des deux méthodes : la méthode D-RAIM peut être exploitée dans la détection d'erreur de navigation et dans l'exclusion des voies, puis la méthode WLSR RAIM peut fournir le positionnement obtenu par rapport aux voies sélectionnées par D-RAIM. Cette éventualité de couplage est discutée par la suite.

L'exemple du masquage met en valeur la contribution de l'approche a priori par rapport au contrôle autonome d'intégrité fourni par RAIM. On observe dans ce scénario une différence minime entre les instants de détection, due à l'impact brutal de l'événement sur le positionnement. Toutefois, au cours d'une navigation urbaine, de nombreuses configurations peuvent engendrer une augmentation de cette différence temporelle en terme de rapidité de détection d'erreur, ce qui permet de conforter l'apport de la technique a priori et de permettre une prévention accrue de potentiel futurs risques sur le positionnement de l'utilisateur.

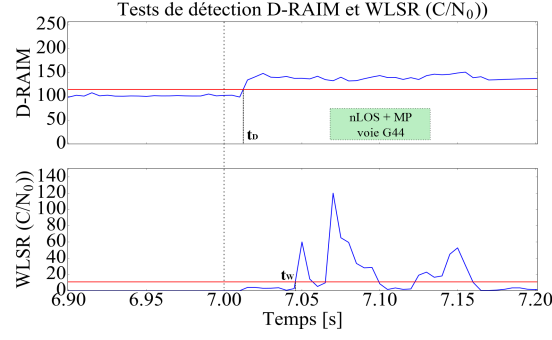


Fig. 3.25 – Instants de détection d'erreur pour les algorithmes D-RAIM et WLSR RAIM

D'autres scénarios peuvent être testés : biais sur le PVT, réception de multi-trajets puissants à faible retard relatif, etc. En présence de telles dégradations, les algorithmes D-RAIM et WLSR RAIM réagissent par l'augmentation du test au delà du seuil de détection établi. La prochaine section étudie des événements peu contraignants sur la navigation et sur leur visibilité à travers les deux méthodes.

3.4.2.2 Incohérences entre les voies satellitaires

. Réception de bruit blanc gaussien

Dans ce scénario, nous suivons l'un des exemples proposés dans le paragraphe 3.3.2.2 qui consiste à recevoir, en plus des signaux directs et du bruit gaussien nominal, des bruits blancs gaussiens additifs. Sur des périodes de 0.5 seconde, la puissance de bruit en réception est ainsi de nouveau augmentée de la manière suivante :

- ① [3.5, 4.0] sec : + 2 dB
- ② [4.5, 5.0] sec : + 3 dB
- ③ [5.5, 6.0] sec : + 5 dB
- ④ [6.5, 7.0] sec : + 10 dB

Remarque : la configuration choisie reprend les mêmes conditions de perturbation que la simulation présentée dans le paragraphe 3.3.2.2. Néanmoins, les bruits étant générés de manière aléatoire, les courbes présentées ci-dessous ne sont pas nécessairement calquées sur celles exposées dans l'étude de la vraisemblance des données.

La figure 3.26 présente l'allure du PVT en temps réel. A l'instar des travaux de la section précédente concernant la réception de tels bruits additifs, la navigation n'est que faiblement impactée par l'augmentation des bruits. Par ailleurs, les C/N_0 sont exposés sur la figure 3.27, où l'on peut distinguer de brutales chutes du ratio pour l'ensemble des satellites en visibilité. Toutefois, le test de détection de l'algorithme WLSR RAIM n'est que faiblement augmenté, attestant de la faible sensibilité de l'approche a posteriori vis à vis de telles perturbations, comme le montre la figure 3.29. Finalement, la figure 3.28 présente le comportement du couple test - seuil de détection de l'algorithme D-RAIM.

Une nouvelle fois, il est important de noter l'ordre de grandeur très court des temps de simulation. De telles durées de simulation suffisent pour étudier la variation des tests de détection en fonction du comportement des paramètres de navigation d'intérêt. De plus, le coût calculatoire en est automatiquement réduit. La méthode est toutefois applicable à des scénarios avec des constantes de temps plus longues.

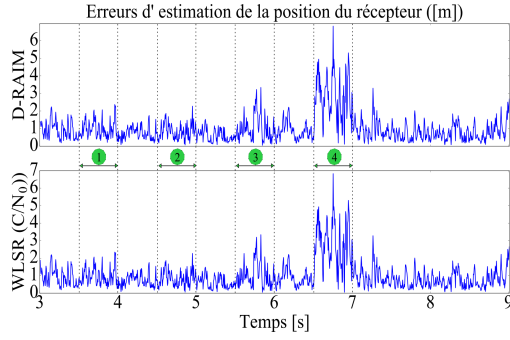


Fig. 3.26 – Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes D-RAIM et WLSR RAIM

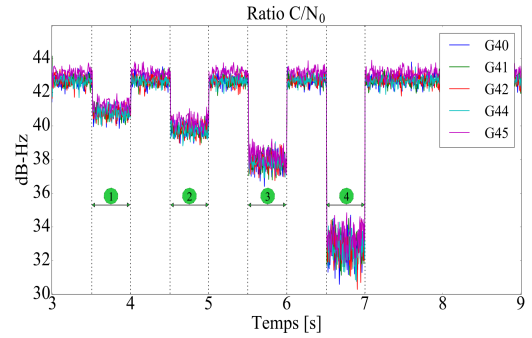


Fig. 3.27 – Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité

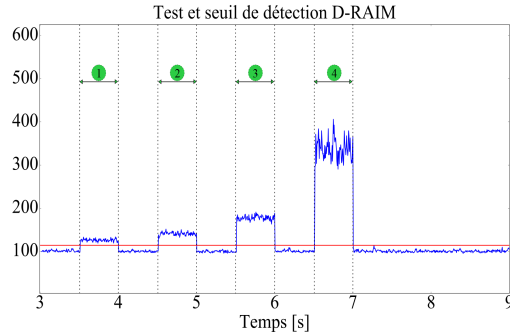


Fig. 3.28 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme D-RAIM

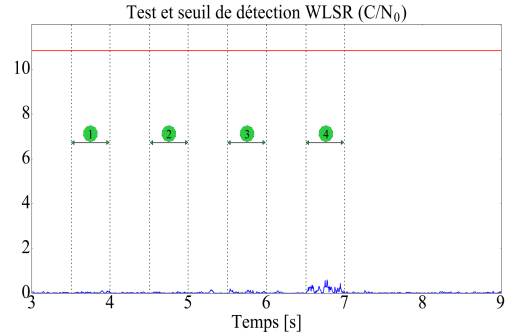


Fig. 3.29 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM

Tout comme la log-densité de probabilité d'avoir observé le signal reçu par rapport au PVT estimé, le test D-RAIM dépend directement de l'énergie totale du signal reçu. Le test est ainsi d'autant plus grand que la puissance de bruit ajoutée est forte. La sensibilité de l'approche a priori est une nouvelle fois mise en évidence, par la détection claire des quatre perturbations successives contrairement à la technique RAIM qui, malgré l'utilisation d'une pondération liée à la puissance du bruit, n'est pas apte à détecter la présence d'un problème tant que le PVT n'est pas impacté de manière formelle.

. Réception de multi-trajets de faible puissance

La réception de signaux parasites est caractéristique d'une qualité dégradée de l'environnement proche de l'utilisateur. Nous présentons ci-dessous un exemple de navigation en milieu urbain dans lequel 5 multi-trajets dynamiques impactent chacune des 5 voies satellitaires considérées tout au long de la simulation. Leurs puissances relatives par rapport à la puissance des signaux directs sont inférieures à -8 dB.

Dans de telles conditions, la figure 3.30 présente l'allure des erreurs d'estimation de la position du récepteur pour les méthodes D-RAIM et WLSR RAIM. Pour les deux algorithmes, le PVT est impacté par ces signaux parasites, à travers la moyenne de l'erreur et la variance du bruit d'estimation. Toutefois, l'ordre de grandeur des erreurs métriques tout au long de la simulation reste relativement faible (erreurs en position inférieures à 18 mètres). De plus, la figure 3.31 expose l'évolution des ratio signal à bruit C/N_0 . Pour chaque voie considérée, des oscillations sont observées, inhérentes à la réception simultanée des signaux directs et réfléchis, événement pouvant être assimilé à la création d'interférences constructives et destructives. La période et l'amplitude des oscillations sont spécifiques à chaque satellite et dépendent des paramètres relatifs des multi-trajets. Par ailleurs, les figures 3.32 et 4.36 montrent les comportements des tests de détection D-RAIM et WLSR RAIM vis à vis de leurs seuils respectifs.

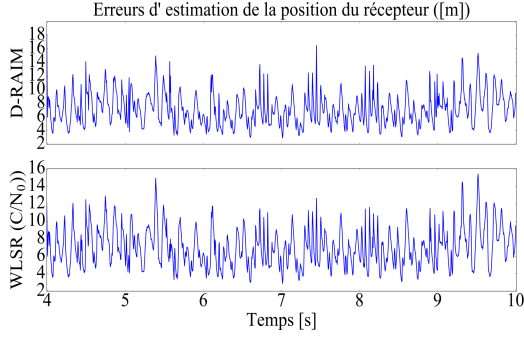


Fig. 3.30 – Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes D-RAIM et WLSR RAIM

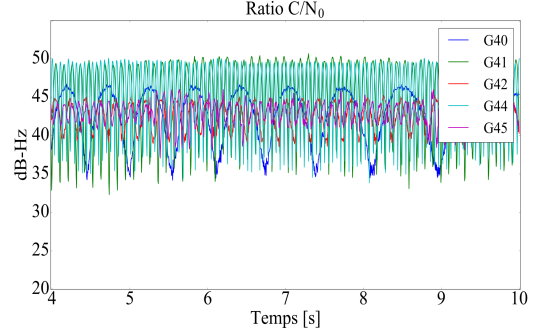


Fig. 3.31 – Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité

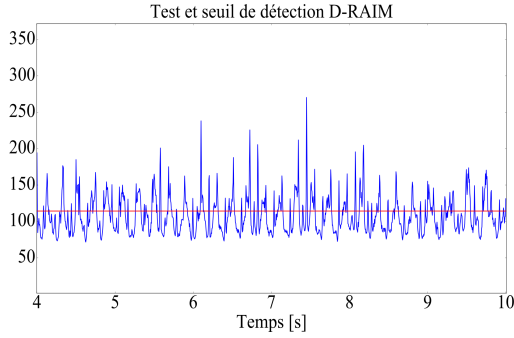


Fig. 3.32 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme D-RAIM

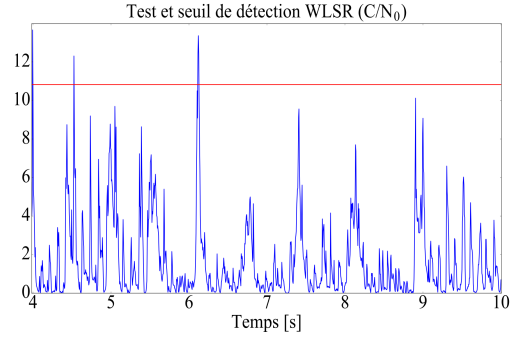


Fig. 3.33 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM

Dans le scénario choisi, les observations suivantes peuvent être établies :

- **WLSR RAIM** : l'algorithme génère un faible nombre d'alertes ; en effet, les signaux parasites engendrent une légère augmentation de l'erreur en position ainsi qu'un comportement oscillatoire des ratio signal à bruit C/N_0 ce qui provoque l'émission de quelques alertes. Toutefois, la position de l'utilisateur restant correctement estimée, le nombre de problèmes détectés reste quantitativement négligeable et la technique WLSR RAIM assure à l'utilisateur une haute fiabilité des informations fournies,
- **D-RAIM** : l'algorithme détecte un nombre d'alertes a priori nettement supérieur à l'algorithme WLSR RAIM ; en effet, le test D-RAIM dépend en partie de l'énergie du signal reçu $E_x = \mathbf{x}^H \mathbf{x}$, notamment composée des multi-trajets. La concordance entre l'énergie, centrée autour de sa valeur moyenne, $|E_x - \overline{E_x}|$ et le test de détection est exposée sur la figure 3.34. La corrélation totale entre les deux entités ne peut être établie car d'autres paramètres doivent être pris en compte (e.g. les paramètres signal des multi-trajets). Néanmoins, une corrélation partielle entre les deux entités est observée et les instants de détection correspondent aux pics d'énergie du signal GNSS. Cette dépendance, inhérente au caractère a priori de l'approche proposée, explique le fort nombre d'erreurs détectées par l'algorithme D-RAIM.

Une nouvelle fois, cet exemple met en évidence la sensibilité de l'approche a priori ; le PVT n'étant pas significativement impacté, la réception des signaux parasites est assimilée à des incohérences entre le signal GNSS reçu et les sorties de navigateur. La périodicité de détection d'erreurs du test D-RAIM coïncide avec les variations d'énergie du signal et permet ainsi d'alerter l'utilisateur de la mauvaise qualité de réception des signaux.

. Masquage éphémère d'un signal direct

Le paragraphe 3.4.2.1 a exposé le cas d'un masquage de signal direct à fort impact sur la navigation du récepteur. Dans cet exemple, nous considérons de nouveau un masquage du signal

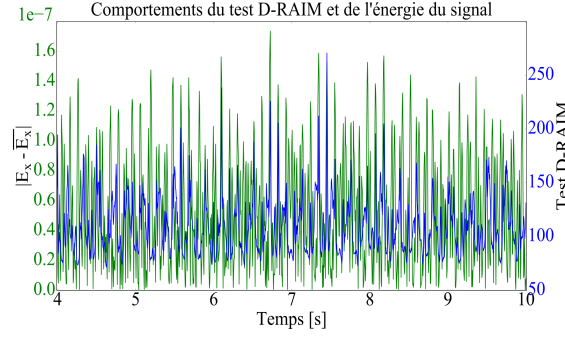


Fig. 3.34 – Comparaison de comportement entre l'énergie du signal reçu et le test de détection D-RAIM

direct issu du satellite G44 mais de manière très éphémère (moins de 0,1 seconde). Sur la courte période de masquage, un multi-trajet est reçu sur la voie correspondante, dont les caractéristiques sont exposées dans le tableau 3.8.

Satellite G44	
Retard relatif ($[Chip]$)	0.1
Doppler relatif ($[Hz]$)	90.0
Puissance relative ($[dB]$)	-2
Élévation ($[^\circ]$)	80
Azimut ($[^\circ]$)	280

Table 3.8 – Paramètres relatifs du multi-trajet sur la voie G44

La figure 3.35 montre les erreurs en position liées aux méthodes D-RAIM et WLSR RAIM. Dans les deux cas, le caractère éphémère de l'événement empêche tout biais sur le PVT estimé. Le ratio C/N_0 de la voie G44 connaît néanmoins une chute brutale de quelques dB-Hz, de très courte période, inhérente à la non réception du LOS, comme le montre la figure 3.36. Néanmoins, cette variation n'impacte pas le test WLSR RAIM (figure 3.38) qui reste très faible en comparaison de son seuil de détection. L'estimation du PVT restant fiable, la technique a posteriori n'a pas nécessité d'alerter l'utilisateur. Néanmoins, la figure 3.37 montre une hausse brutale du test D-RAIM sur la période de masquage, qui engendre même un dépassement du seuil et déclenche donc une alerte pour l'utilisateur.

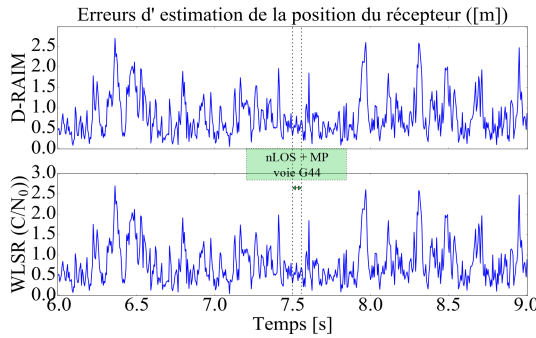


Fig. 3.35 – Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes D-RAIM et WLSR RAIM

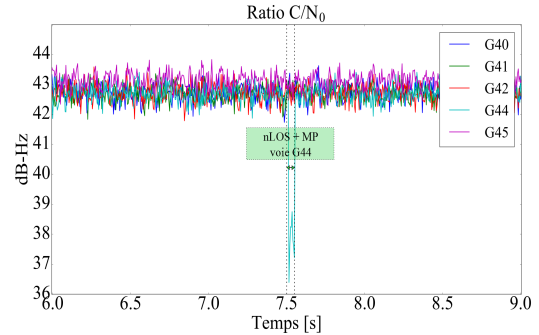


Fig. 3.36 – Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité

Ces observations peuvent être reliées avec le scénario de masquage présenté dans la section 3.4.2.1 car elles rejoignent les conclusions établies : la technique a posteriori n'est pas apte à détecter une erreur, car le PVT reste correctement estimé. En revanche, l'incohérence, même éphémère, impactant le modèle de signal a priori amène le test D-RAIM à détecter un problème sur l'une des voies satellitaires considérées. La forte sensibilité du critère d'intégrité développé est une nouvelle fois mise en évidence.

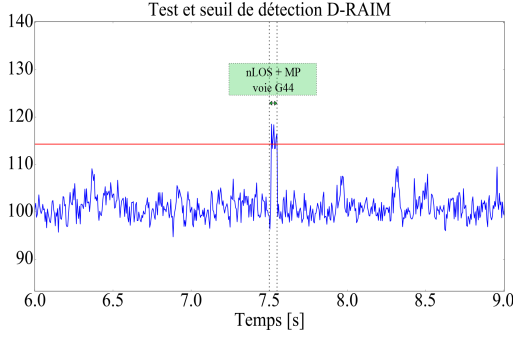


Fig. 3.37 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme D-RAIM

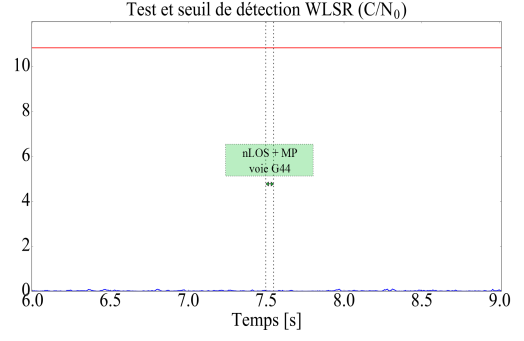


Fig. 3.38 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM

3.4.3 Limitations

L'ensemble des scénarios canoniques étudiés tendent à souligner la contribution de l'utilisation du signal brut directement reçu dans la mise en place d'un contrôle autonome d'intégrité. En effet, plusieurs avantages ont été observés : tout d'abord la sensibilité de détection vis à vis d'événements de navigation, potentiellement invisibles pour la technique RAIM, permettant à la fois de caractériser finement la qualité de l'environnement proche de l'utilisateur, mais également de prévenir de potentiels risques sur la navigation. De plus, l'approche a priori favorise la rapidité de détection d'erreurs : par rapport à une méthode a posteriori qui émet une alerte à la seule condition que le PVT soit impacté, D-RAIM est apte à détecter une quelconque incohérence entre les données brutes et le PVT. L'ensemble de ces avantages provient du caractère a priori de l'algorithme. Néanmoins, des inconvénients apparaissent, inhérents à la connexion asymptotique établie entre le signal GNSS et les sorties du navigateur.

En résumé, la différence majeure entre les deux approches réside dans l'estimation de la puissance du bruit :

- **D-RAIM** réalise une estimation a priori de la puissance du bruit. En effet, la méthode mesure en amont le niveau instantané de bruit sur le signal brut reçu, et le compare au niveau des pics de corrélation, fournissant ainsi une forte sensibilité de détection d'erreurs.
- **WLSR RAIM** est basée sur une estimation a posteriori de cette puissance, en mesurant en aval les bruits sur les pseudo-distances. Cette approche est ainsi nécessairement moins sensible aux erreurs qui n'impactent pas significativement les sorties de corrélateur.

Ainsi, en présence d'erreurs importantes qui infirment le modèle de signal et qui engendrent une forte distorsion de la fonction de corrélation (comme par exemple la réception de forts signaux parasites), l'algorithme WLSR RAIM mesure directement un effet tandis que le D-RAIM n'y sera pas nécessairement sensible, ou alors ne sera pas capable de mesurer correctement l'amplitude du risque sur la poursuite. Cette limitation majeure est due au fait que l'hypothèse asymptotique (i.e. les retards ne sont plus situés sur les pics de corrélation) n'est plus valide.

En effet, D-RAIM convertit le bruit en amont en bruit sur les retards. C'est une mesure **verticale** sur la fonction de corrélation. A l'inverse, la technique WLSR RAIM réalise une mesure **horizontale** de l'erreur sur les retards. Autrement dit, à partir du moment où la fonction de corrélation est sérieusement déformée et/ou le retard estimé est éloigné du pic de corrélation réel, la méthode a posteriori est plus réaliste et estime de manière robuste l'erreur en poursuite et mesure l'effet sur la navigation. L'exemple suivant illustre ce constat.

La figure 3.39 schématise la fonction d'autocorrélation de la $i^{\text{ème}}$ voie, dans le cadre de la réception du signal direct et d'un multi-trajet de puissance supérieure. Les paramètres suivants sont considérés :

- $\hat{\tau}_i$ le retard estimé sur la $i^{\text{ème}}$ voie, localisé sur le pic principal de corrélation,
- $\tau_i(\hat{\Theta})$ le retard calculé par rapport au PVT estimé,
- $\Delta\tau_i = \hat{\tau}_i - \tau_i(\hat{\Theta})$,
- R_c la fonction de corrélation de la $i^{\text{ème}}$ voie.

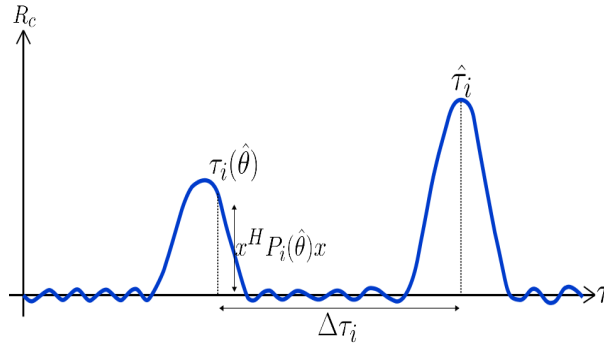


Fig. 3.39 – Fonction de corrélation impactée par un multi-trajet puissant

Basée sur le vecteur des résidus de pseudo-distance directement relié à $\Delta\tau_i$, la méthode WLSR RAIM est capable de détecter une problème majeur sur la $i^{ième}$ voie. A l'inverse, le test de détection D-RAIM dépend de l'énergie du signal correspondant $\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_i}(\hat{\Theta}) \mathbf{x}$ qui ne traduit pas l'amplitude de l'erreur.

Cet exemple souligne la limitation principale de l'approche a priori : certaines configurations de navigation peuvent empêcher D-RAIM de mesurer correctement l'erreur de poursuite et de mesurer le risque encouru par l'utilisateur de manière aussi robuste que l'algorithme WLSR RAIM. Globalement, d'un côté l'hypothèse asymptotique nous permet de relier les données brutes au PVT, générant une finesse de détection accrue lorsque le modèle de signal est valide ; mais ce lien s'effectue au détriment d'une robustesse du traitement vis à vis d'erreurs à fort impact sur la corrélation.

D'après les résultats précédents, les méthodes a priori et a posteriori semblent complémentaires. Il semble donc pertinent d'établir un traitement qui fournit les avantages des deux techniques respectives, tout en tant réduisant l'impact de leurs limitations. L'objectif de la section suivante est donc d'étudier un couplage D-RAIM - WLSR RAIM et de tester ses performances vis à vis des événements de navigation précédemment simulés.

3.5 Etude d'un couplage des algorithmes WLSR RAIM et Direct-RAIM

3.5.1 Proposition d'un couplage

Un couplage entre les méthodes a priori et a posteriori est un moyen d'amélioration des performances d'un contrôle d'intégrité, notamment dans des environnements dégradés. Cette section a pour objectif de proposer un exemple de couplage entre les algorithmes D-RAIM et WLSR RAIM à travers un nouveau critère d'intégrité. La technique associée est appelée Hybrid-RAIM (H-RAIM).

Comme expliqué dans le paragraphe précédent, la différence majeure entre les deux techniques réside dans l'estimation de la puissance du bruit. La mise en place du nouveau critère est liée à cette différence ; nous allons dans un premier temps développer les expressions littérales des puissances estimées pour chaque approche.

. Estimation en amont : D-RAIM

Le test de détection D-RAIM développé correspond à une mesure de l'écart-type du résidu du PVT, pondéré par la matrice de covariance asymptotique des retards (équation 3.49). En reprenant les approximations proposées dans la section précédente, il est possible de réécrire l'expression de la matrice de covariance du résidu du PVT :

$$Cov(\Delta\hat{\Theta}) \simeq \frac{c^2 (\mathbf{x}^H \mathbf{x})}{4B^2} (\mathbf{H}^T \mathbf{C}_{pow}^{-1} \mathbf{H})^{-1} \quad (3.52)$$

avec $\mathbf{C}_{pow} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_1}(\hat{\Theta}) \mathbf{x}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \frac{1}{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_{N_{sat}}}(\hat{\Theta}) \mathbf{x}} \end{pmatrix}$ la matrice inverse des projections du signal reçu sur les N_{sat} sous-espaces signal.

D'après cette expression, la variance de bruit $\hat{\sigma}_u^2$ calculée en amont sur les pseudo-distances correspond à la moyenne des variances asymptotiques des pseudo-distances sur les voies satellitaires considérées, soit :

$$\hat{\sigma}_u^2 = \frac{Tr(\mathbf{C}_p)}{N_{sat}} \simeq \frac{c^2 (\mathbf{x}^H \mathbf{x})}{4B^2} \sum_{i=1}^{N_{sat}} \frac{1}{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_i}(\hat{\Theta}) \mathbf{x}} \quad (3.53)$$

• Estimation en aval : WLSR RAIM

La technique WLSR RAIM estime la puissance de bruit de manière a posteriori. Nous considérons le modèle d'erreur des pseudo-distances suivi par le WLSR RAIM dans le cadre de la pondération des voies par les ratios signal à bruit C/N_0 . Dans ce sens, les équations 2.34 et 3.40 permettent d'établir l'expression littérale de l'estimation en aval de la variance de bruit $\hat{\sigma}_d^2$ sur les pseudo-distances :

$$\hat{\sigma}_d^2 = \frac{(\Delta \mathbf{Y} - \mathbf{H} \Delta \Theta)^H \tilde{\Sigma}^{-1} (\Delta \mathbf{Y} - \mathbf{H} \Delta \Theta)}{N_{sat}} \quad (3.54)$$

avec $\tilde{\Sigma}^{-1} = \frac{1}{\eta} \text{diag} \left(\frac{C}{N_{01}}, \dots, \frac{C}{N_{0N_{sat}}} \right)$.

• Test de détection H-RAIM

Les équations 3.53 et 3.54 traduisent la différence d'estimation du bruit sur les pseudo-distances dans les algorithmes D-RAIM et WLSR RAIM. Le critère d'intégrité couplé proposé est alors basé sur la comparaison entre les paramètres amont $\hat{\sigma}_u^2$ et aval $\hat{\sigma}_d^2$. Théoriquement, lorsque le modèle du signal est valide (équation 3.6), ces deux entités sont égales. Sous cette hypothèse, on a :

$$\hat{\sigma}_u^2 = \hat{\sigma}_d^2 \quad (3.55)$$

En intégrant les expressions des estimations de puissance de bruit précédentes (3.53 et 3.54), on obtient l'égalité suivante :

$$\frac{c^2 (\mathbf{x}^H \mathbf{x})}{4B^2} \sum_{i=1}^{N_{sat}} \frac{1}{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_i}(\hat{\Theta}) \mathbf{x}} = \frac{(\Delta \mathbf{Y} - \mathbf{H} \Delta \Theta)^H \tilde{\Sigma}^{-1} (\Delta \mathbf{Y} - \mathbf{H} \Delta \Theta)}{N_{sat}} \quad (3.56)$$

D'où :

$$\frac{c^2 (\mathbf{x}^H \mathbf{x})}{4B^2} = \frac{(\Delta \mathbf{Y} - \mathbf{H} \Delta \Theta)^H \tilde{\Sigma}^{-1} (\Delta \mathbf{Y} - \mathbf{H} \Delta \Theta)}{\sum_{i=1}^{N_{sat}} \frac{1}{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_i}(\hat{\Theta}) \mathbf{x}}} \quad (3.57)$$

Ainsi, en remplaçant l'expression précédente dans l'équation 3.53, la nouvelle expression de la covariance du résidu du PVT, appelée $Cov_H(\hat{\Theta})$ devient :

$$Cov_H(\hat{\Theta}) = \frac{(\Delta \mathbf{Y} - \mathbf{H} \Delta \Theta)^H \tilde{\Sigma}^{-1} (\Delta \mathbf{Y} - \mathbf{H} \Delta \Theta)}{\sum_{i=1}^{N_{sat}} \frac{1}{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{A_i}(\hat{\Theta}) \mathbf{x}}} (\mathbf{H}^T \mathbf{C}_{pow}^{-1} \mathbf{H})^{-1} \quad (3.58)$$

A l'image du D-RAIM, cette covariance est le socle de l'algorithme H-RAIM. Les contributions de chaque technique sont observables dans l'expression 3.58 : l'approche a posteriori apparaît notamment dans la pondération des pseudo-distances par les C/N_0 tandis que l'approche a priori provient de la projection du signal GNSS sur chaque sous-espace signal.

L'établissement du test de détection de l'algorithme H-RAIM suit les principes fondamentaux du D-RAIM exposés dans le paragraphe 3.4.1. En effet, le contrôle d'intégrité H-RAIM est basé sur l'expression de la matrice $Cov_H(\hat{\Theta})$. De nouveau, nous nous focalisons sur les termes diagonaux de la matrice afin de mesurer la cohérence des informations de navigation fournies. Ainsi, l'expression du **test de détection H-RAIM** est :

$$T_{HRAIM} = \sqrt{Tr(Cov_H(\hat{\Theta}))} \quad (3.59)$$

. Seuil de détection H-RAIM

Afin de mettre en place le système de détection complet H-RAIM, il est nécessaire de connaître la distribution du test correspondant. Or, sa statistique ne peut être caractérisée par des distributions connues. Ainsi, l'approche empirique est une nouvelle fois utilisée dans le cadre de l'algorithme couplé. Pour chaque scénario, il est de nouveau nécessaire de déterminer au préalable la distribution du test dans une configuration optimale afin de mettre en place un seuil de détection et de tester la méthode H-RAIM dans des situations dégradées.

Le paragraphe suivant a pour objectif d'étudier les configurations présentées dans le paragraphe 3.4.2 afin de comparer les performances de l'algorithme H-RAIM par rapport aux techniques D-RAIM et WLSR RAIM et ainsi d'évaluer la cohérence du couplage proposé.

3.5.2 Performances de détection

Les performances de détection du nouveau critère d'intégrité sont testées dans des scénarios canoniques basés sur la configuration de navigation exposée dans le tableau 3.9. Des simulations basées une nouvelle fois sur les événements de navigation étudiés précédemment sont présentées afin d'évaluer le comportement du couple test - seuil détection de l'algorithme H-RAIM.

Configuration	
Constellation	Galileo
Nombre de SiV	5 (G40,G41,G42,G44,G45)
Type de simulation	Dynamique (mobile de vitesse moyenne : $10m.s^{-1}$)

Table 3.9 – Configuration de navigation

Les paramètres de poursuite définies dans le tableau 3.6 sont repris. Nous nous focalisons sur les trois irrégularités majeures : le masquage (long ou éphémère) des signaux directs et la réception de multi-trajets.

. Masquage total des signaux directs

Le premier exemple présente le comportement des trois tests de détection vis à vis d'un masquage total de l'ensemble des trajets directs sur un laps de temps de 0.5 seconde. Cet événement perturbe totalement la navigation : l'erreur d'estimation de position de l'utilisateur diverge rapidement dans chacune des méthodes étudiées. La figure 3.40 présente l'allure des trois tests de détection D-RAIM, WLSR RAIM et H-RAIM. L'augmentation brutale des trois tests est observable, inhérente au biais quasi-instantané impactant le PVT.

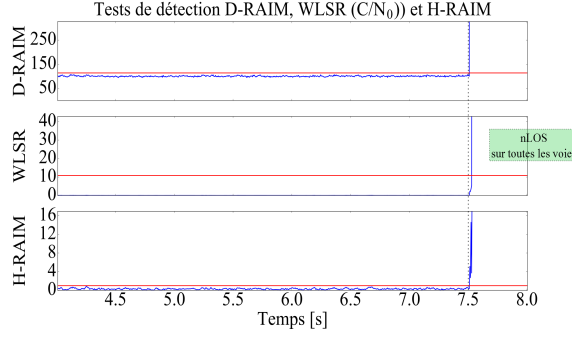


Fig. 3.40 – Couple test - seuil de détection des algorithmes D-RAIM, WLSR RAIM et H-RAIM

De même que dans la section 3.4.2, nous nous intéressons à la rapidité de détection de l'erreur sur les trois algorithmes. La figure 3.41 montre les instants respectifs de détection t_D , t_W et t_H des méthodes D-RAIM, WLSR RAIM et H-RAIM.

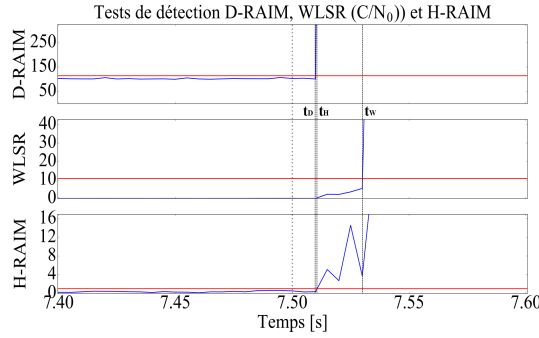


Fig. 3.41 – Instants de détection d'erreur pour les algorithmes D-RAIM, WLSR RAIM et H-RAIM

La comparaison des algorithmes d'étude en terme d'instant de détection montre l'inégalité suivante : $t_D < t_H < t_W$. La contribution de l'approche a priori dans le critère d'intégrité couplé est ainsi caractérisée par la détection antérieure de la technique H-RAIM par rapport à la méthode conventionnelle WLSR RAIM. En effet, l'alerte émise par l'approche a posteriori est légèrement retardée; la faible sensibilité de l'algorithme WLSR RAIM par rapport aux D-RAIM et H-RAIM peut être observée sur l'évolution de leurs tests respectifs : le test WLSR RAIM augmente légèrement sur l'intervalle $[t_H, t_W]$, en suivant une pente très inférieure aux deux autres métriques, ce qui empêche une détection anticipée de l'erreur.

. Masquage éphémère d'un signal direct

Considérons à présent le masquage éphémère du signal direct de la voie G42 sur une durée inférieure à 0.1 seconde. Sur l'ensemble de la simulation, aucun signal parasite ne perturbe la navigation de l'utilisateur. Dans un tel contexte, la figure 3.42 expose l'attitude de l'erreur de position pour chacune des trois techniques étudiées. Un faible pic d'erreur est observé. Cet événement n'est toutefois pas assez long pour perturber de manière significative le PVT; ce constat se traduit ainsi par la non détection du problème sur l'algorithme a posteriori WLSR RAIM, comme le montre la figure 3.43 traçant l'allure des trois tests de détection. Une faible augmentation du test est certes visible, mais son amplitude n'est pas suffisamment importante pour émettre une alerte, indiquant une sensibilité insuffisante de la méthode pour détecter le masquage.

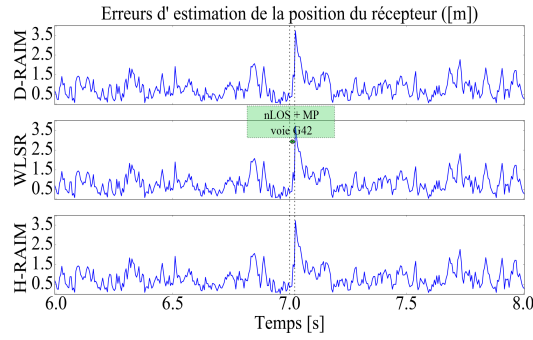


Fig. 3.42 – Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes D-RAIM, WLSR RAIM et H-RAIM

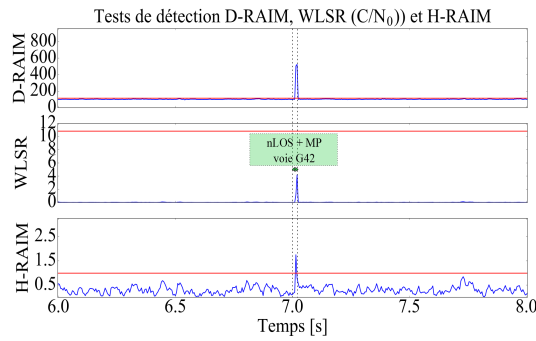


Fig. 3.43 – Couple test - seuil de détection des algorithmes D-RAIM, WLSR et H-RAIM

A l'image des observations présentées dans la section précédente, la contribution de l'approche a priori permet aux algorithmes D-RAIM et H-RAIM de détecter une incohérence éphémère. Une nouvelle fois, cet exemple confirme les conclusions apportées par les précédents exemples de masquage : l'approche a posteriori n'est pas apte à détecter un événement si court car le PVT n'est pas suffisamment impacté ; à l'inverse, la forte sensibilité des critères issus de l'approche a priori fournit une capacité de détection assez fine pour alerter l'utilisateur d'une perturbation dans la navigation.

. Réception de multi-trajets de faible puissance

Enfin, le dernier scénario testé reprend la configuration de réception de signaux parasites présentée dans la section 3.4.2 : les 5 voies satellitaires sont perturbées par la réception de 5 multi-trajets dynamiques de puissances relatives inférieures à -8 dB. La figure 3.44 expose la qualité d'estimation du PVT sur les trois méthodes à travers les erreurs en position. La réception des signaux parasites engendre une légère augmentation du bruit d'estimation. Une précision inférieure à 20 mètres est conservée dans les trois algorithmes. En correspondance, la figure 3.45 trace l'allure des tests de détection des algorithmes D-RAIM, WLSR RAIM et H-RAIM par rapport à leurs seuils respectifs.

Les incohérences entre le PVT estimé et le signal direct reçu générées par la réception des signaux parasites sont observées sur le test H-RAIM, prouvant de nouveau l'apport de l'approche a priori établie. Les alertes émises par l'algorithme H-RAIM correspondent à la fois aux principaux biais sur la position (détectés également par l'approche a posteriori WLSR RAIM) et aux pics d'énergie provoqués par les multi-trajets impactant chaque voie. Dans un tel scénario, l'utilisation de la technique H-RAIM permet de mieux caractériser l'environnement de l'utilisateur par rapport au WLSR RAIM conventionnel.

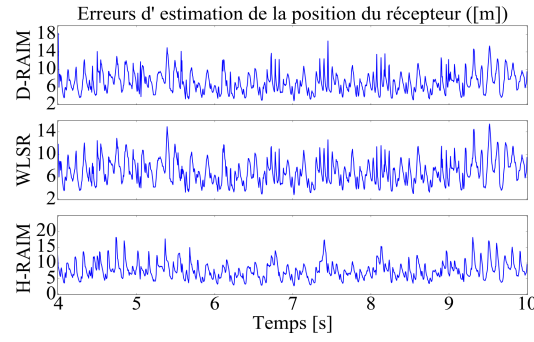


Fig. 3.44 – Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes D-RAIM, WLSR RAIM et H-RAIM

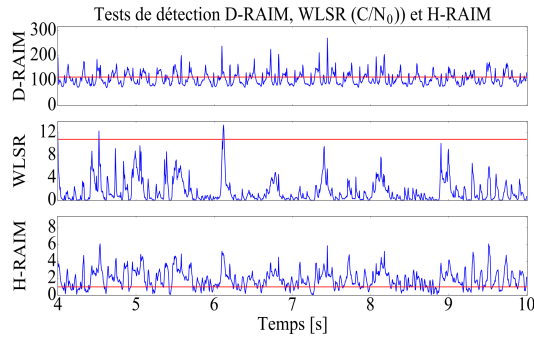


Fig. 3.45 – Couple test - seuil de détection des algorithmes D-RAIM, WLSR et H-RAIM

3.5.3 Analyse de l'approche

L'établissement d'un nouveau critère d'intégrité a été motivé par la volonté de coupler la forte sensibilité de détection inhérente au caractère a priori de la technique D-RAIM avec la robustesse de l'algorithme WLSR RAIM conventionnel vis à vis d'erreurs importantes dans le modèle de signal utilisé. L'objectif majeur du H-RAIM est ainsi de proposer une nouvelle méthode qui profiterait des avantages des deux approches tout en limitant leurs inconvénients respectifs.

Un nouveau test de détection a ainsi été développé, basé sur la correspondance théorique entre les bruits sur les pseudo-distances estimés en amont par la méthode D-RAIM et les bruits en aval fournis par WLSR RAIM. Un seuil a également été mis en place de manière empirique afin de tester les performances du nouvel algorithme H-RAIM dans des scénarios au cours desquels la navigation de l'utilisateur est impactée par des événements canoniques typiques des environnements urbains.

Les diverses simulations, suivant les configurations testées dans la section 3.4, ont mis en évidence la contribution de l'approche a priori dans la détection d'erreurs. A l'instar du D-RAIM, la technique H-RAIM est apte à alerter l'utilisateur de la présence d'incohérences dans la navigation avec une sensibilité supérieure à celle du WLSR RAIM. Par définition, H-RAIM peut donc détecter des erreurs de manière anticipée, permettant ainsi d'éviter de futurs risques sur la navigation. A l'inverse, l'approche a posteriori WLSR RAIM détecte un problème à partir du moment où la positionnement du récepteur est effectivement impacté de manière significative. De plus, la mise en place du critère d'intégrité H-RAIM a permis d'intégrer la robustesse du traitement WLSR RAIM vis à vis d'erreurs fortes sur le modèle de signal à travers la pondération des vecteurs des résidus.

Le couplage proposé par H-RAIM offre donc des performances intéressantes. Toutefois, la méthode proposée n'est pas unique : on peut envisager diverses manières de coupler les techniques a priori et a posteriori ; par exemple, il est possible de concevoir un algorithme de contrôle d'intégrité basé sur le double système de détection/exclusion suivant :

- **détection en amont** : l'algorithme D-RAIM lève des alertes a priori et gère l'exclusion des voies erronées en établissant des sous-ensembles de $(N_{sat} - 1)$ satellites,
- **détection en aval** : l'algorithme WLSR RAIM évalue l'intégrité de la navigation en utilisant les satellites jugés intègres en amont par la technique D-RAIM ; la vérification en aval

permet de robustifier le contrôle d'intégrité par la détection d'éventuelles erreurs dégradantes sous-estimées voire non détectées par l'approche a priori (e.g. multi-trajets puissants, forte distorsion de la fonction de corrélation).

Dans l'ensemble des simulations exposées, nous nous sommes focalisés spécifiquement sur la détection d'erreurs de navigation. Toutefois, le système de sélection des voies peut être intégré aux approches D-RAIM et H-RAIM développées, en suivant les principes d'identification et d'exclusion utilisés dans l'algorithme conventionnel WLSR RAIM.

L'une des principales limitations aux techniques D-RAIM et H-RAIM réside dans la mise en place des seuils de détection : la distribution de leurs tests respectifs n'est pas caractérisable de manière analytique. Ainsi, l'approche empirique a dû être utilisée. Ce moyen pose problème dans la perspective d'implémentation de ces méthodes dans un récepteur GNSS réel. Toutefois, des éventualités intéressantes sont envisageables. Par exemple, il est possible d'intégrer au récepteur un système de détection des signaux parasites : ainsi, tant que cet indicateur estime que l'environnement de l'utilisateur est dégagé, la distribution du test est évaluée en temps réel puis emmagasinée, permettant de mettre à jour au fur et à mesure de la navigation la valeur du seuil de détection ; lorsque l'utilisateur rentre dans un environnement dégradé, le détecteur transmet l'information afin d'interrompre la mise à jour du seuil, et le système de détection complet est alors actif et utilisable. Ainsi, en évaluant la qualité de l'environnement proche du récepteur, l'approche empirique pourrait être intégrée dans un récepteur réel.

3.6 Conclusions

Le deuxième chapitre a présenté les principes majeurs des techniques de contrôle autonome d'intégrité usuelles, et notamment l'algorithme de référence WLSR RAIM. Conçu pour l'aviation, ses caractéristiques ne sont pas nécessairement adaptées à une navigation terrestre ou plus globalement pour tout environnement dégradé. Ce constat a d'ailleurs motivé le développement de plusieurs études basées dans un contexte de navigation urbaine qui tentent de contourner les principales limitations inhérentes au RAIM. Cette approche a posteriori se focalise sur les retards estimés sur chaque voie, et ne tient pas compte des informations en amont non filtrées par l'étape de corrélation. Or, l'ensemble des données d'intérêt pour évaluer l'intégrité de la navigation sont contenues dans le signal brut reçu. L'objectif majeur du chapitre 3 a donc été de développer des traitements de contrôle d'intégrité a priori qui utilisent directement ce paramètre.

Deux techniques majeures ont été implémentées. La première est basée sur l'étude de la vraisemblance du signal reçu. Le critère d'intégrité a priori développé correspond donc à la densité de probabilité d'avoir observé le signal GNSS en fonction du PVT estimé. Les simulations exposées ont permis de mettre en évidence la sensibilité de détection d'incohérences et d'erreurs vis à vis de l'algorithme conventionnel WLSR RAIM. Néanmoins, ce critère mesure l'erreur dans l'espace signal et son comportement ne peut donc être corrélé avec l'erreur sur le PVT. Cette limitation majeure a donc motivé la mise en place d'une deuxième méthode a priori, basée sur le signal directement reçu, qui mesure l'erreur dans l'espace du PVT : le Direct-RAIM (D-RAIM).

Le modèle reliant le signal brut au PVT estimé n'étant pas linéaire, la cohérence entre les deux entités ne peut donc pas être directement établie. Pour contourner le problème, le signal et les sorties de navigateur sont connectés de manière asymptotique à travers la matrice de covariance asymptotique des retards. A partir de là, le test D-RAIM a été déterminé, basé sur la matrice de covariance du PVT, reliée aux données brutes. De nouveau, la section 3.4.2, dédiée à l'évaluation des performances de l'algorithme dans des scénarios typiques de l'environnement urbain, a montré les avantages de l'algorithme D-RAIM en terme de sensibilité de détection, permettant à l'utilisateur d'être alerté pour toute incohérence dans la navigation, et ce de manière anticipée par rapport au traitement RAIM conventionnel. Toutefois, des limitations inhérentes au caractère a priori rendent la technique vulnérable vis à vis d'erreurs à fort impact sur la fonction de corrélation. Les approches a priori et posteriori ont donc montré une complémentarité évidente, légitimant le développement d'une méthode couplée appelée Hybrid-RAIM (H-RAIM) exposée dans la section 3.5.

Basée sur la concordance entre les puissances de bruit sur les pseudo-distances estimés en amont (D-RAIM) et en aval (WLSR RAIM), la technique H-RAIM a pour objectif d'optimiser les avantages respectifs des deux méthodes. A travers les scénarios testés, le couplage proposé montre des performances intéressantes en terme de sensibilité de détection et est un compromis pertinent

entre les approches a priori et a posteriori afin d'affiner la capacité de détection, tout en conservant la robustesse fournie par le traitement RAIM conventionnel. L'exemple de couplage explicité dans la section 3.5 n'est pas nécessairement unique, et d'autres méthodes sont envisageables afin d'optimiser le contrôle autonome d'intégrité dans un environnement urbain.

En conclusion, l'utilisation directe du signal GNSS est ainsi une contribution évidente à l'évaluation de l'intégrité de la navigation d'un utilisateur en environnement contraint. L'intégration des données brutes dans un algorithme de contrôle d'intégrité est donc pertinente et répond à divers problèmes posés par l'utilisation des techniques RAIM en environnement urbain.

Un autre moyen d'amélioration potentielle est ciblée : l'intégration des directions d'arrivées des signaux reçus dans un contrôle autonome d'intégrité. Dans le chapitre suivant, nous considérons ainsi désormais un récepteur multi-antennes permettant de développer des algorithmes d'estimation des DOA et donc d'utiliser ces données pour évaluer la fiabilité des informations fournies par le récepteur.

Chapitre 4

Exploitation des informations de DOA dans le cadre d'un récepteur multi-antennes

Sommaire

4.1	Introduction	105
4.2	Introduction aux réseaux d'antennes	105
4.2.1	Introduction au traitement d'antennes	106
4.2.2	Algorithmes d'estimation	110
4.3	Présentation de l'algorithme RANSAC	113
4.3.1	Introduction à RANSAC	113
4.3.2	Application au cas d'étude	114
4.3.3	Gestion des voies par RANSAC	117
4.3.4	Avantages et améliorations	119
4.4	Implémentation de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC	120
4.4.1	Etablissement d'un critère d'intégrité	120
4.4.2	Performances de détection	122
4.4.3	Analyse de l'approche	131
4.5	Conclusions	133

4.1 Introduction

Les limitations des techniques RAIM sont nombreuses en environnement contraint, où le faible nombre d'informations disponibles pour estimer à la fois le PVT et l'intégrité du récepteur peut être préjudiciable en termes de performances, voire empêcher la gestion de l'intégrité au niveau du segment récepteur. L'objectif majeur de ce chapitre est de développer des méthodes de contrôle autonome d'intégrité novatrices qui utilisent des informations généralement peu exploitées par les algorithmes exposés dans la littérature : les directions d'arrivées des signaux satellitaires (DOA).

Dans le cadre d'une navigation à 3 dimensions, les paramètres d'incidence et d'élévation définissent la DOA de chaque signal émis et sont, sans information a priori, initialement inconnus du récepteur. Ils peuvent cependant être estimés par l'utilisation d'un réseau d'antennes en réception.

La section 4.2 est ainsi tout d'abord consacrée à la théorie des réseaux d'antennes et aux algorithmes d'estimation des DOA associées. Elle permet de définir les caractéristiques principales du réseau utilisé. Par la suite, nous présentons les principes généraux de l'algorithme RANSAC dans la section 4.3, destiné à estimer de manière robuste des modèles mathématiques, que nous intégrons dans un contrôle autonome d'intégrité explicite dans la section 4.4.

4.2 Introduction aux réseaux d'antennes

Jusqu'à présent, une réception mono-antenne a été considérée, dans le but à la fois d'exposer les éléments fondamentaux des GNSS, de présenter le concept général d'intégrité ainsi que

les algorithmes conventionnels utilisés pour finalement proposer un traitement a priori mettant à contribution les informations portées par le signal GNSS brut. Le second objectif majeur de la thèse est d'intégrer la technologie multi-antennes au récepteur. Des travaux précédant la thèse ont démontré l'intérêt des réseaux d'antennes pour améliorer la robustesse de la navigation. Notre objectif est alors d'évaluer leur apport dans le cadre du contrôle autonome d'intégrité. Deux bénéfices majeurs sont apportés par cette technologie :

- l'**estimation des DOA** pour les différentes sources émettrices considérées,
- le **filtrage spatial** qui permet de favoriser une direction angulaire voire de rejeter des directions non désirées.

Les informations d'estimation de DOA permettent de discriminer spatialement le signal reçu sur le réseau. Elles peuvent également être utilisées dans un algorithme de contrôle autonome d'intégrité. Ce premier paragraphe présente donc les principes généraux du traitement d'antennes ainsi que les algorithmes d'estimation utilisables dans la configuration adoptée. Il se base grandement sur les informations bibliographiques fournies par [73], [39], [7] et [62].

4.2.1 Introduction au traitement d'antennes

4.2.1.1 Principe

Le traitement d'antennes regroupe différentes techniques utilisées aujourd'hui dans de nombreux domaines tels que les télécommunications, les systèmes radar, le biomédical ou encore l'astrophysique. Ces techniques s'appuient sur le recours à un réseau d'antennes permettant d'estimer les DOA de différentes sources.

On suppose le milieu du réseau homogène, c'est à dire que la vitesse de propagation des ondes c est constante. On considère un réseau de N_a antennes plongées dans un champ électromagnétique et recevant des ondes progressives issues de sources spatiales distinctes. Le réseau de capteurs est supposé être suffisamment éloigné des sources pour que le front d'onde reçu soit plan.

Nous nous focalisons sur des réseaux d'antennes de taille D relativement faible (de l'ordre de quelques λ_s) dans le but de pouvoir être implantés sur une grande variété de récepteurs Galileo. L'hypothèse **bande étroite** consiste à supposer que le temps de traversée du réseau par le front d'onde est négligeable devant l'inverse de la bande passante du signal B , de sorte que l'amplitude et la phase de l'enveloppe complexe n'ont pas eu le temps de varier. Cette hypothèse se traduit de la manière suivante :

$$\frac{D}{c} \ll \frac{1}{B} \Rightarrow \frac{DB}{\lambda_s} \ll f_0 \quad (4.1)$$

Nos travaux se basent sur des signaux Galileo, dont la bande utile est de l'ordre de quelques dizaines de MHz et dont les porteuses sont de l'ordre du GHz. Dans ce sens, l'hypothèse bande étroite est respectée dans le contexte choisi et est conservée tout au long de ce chapitre. Le temps de propagation τ entre les différentes antennes du réseau peut donc être traduit par un simple déphasage. En notant $s(t)$ l'enveloppe complexe du signal, l'hypothèse bande étroite nous permet d'écrire [39] :

$$s(t) \xrightarrow{TF} s(f) \quad (4.2)$$

$$s(t - \tau) \xrightarrow{TF} s(f) \exp(-j2\pi f_0 \tau) \quad (4.3)$$

Ainsi, en considérant un réseau d'antennes de coordonnées respectives (x_i, y_i, z_i) pour $i \in [1, \dots, N_a]$ dans un repère orthonormé $(0, x, y, z)$, il est possible d'exprimer le retard τ_i entre l'antenne d'indice i et le centre du repère de la manière suivante :

$$\tau_i = -\frac{1}{c} [x_i \sin(\theta) \cos(\varphi) + y_i \sin(\theta) \sin(\varphi) + z_i \cos(\theta)] \quad (4.4)$$

Remarque : l'angle d'incidence θ est davantage utilisé que l'élévation dans les algorithmes de traitement d'antennes. Les deux entités sont reliées par la relation suivante ([rad]) : $\text{elevation} = \frac{\pi}{2} - \theta$.

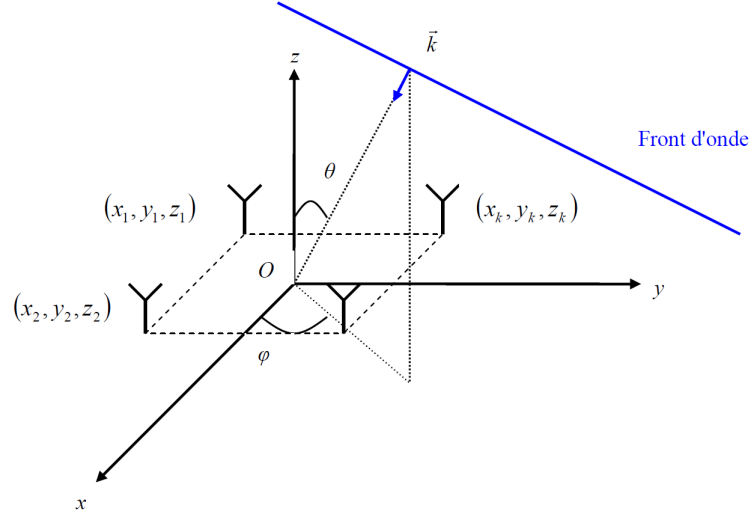


Fig. 4.1 – Repère de référence dans le cas d'un réseau carré [7]

L'expression du signal capté par l'antenne correspondante est alors donnée par :

$$x_i(t) = s(t) \exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda_s} [x_i \sin(\theta) \cos(\varphi) + y_i \sin(\theta) \sin(\varphi) + z_i \cos(\theta)] \right) + b_i(t) \quad (4.5)$$

avec b_i le bruit thermique supposé blanc associé au $i^{\text{ème}}$ capteur. Ainsi, il est possible d'établir l'écriture matricielle du modèle de signal complexe bande étroite reçu sur le réseau d'antennes de la manière suivante :

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{g}(\theta, \varphi) s(t) + \mathbf{b}(t) \quad (4.6)$$

avec :

- $\mathbf{x}(t) = [x_1(t) \dots x_{N_a}(t)]^T$ le vecteur $(N_a \times 1)$ des signaux reçus sur le réseau à l'instant t ,
- $\mathbf{b}(t) = [b_1(t) \dots b_{N_a}(t)]^T$ le vecteur $(N_a \times 1)$ des bruits sur chaque antenne,
- $\mathbf{g}(\theta, \varphi) = \begin{pmatrix} \exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda_s} [x_1 \sin(\theta) \cos(\varphi) + y_1 \sin(\theta) \sin(\varphi) + z_1 \cos(\theta)] \right) & \dots \\ \exp \left(j \frac{2\pi}{\lambda_s} [x_{N_a} \sin(\theta) \cos(\varphi) + y_{N_a} \sin(\theta) \sin(\varphi) + z_{N_a} \cos(\theta)] \right) \end{pmatrix}$ le vecteur $(N_a \times 1)$ des vecteurs directionnels.

La phase du signal reçu porte donc l'information des DOA (incidence et azimuth) de la source émettrice. En présence de K sources distinctes, l'expression du signal total est donnée par :

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{i=1}^K \mathbf{g}(\theta_i, \varphi_i) s_i(t) + \mathbf{b}(t) \quad (4.7)$$

soit encore :

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{G}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) \mathbf{s}(t) + \mathbf{b}(t) \quad (4.8)$$

avec :

- $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \dots, \theta_K]^T$ le vecteur $(K \times 1)$ des incidences pour l'ensemble des sources émettrices,
- $\boldsymbol{\varphi} = [\varphi_1, \dots, \varphi_K]^T$ le vecteur $(K \times 1)$ des azimuths,
- $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_K(t)]^T$ le vecteur $(K \times 1)$ des enveloppes complexes de chaque signal,
- $\mathbf{G} = [\mathbf{g}(\theta_1, \varphi_1), \dots, \mathbf{g}(\theta_K, \varphi_K)]$ la matrice $(N_a \times K)$ des vecteurs directionnels.

La matrice de corrélation du réseau est alors définie telle que :

$$\mathbf{R}_c = \mathbb{E} [\mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t)] \quad (4.9)$$

En considérant le bruit thermique blanc spatialement (non corrélé entre les différents capteurs) et en admettant que la puissance de bruit est identique sur chaque antenne, la matrice de corrélation

du bruit peut être exprimée telle que $\mathbf{R}_b = \mathbb{E} [\mathbf{b}(t) \mathbf{b}^H(t)] = \sigma^2 \mathbf{I}_{N_a}$. Finalement, en sachant que les sources sont décorréliées entre elles, on obtient la matrice de corrélation du réseau suivante :

$$\mathbf{R}_c = \mathbf{G} \times \mathbb{E} [\mathbf{s}(t) \mathbf{s}^H(t)] \times \mathbf{G}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_a} \quad (4.10)$$

$$\mathbf{R}_c = \sum_{i=1}^K P_i \mathbf{g}(\theta_i, \varphi_i) \mathbf{g}^H(\theta_i, \varphi_i) + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_a} \quad (4.11)$$

$$\mathbf{R}_c = \mathbf{G} \mathbf{R}_s \mathbf{G}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_a} \quad (4.12)$$

avec $\mathbf{R}_s$ la matrice de corrélation des signaux utiles reçus et $P_i = \mathbb{E} [|s_i(t)|^2]$.

La matrice $\mathbf{R}_c$ est d'un grand intérêt pour les algorithmes d'estimation des DOA dans le sens où elle contient les informations de directions d'arrivées des signaux reçus ainsi que leurs informations de puissance. En suivant l'hypothèse bande étroite, cette matrice peut être estimée à chaque instant par rapport au signal numérisé [39] :

$$\widehat{\mathbf{R}}_c = \frac{1}{N_e} \sum_{k=1}^{N_e} \mathbf{x}(kT_e) \mathbf{x}^H(kT_e) \quad (4.13)$$

avec N_e le nombre d'échantillons considérés du signal reçu, T_e la période d'échantillonnage correspondante et $\mathbf{x}(kT_e)$ le signal numérisé pris à l'instant kT_e .

Remarque : le modèle bande étroite est également nommé modèle « temporel ». Il présente un intérêt particulier par rapport au modèle large bande, encore appelé modèle « fréquentiel » [39]. En effet, en se plaçant dans le domaine des fréquences, il faudrait définir des échantillons fréquentiels pour estimer la matrice de corrélation $\mathbf{R}_c$ et donc évaluer sa transformée de Fourier (TF) en sortie de chaque capteur, ce qui présente un coût calculatoire important. Les détails du modèle large bande sont exposés dans [7].

4.2.1.2 Types de réseaux

Comme introduit précédemment, l'échantillonnage spatial du signal total reçu permet d'obtenir des informations sur les DOA des signaux émis. Nous présentons ci-dessous les réseaux les plus courants.

On considère dans un premier temps un **réseau linéaire uniforme** composé de N_a éléments séparés chacun d'une distance d (voir la figure 4.2). En supposant le réseau horizontal, seule l'incidence de la source peut être estimée. Une unique source émettrice est considérée. Le capteur de référence (origine du repère) du réseau est la première antenne, et le vecteur directeur $\mathbf{g}(\theta)$ peut alors s'écrire [73] :

$$\mathbf{g}(\theta) = \left[1, \exp\left(j \frac{2\pi d}{\lambda_s} \sin \theta\right), \dots, \exp\left(j \frac{2\pi (N_a - 1) d}{\lambda_s} \sin \theta\right) \right]^T \quad (4.14)$$

On peut facilement montrer que l'expression du diagramme de gain d'un tel réseau est donnée par :

$$G(\theta) = \mathbf{g}^H(\theta) \mathbf{g}(\theta) = \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi N_a d}{\lambda_s} \sin \theta\right)}{\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda_s} \sin(\theta)\right)} \right|^2 \quad (4.15)$$

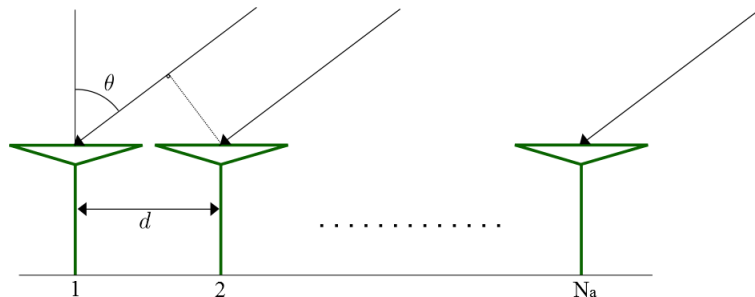


Fig. 4.2 – Réseau linéaire uniforme

La résolution spatiale est définie par l'inverse de la taille du réseau (par analogie, en traitement du signal, la résolution fréquentielle est déterminée par l'inverse du temps d'observation [7]). La largeur du lobe à -3dB, notée θ_{3dB} est [62] :

$$\theta_{3dB} = \frac{0.9\lambda_s}{N_a d \cos \theta} \quad (4.16)$$

A l'instar de l'étude temporelle, on note $f_{s,ULA} = \frac{d}{\lambda_s} \sin \theta$ la fréquence spatiale, le paramètre d pouvant être associé à la période d'échantillonnage spatial. Le critère de Shannon appliqué au domaine spatial impose $d \leq \lambda_s/2$ pour éviter le repliement de spectre. Cette limitation est ici imposée par la périodicité du diagramme d'antenne. Le meilleur compromis est alors de définir un espace inter-capteur de l'ordre de : $d \simeq \lambda_s/2$ afin de respecter ce critère et d'optimiser la résolution spatiale du réseau. Dans le cas de la bande de fréquences E5a, cet espacement équivaut à environ 12,8 cm.

L'exemple précédent établit les bases d'un autre type de réseau : **les réseaux rectangulaires** formés à partir de deux réseaux linéaires uniformes orthogonaux. On se place alors dans un cas à 3 dimensions en étudiant les angles d'incidence et d'azimut. On considère un réseau rectangulaire de taille $(N_{a,x} \times N_{a,y})$ suivant les axes x et y avec les distances inter-capteurs sur chaque axe notées respectivement d_x et d_y . Le vecteur directionnel du réseau courant peut alors s'écrire de la manière suivante [7] :

$$\mathbf{g}(\theta, \varphi) = \mathbf{g}_x(\theta, \varphi) \otimes \mathbf{g}_y(\theta, \varphi) \quad (4.17)$$

avec :

- $\mathbf{g}_x(\theta, \varphi) = \left[1, \exp\left(j \frac{2\pi d_x}{\lambda_s} \sin \theta \cos \varphi\right), \dots, \exp\left(j \frac{2\pi(N_{a,x}-1)d_x}{\lambda_s} \sin \theta \cos \varphi\right) \right]$,
- $\mathbf{g}_y(\theta, \varphi) = \left[1, \exp\left(j \frac{2\pi d_y}{\lambda_s} \sin \theta \sin \varphi\right), \dots, \exp\left(j \frac{2\pi(N_{a,y}-1)d_y}{\lambda_s} \sin \theta \sin \varphi\right) \right]$,
- $\otimes$ le produit de Kronecker.

La formule du diagramme de gain peut également être exprimée en développant l'expression $G(\theta, \varphi) = \mathbf{g}^H(\theta, \varphi) \mathbf{g}(\theta, \varphi)$. Le lobe principal évolue alors selon deux dimensions et devient plus difficile à caractériser.

D'autres types de réseaux d'antennes ont été développés, avec des géométries spécifiques. Dans notre étude, les géométries « conventionnelles » sont considérées, pour lesquelles les propriétés peuvent être correctement caractérisées. Au delà des deux exemples introduits précédemment, on peut également citer les réseaux **circulaires** ou **hexagonaux**. Des détails concernant le choix de la géométrie du réseau par rapport à la synthèse de gabarit de filtre sont exposés dans [39] et [62].

Notre étude se base sur un récepteur Galileo terrestre et nous souhaitons pour cela utiliser un réseau d'antennes de petite taille pour pouvoir être implanté sur différents types de mobiles. Le réseau d'antennes linéaire n'est pas envisageable car il ne discrimine par les sources émettrices suivant l'angle azimutal φ . Un réseau permettant l'estimation des DOA sur les deux composantes angulaires est alors nécessaire. Pour cela, un réseau carré de 4 antennes (2×2) espacées chacune d'une distance $\lambda_s/2$ est choisi en tant que réseau de référence dans notre étude. Ce nombre restreint de capteurs diminue alors le nombre de degrés de liberté du réseau ; toutefois, sur une même superficie de réseau, un nombre supérieur augmenterait les effets de couplage entre les antennes [7]. Par rapport au contexte de navigation défini, ce choix de géométrie semble être un bon compromis pour mettre à contribution les propriétés des réseaux d'antennes dans le cadre de l'intégrité de la navigation.

Remarque : l'ensemble des traitements en réception et d'intégrité présentés vont être basés sur cette configuration. Il faut toutefois noter que d'autres géométries auraient pu être utilisées. Ce choix a été motivé par notre souhait de conserver un réseau conventionnel facilement caractérisable, le plus compact possible et pouvant être utilisé dans un large éventail d'applications.

4.2.2 Algorithmes d'estimation

En considérant une source émettrice, l'utilisation d'un réseau d'antennes permet d'estimer le couple (θ_0, φ_0) caractérisant la direction d'arrivée du signal utile. Cette section présente plusieurs types d'algorithmes d'estimation de DOA. L'ensemble des techniques implémentées peut être dissocié en deux classes majeures [73] :

- **approche non-paramétrique** : utilisation des formateurs de faisceaux,
- **approche paramétrique** : introduction de modèles sur les matrices de corrélation.

Des exemples issus de chaque sous-groupe sont exposés par la suite.

4.2.2.1 Techniques non paramétriques

Ces algorithmes d'estimation sont basés sur les techniques de formateur de faisceau, qui consistent à former des diagrammes de rayonnement dans des directions appropriées grâce à la combinaison des sorties de l'ensemble des capteurs constituant le réseau. Diverses catégories de formateurs de faisceaux existent.

. Méthode conventionnelle

La principe du **formateur de faisceau conventionnel** (FFC), également connu comme le formateur « retard et somme » [74], est de pondérer les sorties de chaque antenne de manière à compenser le déphasage induit par la propagation du signal suivant la direction du signal utile. Ainsi, en considérant un réseau de N_a antennes et un signal utile défini par la direction (θ_0, φ_0) , les poids des antennes sont identiques et formulés de la manière suivante [73] :

$$\mathbf{w}_{FFC} = \frac{\mathbf{g}(\theta_0, \varphi_0)}{N_a} \quad (4.18)$$

Il est alors possible de déterminer l'expression du diagramme de gain du réseau :

$$G_{FFC}(\theta, \varphi) = |\mathbf{w}_{FFC}^H \mathbf{g}(\theta, \varphi)|^2 \quad (4.19)$$

A partir de cette formulation, on obtient la puissance de sortie du formateur FFC en scannant l'ensemble du domaine angulaire :

$$P(\theta, \varphi) = \mathbb{E} \left[|\mathbf{w}_{FFC}^H \mathbf{x}|^2 \right] = \mathbf{g}^H(\theta, \varphi) \mathbf{R}_c \mathbf{g}(\theta, \varphi) \quad (4.20)$$

Les pics observés sur cette fonction correspondent aux DOA des sources émettrices. En pratique, la qualité de l'estimation des DOA dépend notamment de l'estimation de la matrice de corrélation (équation 4.13) et la résolution est directement reliée à la largeur du lobe principal. En cas de petits réseaux, il est difficile de séparer des sources proches.

Globalement robuste, cette méthode présente toutefois quelques limitations : elle ne prend pas en compte les DOA (inconnues) des potentiels signaux parasites. Dans le cadre de la réjection spatiale, les performances du FFC sont ainsi nécessairement dégradées en cas de sources spatialement proches [74]. Cet inconvénient majeur a motivé le développement de traitements adaptatifs appliqués aux formateurs de faisceau.

. Méthode de Capon

L'estimateur de Capon appartient à l'ensemble des techniques adaptatives. En effet, il cherche à minimiser la puissance en sortie de réseau sur toutes les directions considérées, exceptée celle du signal utile définie par les angles (θ_0, φ_0) . Pour cela, l'estimateur observe la puissance de sortie d'un formateur de type MPDR (*Minimum Power Distorsionless Response*) sur la totalité du domaine angulaire. La fonction de coût se définit alors de la manière suivante [39] :

$$P(\theta, \varphi) = \mathbb{E} \left[|\mathbf{w}_{MPDR}^H \mathbf{x}|^2 \right] \quad (4.21)$$

avec $\mathbf{w}_{MPDR}$ l'expression du formateur MPDR. Par définition, la méthode de minimisation MPDR consiste au problème d'optimisation suivant [39] :

$$\min_{\mathbf{w} | \mathbf{w}^H \mathbf{g}(\theta_0, \varphi_0) = 1} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_c \mathbf{w} \quad (4.22)$$

Finalement, la fonction de coût définissant l'estimateur de Capon devient :

$$P(\theta, \varphi) = \frac{1}{\mathbf{g}^H(\theta, \varphi) \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{g}(\theta, \varphi)} \quad (4.23)$$

De la même manière que le formateur conventionnel, les pics de cette fonction coïncident avec les directions des sources émettrices. Globalement, la résolution de l'estimateur Capon est supérieure à celle du FFC [73]. Cependant, la méthode Capon est également dégradée en cas de sources corrélées.

Très dépendante de la taille du réseau d'antennes, ces méthodes ne fournissent pas de hautes performances en termes de précision, de résolution et de stabilité. D'autres algorithmes ont été développés, de type **sous-espace**, basés sur la décomposition en sous-espaces signal et bruit. Dans ce sens, ESPRIT et MUSIC sont inclus dans la classe des méthodes paramétriques et sont présentées ci-dessous.

4.2.2.2 Techniques paramétriques

L'approche paramétrique intègre un modèle spécifique de matrice de corrélation et cherche à déterminer les paramètres qui minimisent la distance entre cette matrice et son estimée. ESPRIT et MUSIC sont deux algorithmes à haute résolution spatiale dont le concept commun est basé sur la décomposition en valeurs propres de la matrice de covariance spatiale.

En supposant les signaux reçus décorrélés entre eux, l'espace d'observation des signaux peut être découpé en sous-espaces orthogonaux [74], [7]. La matrice de corrélation du réseau, définie par les équations 4.9 et 4.10, est hermitienne par définition et décomposable dans sa base de vecteurs propres. En supposant K sources émettrices décorrélées telles que $K < N_a$, la matrice de corrélation du signal utile $\mathbf{R}_s$ est donc diagonale. On peut définir les valeurs propres de $\mathbf{R}_c$: $\{\lambda_{s_i}\}_{i=1, \dots, N_a}$ associées à leurs vecteurs propres respectifs $\{\mathbf{u}_i\}_{i=1, \dots, N_a}$.

La matrice de corrélation du réseau peut donc s'écrire de la manière suivante :

$$\begin{cases} \mathbf{R}_c &= \sum_{i=1}^K P_i \mathbf{g}(\theta_i, \varphi_i) \mathbf{g}^H(\theta_i, \varphi_i) + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_a} \\ \mathbf{R}_c &= \sum_{i=1}^{N_a} \lambda_{s_i} \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H \end{cases} \quad (4.24)$$

Il est possible de décomposer la matrice de corrélation du réseau en deux sous-espaces (signal et bruit) de la manière suivante [7] :

$$\mathbf{R}_c = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^H + \sigma^2 \mathbf{U}_b \mathbf{U}_b^H \quad (4.25)$$

avec :

- $\mathbf{U}_s$ la matrice $(m \times K)$ des vecteurs directeurs du sous-espace signal,
- $\mathbf{U}_b$ la matrice $(m \times K)$ des vecteurs directeurs du sous-espace bruit,
- $\mathbf{\Lambda}_s$ la matrice $(K \times K)$ des valeurs propres du sous-espace signal.

Cette approche nécessite la connaissance du nombre de sources émettrices. Le découpage en sous-espaces permet de travailler sur des ensembles de dimensions inférieures à l'espace total, permettant d'améliorer la résolution [7].

. MUSIC

Afin d'estimer les DOA des sources considérées, l'algorithme **MUSIC** (« MUltiple SIgnal Clas-sification ») se base principalement sur les propriétés d'orthogonalité entre les sous-espaces signal et bruit. En effet, en considérant la $i^{\text{ème}}$ source, nous avons $\mathbf{g}^H(\theta_i, \varphi_i) \mathbf{U}_b \simeq 0$. La fonction de coût à maximiser est donc [75] :

$$P(\theta, \varphi) = \frac{1}{\mathbf{g}^H(\theta, \varphi) \mathbf{U}_b \mathbf{U}_b^H \mathbf{g}(\theta, \varphi)} \quad (4.26)$$

Par ailleurs, MUSIC reste relativement coûteux en terme calculatoire du fait qu'une recherche des maxima de la fonction de coût doit être réalisée sur l'ensemble du domaine angulaire.

. ESPRIT

L'algorithme **ESPRIT** (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance*) utilise les propriétés de symétrie du réseau d'antennes. L'algorithme décompose le réseau en plusieurs sous-réseaux dans le but de réduire le coût calculatoire de recherche des DOA et de contourner alors le problème d'optimisation rencontré dans MUSIC. ESPRIT se base ainsi sur un réseau symétrique constitué de doublets d'antennes identiques. Chaque couple d'antennes est séparé d'une même distance d . Notre étude utilise la configuration introduite précédemment : un réseau carré (2×2), décomposé en deux sous-réseaux comme le montre la figure 4.3 avec une distance inter-capteur de $\lambda_s/2$ pour éviter le recouvrement spatial. En suivant les mêmes hypothèses que MUSIC, on suppose K sources émettrices avec $K < N_a = 4$.

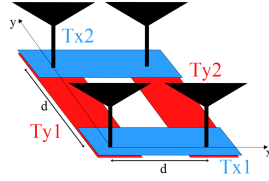


Fig. 4.3 – Décomposition du réseau d'antennes (2×2) en sous-réseaux

Le vecteur directionnel caractérisant le réseau suit le même format que l'équation 4.17 appliqué au réseau carré utilisé. On peut alors définir des matrices de transition de tailles ($N_{a,x} \times N_a = 2 \times 4$) du réseau carré vers les sous-réseaux x_1 , x_2 , y_1 , et y_2 de la manière suivante [7] :

$$\begin{cases} \mathbf{T}_{x_1} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \\ \mathbf{T}_{x_2} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \\ \mathbf{T}_{y_1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \\ \mathbf{T}_{y_2} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \end{cases} \quad (4.27)$$

Les propriétés d'invariance rotationnelle du réseau permettent d'établir les relations suivantes :

$$\mathbf{T}_{x_1} \mathbf{G} \mathbf{\Gamma}_x = \mathbf{T}_{x_2} \mathbf{G} \quad (4.28)$$

$$\mathbf{T}_{y_1} \mathbf{G} \mathbf{\Gamma}_y = \mathbf{T}_{y_2} \mathbf{G} \quad (4.29)$$

avec $\mathbf{\Gamma}_x = \text{diag}\{\exp(\pi \sin \theta_i \sin \varphi_i)\}_{i=1,\dots,K}$ et $\mathbf{\Gamma}_y = \text{diag}\{\exp(\pi \sin \theta_i \cos \varphi_i)\}_{i=1,\dots,K}$ les matrices diagonales des retards de phase entre les antennes de chaque doublet qui contiennent intrinsèquement l'information de DOA pour les K signaux reçus. L'objectif est d'estimer ces matrices. Pour cela, plusieurs techniques sont utilisables. Nous choisissons ici de présenter la méthode classique des moindres carrés LS, qui fournit l'estimation des matrices $\mathbf{\Gamma}_x$ et $\mathbf{\Gamma}_y$ de la manière suivante :

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{\Gamma}}_x &= (\mathbf{U}_{Sx_1}^H \mathbf{U}_{Sx_1})^{-1} \mathbf{U}_{Sx_1}^H \mathbf{U}_{Sx_2} \\ \hat{\mathbf{\Gamma}}_y &= (\mathbf{U}_{Sy_1}^H \mathbf{U}_{Sy_1})^{-1} \mathbf{U}_{Sy_1}^H \mathbf{U}_{Sy_2} \end{cases} \quad (4.30)$$

avec $\mathbf{U}_{Sx_1} = \mathbf{T}_{x_1} \mathbf{U}_s$, $\mathbf{U}_{Sx_2} = \mathbf{T}_{x_2} \mathbf{U}_s$, $\mathbf{U}_{Sy_1} = \mathbf{T}_{y_1} \mathbf{U}_s$ et $\mathbf{U}_{Sy_2} = \mathbf{T}_{y_2} \mathbf{U}_s$.

Il est alors possible d'obtenir une estimation des paramètres $u_{x_i} = (\sin \theta_i \sin \varphi_i)$ et $u_{y_i} = (\sin \theta_i \cos \varphi_i)$ pour chaque signal reçu en diagonalisant les matrices $\mathbf{\Gamma}_x$ et $\mathbf{\Gamma}_y$ et en déterminant leurs valeurs propres respectives. Etant donné que $\sqrt{u_{x_i}^2 + u_{y_i}^2} = \sin(\theta_i)$ et que $\arg(u_{x_i} + ju_{y_i}) = \varphi_i$, on obtient alors l'estimation des DOA de la $i^{\text{ème}}$ source émettrice :

$$\begin{cases} \hat{\theta}_i &= \arcsin \left(\sqrt{\hat{u}_{x_i}^2 + \hat{u}_{y_i}^2} \right) \\ \hat{\varphi}_i &= \arg(\hat{u}_{x_i} + j\hat{u}_{y_i}) \end{cases} \quad (4.31)$$

En utilisant les propriétés de symétrie du réseau d'antennes, ESPRIT n'est pas contraint à la résolution de problèmes d'optimisation sur une fonction de coût pour estimer les DOA, ce qui rend la méthode à la fois moins coûteuse en termes de calcul que MUSIC [75].

Les deux techniques présentées peuvent être optimisées en utilisant un réseau constitué d'un plus grand nombre d'antennes et en travaillant avec un grand nombre d'échantillons du signal reçu numérisé. De plus, leurs performances seront d'autant plus intéressantes que les sources seront fortement séparées spatialement. En effet, comme les autres estimateurs, ESPRIT nécessite l'hypothèse de sources décorréliées. Il a néanmoins été prouvé que l'algorithme peut fournir de bonnes performances en présence d'un faible nombre de sources corrélées [7].

Par rapport aux comparatifs de performances en termes de précision et en temps de calcul, l'algorithme ESPRIT est exclusivement utilisé. Notre travail n'est néanmoins pas incompatible avec l'utilisation d'autres types d'estimateurs. L'objectif n'est pas de classer les algorithmes d'estimation mais d'apporter l'information de DOA à l'entrée de nos traitements d'intégrité en utilisant des techniques fournissant le meilleur compromis entre précision et coût calculatoire.

ESPRIT estime ainsi en temps réel les DOA de l'ensemble des satellites de la constellation visible. Notre objectif est de mesurer la cohérence de ces estimations, ou plus exactement de leur évolution au cours du temps. Pour cela, nous utilisons la méthode d'estimation de modèle mathématique RANSAC, dont les principes généraux sont détaillés dans le paragraphe suivant.

4.3 Présentation de l'algorithme RANSAC

4.3.1 Introduction à RANSAC

La méthode RANSAC (*R*andom *S*ample *C*onsensus), initialement développée dans [76], permet d'établir la concordance entre un jeu de données et un modèle mathématique de manière itérative. L'ensemble des points considérés par RANSAC sont supposés être constitués d'*inliers*, soit des valeurs réalistes dont la distribution est proche du modèle attendu, et d'*outliers*, incohérentes par rapport à ce modèle.

A l'inverse des techniques d'estimation classiques (i.e. celle des moindres carrés) qui sont fortement perturbées par la présence d'outliers, RANSAC est une méthode robuste. Le modèle fourni par RANSAC est supposé intègre selon une certaine probabilité qui dépend directement du nombre d'itérations choisi.

Le principe général de l'algorithme RANSAC est résumé dans les étapes successives suivantes :

1. **Sélection des points** : l'algorithme choisit de manière aléatoire un sous-groupe de points à partir du jeu de données initial,
2. **Estimation du modèle** : l'algorithme estime le modèle mathématique qui régit l'ensemble des points sélectionnés,
3. **Calcul des résidus** : l'algorithme teste les autres points constituant le jeu de données initial afin d'évaluer le nombre de données qui valident le modèle estimé ; pour cela, la distance entre chaque point et le modèle est calculée, appelée encore résidu d'estimation. On parle alors de point intègre (ou inlier) si cette distance est inférieure à un certain seuil prédéfini,
4. **Validation du modèle** : si le nombre de points intègres est suffisant, le modèle est validé ; dans le cas inverse, la première étape est relancée.

La figure 4.4 schématise l'exemple le plus simple de l'utilisation de RANSAC : l'estimation d'un modèle linéaire. On dissocie aisément les inliers (points verts) des outliers (points noirs). Dans une telle configuration, la méthode des moindres carrés tiendrait compte de l'ensemble des points, y compris les valeurs aberrantes, biaisant l'estimation des paramètres du modèle. A l'inverse, en définissant une probabilité élevée de ne choisir que des points pertinents, la méthode RANSAC estime un modèle fiable, donc qui ne sélectionne que les points réalistes.

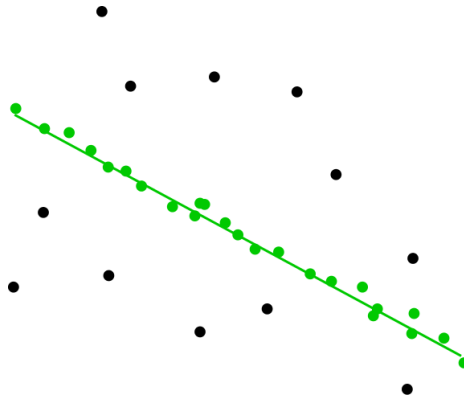


Fig. 4.4 – Estimation d'un modèle linéaire par RANSAC

Plusieurs paramètres caractérisent les performances de l'algorithme RANSAC et déterminent sa capacité à rejeter les outliers et doivent être choisis en fonction des exigences requises par l'application courante :

- P_R la probabilité que RANSAC sélectionne uniquement des données pertinentes lors d'une itération,
- $T_{Th,R}$ le seuil qui détermine l'appartenance d'un point au modèle estimé,
- $N_{it,R}$ le nombre maximal d'itérations.

L'objectif de ce paragraphe est d'adapter le concept suivi par RANSAC dans le cadre de notre étude. La section suivante définit la base de travail et propose une technique de gestion des voies issue des données fournies par l'algorithme.

4.3.2 Application au cas d'étude

La technologie multi-antennes est intégrée au récepteur, permettant ainsi d'obtenir l'estimation en temps réel des DOA des satellites considérés. On distingue deux types de DOA :

- **DOA absolues** : les DOA absolues sont mesurées dans le repère centré sur l'antenne réceptrice, ou plus précisément sur le centre du réseau carré dans notre cas. L'attitude du réseau n'est donc pas incluse dans l'information portée par ces mesures. La DOA absolue d'un satellite peut être évaluée via les positions 3D du récepteur et de ce même satellite. En

effet, en notant $\mathbf{P}_{Rx} = [x_{Rx}, y_{Rx}, z_{Rx}]^T$ et $\mathbf{P}_{Tx} = [x_{Tx}, y_{Tx}, z_{Tx}]^T$ les positions respectives du récepteur et du satellite, le vecteur directionnel unitaire $\mathbf{a}$ s'écrit tel que :

$$\mathbf{a} = \frac{\mathbf{P}_{Tx} - \mathbf{P}_{Rx}}{\|\mathbf{P}_{Tx} - \mathbf{P}_{Rx}\|} = \frac{1}{\|\mathbf{P}_{Tx} - \mathbf{P}_{Rx}\|} \begin{pmatrix} x_{Tx} - x_{Rx} \\ y_{Tx} - y_{Rx} \\ z_{Tx} - z_{Rx} \end{pmatrix} \quad (4.32)$$

En suivant la notation angulaire choisie, exposée précédemment sur la figure 4.1, et en notant (θ, φ) les DOA absolues du satellite courant, l'expression du vecteur directionnel est également donnée par :

$$\mathbf{a} = \begin{pmatrix} a_x \\ a_y \\ a_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(\theta) \cos(\varphi) \\ \sin(\theta) \sin(\varphi) \\ \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (4.33)$$

L'angle d'incidence θ appartient à la plage $[0, \pi/2]$ en radians. De plus, nous considérons par définition que l'azimut des satellites en visibilité est compris entre 0 et 2π . Finalement, les formules 4.32 et 4.33 montrent que les angles d'incidence et d'azimut peuvent être déterminées par les formules suivantes :

$$\begin{cases} \theta &= \arccos(a_x) \\ \varphi &= \arctan\left(\frac{a_y}{a_x}\right) \end{cases} \quad (4.34)$$

- **DOA relatives** : à l'inverse, les DOA relatives intègrent l'information d'attitude (3D) du réseau d'antennes. Les algorithmes présentés dans la section précédente estiment les informations de direction d'arrivée au niveau du réseau d'antennes dans le repère antenne ; elles dépendent donc nécessairement de l'attitude du réseau. Ainsi, dans notre étude, l'algorithme ESPRIT fourni en temps réel les DOA relatives des satellites en visibilité.

En supposant la position du satellite inconnue, l'évaluation des DOA absolues nécessite la connaissance a priori de l'attitude du réseau d'antennes. En effet, en définissant les axes caractérisant l'attitude du réseau (α, β, γ) représentée sur la figure 4.5, il est possible d'établir le lien entre les DOA relatives, notées (θ_r, φ_r) , et les DOA absolues, notées (θ_a, φ_a) , matérialisé par la matrice de rotation du réseau M_{DOA} :

$$\begin{pmatrix} \sin(\theta_a) \cos(\varphi_a) \\ \sin(\theta_a) \sin(\varphi_a) \\ \cos(\theta_a) \end{pmatrix} = M_{DOA} \begin{pmatrix} \sin(\theta_r) \cos(\varphi_r) \\ \sin(\theta_r) \sin(\varphi_r) \\ \cos(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (4.35)$$

avec :

$$M_{DOA} = \quad (4.36)$$

$$\begin{pmatrix} \cos \alpha \cos \gamma - \sin \alpha \sin \beta \sin \gamma & -\cos \alpha \sin \gamma - \sin \alpha \sin \beta \cos \gamma & \sin \alpha \cos \beta \\ \cos \beta \sin \gamma & \cos \beta \cos \gamma & \sin \beta \\ -\sin \alpha \cos \gamma - \cos \alpha \sin \beta \sin \gamma & \sin \alpha \sin \gamma - \cos \alpha \sin \beta \cos \gamma & \cos \alpha \cos \beta \end{pmatrix} \quad (4.37)$$

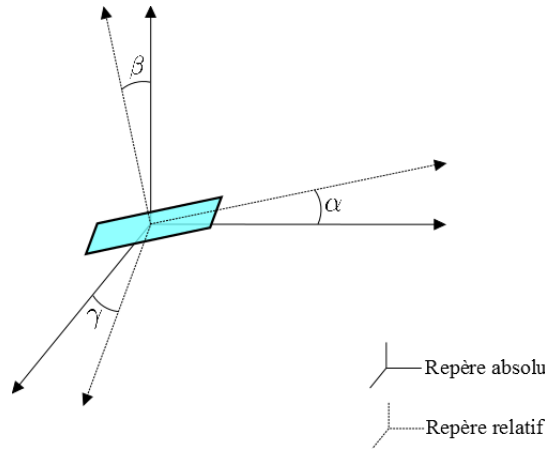


Fig. 4.5 – Orientation du réseau d'antennes

Les angles de rotation (α, β, γ) doivent alors être estimés afin d'accéder aux DOA absolues des satellites en visibilité. L'intégration d'une centrale inertielle en réception fournit ces informations de manière précise. Néanmoins, le cahier des charges initial stipule que seules les données GNSS soient utilisées dans notre étude d'intégrité. Nous considérons ainsi les DOA relatives, fournies par ESPRIT par l'exploitation unique des signaux GNSS reçus. Dans la suite du chapitre et par souci de simplicité, nous associons les termes relatifs (θ_r, φ_r) au couple (θ, φ) .

Nous considérons des temps de navigation de l'ordre de la seconde voire de la minute. Sur de tels intervalles, l'évolution des DOA relatives au cours du temps ne dépend que de l'attitude du réseau d'antennes car les DOA absolues des satellites sont quasi fixes. En effet, la vitesse d'évolution des DOA $([rad.s^{-1}])$ correspond au ratio entre la vitesse des satellites (de l'ordre de quelques km par seconde) et leurs distances au récepteur (de l'ordre de 20 000 km). Le résultat reste suffisamment faible sur de tels temps de navigation pour considérer les DOA absolues des satellites fixes. L'exemple suivant matérialise ce constat : soit un mobile terrestre se déplaçant dans un plan horizontal (le plan local tangent à l'ellipsoïde) de telle sorte que le réseau d'antennes est continuellement parallèle au plan local (x, y) , avec 6 satellites en visibilité ; le seul axe de rotation (z) impacte ainsi les azimuts relatifs estimés. La figure 4.6 montre l'évolution des 3 axes de rotation du réseau au cours des 30 secondes de simulation.

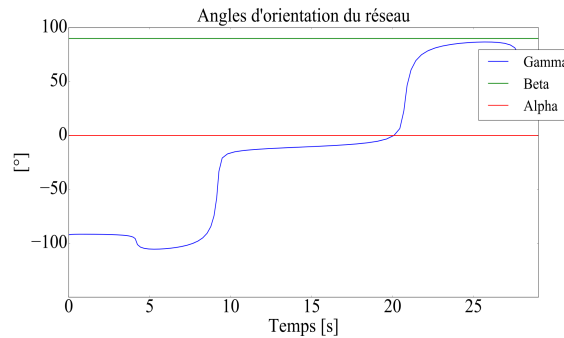


Fig. 4.6 – Evolution des angles d'attitude du réseau d'antennes

Seul l'angle γ , caractéristique du mouvement en azimut du récepteur, est variable au cours du temps. La navigation parallèle au plan local (x, y) est traduite par la constance des angles α et β . Les figures 4.7 et 4.8 tracent les allures respectives des incidences et azimuts relatifs pour les 6 satellites considérés. Considérant un milieu urbain, certains signaux directs sont parfois masqués, engendrant des portions de DOA absentes sur les graphiques. De plus, les azimuts sont considérés sur la plage $[0, 2\pi]$; le calcul du modulo provoque donc de brusques variations sur les graphiques exposés aux points $\varphi = 0$ et $\varphi = 2\pi$ $([rad])$.

Dans cet exemple, l'évolution des azimuts relatifs suit effectivement l'allure de l'attitude du réseau d'antennes. De manière parallèle, un constat similaire peut être établi sur l'ensemble des in-

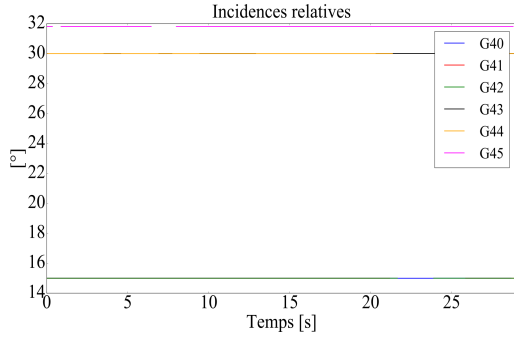


Fig. 4.7 – Incidences relatives des satellites considérés

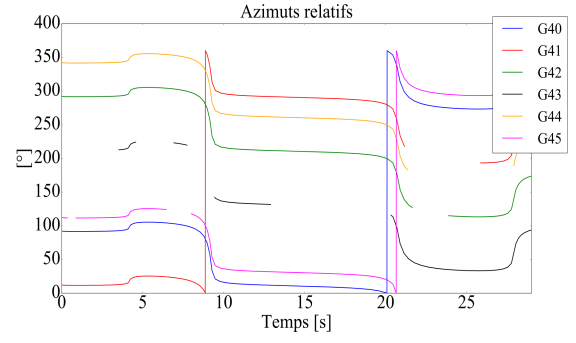


Fig. 4.8 – Azimuts relatifs des satellites considérés

cidences relatives. Ainsi, en généralisant ces observations, notre objectif est donc d'estimer conjointement la cohérence de l'évolution des DOA relatives sur l'ensemble des voies. Dans un cas optimal, le comportement des DOA coïncide avec les angles de rotation du réseau. La connaissance a priori de l'attitude du réseau n'est pas nécessaire : en effet, l'algorithme RANSAC estime le modèle mathématique qui régit l'évolution des DOA relatives, à une fréquence d'étude fixée f_R . La figure 4.9 schématise l'emploi de RANSAC dans notre travail et la détection de valeurs de DOA jugées aberrantes (outliers).

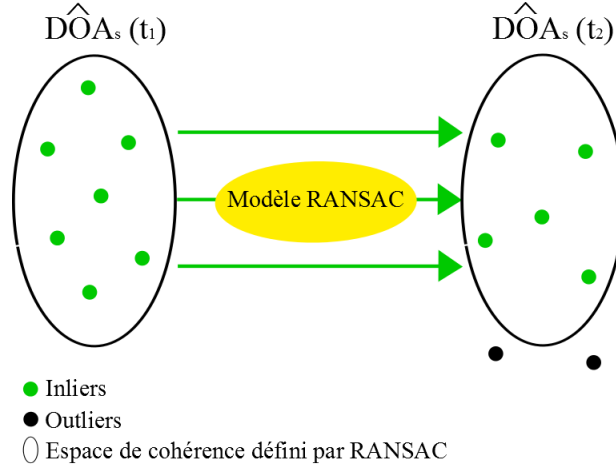


Fig. 4.9 – Cohérence de l'évolution des DOA relatives estimées entre deux instants par l'algorithme RANSAC

Ainsi, lorsque l'une (ou plusieurs) des DOA estimées évolue de manière sensiblement différente des autres, l'algorithme estime que la voie correspondante ne suit pas la rotation attendue et est donc erronée ; la distance du point au modèle robuste RANSAC traduit alors cette incohérence et le caractère aberrant du point.

4.3.3 Gestion des voies par RANSAC

Considérons N_{sat} satellites en visibilité. En fixant une période d'évaluation de cohérence RANSAC $T_R = t_2 - t_1 = 1/f_R$, nous définissons les vecteurs suivants, correspondant à la $k^{ième}$ voie satellitaire :

$$\begin{cases} \mathbf{a}_{k,1} = \begin{pmatrix} \sin(\theta_{k,1}) \cos(\varphi_{k,1}) \\ \sin(\theta_{k,1}) \sin(\varphi_{k,1}) \\ \cos(\theta_{k,1}) \end{pmatrix} \\ \mathbf{a}_{k,2} = \begin{pmatrix} \sin(\theta_{k,2}) \cos(\varphi_{k,2}) \\ \sin(\theta_{k,2}) \sin(\varphi_{k,2}) \\ \cos(\theta_{k,2}) \end{pmatrix} \end{cases} \quad (4.38)$$

avec $(\theta_{k,1}, \varphi_{k,1})$ et $(\theta_{k,2}, \varphi_{k,2})$ les couples de DOA relatives du $k^{ième}$ satellite aux instants t_1 et t_2 . $\mathbf{a}_{k,1}$ et $\mathbf{a}_{k,2}$ sont appelés vecteur unitaires **relatifs**, car ils font référence aux « positions 3D relatives normalisées » des satellites en visibilité. Dans notre étude, la cohérence jointe des DOA est estimée par l'étude du comportement de ces vecteurs.

RANSAC doit alors déterminer la transformation mathématique subie par les vecteurs unitaires relatifs entre les instants t_1 et t_2 . Pour cela, en utilisant l'ensemble des valeurs aléatoires sélectionnées, l'algorithme estime la matrice de passage $\hat{\mathbf{R}}_{R,1 \rightarrow 2}$ qui traduit la fonction régissant la rotation effectuée entre les vecteurs $\mathbf{a}_{k,1}$ et $\mathbf{a}_{k,2}$. Une fois estimée, cette matrice permet de comparer le vecteur $\mathbf{a}_{k,2}$ au vecteur unitaire de prédiction $\hat{\mathbf{a}}_{k,2} = \mathbf{a}_{k,1} \cdot \hat{\mathbf{R}}_{R,1 \rightarrow 2}$. Grâce à l'estimation effectuée, il est possible de calculer le résidu sur les positions relatives unitaires des satellites, spécifique à chaque voie :

$$Res_k = \|\mathbf{a}_{k,1} \cdot \hat{\mathbf{R}}_{R,1 \rightarrow 2} - \mathbf{a}_{k,2}\| = \|\hat{\mathbf{a}}_{k,2} - \mathbf{a}_{k,2}\| \quad (4.39)$$

La valeur des résidus permet d'évaluer la cohérence de chacune des DOA relatives par rapport au modèle robuste RANSAC estimé sur l'ensemble des DOA considérées. Plus le résidu de la $k^{ième}$ voie est faible, plus les DOA correspondantes concordent avec le modèle établi par RANSAC, et inversement. Un seuil est donc logiquement mis en place afin d'identifier les voies jugées intègres et les voies considérées comme erronées. La figure 4.10 schématise l'établissement de la liste d'inliers fournie par l'algorithme.

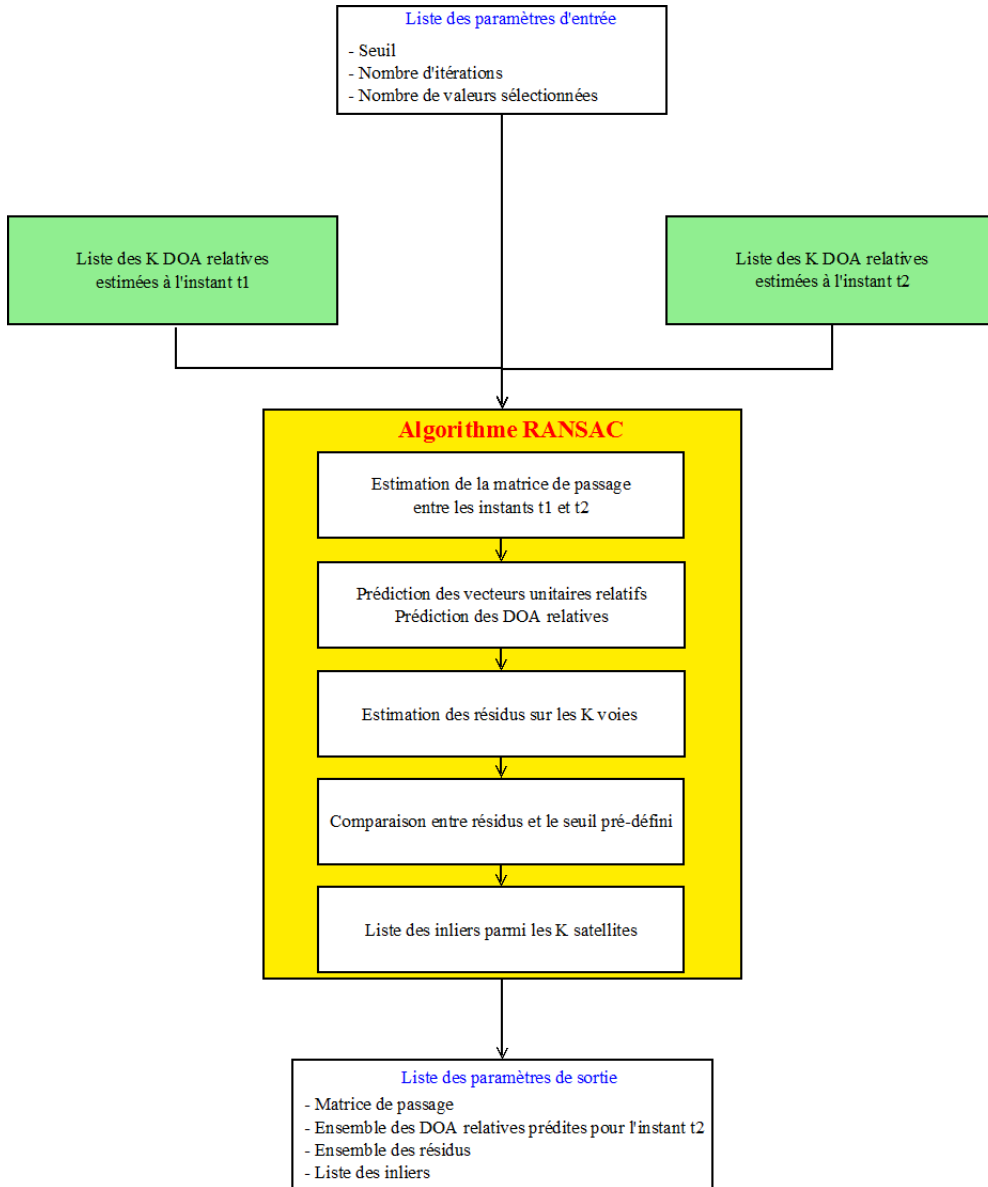


Fig. 4.10 – Architecture de l'algorithme RANSAC pour établir la liste des voies intègres en terme d'estimation de DOA relatives

En résumé, les **entrées** de l'algorithme sont :

- $\{\mathbf{a}_{k,1}, \mathbf{a}_{k,2}\}$ avec $k \in [1, N_{sat}]$,
- $T_{th,R}$ le seuil d'appartenance au modèle,
- $N_{it,R}$ le nombre d'itérations maximales,
- $N_{data,R}$ le nombre de valeurs aléatoires sélectionnées à chaque itération afin d'estimer le modèle mathématique,

La liste des **sorties** fournies est alors :

- $\hat{\mathbf{R}}_{R,1 \rightarrow 2}$ l'estimation de la matrice de passage entre les instants t_1 et t_2 ,
- liste des DOA relatives prédites $\hat{\mathbf{a}}_{k,2}$,
- liste des résidus sur chaque voie Res_k ,
- liste des inliers, soit la liste des satellites jugés intègres par l'algorithme RANSAC entre les instants t_1 et t_2 .

Tout au long de la simulation, il est essentiel de conserver à la fois les valeurs des matrices de passages successives et des DOA relatives prédites. En effet, au cours de la navigation, certains satellites peuvent être masqués sur des plages temporelles plus ou moins longues ; l'estimation des DOA est alors nécessairement biaisée. En considérant un satellite masqué, la voie correspondante est automatiquement exclue de la liste des inliers par RANSAC. Cependant, en cas de faible nombre de données disponibles (problème récurrent en environnement urbain), il est pertinent de conserver un nombre suffisant de DOA relatives. Dans ce cas, au lieu d'utiliser les DOA estimées sur la période nLOS (et donc biaisées), il est possible d'utiliser les DOA relatives prédites issues du dernier vecteur unitaire intègre auquel ont été appliquées les matrices successives tout au long du temps de masquage. Dans le cadre d'une navigation terrestre, nous souhaitons ainsi conserver l'ensemble de ces valeurs afin d'optimiser les performances de l'algorithme RANSAC.

4.3.4 Avantages et améliorations

Nous avons choisi de baser notre approche sur les DOA relatives afin d'utiliser exclusivement les données GNSS, sans connaissance a priori de l'attitude du réseau d'antennes. L'adaptation proposée de l'algorithme RANSAC à notre cas d'étude consiste à caractériser la qualité d'estimation des DOA sur chaque voie par rapport à l'ensemble de la constellation visible. Ce traitement joint présente donc l'avantage d'évaluer la cohérence des résultats d'estimation de manière globale. L'évolution des DOA relatives étant directement reliée aux angles de rotation du réseau, RANSAC permet de déterminer la qualité de l'environnement proche du récepteur ainsi que la performance d'estimation des DOA. Par ailleurs, la robustesse de la méthode légitime notre approche qui, contrairement à de nombreuses techniques, ne prend pas en compte les données jugées aberrantes dans l'estimation du modèle mathématique, augmentant significativement la fiabilité des données de sortie, et ce notamment en environnement urbain.

La méthode précédente consiste en une gestion spécifique des voies considérées dans l'estimation du PVT : en effet, la liste des satellites utilisés correspond à la liste des inliers fournie par RANSAC. Des améliorations peuvent d'ores et déjà être discutées, telles que :

- **le choix des valeurs de DOA** : l'algorithme proposé est un algorithme « snapshot » qui considère en entrée les valeurs ponctuelles des DOA relatives sur chaque voie, à la fréquence d'étude f_R , nécessairement inférieure à la fréquence de poursuite $1/T_{int}$. En effet, il est nécessaire que la période d'étude soit suffisamment importante pour réduire l'effet du bruit d'estimation potentiellement élevé (temps d'intégration faible, présence de multi-trajets, etc.) des DOA relatives et alors éviter un fort nombre de fausses alertes. De plus, afin de lisser les estimations et de réduire le nombre de fausses alertes, il est préférable d'utiliser en entrée de l'algorithme la moyenne des DOA relatives sur chaque période précédent l'instant courant,
- **le nombre de valeurs aléatoires choisies à chaque itération** : un nombre (inférieur à N_{sat}) de données doit être sélectionné à chaque instant pour évaluer le modèle. Afin de maximiser la probabilité P_R que RANSAC sélectionne uniquement des données pertinentes lors d'une itération, $N_{data,R}$ doit être minimal afin de limiter le risque de choisir un outlier. Les vecteurs unitaires étant de trois dimensions, nous fixons donc $N_{data,R} = 3$.

La technique proposée permet d'intégrer la technologie multi-antennes dans un contrôle autonome d'intégrité à travers la cohérence d'estimation des DOA relatives. Toutefois, certaines limitations inhérentes au concept développé doivent être soulignées :

- **Évolution des DOA relatives** : les variations du couple (θ_k, φ_k) sont corrélées avec le comportement des angles (α, β, γ) régissant les rotations du réseau d'antennes dans le repère global. Néanmoins, la corrélation entre les DOA relatives et l'attitude du réseau dépend significativement de l'incidence de chaque satellite. En effet, considérons la position du récepteur dans le repère ENU (*East North Up*) caractérisé par les axes (x, y, z) ; les DOA d'un satellite placé proche de l'axe z , caractérisé par une incidence très faible, varient faiblement par rapport à un satellite défini par une forte incidence. La géométrie entre le récepteur et chaque satellite influence donc l'évolution des DOA relatives et peut fortement varier au sein de la constellation visible par l'utilisateur,
- **Paramètres d'initialisation** : comme exposé précédemment, la détection d'outliers et le calcul des résidus dépend de plusieurs paramètres d'initialisation, fixés en fonction de l'application choisie. Ces valeurs impactent nécessairement la qualité de l'estimation du modèle RANSAC et font varier la limite inliers/outliers.

Les arguments ci-dessus démontrent l'inconvénient majeur de la sélection brutale des satellites basée exclusivement sur la valeur des résidus RANSAC. En effet, on peut aisément imaginer un fort nombre de fausses alertes (voire détection manquée en fonction des paramètres d'initialisation). Nous avons donc opté pour un autre type de contrôle autonome d'intégrité basé sur les sorties de l'algorithme RANSAC ; dans le paragraphe précédent, nous avons discuté de l'intérêt d'utiliser la valeur des résidus d'estimation en tant que facteur de qualité des voies satellitaires. Ainsi, la section suivante développe un contrôle autonome d'intégrité basé sur la pondération des voies par les résidus RANSAC afin d'intégrer de manière plus progressive l'information de cohérence d'évolution des DOA relatives et ainsi de détecter des anomalies d'estimation évidentes.

4.4 Implémentation de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC

4.4.1 Etablissement d'un critère d'intégrité

Globalement, deux informations majeures liées entre elles sont fournies à chaque fréquence RANSAC : la liste des satellites jugés intègres et la liste des valeurs de résidu. Dans l'algorithme, les résidus permettent de juger la fiabilité d'estimation de chaque voie en comparant leur valeur à un seuil pré-défini. Dans le cadre d'un contrôle autonome d'intégrité, le modèle RANSAC permet d'exclure momentanément des voies. Il est toutefois possible d'aller plus loin et d'étendre l'utilisation des données de sortie dans un traitement du type WLSR RAIM.

. Test de détection WLSR RAIM RANSAC

Comme expliqué dans le chapitre 2, plusieurs études ont mis en évidence la pertinence d'intégrer des facteurs de qualité dans un algorithme pondéré WLSR RAIM tels les ratios signal à bruit C/N_0 ou encore l'élévation des satellites en visibilité. RANSAC fournit un résidu individuel sur chaque voie qui atteste de la cohérence des DOA estimées sur la plage temporelle précédente par rapport au modèle robuste. Il semble donc intéressant d'intégrer la valeur des résidus dans la pondération d'un algorithme WLSR RAIM en tant que facteurs de qualité des voies. Le test de détection « WLSR RAIM RANSAC » reprend l'équation 2.39 et peut donc être exprimé de la manière suivante :

$$T_{RANSAC}(t) = \mathbf{r}(t) \tilde{\Sigma}_R^{-1}(t) \mathbf{r}(t) \quad (4.40)$$

avec :

- $\mathbf{r} = \left(\mathbf{I} - \mathbf{H} \left(\mathbf{H}^T \tilde{\Sigma}_R^{-1} \mathbf{H} \right)^{-1} \mathbf{H}^T \tilde{\Sigma}_R^{-1} \right) \Delta \mathbf{Y}$ le vecteur des résidus de pseudo-distances,
- $\tilde{\Sigma}_R = \frac{1}{\eta} \text{diag}(Res_1, \dots, Res_{N_{sat}})$ la matrice de pondération des résidus d'estimation RANSAC et $\eta = \max(Res_1, \dots, Res_{N_{sat}})$ le facteur de normalisation correspondant au résidu maximal.

. Seuil de détection WLSR RAIM RANSAC

En suivant les hypothèses de gaussianité des erreurs de pseudo-distances établies par le RAIM conventionnel, il est de nouveau possible de mettre en place un seuil de détection en lien avec la statistique du test précédent. Sous l'hypothèse H_0 (i.e. absence de panne), les bruits de mesure suivent une loi gaussienne et le test T_{RANSAC} est alors distribué selon une loi du χ^2 centrée à $N_{dof} = N_{sat} - 4$ degrés de liberté. Inversement, sous l'hypothèse H_1 (i.e. une panne impacte une voie), le test suit une loi du χ^2 décentrée de paramètre de non centralité λ . En définissant une probabilité de fausse alerte P_{fa} , l'expression du seuil de détection RANSAC correspondant est définie par :

$$T_{th,RANSAC} = F_{\chi^2, N_{dof}}^{-1} (1 - P_{fa}) \quad (4.41)$$

avec $F_{\chi^2, N_{dof}}$ la fonction de répartition de la loi du χ^2 centrée à N_{dof} degrés de liberté.

On peut donc comparer les performances de cet algorithme WLSR RAIM pondéré par les résidus RANSAC avec la technique de référence WLSR RAIM (C/N_0). Au delà du type de pondération utilisé, la différence principale entre les deux méthodes testées réside dans la fréquence de calcul des facteurs de qualité : les ratios signal à bruit sont estimés à la fréquence de poursuite (correspondant au temps d'intégration) tandis que les résidus d'estimation RANSAC sont évalués à la fréquence f_R nécessairement inférieure.

. Bornes de protection

Le test de détection défini suit les principes généraux de l'algorithme RAIM et est basé sur des hypothèses semblables vis à vis des erreurs de pseudo-distances. En ayant connaissance de la statistique de bruit sur ces mesures, les bornes de protection horizontale et verticale sont calculables dans notre approche. Le paragraphe 2.4 présente l'expression des bornes théoriques dans le cas WLSR. En appliquant la pondération spécifique à l'algorithme RANSAC, on obtient les bornes suivantes :

$$HPL = \max_k \left(\sigma_k \frac{\sqrt{P_{x,k}^2 + P_{y,k}^2}}{\sqrt{1 - B_{k,k}}} \right) \times \sqrt{\lambda} \quad (4.42)$$

$$VPL = \max_k \left(\sigma_k \frac{|P_{z,k}|}{\sqrt{1 - B_{k,k}}} \right) \times \sqrt{\lambda} \quad (4.43)$$

avec :

- $\sigma_k^2 = \frac{Res_k}{\eta} \cdot \sigma^2$ avec $\frac{Res_k}{\eta}$ le $k^{ième}$ résidu normalisé pour $k \in [1, N_{sat}]$,
- $\sigma^2 = \frac{(\Delta \mathbf{Y} - \mathbf{H} \Delta \Theta)^H \tilde{\Sigma}_R^{-1} (\Delta \mathbf{Y} - \mathbf{H} \Delta \Theta)}{N_{sat}}$ la puissance de bruit totale sur les voies,
- $\mathbf{P} = \left(\mathbf{H}^T \tilde{\Sigma}_R^{-1} \mathbf{H} \right)^{-1} \mathbf{H}^T \tilde{\Sigma}_R^{-1} = \begin{pmatrix} \dots & P_x & \dots \\ \dots & P_y & \dots \\ \dots & P_z & \dots \\ \dots & P_{\delta\tau_H} & \dots \end{pmatrix}$,
- $\mathbf{B} = \mathbf{H} \left(\mathbf{H}^T \tilde{\Sigma}_R^{-1} \mathbf{H} \right)^{-1} \mathbf{H}^T \tilde{\Sigma}_R^{-1}$,
- λ le paramètre de non centralité relié à la probabilité de détection manquée P_{md} , correspondant au biais minimum détectable.

Ces paramètres permettent de borner l'erreur en position réalisée sur les plans horizontal et vertical. En règle général, le système de détection d'erreurs et la quantification de l'erreur de PVT sont couplés. Ainsi, la pertinence de la pondération adoptée dans le cadre du WLSR RAIM RANSAC est également évaluée en examinant l'allure en temps réel des bornes de protection.

A l'instar du chapitre précédent, nous étudions dans la section suivante les performances de l'approche proposée, basée sur les informations fournies par le réseau d'antennes, dans des scénarios canoniques typiques d'un environnement urbain relatant des erreurs de navigation évoquées auparavant. La pertinence de la pondération adoptée dans l'algorithme WLSR RAIM RANSAC est donc discutée en comparant le comportement en temps réel du contrôle d'intégrité à la technique conventionnelle WLSR RAIM.

4.4.2 Performances de détection

Au long de ce paragraphe, les métriques de test sont confrontées à divers scénarios spécifiques tendant à évaluer l'apport de la technologie multi-antennes dans le traitement proposé. Nous conservons la même configuration que celle utilisée dans le chapitre 3, exposée dans le tableau 4.1.

Configuration	
Constellation	Galileo
Nombre de SiV	5 (G40,G41,G42,G44,G45)
Type de simulation	Dynamique (mobile de vitesse moyenne : $10m.s^{-1}$)

Table 4.1 – Configuration de navigation

Les paramètres de poursuite utilisés sont définis dans le tableau 4.2 ; nous supposons à nouveau que les messages de navigation des satellites émetteurs sont connus du récepteur, accélérant ainsi le temps nécessaire à l'estimation du PVT. Un temps d'intégration de 1 ms est imposé. De plus, en supposant des distributions d'erreurs de pseudo-distance gaussiennes, de variances définies par les facteurs de qualité exposés, les bornes de protection des techniques WLSR RANSAC et WLSR (C/N_0) sont calculées et tracées. Une probabilité de détection manquée P_{md} est introduite et est fixée de manière nominale à 10^{-5} . La valeur de probabilité P_{md} choisie est faible afin d'optimiser les chances de détecter tout événement de navigation susceptible de traduire un risque actuel ou futur sur la navigation. En définissant une P_{fa} supérieure, la sensibilité des algorithmes est volontairement favorisée.

Poursuite	
Temps de simulation	$\sim$ seconde
Fréquence d'échantillonnage	30MHz
Temps d'intégration [ms]	1
Bande de boucle PLL [Hz]	10
Bande de boucle DLL [Hz]	1
Espacement des corrélateurs [Chip]	$[-0.1, 0, 0.1]$
Probabilité P_{fa}	10^{-3}
Probabilité P_{md}	10^{-5}
Borne d'alerte horizontale [m]	200
Borne d'alerte verticale [m]	200

Table 4.2 – Paramètres de poursuite

Enfin, le tableau 4.3 expose les paramètres d'initialisation de la méthode RANSAC adaptée au contexte d'étude. La fréquence d'estimation du modèle f_R est choisie relativement basse, de part les arguments exposés dans le paragraphe précédent. De plus, un nombre d'itérations suffisamment important est fixé afin d'optimiser le calcul du modèle.

RANSAC	
Nombre de données considérées à chaque itération $N_{data,R}$	3
Seuil d'appartenance au modèle $T_{th,R}$	0.01
Nombre d'itérations $N_{it,R}$	10000
Fréquence d'étude RANSAC f_R [Hz]	5

Table 4.3 – Paramètres de poursuite

4.4.2.1 Erreur d'estimation de DOA

Le premier exemple a pour objectif de montrer la conséquence brute d'un biais d'estimation des DOA relatives sur les résidus RANSAC et donc sur le test de détection WLSR RAIM RANSAC. Un biais d'estimation des DOA relatives sur la voie G40 est imposé de manière brutale sur une plage d'une seconde, sans que les pseudo-distances considérées ne soient impactées. Ce scénario est introductif et peu réaliste mais présente l'avantage d'étudier le comportement des sorties de l'algorithme RANSAC vis à vis d'erreurs d'estimation.

Dans un premier temps, la figure 4.11 expose les erreurs en position réalisées sur les méthodes WLSR RAIM RANSAC et WLSR RAIM. Le modèle de signal est respecté, aucun signal parasite n'est reçu, impliquant ainsi une faible erreur sur le PVT. De même, la figure 4.12 montre un comportement cohérent des ratios signal à bruit C/N_0 .

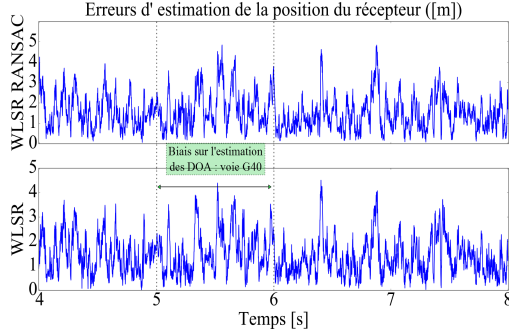


Fig. 4.11 – Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes WLSR RANSAC et WLSR (C/N_0)

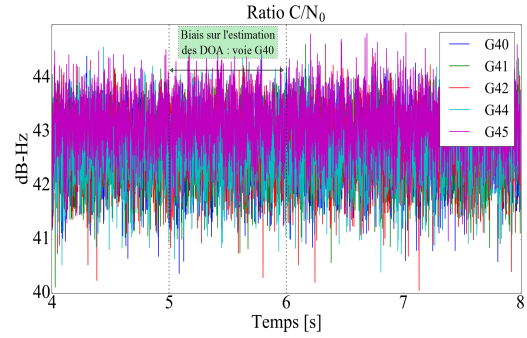


Fig. 4.12 – Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité

Par ailleurs, les figures 4.13 et 4.14 montrent les erreurs d'estimation des DOA relatives pour l'ensemble des satellites considérés. On observe le biais d'estimation imposé sur l'incidence et l'azimut de la voie G40. Cet événement, bien que peu réaliste car rarement essulé, est simulé afin d'évaluer le comportement de la technique RANSAC vis à vis d'une incohérence dans l'évolution des DOA.

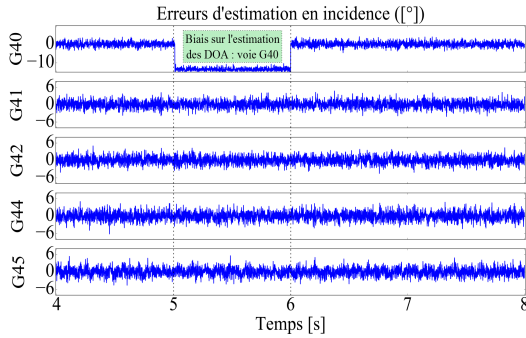


Fig. 4.13 – Erreurs d'estimation des incidences des satellites en visibilité

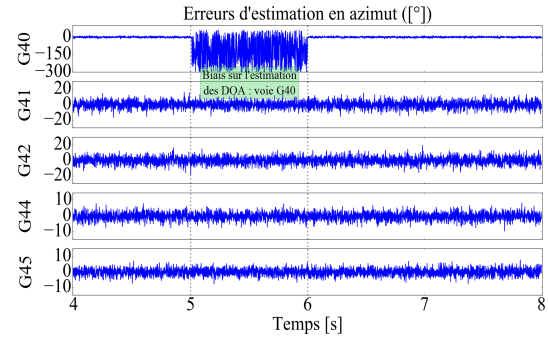


Fig. 4.14 – Erreurs d'estimation des azimuts des satellites en visibilité

Les résidus RANSAC (non normalisés), évalués à la fréquence f_R , sont représentés sur la courbe 4.15. Globalement, les valeurs restent faibles; en revanche, sur la plage de biais, le résidu de la voie G40 augmente de manière significative, traduisant une incohérence d'estimation par rapport à l'ensemble des voies considérées. Par ailleurs, l'évolution du résidu est impacté par deux pics, caractérisant la période de biais : en effet, la première hausse est due au biais brutal imposé sur les DOA relatives de la voie G40; puis, la chute correspond à la fin du biais et au retour à une estimation cohérente. Dans les deux cas, l'algorithme voit ces deux événements brusques comme des erreurs majeures sur les DOA estimées et alertent l'utilisateur par une augmentation du résidu correspondant. De plus, la figure 4.16 expose le skyplot des satellites en visibilité en fonction des

DOA relatives moyennées sur chaque période T_R . Le biais des DOA sur la voie G40 est clairement observable.

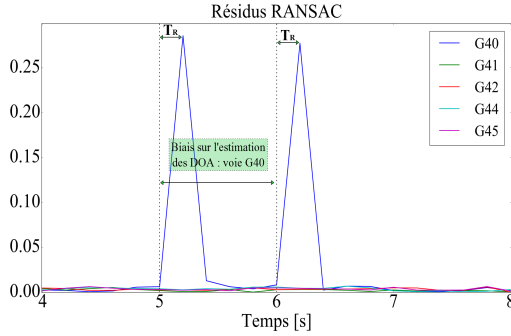


Fig. 4.15 – Résidus d'estimation RANSAC

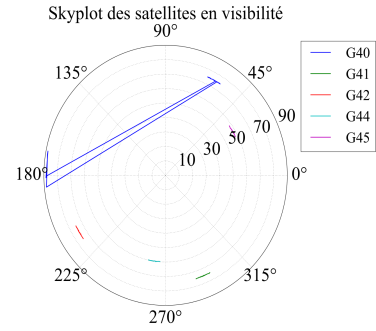


Fig. 4.16 – Skyplot des satellites considérés en fonction des DOA relatives estimées

Les figures 4.17 et 4.18 montrent l'allure des tests de détection WLSR RAIM RANSAC et WLSR RAIM (C/N_0) par rapport à leurs seuils de détection respectifs. La navigation n'étant pas impactée par le biais d'estimation, la technique WLSR RAIM ne détecte aucune erreur. À l'inverse, l'impact sur les résidus engendre deux augmentations brutales du test de détection WLSR RAIM RANSAC provoquant ainsi une alerte émise à l'utilisateur ; ces deux événements sont liés au comportement du résidu de la voie impactée, et traduisent la période du biais sur l'estimation des DOA relatives. De plus, la période d'étude RANSAC est visible sur le comportement du test : en évaluant la cohérence d'évolution des DOA sur la période précédente, la détection d'erreur intervient logiquement à une durée T_R postérieure à l'événement.

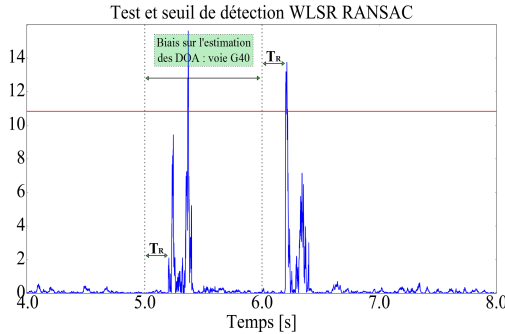


Fig. 4.17 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC

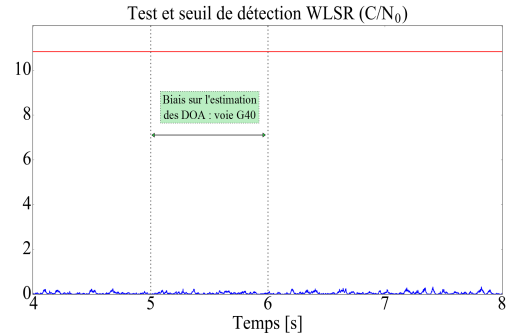


Fig. 4.18 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM

Malgré la bonne estimation du PVT, la forte dégradation des résidus force le test à détecter deux erreurs distinctes, traduisant le fort impact des sorties RANSAC sur la pondération et plus généralement la sensibilité de l'algorithme. Enfin, la figure 4.19 expose l'allure des bornes de protection horizontale et verticale calculées dans chacune des méthodes considérées. Globalement, les deux algorithmes fournissent des bornes relativement faibles par rapport aux bornes d'alerte fixées, traduisant ainsi une forte fiabilité du PVT fourni. Malgré la déformation des résidus RANSAC de la voie G40, les bornes de protection liées à l'algorithme WLSR RAIM RANSAC restent nettement inférieures aux bornes d'alerte et confirment l'erreur d'estimation en position fournie.

Ce premier exemple, peu réaliste, expose l'intérêt de la méthode développée, en mettant en évidence les répercussions d'un (quelconque) problème d'estimation des DOA relatives des satellites en visibilité sur le test de détection WLSR RAIM RANSAC. Les scénarios suivants évaluent les performances de l'algorithme vis à vis d'événements de navigation typiques.

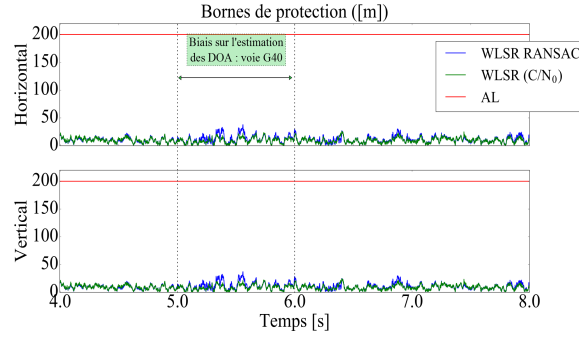


Fig. 4.19 – Bornes de protection horizontale et verticale ([m])

4.4.2.2 Réception de multi-trajets

Le deuxième exemple se focalise sur la réception de multi-trajets. Dans cette section, le premier scénario évalue le comportement des deux algorithmes de contrôle d'intégrité dans le cadre de la réception d'un multi-trajet puissant sur l'une des voies satellitaires, tandis que le second scénario considère la réception de multi-trajets peu dégradants sur l'ensemble des voies.

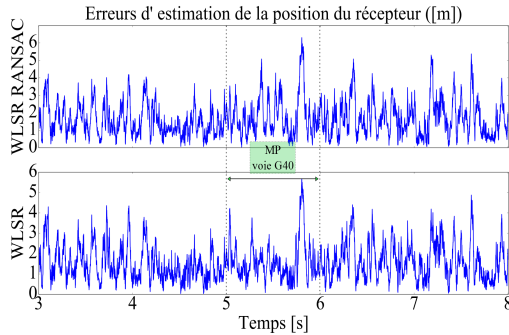
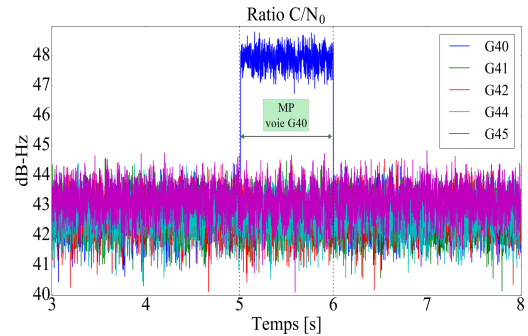
. Multi-trajet puissant

Considérons le scénario suivant : un multi-trajet de puissance identique au LOS impacte la voie G40 sur une plage d'une seconde de simulation. Ses paramètres relatifs sont exposés dans le tableau 4.4.

Satellite G40	
Multi-trajet	1
Retard relatif ([<i>Chip</i>])	2.0
Doppler relatif ([<i>Hz</i>])	200.0
Élévation ([°])	50
Azimut ([°])	120

Table 4.4 – Paramètres relatifs des multi-trajets sur la voie G40

Le retard relatif du multi-trajet n'est pas contenu dans l'espacement des corrélateurs E, P, L. Ainsi, malgré sa forte puissance, le signal parasite est filtré par l'étape de corrélation et n'impacte pas le PVT de manière significative comme le démontre la figure 4.20. Par ailleurs, l'énergie du signal sur la voie G40 augmente nécessairement, ayant comme répercussion une hausse visible du ratio C/N_0 (figure 4.21).

Fig. 4.20 – Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes WLSR RANSAC et WLSR (C/N_0)Fig. 4.21 – Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité

Insignifiant pour la navigation, le multi-trajet dégrade néanmoins l'estimation des DOA relatives sur la plage de réception. Les erreurs en incidence et en azimuth (figures 4.22 et 4.23) montrent

un biais brutal d'estimation principalement lié à la fois à la forte puissance du multi-trajet et au caractère cohérent du signal parasite avec le trajet direct correspondant. Les DOA relatives des autres voies restent logiquement bien estimées, en suivant un bruit d'estimation nominal.

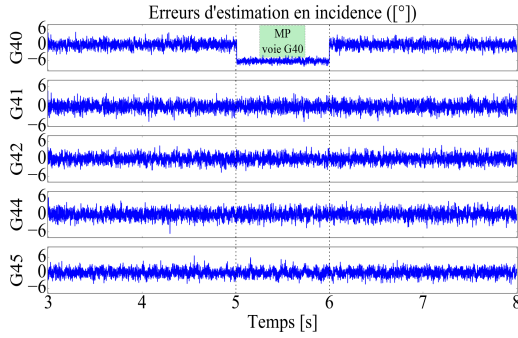


Fig. 4.22 – Erreurs d'estimation des incidences des satellites en visibilité

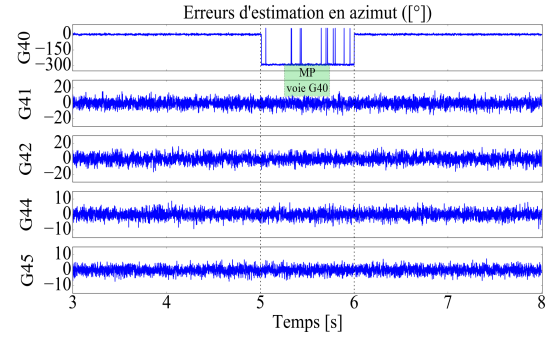


Fig. 4.23 – Erreurs d'estimation des azimuts des satellites en visibilité

Le figure 4.25 expose le skyplot des satellites en visibilité et met en évidence l'incohérence d'évolution des DOA relatives de la voie G40. Ce constat a pour conséquence de générer une augmentation brutale des résidus RANSAC sur la voie correspondante (figure 4.24) caractérisée par deux pics de forte amplitude qui soulignent la période de réception du signal parasite.

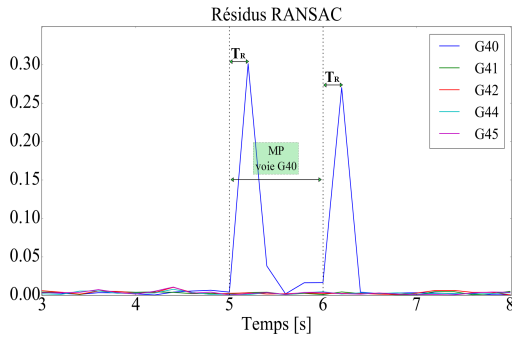


Fig. 4.24 – Résidus d'estimation RANSAC

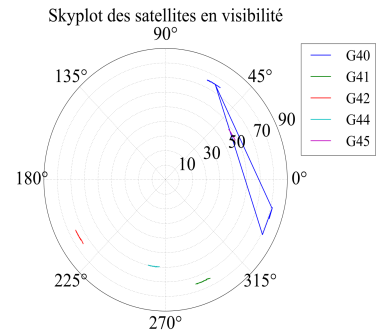


Fig. 4.25 – Skyplot des satellites considérés en fonction des DOA relatives estimées

Le test de détection WLSR RAIM (C/N_0) n'augmente pas de manière significative, (figure 4.27) ne permettant ainsi pas à l'utilisateur de détecter cet événement. En effet, au delà de la bonne estimation du PVT, la hausse du ratio C/N_0 de la voie G40 sur la période considérée n'est pas suffisamment importante pour bouleverser la pondération des voies et ainsi générer une alerte. A l'inverse, la figure 4.26 montre une double détection d'erreur, liée aux deux pics du résidu RANSAC sur la voie perturbée. Basée sur le même formalisme que l'algorithme WLSR RAIM (C/N_0), la pondération RANSAC est fortement impactée par la réception du multi-trajet eu égard à la forte amplitude relative entre les résidus sur la voie G40 et ceux de l'ensemble des autres voies.

Par ailleurs, les deux algorithmes assurent une forte fiabilité des informations de PVT transmises à travers les bornes de protection tracées sur la figure 4.28. Une légère augmentation est observée sur les bornes calculées par la méthode WLSR RAIM RANSAC, due aux pics des résidus RANSAC. Toutefois, le positionnement du récepteur restant fiable, les deux contrôles d'intégrité restent disponibles tout au long de la simulation.

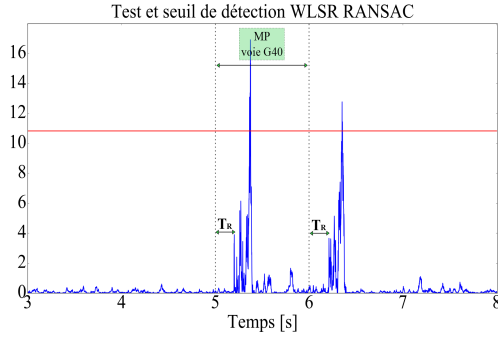


Fig. 4.26 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC

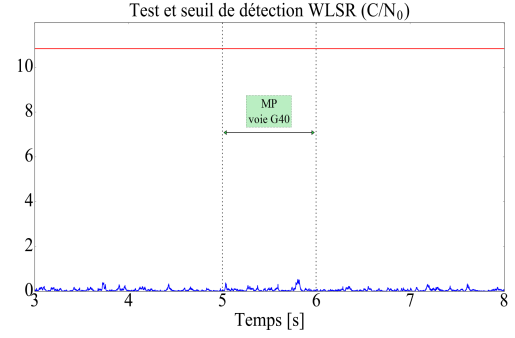


Fig. 4.27 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM

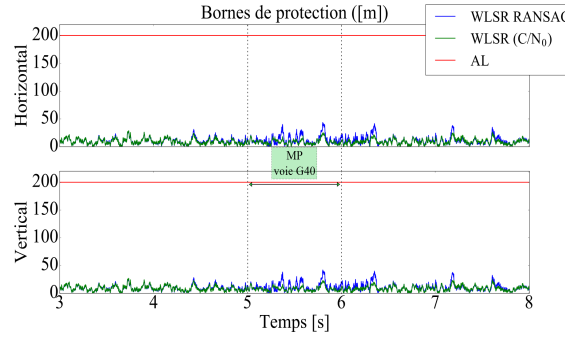


Fig. 4.28 – Bornes de protection horizontale et verticale ([m])

L'exemple courant montre l'intérêt potentiel de l'utilisation des DOA relatives dans un algorithme de contrôle d'intégrité. La robustesse de la méthode RANSAC apporte une forte sensibilité de détection d'outliers (dépendante de la mise en place optimale des paramètres d'entrée). En effet, le calcul des résidus d'estimation apporte une information intégrée de cohérence d'évolution de chaque couple (θ, φ) par rapport à l'ensemble des voies ; ainsi, en intégrant ces valeurs dans une pondération de type WLSR RAIM, le récepteur est plus à même de détecter finement des incohérences par rapport à une pondération basée sur les valeurs en temps réel des ratios signal à bruit, offrant des poids davantage bruités et moins dissociés.

. Multi-trajets peu dégradants

Considérons désormais 5 multi-trajets dynamiques impactant chaque voie. Les paramètres relatifs des signaux parasites sont relativement peu perturbants pour la navigation comme le montre la figure 4.29 qui trace l'erreur en position réalisée par les deux méthodes. Le bruit d'estimation est effectivement augmenté, mais l'erreur reste globalement inférieure à 15 mètres sur l'ensemble de la simulation, traduisant une conservation de la précision du navigateur. Par ailleurs, la réception des signaux LOS et des multi-trajets engendre de fortes oscillations sur les ratios C/N_0 (figure 4.30). L'amplitude et la période de ces oscillations est spécifique à chaque voie et dépend des paramètres relatifs des signaux parasites.

De plus, la réception des signaux parasites, dont les DOA relatives sont nécessairement dissociées de celles du LOS, impacte l'estimation des DOA des LOS fournie par ESPRIT. Cohérents avec les signaux LOS, les multi-trajets engendrent une augmentation du bruit d'estimation, comme le montrent les figures 4.31 et 4.32 représentant les erreurs d'estimation en incidence et en azimut sur chaque voie. Les oscillations et l'augmentation des variances de bruit, spécifiques à chaque satellite, rendent l'évolution de l'ensemble des DOA relatives globalement peu rationnelle.

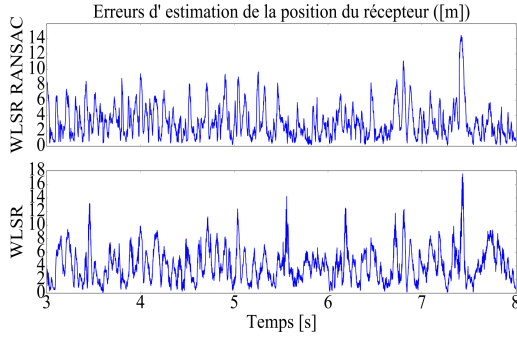


Fig. 4.29 – Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes WLSR RANSAC et WLSR (C/N_0)

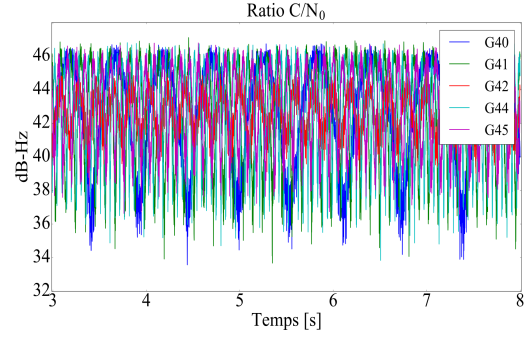


Fig. 4.30 – Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité

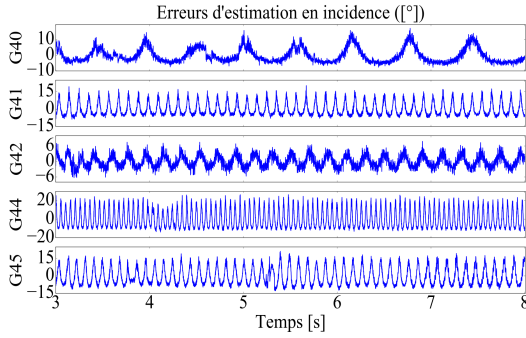


Fig. 4.31 – Erreurs d'estimation des incidences des satellites en visibilité

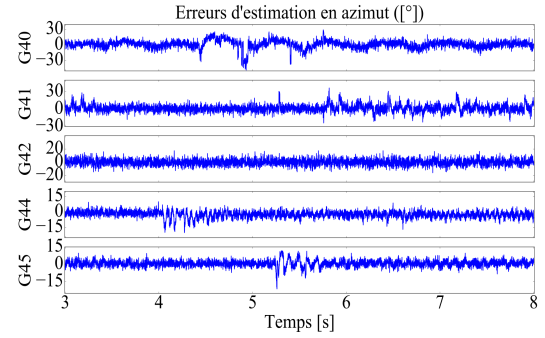


Fig. 4.32 – Erreurs d'estimation des azimuts des satellites en visibilité

Les résidus RANSAC sont exposés sur la figure 4.33. Plusieurs pics d'estimation sont visibles sur les sorties du modèle, attestant d'incohérences récurrentes dans l'évolution des DOA relatives. Par ailleurs, ces pics sont communs à l'ensemble des voies, mettant en évidence le caractère aléatoire de l'impact des multi-trajets sur l'estimation des DOA et l'inadaptabilité de RANSAC vis à vis de ce scénario. De plus, l'augmentation du bruit d'estimation est également observable sur le skyplot des satellites en visibilité tracé sur la figure 4.34, par rapport aux DOA relatives moyennées sur chaque période RANSAC.

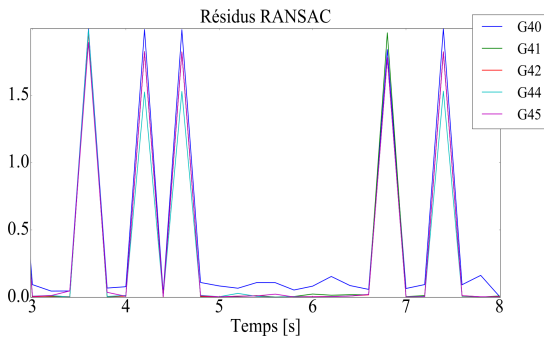


Fig. 4.33 – Résidus d'estimation RANSAC

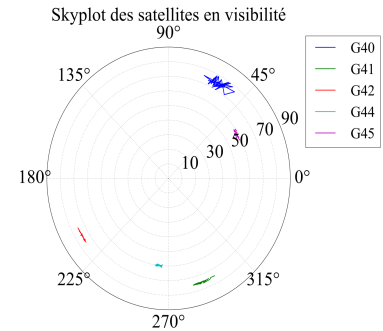


Fig. 4.34 – Skyplot des satellites considérés en fonction des DOA relatives estimées

Le test WLSR RAIM (C/N_0) est exposé sur la figure 4.36, et présente des fluctuations importantes engendrées par les oscillations observées sur les facteurs de pondération associés. Néanmoins, aucune alerte n'est émise par l'algorithme, assurant ainsi une fiabilité des informations fournies par le navigateur, par rapport à la probabilité de fausse alerte P_{fa} .

La figure 4.35 montre l'allure du test de détection WLSR RAIM RANSAC vis à vis de son seuil associé. Sur l'ensemble de la simulation, le test fluctue également en correspondance avec l'augmentation de l'erreur en position (courbe 4.29); finalement, plusieurs alertes sont émises vers l'utilisateur. En reliant ce constat avec le comportement des résidus RANSAC (figure 4.33), les principaux pics de résidus n'impactent pas nécessairement significativement le test; en effet, lorsque toutes les voies présentent des pics synchronisés et de même amplitude, l'utilisation d'une pondération normalisée engendre une augmentation identique des poids sur l'ensemble des voies, modifiant peu le test de détection.

En revanche, sur les plages temporelles où l'amplitude de l'un des résidus est nettement supérieure aux autres (voie G40 sur [4, 6] et [7.5, 8] secondes), la pondération est perturbée; il en résulte une augmentation du test et potentiellement la détection de plusieurs erreurs. La présence de pics de forte amplitude communs à toutes les voies satellitaires caractérise le faible nombre de d'inliers et donc la mauvaise estimation de modèle fournie par RANSAC due à l'incohérence d'évolution de l'ensemble des DOA relatives.

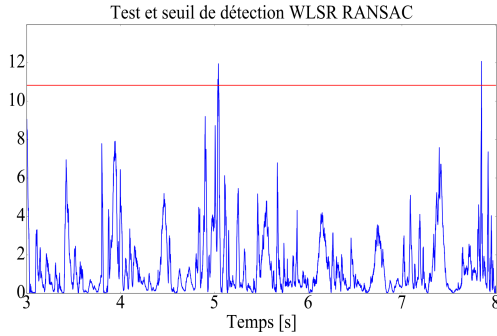


Fig. 4.35 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC

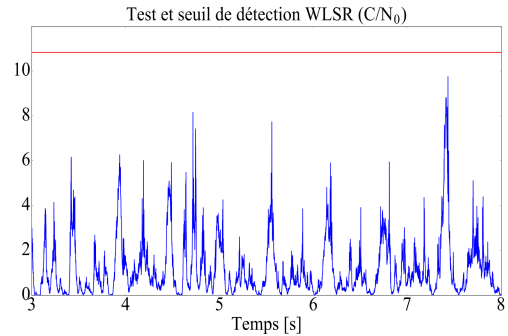


Fig. 4.36 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM

L'augmentation du bruit d'estimation du PVT, liée à la réception des signaux parasites, engendre une augmentation des bornes de protection, traduisant la baisse de la précision d'estimation du PVT; autrement dit, le navigateur assure désormais à l'utilisateur, selon une certaine probabilité, d'être situé dans des domaines spatiaux agrandis par rapport au cas optimal. Néanmoins, les multi-trajets étant peu dégradants, les bornes de protection restent relativement faibles et inférieures aux bornes d'alerte pour les deux algorithmes étudiés.

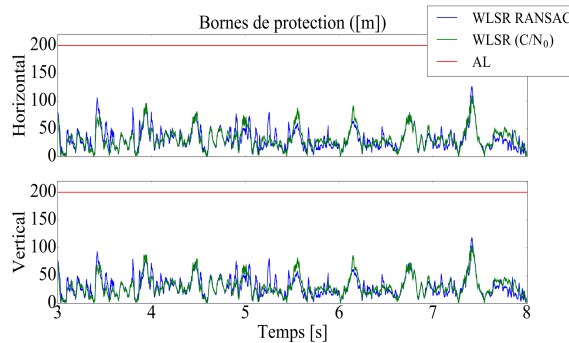


Fig. 4.37 – Bornes de protection horizontale et verticale ([m])

En résumé, la réception de multi-trajets dynamiques impacte les facteurs d'intérêt suivants dans ce scénario :

- **PVT** : la présence des signaux parasites augmente le bruit d'estimation du PVT,
- **Ratios signal à bruit** : les ratios C/N_0 présentent un comportement oscillatoire généré par la réception simultanée du LOS et des signaux réfléchis,

- **Estimation des DOA** : basé sur un modèle de signal nominal, ESPRIT est perturbé par la réception de signaux non souhaités, engendrant alors un bruit d'estimation augmenté, voire également des oscillations sur l'erreur d'estimation.

Ces observations ont des répercussions logiques sur le contrôle autonome d'intégrité fourni par chaque méthode. Ce scénario met notamment en évidence la capacité de détection de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC vis à vis d'incohérence d'évolution des DOA relative à travers l'émission de plusieurs alertes caractérisant des erreurs d'estimation dues aux signaux parasites captés par l'antenne réceptrice. Il faut toutefois noter que RANSAC n'est pas adapté à une telle configuration, où les jeux de données ne sont constitués que d'outliers ; ainsi, dans le cas où l'estimation de l'ensemble des DOA est biaisée de la même manière, la pondération ne permet pas de détecter finement des erreurs ; l'utilisation des bornes de protection est alors primordiale pour évaluer la fiabilité des informations fournies par le navigateur.

4.4.2.3 Masquage

Le dernier scénario étudie l'impact du masquage d'un signal direct sur les algorithmes de contrôle d'intégrité considérés. La voie G40 est masquée sur un intervalle de temps d'une seconde. De plus, 5 multi-trajets dynamiques de faible puissance sont captés sur la voie correspondante de manière simultanée. La figure 4.38 expose le comportement du PVT à travers les erreurs d'estimation de position dans les deux techniques. Eu égard du faible nombre de données disponibles, le masquage du LOS G40 dégrade fortement le positionnement. La synchronisation avec le code local n'étant plus vérifiée, le ratio signal à bruit chute brutalement sur la période de masquage (figure 4.39), attestant d'une perte de la poursuite du signal direct.

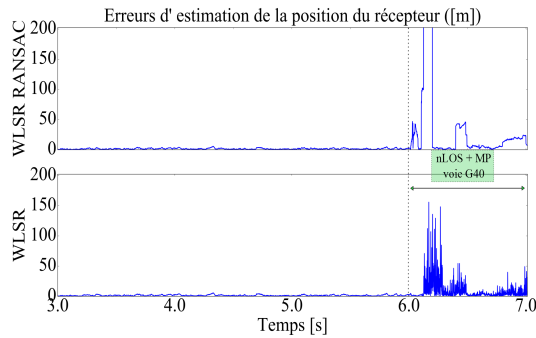


Fig. 4.38 – Erreurs de position du récepteur pour les algorithmes WLSR RANSAC et WLSR (C/N_0)

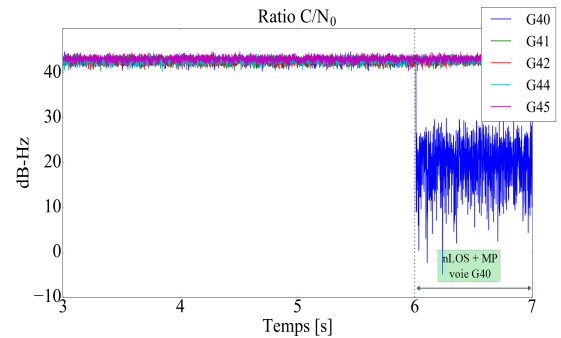


Fig. 4.39 – Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité

Les figures 4.40 et 4.41 exposent l'erreur d'estimation des DOA relatives de l'ensemble des satellites en visibilité. Impactant exclusivement la voie G40, le masquage invalide le modèle de signal utilisé par ESPRIT et biaise ainsi fortement l'estimation des DOA relatives correspondantes. Un puissant bruit d'estimation est observé, traduisant l'absence de signal direct.

Cet événement est représenté sur le skyplot des satellites considérés (figure 4.43) par les fluctuations brutales d'estimation des DOA relatives du satellite G40. Ainsi, l'incohérence d'évolution des DOA estimées sur la période de masquage est traduite par une hausse brutale du résidu RANSAC sur la voie G40, comme l'expose la figure 4.42.

Dans ce scénario, l'estimation du PVT est dégradée par l'événement de navigation courant, engendrant ainsi une détection d'erreur des deux algorithmes de contrôle d'intégrité (figures 4.44 et 4.27). L'instant de détection est commun dans les deux méthodes ; en effet, le positionnement est brutalement biaisé, impliquant une augmentation violente des résidus de pseudo-distance. Le type de pondération a donc ici peu d'impact sur les instants d'alertes émises par chaque technique.

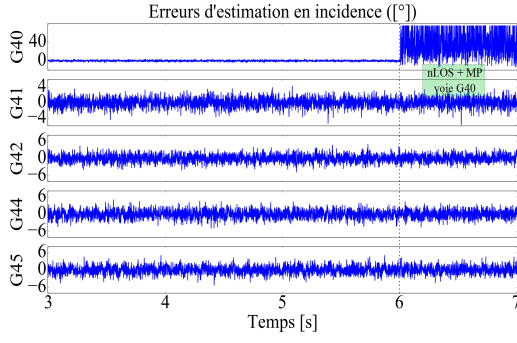


Fig. 4.40 – Erreurs d'estimation des incidences des satellites en visibilité

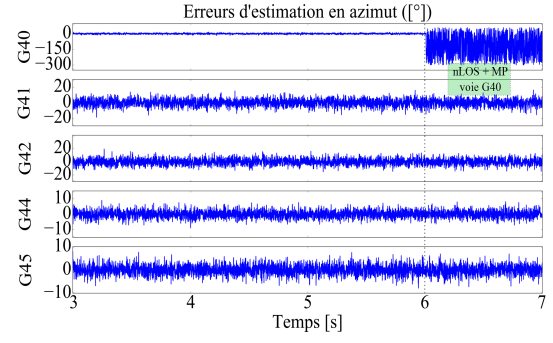


Fig. 4.41 – Erreurs d'estimation des azimuts des satellites en visibilité

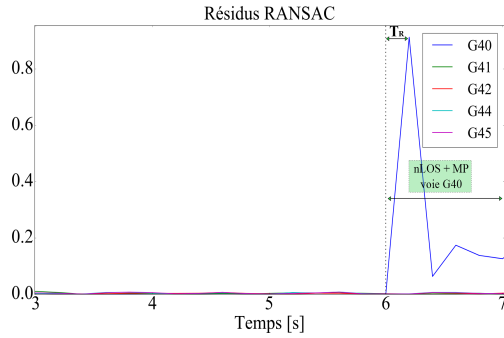


Fig. 4.42 – Résidus d'estimation RANSAC

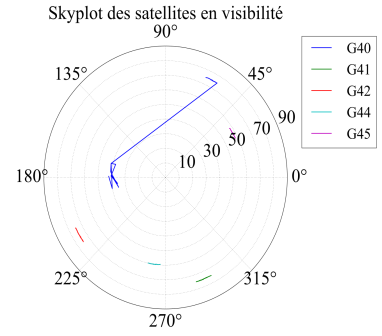


Fig. 4.43 – Skyplot des satellites considérés en fonction des DOA relatives estimées

Enfin, les bornes de protection sont exposées sur la figure 4.46. La première observation rejoint le comportement du PVT étudié précédemment : les bornes subissent une hausse brutale dans les deux types de contrôle. Ainsi, en ne considérant pas de système d'exclusion, les valeurs extrêmes des bornes rendent les algorithmes indisponibles. Deux remarques peuvent toutefois être soulignées. Tout d'abord, le dépassement des bornes d'alerte est antérieure dans le cas du WLSR RANSAC, rendant ainsi l'algorithme indisponible de manière légèrement anticipée par rapport au WLSR (C/N_0). De plus, lorsque l'erreur sur le PVT diminue, les bornes de l'algorithme conventionnel diminuent et deviennent parfois inférieures aux niveaux d'alertes. A l'inverse, le fort résidu RANSAC de la voie G40 préserve une forte valeur des bornes de protection WLSR RANSAC, conservant ainsi un état indisponible de l'algorithme.

Le masquage d'un signal direct a donc plusieurs répercussions majeures sur le contrôle autonome d'intégrité : en biaisant fortement le PVT, cet événement engendre à la fois la détection d'erreur et l'augmentation critique des bornes de protection attestant de la qualité d'estimation du positionnement. De plus, à l'instar du ratio signal à bruit C/N_0 , le résidu RANSAC est impacté par le biais provoqué par le masquage : la robustesse de l'estimation fournie RANSAC permet d'identifier clairement la voie erronée et de générer un ratio fort entre les résidus des inliers et des outliers. La contribution de la pondération RANSAC est alors d'autant plus importante, affinant la détection d'erreurs et le calcul des bornes de détection. L'exclusion de la voie erronée est alors simplifiée par l'intégration des résidus RANSAC par rapport à l'utilisation des C/N_0 .

4.4.3 Analyse de l'approche

Le paragraphe précédent a permis de souligner la contribution de l'utilisation des sorties RANSAC afin de quantifier la qualité d'estimation des DOA relatives sur chaque voie et de contrôler l'intégrité de manière autonome via les résidus d'estimation du modèle. Malgré les informations apportées par la diversité d'antennes, le traitement proposé présente plusieurs inconvénients qu'il est important d'identifier.

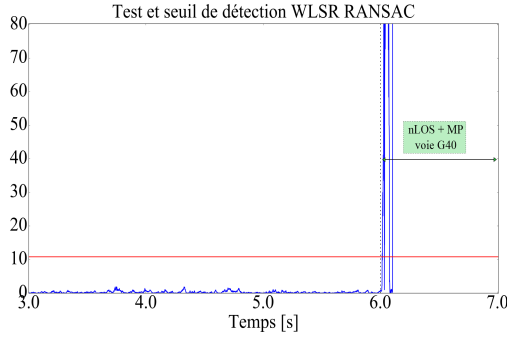


Fig. 4.44 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC

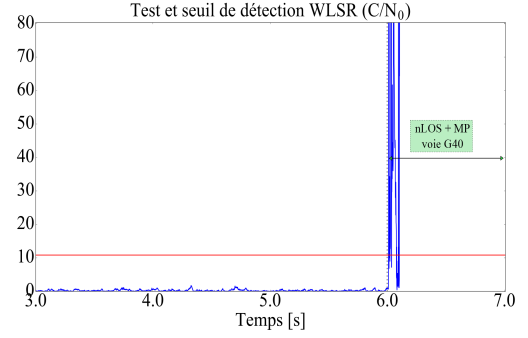


Fig. 4.45 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM

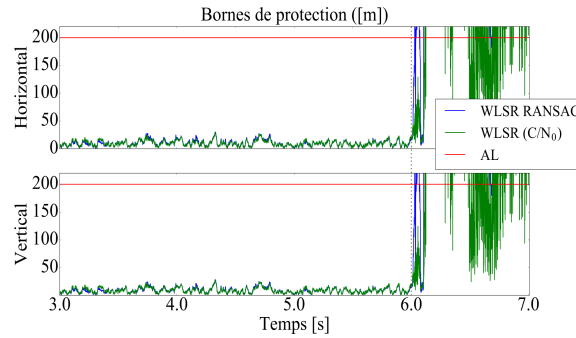


Fig. 4.46 – Bornes de protection horizontale et verticale ([m])

4.4.3.1 Limitations

Tout d'abord, la méthode développée est une méthode de type différentielle. Les résidus estimés, bases de la pondération implémentée, représentent la différence entre les données d'entrée et les données prédites. La figure 4.26 a alors montré le risque engendré par cette approche : seuls deux erreurs sont détectées, traduisant la période de biais d'estimation sur une voie. Ainsi, en n'utilisant pas la fonction d'exclusion, l'utilisateur ne serait pas en mesure d'être alerté par cet événement sur la totalité de la plage temporelle.

Par ailleurs, l'implémentation de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC a été notamment motivée par un obstacle majeur lié à la sélection brutale des voies présentée dans la section 4.3 : la différence d'évolution des DOA en fonction de l'élévation des satellites. L'intérêt d'une pondération des voies par les résidus permet d'intégrer progressivement l'information de cohérence fournie par RANSAC dans un contrôle autonome d'intégrité. Néanmoins, certaines configurations non adaptées à l'algorithme RANSAC (par exemple des signaux parasites sur la majorité des voies satellitaires) perturbent successivement l'estimation du modèle, le calcul des résidus RANSAC et ainsi la détection d'erreurs de navigation.

4.4.3.2 Gestion de l'exclusion

La technique développée dans ce chapitre suit le même formalisme que l'algorithme WLSR RAIM à la fois en termes de détection d'erreurs et d'exclusion. Ainsi en cas de détection, la sélection des voies est également basée sur la création de sous-groupes de satellites afin d'identifier la voie erronée puis de l'exclure de la solution de navigation. La figure 4.47 schématise l'implémentation de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC à travers l'utilisation d'un réseau d'antennes à 4 éléments.

Globalement, l'implémentation de ce contrôle d'intégrité permet à la fois d'utiliser la contribution de la technique a posteriori RAIM dans la détection d'erreur de pseudo-distance, et d'intégrer l'information de cohérence d'évolution des DOA relatives afin d'informer l'utilisateur de potentielles anomalies sur les voies. Cet apport permet au récepteur de caractériser finement l'environnement

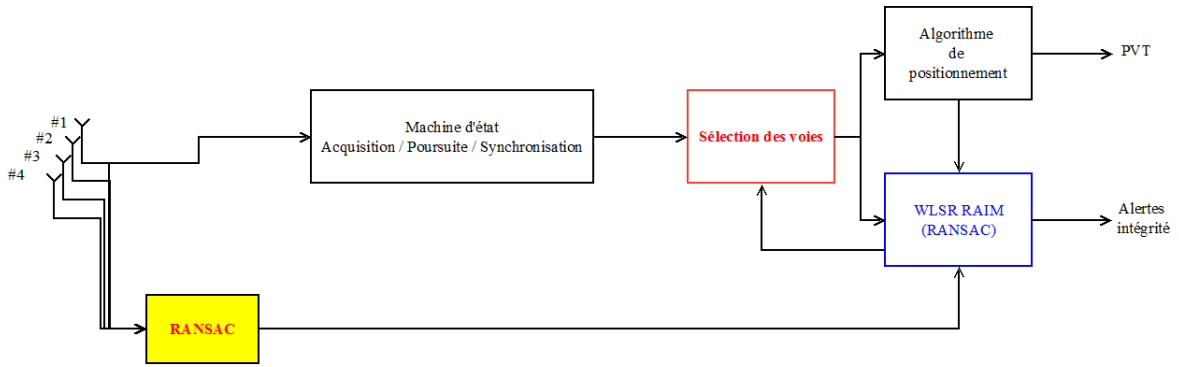


Fig. 4.47 – Schéma d'implémentation de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC

proche de l'utilisateur et d'anticiper de futurs risques sur la navigation préalablement détectés sur le comportement des DOA.

Dans l'ensemble du chapitre, le réseau d'antennes a été dédié à la seule estimation des DOA. En effet, la machine d'état du récepteur (acquisition, poursuite, synchronisation et estimation du PVT) est uniquement traitée en mono-antenne, par l'antenne dite de référence du réseau. Ce choix traduit la priorité ciblée dans ce chapitre : l'estimation puis l'utilisation des informations de DOA dans un processus de contrôle d'intégrité. Nous n'utilisons pas de système de réjection de signaux parasites, ce qui nous permet donc de restreindre les blocs de traitement du signal et des données à une seule antenne. Néanmoins, intégrer les quatre antennes dans une navigation complète afin à la fois d'estimer les DOA et de filtrer spatialement les signaux captés est une perspective intéressante qui permettrait de robustifier la méthode proposée.

4.5 Conclusions

Sans connaissance a priori à la fois de la position des satellites et de l'attitude du récepteur, l'estimation des DOA requiert l'utilisation de la technologie multi-antennes en réception. Au vu du cahier des charges initialement établi, un réseau d'antennes (2×2) a été implémenté et conservé tout au long du chapitre, fournissant ainsi en temps réel l'estimation des DOA de chaque satellite en visibilité. Par ailleurs, ce choix n'est pas exclusif et les traitements développés sont adaptables à tout type de réseau en réception. L'algorithme ESPRIT a été choisi, au vu du compromis recherché entre qualité d'estimation et temps de calcul. Plus précisément, l'algorithme fournit au récepteur l'estimation des DOA dites « relatives », contenant l'information d'attitude du réseau d'antennes. L'évolution de l'ensemble des DOA relatives réelles suit donc théoriquement le comportement des angles de rotation 3D du réseau. Or, l'estimation des DOA peut être perturbée par plusieurs sources d'erreurs en environnement urbain : bruit, signaux parasites, masquage, etc. Dans ce cas, l'évolution jointe des DOA relatives estimées n'est plus cohérente, caractérisant ainsi la dégradation de l'environnement proche de l'utilisateur.

Afin de quantifier la confiance que l'on peut placer dans l'estimation des DOA relatives à travers l'évolution de la cohérence d'évolution des mesures, la méthode RANSAC a été introduite. Elle permet d'estimer de manière robuste le modèle mathématique qui régit un ensemble de points. La section 4.3 a exposé l'adaptation d'un tel algorithme à notre contexte de travail. A une fréquence d'étude f_R volontairement faible, RANSAC calcule une liste de résidus traduisant l'appartenance ou non de chaque satellite au modèle estimé. Ainsi, le premier contrôle autonome d'intégrité proposé a consisté à utiliser les satellites jugés intègres par RANSAC (« inliers ») et à exclure temporairement les satellites dont les résidus sont trop élevés (« outliers »), i.e. dont l'évolution des DOA estimée est incohérente par rapport à l'ensemble de la constellation visible. Certaines limitations à cette technique ont été mises en évidence, principalement liées au caractère brutal de la sélection. Une autre méthode a alors été implémentée et présentée dans le paragraphe 4.4.

Les résidus RANSAC portent l'information de qualité d'estimation des DOA par rapport au modèle robuste. Nous avons donc choisi de développer l'algorithme WLSR RAIM RANSAC basé sur la pondération des voies satellitaires par ces résidus. Les simulations présentées ont mis en évidence l'apport de la technologie multi-antennes dans la détection d'anomalies de l'évolution des DOA, permettant ainsi de caractériser l'environnement de l'utilisateur et potentiellement d'exclure les voies à fort résidu.

En résumé, l'information de DOA est intégrée dans la pondération des voies du formalisme conventionnel WLSR RAIM. La méthode proposée permet à la fois de détecter les erreurs de pseudo-distance de manière classique et d'utiliser l'information de cohérence de l'évolution jointe des DOA relatives. Certains défauts subsistent toutefois, liés à l'adaptation délicate de la méthode RANSAC à notre cas d'étude.

En conclusion, l'utilisation de la technologie multi-antennes a été exclusivement ciblée sur l'estimation des directions d'arrivée des signaux GNSS. La contribution de l'information des DOA a été démontrée par la détection d'incohérences lors de scénarios urbains. La méthode implémentée pourrait ainsi être étendue au filtrage des signaux parasites afin de contribuer à la fois à l'intégrité (détection d'erreurs de pseudo-distance et/ou d'estimation de DOA) et à la robustesse de la navigation.

Les travaux présentés jusqu'à présent soulignent donc l'apport novateur de paramètres clés dans le contrôle autonome d'intégrité (le signal GNSS brut et les DOA relatives des satellites en visibilité), appuyé par des simulations canoniques focalisées sur des erreurs typiques d'un environnement dégradé. Le chapitre suivant a pour objectif majeur de tester l'ensemble des méthodes implémentées dans un scénario complet réaliste afin d'évaluer leurs performances respectives et de mettre en correspondance la pertinence de chaque méthode avec les erreurs spécifiques rencontrées.

Chapitre 5

Etude de performances des algorithmes étudiés pour une navigation terrestre en milieu urbain

Sommaire

5.1	Introduction	135
5.2	Description du scénario Fermat	136
5.2.1	Paramètres d'initialisation	136
5.2.2	Caractérisation de l'environnement et évolution de la constellation	137
5.3	Etude des performances des algorithmes de contrôle d'intégrité	139
5.4	Conclusions	144

5.1 Introduction

Les précédents chapitres mettent en valeur la contribution des données GNSS brutes et des directions d'arrivée des signaux à l'intégrité de la navigation à travers des scénarios simulés sur des durées très faibles, pendant lesquelles l'utilisateur est confronté à diverses sources d'erreurs. Révélateurs de la sensibilité, de la robustesse et de la pertinence de chaque méthode, les exemples exposés ont toutefois l'inconvénient d'être très canoniques : en effet, les erreurs perturbant la navigation de l'utilisateur interviennent de manière très brutale, sur des intervalles de temps courts.

L'objectif majeur de ce chapitre final est de comparer les performances des algorithmes développés avec la technique conventionnelle WLSR RAIM dans un scénario réaliste qui simule le déplacement d'un mobile en milieu urbain sur une durée allongée par rapport aux configurations précédentes. Plus précisément, la sensibilité et l'anticipation de détection d'erreurs sont spécifiquement ciblées dans ce chapitre. Le logiciel Fermat génère la scène complète, en reconstituant en trois dimensions le centre ville de Toulouse ainsi que l'ensemble de la constellation visible Galileo. Les signaux émis par les satellites sont donc soumis aux erreurs potentielles liées aux obstacles proches de l'utilisateur (masquage, réflexions, diffractions). A l'image des chapitres précédents, nous ne considérons pas les erreurs de propagation atmosphérique, d'éphémérides, d'horloge ou encore de pannes satellites.

Le paragraphe 5.2 expose tout d'abord la description du scénario de navigation défini. Puis, les performances de navigation et des algorithmes de contrôle d'intégrité sont présentées dans le paragraphe 5.3. Enfin, le paragraphe 5.4 analyse la globalité du scénario et propose diverses perspectives potentielles afin d'optimiser les traitements.

5.2 Description du scénario Fermat

5.2.1 Paramètres d'initialisation

Le tableau 5.1 expose l'ensemble des paramètres de poursuite choisis pour le scénario final d'une durée de 20 secondes. Ce **temps de simulation** est un compromis idéal dans notre étude. En effet, le coût calculatoire important provient à la fois de la génération du signal Galileo à une fréquence d'échantillonnage de 30 MHz ainsi qu'aux processus de positionnement et de contrôle d'intégrité lancés en parallèle. Cette configuration limite ainsi nécessairement le temps de simulation. En effet, un temps de simulation de l'ordre de la minute engendrerait un coût trop important en l'état actuel du récepteur logiciel utilisé. Toutefois, la durée est suffisante pour établir une étude comparative de performances des algorithmes de contrôle autonome d'intégrité développés en présence de diverses sources d'erreur intervenant de manière réaliste.

Les choix de paramétrage effectués sont justifiés par le type d'environnement dans lequel l'utilisateur se déplace. Tout d'abord, l'**espacement des corrélateurs** est augmenté par rapport aux scénarios précédents. En effet, agrandir l'écart entre les corrélateurs Early (E) et Late (L) permet d'avoir un domaine de linéarité du discriminateur plus large [8]. En choisissant une fréquence d'échantillonnage haute (30 MHz), il est ainsi préférable de définir un espacement total supérieur afin d'augmenter la probabilité que les corrélateurs E et L soient situés sur la partie linéaire de la fonction d'autocorrélation.

De plus, les **bandes des boucles de poursuite** PLL et DLL sont également augmentées. En présence de potentiels signaux parasites perturbants, de fortes valeurs de bande augmentent le bruit de poursuite. En revanche ce choix permet de mieux suivre la dynamique de phase et de code du signal, qui peut être altérée par l'environnement contraint du récepteur. Les valeurs fixées permettent de répondre au compromis nécessaire entre le temps de réaction de la boucle (faible) et la poursuite de fortes dynamiques (optimisée).

Afin de tester l'ensemble des méthodes implémentées, et notamment l'algorithme WLSR RAIM RANSAC, un **réseau d'antennes** doit être utilisé en réception pour estimer les DOA des satellites considérés. La configuration de réseau précédemment exposée est de nouveau choisie. Les quatre capteurs sont utilisés simultanément uniquement pour l'estimation des DOA ; seule l'antenne de référence est destinée à l'acquisition, la poursuite, la synchronisation, le positionnement et le contrôle d'intégrité de la navigation pour l'ensemble des techniques utilisées.

Poursuite	
Temps de simulation	20 secondes
Fréquence d'échantillonnage	30 MHz
Temps d'intégration [ms]	1
Bande de boucle PLL [Hz]	25
Bande de boucle DLL [Hz]	2
Espacement des corrélateurs [Chip]	$[-0.25, 0, 0.25]$
Probabilité P_{fa}	10^{-3}
Probabilité P_{md}	10^{-5}
Borne d'alerte horizontale [ms]	200
Borne d'alerte verticale [ms]	200
Type de réseau d'antennes	Carré (2×2)
Espacement des capteurs	$\lambda/2$

Table 5.1 – Paramètres de poursuite

Un temps d'intégration nominal de 1 ms est fixé. Comme expliqué précédemment, un tel choix permet de comparer les performances des algorithmes dans un « cas pire ». Les performances de navigation du récepteur peuvent être améliorées en augmentant le temps d'intégration. L'utilisation de données simulées nous permet d'utiliser un tel temps d'intégration. Le traitement de données réelles en environnement urbain nécessiterait un paramétrage différent.

L'étude des performances des algorithmes D-RAIM et H-RAIM nécessitent le calcul des distributions de leurs tests de détection respectifs dans un cas sans faute afin d'évaluer de manière empirique leurs seuils de détection associés. Cette étape a été préalablement effectuée, ce qui permet au récepteur de comparer en temps réel l'ensemble des couples test-seuil pour les méthodes de

contrôle d'intégrité considérés. L'utilisation de l'approche empirique est notamment permise par l'approximation suivante : la géométrie satellite-récepteur est quasi fixe tout au long du scénario. Cette hypothèse est valide de part le faible temps de simulation choisi.

Seule la fonction de détection d'erreurs est activée dans le scénario actuel, pour l'ensemble des algorithmes testés. L'objectif majeur est de confronter les conclusions établies précédemment dans des configurations simplifiées à une navigation urbaine réaliste. La gestion des voies satellitaires (identification et exclusion) ainsi que le calcul des bornes de protection font partie des perspectives nécessaires à l'étude comparative complète des traitements établis.

5.2.2 Caractérisation de l'environnement et évolution de la constellation

La simulation courante décrit le parcours d'un récepteur terrestre dans le centre ville de Toulouse modélisé en trois dimensions par le logiciel Fermat. Huit satellites Galileo sont considérés, nommés G14, G16, G20, G21, G23, G26, G29 et G31. Lors des 5 premières secondes de simulation, l'ensemble des satellites sont visibles du récepteur, afin de permettre l'acquisition de l'ensemble des voies. Puis, trois des huit satellites sont confrontés aux problèmes de masquage et de réception de multi-trajets (G21, G23 et G29) ayant pour effet de dégrader l'estimation du positionnement. Les algorithmes de contrôle d'intégrité développés sont alors testés. L'hypothèse de non simultanéité des erreurs est conservée lors de ce scénario, i.e. une seule panne satellitaire peut intervenir à chaque instant.

Le logiciel Fermat génère la scène en déterminant la navigation terrestre du récepteur, son environnement proche ainsi que le positionnement des satellites en visibilité. La figure 5.1 expose la configuration urbaine dans laquelle le récepteur se déplace. Au long de la simulation, l'ensemble des satellites considérés émet un nombre élevé de rayons à travers la scène. Théoriquement infini, ce nombre est considérablement réduit par Fermat qui agrège en retard et en Doppler les signaux satellitaires sur chaque voie afin de réduire le coût calculatoire dans la génération du signal. La figure 5.2 montre un exemple de lancer de rayons modélisé par Fermat. Par ailleurs, l'évolution de la position réelle de l'utilisateur en trois dimensions au cours du temps est présentée dans le repère ECEF sur la figure 5.3.

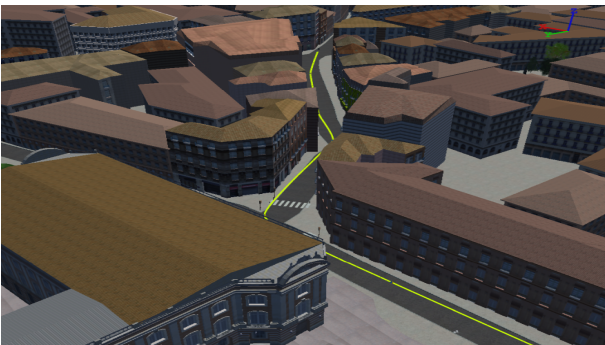


Fig. 5.1 – Modélisation 3D de l'environnement proche du récepteur

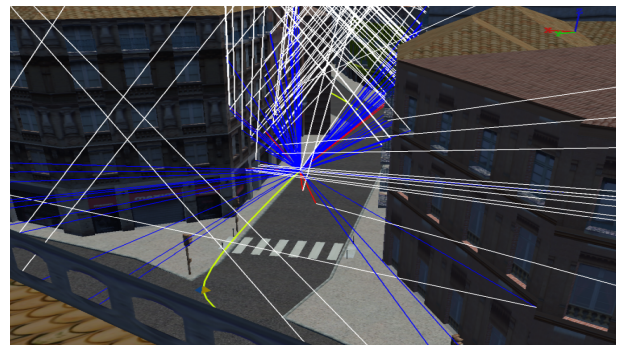


Fig. 5.2 – Lancer de rayons entre le satellite et le récepteur dans l'environnement urbain généré par Fermat

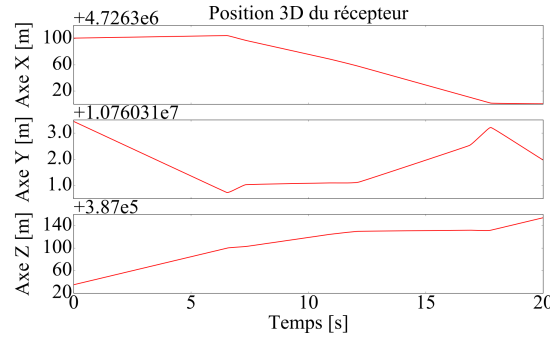


Fig. 5.3 – Evolution de la position 3D du récepteur au cours du temps

En définissant un scénario de 20 secondes et un parcours du récepteur sur le plan horizontal, les élévations (et donc incidences) des satellites varient nécessairement très faiblement et peuvent être considérées comme quasi fixes. La figure 5.4 valide cette observation en exposant l'évolution des élévations relatives réelles des satellites considérés. Le masquage des trois voies altérées est visible par l'absence de valeurs sur plusieurs portions temporelles. A l'inverse, les différents virages horizontaux suivis par l'utilisateur (figure 5.3) engendrent une variation non négligeable des azimuts relatifs. Comme expliqué dans le chapitre 4, les DOA relatives suivent l'évolution du comportement angulaire du réseau d'antennes en réception. La figure 5.5 expose le comportement des azimuts relatifs réels au cours du temps. Leur évolution est bien semblable et suit l'attitude temporelle du réseau d'antennes.

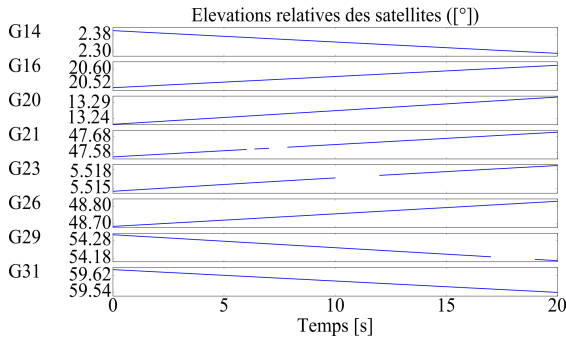


Fig. 5.4 – Evolution des élévations relatives réelles des satellites considérés

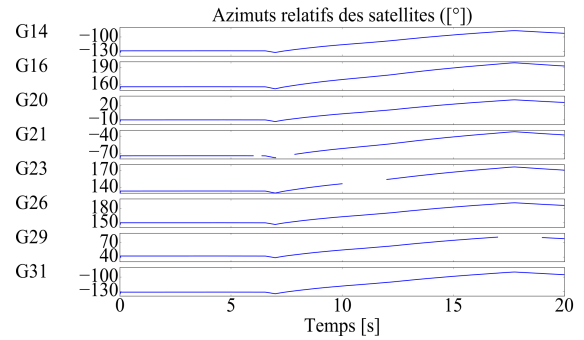


Fig. 5.5 – Evolution des azimuts relatifs réels des satellites considérés

La figure 5.6 schématise la visibilité de chaque satellite en fonction du temps. Trois niveaux de visibilité sont définis :

- Niveau 2 → cas LOS (réception nominale ou directe) : le signal direct est capté par l'antenne réceptrice,
- Niveau 1 → cas nLOS + MP (réception alternée) : le signal direct est bloqué et des signaux parasites type multi-trajets sont captés par l'antenne réceptrice, issus des obstacles proches de l'utilisateur,
- Niveau 0 → cas nLOS (réception bloquée) : masquage total de la voie correspondante.

La scène générée par Fermat engendre ainsi les zones de masquage suivantes pour les trois voies impactées :

- **G21** : réception alternée (nLOS + MP) sur la période [6, 8] sec,
- **G23** : réception alternée (nLOS + MP) puis réception bloquée (nLOS) sur la période [10, 12] sec,
- **G29** : réception alternée (nLOS + MP) puis réception bloquée sur la période [17, 19] sec.

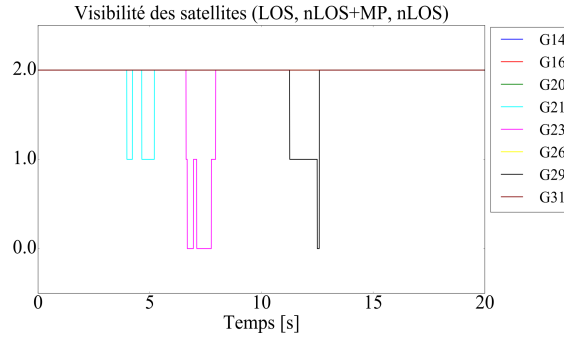


Fig. 5.6 – Visibilité des satellites au cours du temps

Enfin, le nombre total de signaux reçus sur chaque voie est exposé sur la figure 5.7. Cinq des huit voies ne reçoivent que le signal direct émis par les satellites correspondants. Par la suite, les trois voies impactées par les sources d'erreurs liées à l'environnement de navigation reçoivent successivement un nombre variable de signaux (G21, G23 et G29), traduisant le phénomène de génération de multi-trajets qui vient perturber la navigation de l'utilisateur.

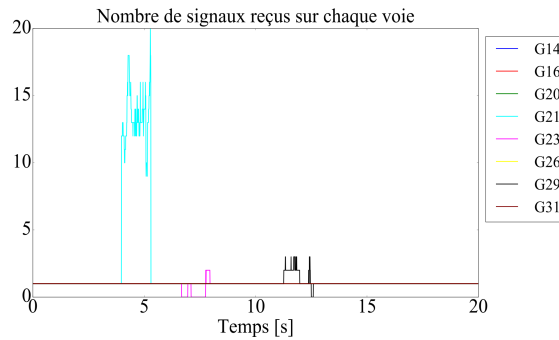


Fig. 5.7 – Nombre de signaux reçus sur chaque voie au cours du temps

Finalement, cinq voies sont intègres tout au long de la simulation afin d'assurer à la fois la continuité du positionnement pour l'ensemble des techniques testées et également le degré de liberté nécessaire à la détection d'erreurs sur les mesures de pseudo-distance. A chaque instant, seule une voie satellitaire est impactée par les phénomènes liés à l'environnement proche du récepteur. L'objectif de la section suivante est donc d'évaluer et de comparer les performances de détection d'erreurs des algorithmes de contrôle d'intégrité suivants :

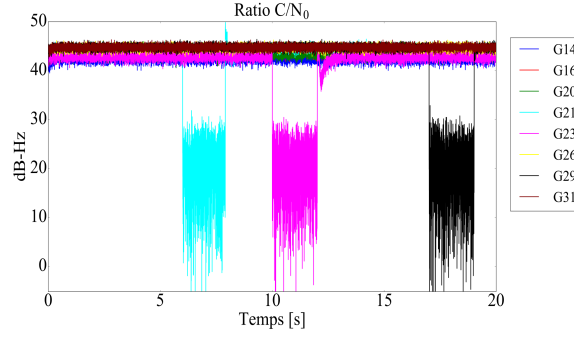
- WLSR RAIM C/N_0 (algorithme de référence)
- WLSR RAIM RANSAC
- Direct-RAIM
- Hybrid-RAIM

5.3 Etude des performances des algorithmes de contrôle d'intégrité

Globalement, la navigation du récepteur est altérée sur les segments suivants :

- ① [6, 8] secondes sur la voie G21,
- ② [10, 12] secondes sur la voie G23,
- ③ [17, 19] secondes sur la voie G29 ;

L'impact de ces trois événements successifs est tout d'abord visible sur les ratios signal à bruit exposés sur la figure 5.8 : en effet, une chute brutale des C/N_0 est clairement observable sur les périodes de réception alternée et bloquée. Nous pouvons toutefois noter que lorsque la réception devient de nouveau nominale (signal direct reçu), les niveaux de C/N_0 sont logiquement augmentés jusqu'à leur valeur initiale, caractérisant une re-synchronisation des codes locaux avec les codes réels générés sur les voies G21, G23 et G29.


 Fig. 5.8 – Ratios signal à bruit C/N_0 pour les N_{sat} satellites en visibilité

Les figures 5.9 et 5.10 montrent les erreurs d'estimation sur les DOA relatives au cours du temps, soit la différence entre les estimations fournies par ESPRIT et les valeurs réelles.

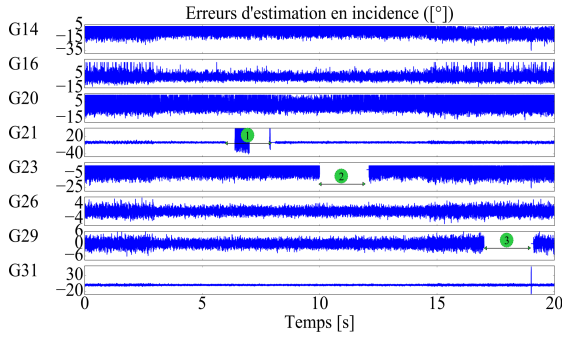


Fig. 5.9 – Erreurs d'estimation des incidences des satellites en visibilité

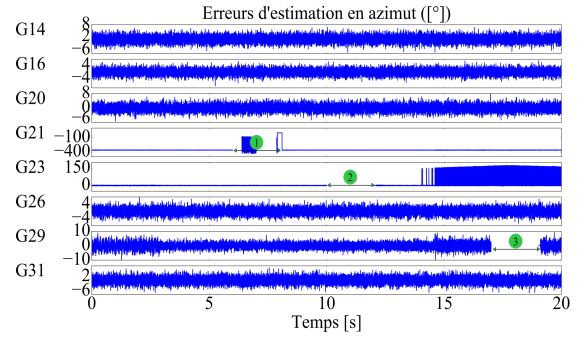


Fig. 5.10 – Erreurs d'estimation des azimuths des satellites en visibilité

Ces figures montrent que les DOA relatives sont correctement estimées sur les 5 voies non impactées par les sources d'erreur : les erreurs d'estimation oscillent autour d'une moyenne nulle avec une variance de l'ordre de quelques degrés. En revanche, les masquages des signaux directs sur les 3 voies altérées engendrent nécessairement des incohérences dans l'évolution des DOA relatives estimées. L'algorithme RANSAC traduit ces erreurs par l'augmentation des résidus RANSAC sur les voies correspondantes, définies comme outliers par rapport à la constellation visible. La figure 5.11 matérialise ce constat et montre que les résidus des voies G21, G23 et G29 augmentent successivement au cours du temps. Les rapports entre ces valeurs et les résidus des inliers atteignent des valeurs élevées accentuant ainsi la sensibilité de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC. Par ailleurs, le skyplot des satellites en visibilité est représenté sur la figure 5.12 et schématise l'incohérence d'évolution des DOA estimées sur les trois voies impactées à la fois par la réception des multi-trajets et par le masquage des signaux directs.

Les figures précédentes présentent l'impact des sources d'erreurs sur les paramètres GNSS clés utilisés à la fois dans les algorithmes de positionnement et de contrôle d'intégrité étudiés dans l'ensemble du travail de thèse. Le comportement des erreurs de position et des tests de détection pour chaque méthode d'intérêt sont ainsi introduits ci-dessous.

• WLSR RAIM (C/N_0)

La figure 5.13 montre l'erreur d'estimation de la position de l'utilisateur réalisée par le système de positionnement couplé à l'algorithme WLSR RAIM (C/N_0). Les trois périodes de dégradation du signal reçu engendrent des biais importants sur l'estimation du positionnement, jusqu'à 50 mètres d'erreur. Ces erreurs ont pour conséquence logique trois périodes de détection d'erreurs

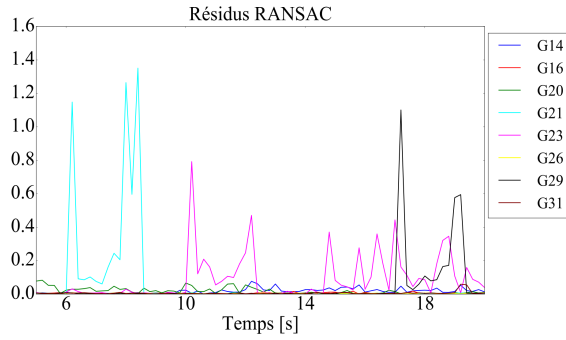


Fig. 5.11 – Résidus d'estimation RANSAC

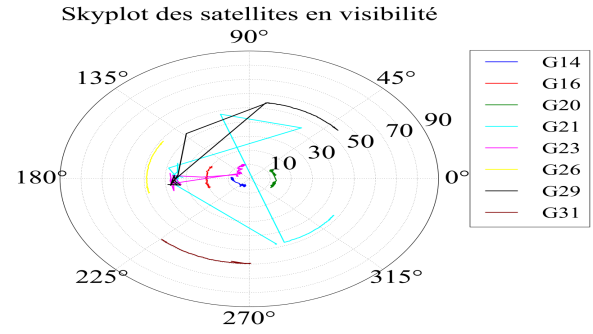


Fig. 5.12 – Skyplot des satellites considérés en fonction des DOA relatives estimées

(figure 5.14) sur lesquelles le test de détection est à la fois affecté par les erreurs sur les mesures de pseudo-distance et sur les chutes des ratio C/N_0 . Il faut toutefois noter que les erreurs d'estimation du PVT ne divergent pas et sont contenues dans des bornes de l'ordre de quelques dizaines de mètres.

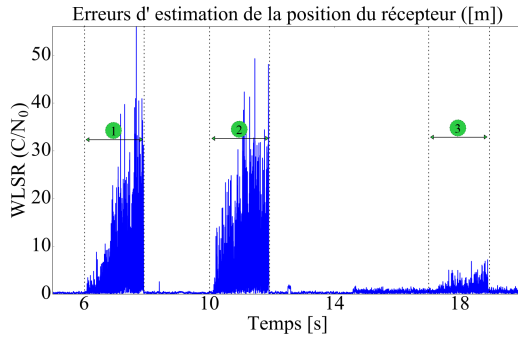


Fig. 5.13 – Erreurs de position du récepteur pour l'algorithme WLSR RAIM (C/N_0)

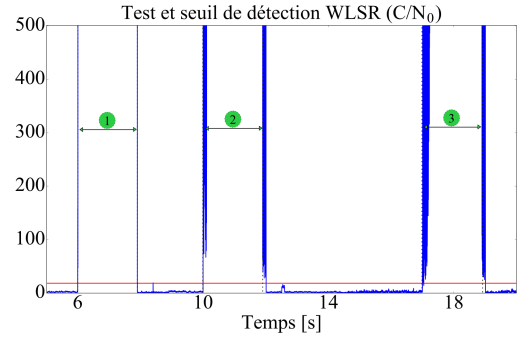


Fig. 5.14 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM (C/N_0)

. WLSR RAIM RANSAC

Dans le cadre de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC, l'erreur d'estimation du PVT est présentée sur la figure 5.15. Tout d'abord, la fréquence de calcul RANSAC, nettement inférieure à $1/T_{int}$, engendre une variation des estimations plus lente par rapport au WLSR RAIM (C/N_0). De plus, de forts biais d'estimation liés aux diverses sources d'erreur sont observés, et sont accentués par rapport à l'algorithme WLSR RAIM (C/N_0). Cette différence provient de la sensibilité des résidus RANSAC par rapport aux ratios signal à bruit, mise en évidence dans le chapitre 4. Cette caractéristique impacte également le test de détection de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC (figure 5.16). En effet, hors des périodes où les sources d'erreurs dégradent le signal reçu, l'algorithme détecte des erreurs liées au comportement des résidus, attestant d'évolutions incohérentes des DOA relatives estimées au cours du temps. L'utilisation d'une pondération basée sur les résidus RANSAC par rapport aux ratios signal à bruit réside donc dans l'identification des voies erronées : en effet, la robustesse et la sensibilité de l'algorithme RANSAC permettent d'améliorer la fonction d'identification dans l'algorithme WLSR RAIM RANSAC. La figure 5.11 traduit cette capacité.

La figure 5.10 montre des erreurs d'estimation fortes sur la voie G23 sur la période [15, 20] secondes sur laquelle la navigation est nominale. Ces erreurs proviennent de défauts internes au récepteur et ne sont pas liées à un biais sur le positionnement. Ces observations montrent l'intérêt majeur d'utiliser le résidus RANSAC dans un algorithme de contrôle autonome d'intégrité pour détecter à la fois des erreurs de positionnement et des incohérences dans l'évolution des DOA relatives, apportant un degré de liberté supplémentaire par rapport aux techniques RAIM conventionnelles.

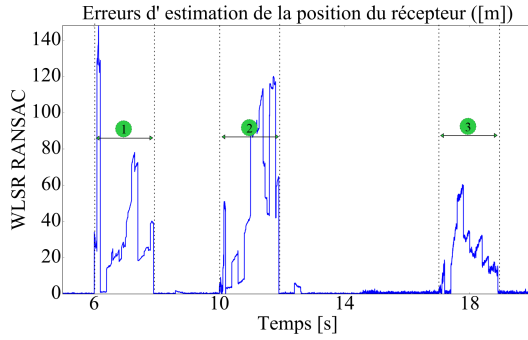


Fig. 5.15 – Erreurs de position du récepteur pour l'algorithme WLSR RAIM RANSAC

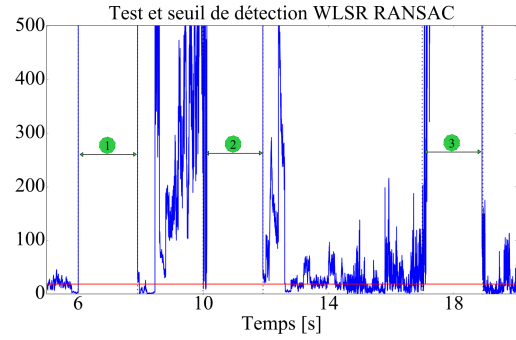


Fig. 5.16 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC

. Direct-RAIM

Le chapitre 3 a présenté les conséquences d'erreurs liées à la navigation urbaine sur l'algorithme D-RAIM en termes de positionnement et de contrôle d'intégrité. Les conclusions établies dans ce chapitre sont observables sur les figures 5.17 et 5.18. En effet, l'impact des périodes de masquages et de réception de multi-trajets engendrent des erreurs d'estimation de position nettement supérieures aux techniques a posteriori. Ce constat provient de la pondération particulière des voies satellitaires par les covariances asymptotiques des retards, basées sur le modèle de signal a priori. Or, les sources d'erreurs dégradent voire invalident totalement ce modèle, biaisant considérablement les bases de développement du D-RAIM, ce qui explique l'allure des erreurs d'estimation de position par rapport aux approches a posteriori. Par ailleurs, la figure 5.18 montre que l'algorithme détecte effectivement les trois périodes de dégradation du signal par l'augmentation brutale du test de détection. De plus, les périodes de détection d'erreurs sont élargies par rapport aux techniques a posteriori, permettant notamment d'anticiper légèrement la présence d'erreurs ou d'incohérences en réception (principale conclusion établie dans le chapitre 3). Par ailleurs, la principale limitation théorique du D-RAIM réside dans le risque de sous-estimation d'erreurs, par exemple en cas de réception de forts signaux parasites. Dans ce scénario, les sources d'erreurs ne sont pas suffisamment perturbantes pour engendrer un tel risque.

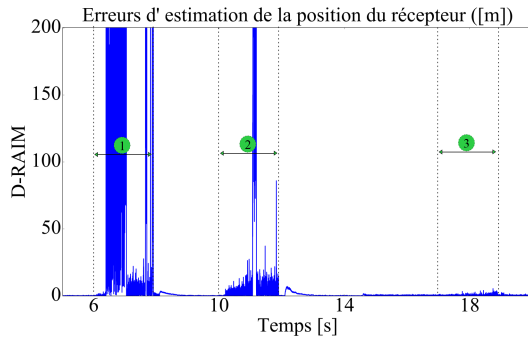


Fig. 5.17 – Erreurs de position du récepteur pour l'algorithme D-RAIM

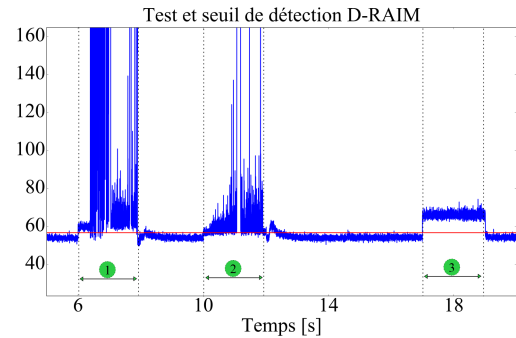


Fig. 5.18 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme D-RAIM

. Hybrid-RAIM

La figure 5.19 montre l'erreur de PVT engendrée par l'algorithme H-RAIM. De même que la technique H-RAIM, la contribution de l'approche a priori engendre des biais d'estimation nettement supérieurs aux méthodes a posteriori. Par ailleurs, la figure 5.20 présente l'allure du test de détection H-RAIM par rapport au seuil de détection : les trois périodes d'erreurs sont effectivement détectées par l'algorithme. De plus, l'utilisation des covariances asymptotiques des retards dans le test H-RAIM permet également de réduire les temps de détection et ainsi d'émettre une alerte ponctuelle à l'utilisateur, antérieure aux méthodes a posteriori conventionnelles.

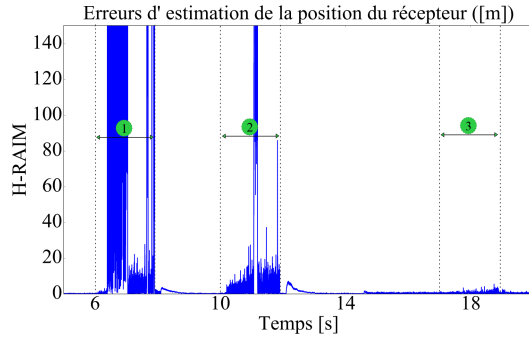


Fig. 5.19 – Erreurs de position du récepteur pour l'algorithme H-RAIM

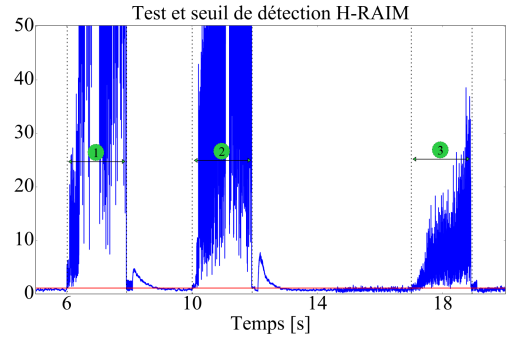


Fig. 5.20 – Couple test - seuil de détection de l'algorithme H-RAIM

Globalement, les sources d'erreur qui impactent le récepteur sont typiques d'une navigation terrestre en environnement urbain. Les quatre méthodes d'intérêt parviennent à détecter ces erreurs sur les intervalles de temps définis. Des différences majeures subsistent et rejoignent les conclusions apportées dans les chapitres précédents. Dans ce chapitre, nous avons choisi de mettre en évidence exclusivement la contribution des techniques novatrices implémentées en terme d'**anticipation** d'erreurs de navigation par rapport au WLSR RAIM conventionnel. En effet, les algorithmes D-RAIM et H-RAIM bénéficient de la contribution a priori par la détection anticipée des erreurs (masquage et réception de multi-trajets) permettant d'alerter l'utilisateur de manière antérieure aux techniques a posteriori et de qualifier précisément l'environnement proche du récepteur. Les instants de détection de l'ensemble des techniques restent toutefois peu espacés. Ce constat provient de la brutalité d'apparition des erreurs, qui ne permet pas d'observer des différences flagrantes. Dans des conditions de navigation réelles, la contribution de l'approche a priori serait davantage mise en évidence par l'anticipation prononcée des détections d'erreurs et/ou d'incohérences en réception. On peut imaginer que cette observation serait d'autant plus flagrante qu'un faible nombre de satellites est visible par l'utilisateur.

Par ailleurs, les performances de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC permettent d'observer la sensibilité apportée par l'utilisation des résidus d'estimation RANSAC par rapport aux facteurs de qualité de type C/N_0 ; au delà de la robustesse de la méthode, RANSAC permet de caractériser finement la fiabilité de chaque voie par rapport à l'évolution des DOA. A la différence des méthodes a posteriori conventionnelles, l'algorithme WLSR RAIM RANSAC peut à la fois détecter les erreurs sur les mesures de pseudo-distance ainsi que les incohérences sur l'estimation des DOA avec une sensibilité accrue. Cette observation le potentiel d'une telle méthode dans l'**identification** des voies satellitaires erronées. Afin de matérialiser ce constat, la figure 5.21 expose les bornes de protection horizontale et verticale calculées par les techniques WLSR RAIM (C/N_0) et WLSR RAIM RANSAC. Les deux premières sources d'erreur engendrent le dépassement des bornes d'alerte sur les plans horizontaux et verticaux, traduisant une navigation trop risquée par rapport aux valeurs des bornes d'alertes choisies. Toutefois, on observe que l'algorithme WLSR RAIM RANSAC est théoriquement indisponible de manière antérieure au WLSR RAIM (C/N_0), traduisant l'impact significatif de l'augmentation des résidus des voies impactées sur le PVT et sur le contrôle d'intégrité par rapport aux chutes des ratios signal à bruit.

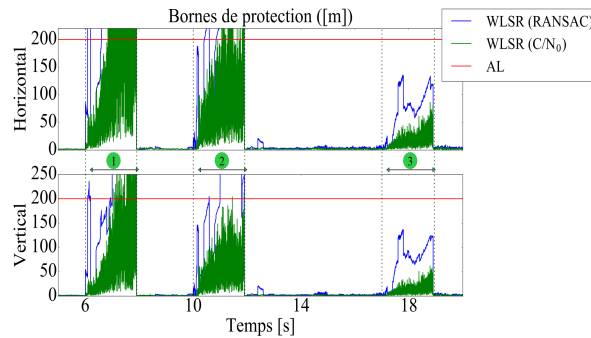


Fig. 5.21 – Bornes de protection horizontale et verticale (H-RAIM)

Finalement, un autre aspect évoqué dans le chapitre 3 est de nouveau observé dans ce scénario urbain : les erreurs qui dégradent fortement le signal reçu perturbent significativement l'estimation du PVT pour les approches D-RAIM et H-RAIM, basées sur une approche a priori. En effet, les erreurs d'estimation sont nettement supérieures par rapport aux techniques a posteriori. À l'inverse, les techniques a priori permettent d'anticiper la détection de ces erreurs. Un compromis est donc nécessaire dans la recherche d'une technique de contrôle d'intégrité optimale. La méthode H-RAIM avait pour objectif de coupler les deux approches afin de combiner leurs contributions respectives. Afin de limiter les biais d'estimation sur le PVT et de détecter le plus rapidement possible les incohérences en réception, le couplage suivant pourrait être envisagé dans des travaux futurs :

- **Contrôle d'intégrité** : l'approche a priori permettrait de détecter en amont toute erreur ou incohérence de manière antérieure aux techniques a posteriori ; ainsi, en cas de détection, l'algorithme devrait identifier la ou les voie(s) défaillante(s) puis l'(les) exclure,
- **Estimation du PVT** : l'approche a posteriori utiliserait la sélection des voies fournies en amont afin d'estimer le positionnement de l'utilisateur.

Le principe d'hybridation envisagé permettrait donc d'améliorer et de robustifier l'identification et l'anticipation des erreurs que l'utilisateur peut rencontrer en environnement contraint. L'approche a priori viendrait donc en complément de la technique RAIM.

5.4 Conclusions

Ce chapitre final avait pour objectif majeur de tester les algorithmes de contrôle d'intégrité développés dans le cadre d'un scénario urbain plus réaliste, vis à vis de l'algorithme de référence WLSR RAIM (C/N_0). Généré par le logiciel Fermat sur une période de vingt secondes, le scénario de navigation a considéré l'impact de deux sources majeures d'erreur : le masquage de signaux directs et la réception de multi-trajets. Initialement, huit satellites Galileo sont visibles par le récepteur. Au cours de la simulation cinq voies ne sont pas impactées par ces erreurs, assurant ainsi les quatre voies nécessaires au positionnement et la voie redondante pour détecter la présence d'erreur sur les mesures. Finalement, trois voies sont altérées de manière non simultanée.

Les chapitres 3 et 4 ont permis de mettre en évidence les qualités des techniques D-RAIM, H-RAIM et WLSR RAIM RANSAC dans des scénarios canoniques typiques de la navigation urbaine. L'implémentation du scénario final a permis de conforter les conclusions apportées précédemment à la fois sur la pertinence de leur utilisation, de leur contribution dans un contexte urbain mais également sur leurs limitations. L'approche a priori permet d'anticiper la détection d'incohérences en réception par rapport aux techniques RAIM conventionnelles et permet ainsi d'alerter l'utilisateur de potentiels dangers afin qu'il puisse adapter sa navigation en conséquence. Toutefois, au delà du risque de sous-estimation d'erreurs inhérent au caractère a priori du modèle, la technique D-RAIM est davantage sensible aux erreurs de masquage, engendrant de forts biais sur le positionnement par rapport aux algorithmes a posteriori qui apportent plus de robustesse. Ces constats ont tout d'abord engendré l'implémentation de l'algorithme H-RAIM qui définit le couplage des approches a priori et a posteriori dans un unique test de détection. Puis, l'étude des performances des algorithmes développés a motivé l'idée d'une potentielle technique d'hybridation dans la recherche d'un couplage optimal pour le système de navigation complet (algorithme de positionnement et algorithme de contrôle autonome d'intégrité) : l'approche a priori permettrait d'évaluer l'intégrité des voies satellitaires, puis l'approche a posteriori estimerait le PVT de l'utilisateur en temps réel en utilisant la sélection préalablement établie en amont.

L'implémentation de l'algorithme WLSR RAIM RANSAC a mis en évidence la pertinence d'une pondération des voies par les résidus RANSAC qui mesurent la fiabilité de chaque voie en terme d'évolution des DOA relatives. La comparaison avec l'algorithme WLSR RAIM (C/N_0) a permis d'évaluer la sensibilité apportée les résidus RANSAC par rapport aux ratios signal à bruit à la fois dans la détection d'erreurs et également dans l'identification des voies erronées : en effet, le comportement des résidus permet clairement de cibler les incohérences individuelles sur chaque voie de manière beaucoup plus précise et robuste que dans le cas de pondération de type (C/N_0). La contribution de l'estimation des DOA par l'utilisation d'un réseau d'antennes est clairement explicite dans un tel scénario urbain : la fonction d'identification des voies erronées est grandement facilitée par la robustesse et la sensibilité de l'algorithme RANSAC.

Dans la scène générée, seule la détection d'erreurs a été traitée. En effet, le développement d'un algorithme de contrôle autonome d'intégrité complet nécessite l'implémentation des fonctions de détection, d'identification et d'exclusion d'erreurs ainsi que le calcul des bornes de protection. Dans le cas des approches a priori, la statistique des tests n'a pas pu être analytiquement établie, empêchant ainsi l'établissement et le calcul des bornes. Toutefois, en implémentant l'hybridation de deux techniques a priori et a posteriori, le système de navigation pourrait utiliser les bornes de protection de référence de l'approche a posteriori tout en utilisant le système de détection de l'approche a priori. Cette perspective semble la plus réaliste et la plus pertinente afin d'exploiter la contribution de l'ensemble des méthodes étudiées. Par ailleurs, afin d'évaluer concrètement ces performances, il est nécessaire de tester les algorithmes dans des conditions de navigation réelles, en environnement dégradé afin de confronter le récepteur aux sources d'erreurs les plus dégradantes pour le positionnement.

Conclusion

Ce travail de thèse a traité de la problématique du contrôle d'intégrité de la navigation d'un récepteur terrestre se déplaçant en environnement contraint. Les applications critiques requièrent à la fois des informations précises et fiables afin de garantir une sécurité maximale des utilisateurs. Dans le contexte aéronautique, l'OACI a défini des métriques caractérisant les performances de navigation que doivent respecter l'ensemble des aéronefs civils. De manière conventionnelle, le système de positionnement est couplé en réception avec un processus de contrôle autonome d'intégrité. Les techniques classiques de contrôle d'intégrité de type RAIM offrent de hautes performances notamment pour l'aviation, application caractérisée par un environnement de navigation spécifique en croisière (forte visibilité des satellites, peu de signaux réfléchis reçus). Toutefois, ces méthodes ne sont pas adaptées à la navigation en milieu contraint, pour laquelle peu de satellites sont visibles et où des sources d'erreurs à fort impact sont récurrentes (multi-trajets, interférences, masquage, bruits divers, etc.). Divers travaux ont été proposés dans la littérature tendant à contourner les limitations inhérentes aux principes des contrôles autonome d'intégrité utilisés pour des applications ou contextes très ciblés. Toutefois, jusqu'à présent, aucune étude n'a permis d'établir un algorithme complet, basé exclusivement sur les données GNSS, compatible avec tout contexte de navigation, et en particulier le milieu urbain. L'objectif majeur de la thèse était donc d'étudier les moyens d'amélioration potentiels afin d'optimiser l'évaluation de l'intégrité du positionnement de l'utilisateur.

La première partie du travail présenté a été consacrée à l'étude de l'intégration du signal GNSS brut directement reçu dans un processus de contrôle autonome d'intégrité (Chapitre 3). En effet, l'un des principaux défauts des techniques RAIM réside dans le caractère a posteriori du concept ayant plusieurs conséquences dégradantes : la sensibilité de détection d'erreurs est nécessairement réduite car l'algorithme est uniquement basé sur les mesures de pseudo-distance et ne considère pas toute l'information fournie par l'étape de corrélation ; de plus, les modèles d'erreur définis par le budget UERE adaptés pour l'aviation civile ne sont plus valides en environnement urbain, qui présente des problématiques bien distinctes. Afin de contourner ces inconvénients, nous avons développé une approche a priori basée sur le signal GNSS brut qui contient intrinsèquement toutes les informations nécessaires à l'évaluation de l'intégrité du positionnement. La technique Direct-RAIM (D-RAIM) a ainsi été implémentée. Contrairement aux techniques conventionnelles RAIM, D-RAIM relie directement le signal GNSS aux sorties du navigateur, permettant d'estimer la cohérence du PVT estimé par rapport aux données GNSS pré-corrélation captées par l'antenne réceptrice, intactes de tout post-traitement. Testé sous le logiciel Fermat dans plusieurs scénarios typiques d'un environnement urbain, l'algorithme a montré une forte sensibilité de détection par rapport au WLSR RAIM utilisé comme algorithme de référence. En effet, le caractère a priori du test de détection permet à l'utilisateur d'être averti de la présence de toute incohérence entre les voies considérées, avec ou sans impact significatif sur le PVT. La sélection des voies peut donc être adaptée afin d'anticiper d'éventuels risques sur la navigation, non détectables par RAIM. Toutefois, l'approche a priori peut être mise en défaut par la présence de fortes erreurs sur le signal reçu invalidant alors le modèle de base (signaux parasites forts, masquage, etc.). Dans certaines configurations, ces erreurs peuvent être sous estimées. C'est l'inconvénient majeur du Direct-RAIM, auquel n'est pas soumis le WLSR RAIM. Finalement, les processus WLSR RAIM et D-RAIM présentent des avantages/défauts respectifs distincts qui rendent les deux méthodes compatibles. Afin de répondre aux problématiques soulignées et d'optimiser le contrôle autonome d'intégrité, un couplage entre ces techniques a posteriori et a priori a donc été pensé. L'algorithme résultant a été nommé Hybrid-RAIM (H-RAIM) et met à profit à la fois la sensibilité apportée par l'approche a priori et la robustesse fournie par l'approche classique a posteriori.

Après avoir démontré la contribution du signal GNSS brut dans un contrôle d'intégrité, l'utilisation d'un autre paramètre a été discutée : les directions d'arrivée des signaux satellitaires. Généralement non introduites dans les algorithmes conventionnels de contrôle en réception, les DOA sont directement liées à plusieurs paramètres de navigation (attitude et position des émetteurs et du récepteur, fréquences Doppler, type d'environnement) et représentent donc un intérêt majeur dans l'évaluation de l'intégrité de la navigation. Sans connaissance a priori, les DOA peuvent être estimées en réception grâce à la technologie multi-antennes. Nous avons donc mis en place un réseau d'antennes (2×2) de petite taille, intégrable sur tout type de mobile, permettant de fournir en temps réel l'estimation des DOA pour l'ensemble des satellites en visibilité. En considérant des temps de simulation de l'ordre de la minute, l'évolution jointe des DOA au cours du temps suit théoriquement l'évolution de l'attitude 3D du réseau d'antennes. L'objectif de notre approche a donc été d'évaluer la cohérence du comportement de chaque DOA et d'établir un processus de contrôle autonome d'intégrité utilisant cette information (Chapitre 4). Dans ce sens, l'algorithme d'estimation robuste RANSAC a été introduit et adapté au contexte d'étude dans le but de mesurer la confiance que l'utilisateur peut placer dans l'estimation des DOA fournie par le récepteur au cours de la simulation. RANSAC estime le modèle mathématique régissant le comportement des DOA qui, dans une navigation optimale, est commun à tous les satellites en visibilité. L'algorithme quantifie la distance entre chaque voie satellitaire et le modèle RANSAC par l'intermédiaire de résidus d'estimation qui sont d'autant plus élevés que le comportement des DOA est incohérent. La méthode WLSR RAIM RANSAC a ainsi été implémentée, basée sur une pondération issue des résidus RANSAC. Les divers scénarios étudiés montrent la pertinence d'intégration de telles informations dans un contrôle autonome d'intégrité : l'utilisateur est alerté à la fois en présence d'erreurs sur le positionnement (contribution de l'approche RAIM) et en présence d'erreurs d'estimation de DOA dues à n'importe quels problèmes de poursuite et/ou à des sources d'erreur spécifiques, non détectables dans la technique WLSR RAIM conventionnelle. La sensibilité de RANSAC est répercutée sur le test de détection WLSR RAIM RANSAC : en effet, contrairement à la pondération de type C/N_0 , la pondération par les résidus permet la détection affinée d'incohérences en réception, invisibles pour le test WLSR RAIM (C/N_0) car l'impact sur les ratios signal à bruit est moins significatif. En conclusion, les résidus RANSAC apportent des informations précieuses quant à la qualité de l'environnement proche du récepteur et la technologie multi-antennes permet donc d'affiner la détection d'erreurs en réception et ainsi de contribuer à l'intégrité de la navigation de l'utilisateur.

L'objectif final du travail de thèse a été de tester les performances des traitements implémentés dans le cadre d'un scénario réaliste (Chapitre 5). Une étude comparative sur l'ensemble des algorithmes de contrôle autonome d'intégrité exposés a ainsi été proposée dans un environnement urbain simulé sous le logiciel Fermat afin d'évaluer les apports respectifs de chaque méthode. Dans le cas d'étude exposé, le récepteur navigue en centre ville (autour de la place du Capitole, à Toulouse, France) sur une durée de 30 secondes. La constellation Galileo est supposée disponible. Initialement, les satellites considérés ne sont pas masqués, permettant alors au récepteur d'acquies les signaux de 8 satellites. Puis, au fur et à mesure du déplacement de l'utilisateur, plusieurs erreurs interviennent : masquage des LOS et réception de multi-trajets. Avec un faible nombre de satellites en visibilité, l'hypothèse de non simultanéité des fautes a été conservée. Le scénario final a mis en lumière les conclusions précédemment établies dans le cadre d'une navigation réaliste : la contribution de l'approche a priori à travers la sensibilité de détection d'erreurs et la pertinence d'utilisation des DOA dans un algorithme de contrôle autonome d'intégrité qui ajoute un degré de liberté dans l'évaluation de la fiabilité de la navigation et qui affine la caractérisation de l'environnement proche du récepteur.

La contribution majeure de l'utilisation des données brutes dans les techniques D-RAIM et H-RAIM a été limitée par la nécessité d'utilisation d'une approche empirique pour le calcul des seuils de détection. N'ayant pas pu définir mathématiquement la statistique des tests de détection, la valeur des seuils de détection a été établie de manière empirique dans notre étude en évaluant la distribution des tests dans un cas sans faute, ce qui n'est pas concevable dans l'intégration de ces méthodes dans un récepteur terrestre réel. Afin d'adapter cette approche dans un cas réel, l'idée suivante est envisageable : l'utilisation d'un détecteur de multi-trajets permettrait de qualifier l'environnement proche du récepteur (dégagé ou contraint). Ainsi, lorsque le récepteur est supposé positionné dans un milieu dégagé, le récepteur accumulerait les valeurs de test pour déterminer sa distribution sur un nombre d'échantillons suffisamment conséquent. Puis, lorsque l'utilisateur

atteindrait une zone dégradée (milieu urbain), le système de détection complet serait disponible en déterminant le seuil calculé avec la distribution précédemment définie. Cette solution serait valable sur des laps de temps relativement courts afin de s'assurer que la géométrie satellites-récepteur puisse être supposée fixe. Une autre solution consisterait à utiliser des informations extérieures qui permettraient au récepteur d'avoir une connaissance approximative de sa position et de celles des satellites constituant la constellation visible courante.

Par ailleurs, le chapitre 3 a démontré l'intérêt d'un couplage entre les approches a priori et a posteriori dans la recherche d'un contrôle autonome d'intégrité optimal. Le couplage proposé consiste en l'utilisation d'un nouveau test de détection basé sur les estimations des puissances de bruit effectuées dans chaque technique. Toutefois, d'autres méthodes sont envisageables et le couplage peut par exemple s'opérer dans le bloc de sélection des voies. En effet, le récepteur pourrait utiliser les deux tests de détection : l'algorithme D-RAIM permettrait de détecter en amont toute incohérence sur les voies, de sélectionner les voies jugées intègres a priori puis de vérifier en aval l'intégrité a posteriori de la navigation par l'algorithme WLSR RAIM.

L'intégration des DOA dans le contrôle autonome d'intégrité, discutée dans le chapitre 4, s'est heurtée au caractère différentiel de l'approche choisie pouvant ainsi dégrader la détection d'erreurs. Idéalement, la technique optimale devrait être basée sur le DPE multi-antennes ([69]), une technique beaucoup trop coûteuse pour un traitement temps réel. Dans [33], nous avons proposé une méthode de positionnement de type WLSR asymptotiquement efficace basée sur une pondération optimale. Ainsi, une approche pertinente serait d'adapter cette technique de positionnement dans un cas multi-antennes et de la coupler avec un contrôle autonome d'intégrité correspondant.

Seules les informations d'estimation des DOA ont été utilisées dans le travail proposé. Afin d'évaluer la contribution de la diversité d'antennes à la robustesse de la navigation, le filtrage spatial pourrait être intégré au récepteur pour limiter l'impact, voire rejeter les signaux parasites issus de l'environnement proche du récepteur. Ainsi, deux étages de filtrage basés sur l'estimation des DOA permettraient de réduire les risques d'erreurs sur la navigation : le filtrage spatial en amont puis la sélection des voies jugées intègres par un algorithme de contrôle autonome d'intégrité de type WLSR RAIM.

Globalement, l'étude menée au cours de cette thèse a mis en évidence la contribution de deux paramètres majeurs pour l'intégrité de la navigation : les données brutes directement reçues et les informations de direction d'arrivée des signaux. Développés séparément, les traitements associés à ces deux entités sont destinés à être couplés afin d'obtenir un algorithme de contrôle autonome d'intégrité complet optimal, compatible avec la navigation urbaine. De plus, une étude des contributions d'autres paramètres liés aux informations GNSS est pertinente, comme par exemple l'estimation de la cohérence entre les valeurs Doppler et les DOA. En effet, ces deux entités sont mathématiquement reliées et leurs comportements respectifs sont corrélés. Intrinsèquement contenue dans la méthode DPE multi-antennes, cette information de cohérence n'a pas été appliquée au contrôle d'intégrité à ce jour et pourrait faire l'objet de futurs travaux afin d'apporter davantage de données permettant d'affiner la détection d'erreurs et de robustifier la navigation de l'utilisateur.

Annexe A

Techniques d' « overbounding » de distribution d'erreur

Considérons une variable aléatoire X symétrique, unimodale qui caractérise l'erreur d'un système et suivant une distribution quelconque dont la fonction de répartition est notée F_X . L'objectif est d'établir une distribution Gaussienne dont la fonction de répartition F_{ov} majore F_X pour des erreurs inférieures à la moyenne et minore F_X pour des erreurs supérieures à la moyenne [77].

On note σ l'écart type de cette loi Gaussienne centrée, dont la fonction de répartition est notée F_{ov} . Le principe d'« overbound », ou majoration de distribution, se traduit alors mathématiquement de la manière suivante en considérant la fonction de répartition :

$$\begin{cases} \forall y \leq 0 & F_{ov}(y) \geq F_X(y) \\ \forall y \geq 0 & F_{ov}(y) \leq F_X(y) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

Cette technique peut également s'appliquer par l'intermédiaire des densités de probabilité. En effet, on parle d'une distribution qui réalise la majoration lorsque ses queues de distribution sont plus larges que celles définissant la distribution réelle. En notant f_X et f_{ov} respectivement la densité de probabilité réelle et la densité de la distribution réalisant la majoration, le principe est défini par :

$$\begin{cases} f_X \geq f_{ov} & \text{pour } x \in [-k\sigma, k\sigma] \\ f_X \leq f_{ov} & \text{pour } x \in]-\infty, -k\sigma[\cup]k\sigma, \infty[\end{cases} \quad (\text{A.2})$$

avec σ l'écart-type de la distribution caractérisée par f_{ov} et k un scalaire à définir (égal à 1 par exemple dans le cas classique).

De nombreux détails sur la technique d'overbounding peuvent être trouvés dans [77], [78] ou encore [47].

Annexe B

Résidus des pseudo-distances

Le vecteur des résidus de pseudo-distances $\mathbf{r}$ caractérise la différence entre les pseudo-distances mesurées et les pseudo-distances estimées par rapport à la précédente solution de navigation, soit :

$$\mathbf{r}(t) = \Delta \mathbf{Y}(t) - H \Delta \hat{\mathbf{X}}(t) \quad (\text{B.1})$$

Or, l'estimation de la déviation du PVT par les techniques des moindres carrés et moindres carrés pondérés donne :

$$\text{LSR : } \Delta \hat{\mathbf{X}}(t) = (H^T H)^{-1} H^T \Delta \mathbf{Y}(t) \quad (\text{B.2})$$

$$\text{WLSR : } \Delta \hat{\mathbf{X}}(t) = (H^T \Sigma^{-1} H)^{-1} H^T \Sigma^{-1} \Delta \mathbf{Y}(t) \quad (\text{B.3})$$

En remplaçant les équations B.2 et B.3 dans l'équation B.1, l'expression du vecteur des résidus devient :

$$\begin{cases} \text{LSR : } \mathbf{r}(t) &= \Delta \mathbf{Y}(t) - H (H^T H)^{-1} H^T \Delta \mathbf{Y}(t) \\ \text{WLSR : } \mathbf{r}(t) &= \Delta \mathbf{Y}(t) - H (H^T \Sigma^{-1} H)^{-1} H^T \Sigma^{-1} \Delta \mathbf{Y}(t) \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

Soit :

$$\mathbf{r}(t) = (I - B) \Delta \mathbf{Y}(t) \quad (\text{B.5})$$

avec $B = H (H^T H)^{-1} H^T$ pour l'algorithme LSR et $B = H (H^T \Sigma^{-1} H)^{-1} H^T \Sigma^{-1}$ dans le cas pondéré.

En intégrant l'équation 2.32 dans l'expression précédente, ce qui permet d'obtenir le vecteur de résidus suivant :

$$\mathbf{r}(t) = (I - B) (H \Delta \mathbf{X}(t) + \mathbf{b}(t)) \quad (\text{B.6})$$

$$= (I - B) H \Delta \mathbf{X}(t) + (I - B) \mathbf{b}(t) \quad (\text{B.7})$$

$$= (I - B) \mathbf{b}(t) \quad (\text{B.8})$$

On peut alors conclure que l'expression du vecteur des résidus de pseudo-distance s'exprime tel que :

$$\mathbf{r}(t) = (I - B) \Delta \mathbf{Y}(t) = (I - B) \mathbf{b}(t) \quad (\text{B.9})$$

Annexe C

Direct-RAIM

C.1 Borne de Cramer-Rao des retards

Ce paragraphe démontre l'expression des bornes de Cramer-Rao sur les retards définie dans l'équation 3.42.

En considérant une voie satellitaire, l'expression d'un signal Galileo E5a capté par l'antenne peut s'exprimer par :

$$x(t) = \alpha c(t - \tau) \exp(i2\pi ft) \quad (\text{C.1})$$

Le code d'étalement c est spécifique au satellite courant et s'écrit :

$$c(t) = \frac{1}{2\sqrt{2}} p(t) (e_{E5aI}(t) + e_{E5aQ}(t)) \quad (\text{C.2})$$

avec p la forme d'onde rectangulaire caractéristique Galileo E5a, de largeur équivalente à la période chip T_c . On a ainsi :

$$p(t) = U\left(t + \frac{T_c}{2}\right) - U\left(t - \frac{T_c}{2}\right) \quad (\text{C.3})$$

avec U la fonction de Heaviside et $\{e_{E5aI}, e_{E5aQ}\}$ le couple des bits de code transmis (± 1) respectivement sur les voies I et Q.

En considérant un estimateur de retard sans biais, la borne de Cramer-Rao (BCR) sur le retard est égale à l'inverse de l'information de Fisher F_τ . Or, l'expression analytique de l'information de Fisher est détaillée dans [69] et peut s'écrire :

$$F_\tau = 2\mathbb{R} \left(\sum_{k=1}^{N_e} \frac{\exp(-2i\pi f t_k) \frac{\delta c(t_k - \tau)}{\delta \tau} \alpha^H \alpha \frac{\delta c(t_k - \tau)}{\delta \tau} \exp(2i\pi f t_k)}{\sigma^2} \right) \quad (\text{C.4})$$

$$F_\tau = 2\mathbb{R} \left(SNR \frac{\delta c(t_k - \tau)}{\delta \tau} \frac{\delta c(t_k - \tau)}{\delta \tau} \right) \quad (\text{C.5})$$

avec N_e le nombre d'échantillons du signal numérisé et σ^2 la variance du bruit du modèle de signal reçu.

Le développement de l'information de Fisher nécessite ainsi de dériver la forme d'onde par rapport au paramètre de retard. En considérant que la forme d'onde est limitée au domaine spectral $[-B, B]$, l'expression de l'entité $\frac{\delta c(t_k - \tau)}{\delta \tau}$ est explicitée dans [7] telle que :

$$\frac{\delta c(t_k - \tau)}{\delta \tau} = -\frac{B}{\sqrt{2}} (e_{E5aI}(t) + ie_{E5aQ}(t)) \left(\text{sinc}\left(2B\left(t - \tau + \frac{T_c}{2}\right)\right) - \text{sinc}\left(2B\left(t - \tau - \frac{T_c}{2}\right)\right) \right) \quad (\text{C.6})$$

L'équation C.5 nécessite la multiplication de ce paramètre avec son conjugué, amenant ainsi aux simplifications suivantes :

- $(e_{E5aI}(t) + ie_{E5aQ}(t))(e_{E5aI}(t) + ie_{E5aQ}(t))^H = 2$,
- $(\text{sinc}(2B(t - \tau + \frac{T_c}{2})) - \text{sinc}(2B(t - \tau - \frac{T_c}{2})))$: cette différence peut être vue de manière simplifiée comme deux pics étroits centrés sur les points d'abscisses $\tau = t - \frac{T_c}{2}$ et $\tau = t + \frac{T_c}{2}$. En effet, en utilisant une bande de l'ordre de la dizaine de MHz, la somme de ce paramètre sur l'ensemble des échantillons du signal peut être approximée à 2.

Finalement, en intégrant C.6 dans l'équation C.5 et en appliquant les deux précédentes simplifications, l'information de Fisher s'écrit :

$$F_\tau \simeq 4B^2 SNR \quad (\text{C.7})$$

Ainsi, l'expression de la BCR sur la voie satellitaire courante s'exprime de la manière suivante :

$$BCR \simeq \frac{1}{4B^2 SNR} \quad (\text{C.8})$$

C.2 Rapports signal à bruit

Dans un ensemble de N_{sat} satellites en visibilité, l'objectif de ce paragraphe est d'explicitier l'expression littérale du rapport signal à bruit SNR sur la $k^{ième}$ voie.

Par définition, le SNR correspond au rapport entre la puissance du signal utile par rapport à la puissance du bruit :

$$SNR_k = \frac{P_{sig,k}}{P_{noise,k}} \quad (\text{C.9})$$

. Puissance du signal

En suivant le modèle du signal (équation 3.6), la puissance du $k^{ième}$ signal peut s'exprimer telle que :

$$P_{sig,k} = \mathbb{E} \left[(\mathbf{A}_k \alpha_k)^H (\mathbf{A}_k \alpha_k) \right] \quad (\text{C.10})$$

$$P_{sig,k} = \alpha_k^H \mathbf{A}_k^H \mathbf{A}_k \alpha_k \quad (\text{C.11})$$

L'amplitude (inconnue) du signal issu du $k^{ième}$ satellite peut être estimée au sens du ML ; son expression est alors donnée par l'équation 3.9 :

$$\hat{\alpha}_k = (\mathbf{A}_k^H \mathbf{A}_k)^{-1} \mathbf{A}_k^H \mathbf{x} \quad (\text{C.12})$$

En remplaçant le paramètre α_k par l'expression C.12 dans l'équation C.11, la puissance du signal reçu s'écrit :

$$P_{sig,k} = \mathbf{x}^H \mathbf{A}_k (\mathbf{A}_k^H \mathbf{A}_k)^{-1} \mathbf{A}_k^H \mathbf{x} \quad (\text{C.13})$$

$$P_{sig,k} = \mathbf{x}^H \mathbf{P}_{\mathbf{A}_k} \mathbf{x} \quad (\text{C.14})$$

avec $\mathbf{P}_{\mathbf{A}_k}$ le vecteur de projection sur le sous-espace signal courant.

. Puissance de bruit

L'estimation de la puissance de bruit est basée sur le même principe :

$$P_{noise,k} = \|\mathbf{x} - \mathbf{A}_k \alpha_k\|^2 \quad (\text{C.15})$$

En intégrant l'équation C.12, on obtient aisément :

$$P_{noise,k} = \mathbf{x}^H \mathbf{x} - \mathbf{x}^H \mathbf{A}_k (\mathbf{A}_k^H \mathbf{A}_k)^{-1} \mathbf{A}_k^H \mathbf{x} \quad (\text{C.16})$$

$$P_{noise,k} = \mathbf{x}^H \mathbf{P}_{\mathbf{A}_k}^\perp \mathbf{x} \quad (\text{C.17})$$

avec $\mathbf{P}_{\mathbf{A}_k}^\perp$ le vecteur de projection sur le sous-espace bruit.

Finalement, le rapport signal à bruit sur la $k^{ième}$ voie peut être évalué par rapport aux données brutes reçues de la manière suivante :

$$SNR_k = \frac{P_{sig,k}}{P_{noise,k}} = \frac{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{\mathbf{A}_k} \mathbf{x}}{\mathbf{x}^H \mathbf{P}_{\mathbf{A}_k}^\perp \mathbf{x}} \quad (\text{C.18})$$

Logiciel Fermat

Ce paragraphe expose les caractéristiques majeures du logiciel Fermat utilisé dans le cadre de la thèse pour générer des scénarios de navigation réalistes afin d'évaluer les performances des traitements développés. La présentation ci-dessous est introductive et s'appuie grandement sur [15]. Par ailleurs, des détails supplémentaires sont disponibles dans [15], [79], [80], et [60].

D.1 Généralités

Initialement, le projet Fermat (Fonctionnalités pour l'Electromagnétisme et le Radar par les Méthodes Asymptotiques) a été lancé par des chercheurs de l'Université Paul Sabatier à Toulouse, des ingénieurs de l'ONERA et des développeurs de l'entreprise Oktal-SE (*Oktal Synthetic Environment*).

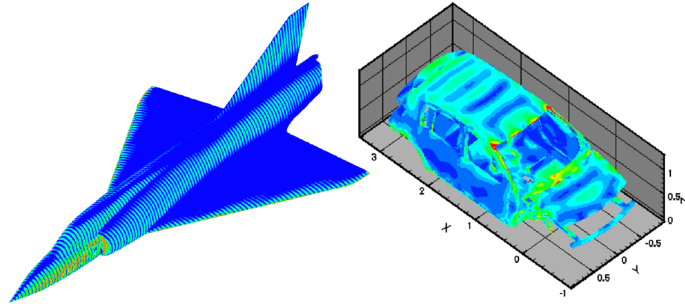


Fig. D.1 – Exemples de courants de surface générés par Fermat sur des véhicules [15]

Le logiciel développé est dédié à la prédiction de champs magnétiques résultant d'interactions d'ondes électromagnétiques sur des scènes complexes en utilisant des méthodes asymptotiques [15]. Le logiciel Fermat est commercialisé sous le nom de **SE-WorkBench**.

Les caractéristiques majeures du logiciel concernent les aspects suivants [15] :

- **Bases de données** : les outils développés permettent à l'utilisateur de gérer des environnements 3D virtuels complexes faisant intervenir un nombre important de facettes, divers types de matériaux et d'objets (mobiles, immeubles, végétation, etc.),
- **Scénario** : une grande variété de scénarios est disponible pour l'utilisateur, permettant d'intégrer divers objets à la scène générée,
- **Lancer de rayons** : l'émetteur émet une multitude de rayons à travers la scène ; le logiciel gère les interactions générés par les obstacles tout au long de la simulation et calcule leur évolution au cours du temps (voir la figure D.2),
- **Modèles électromagnétiques** : réflexions, réfractions, diffractions et dispersions sont des phénomènes physiques pris en compte par Fermat.

L'efficacité du lancement de rayons associé avec les formulations électromagnétiques asymptotiques a été prouvé, notamment dans le cas de scènes de grandes tailles, avec des objets d'une taille supérieure à la longueur d'onde [15]. Dans notre étude, nous considérons des milieux urbains dans

lesquels l'environnement proche du récepteur est constitué d'obstacles hauts (type immeuble). Ces conditions de navigation impliquent que les scènes générées sous Fermat sont jugées suffisamment réalistes pour étudier les performances de contrôle d'intégrité en réception.

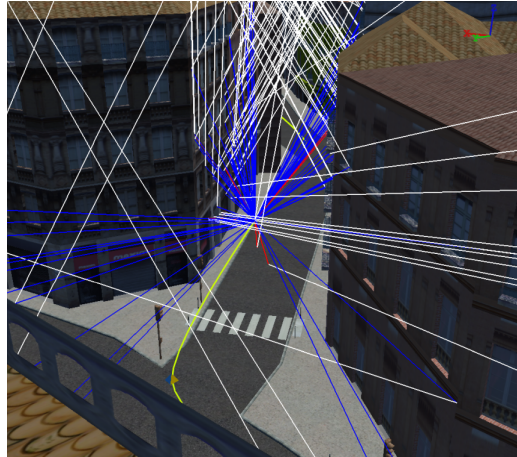


Fig. D.2 – Lancer de rayons entre le satellite et un récepteur dans un environnement urbain

D.2 Adaptation au cas d'étude

Les techniques de contrôle autonome d'intégrité développées sont testées dans des scénarios urbains générés par Fermat, dont les caractéristiques sont choisies par l'utilisateur (nombre d'obstacles, hauteurs de masques, largeur des rues, etc.). Une modélisation 3D du centre ville de Toulouse (France) est disponible dans la base de données du logiciel. Nous avons ainsi choisi de tester les algorithmes implémentés dans un tel milieu qui permet d'étudier l'impact d'erreurs de type masquage et multi-trajets à la fois sur le positionnement du récepteur et sur le contrôle d'intégrité.

Dans notre cas d'étude, nous considérons N_{sat} émetteurs et un récepteur constitué d'une ou de quatre antennes réceptrices selon la configuration choisie par l'utilisateur. Un lancer de rayons est opéré depuis chaque satellite vers la scène. Afin de réduire la complexité du scénario, l'utilisateur peut agréger les rayons, en particulier en fonction de leurs valeurs de retard de propagation et de Doppler.

Après agrégation, un certain nombre de signaux, spécifique à chaque voie, est reçu. Fermat calcule l'évolution des caractéristiques physiques de ces signaux tout au long de la simulation. Le logiciel fournit ainsi en sortie les paramètres de retard, Doppler, amplitude, phase et DOA de tous les rayons, permettant ainsi au récepteur logiciel de constituer à la fréquence de la simulation Fermat f_{Fermat} le signal Galileo total reçu au niveau du bloc de génération du signal. De plus, les PVT des satellites sont fournis par Fermat, tout comme le PVT du récepteur à chaque instant, ce qui permet d'évaluer la précision d'estimation du récepteur logiciel. Au final, Fermat calcule les paramètres suivants :

- **paramètres signal** : retard, Doppler, amplitude, phase, DOA de l'ensemble des rayons lancés par les satellites émetteurs,
- **caractéristiques des satellites** : PVT et identifiant des satellites émetteurs afin de générer les codes binaires appropriés,
- **PVT du récepteur** : dans un cas mono-antenne, le PVT du récepteur coïncide avec le PVT de l'antenne réceptrice ; dans un cas multi-antennes, Fermat fournit le PVT de chaque antenne constituant le réseau en fonction de sa géométrie.

Le signal Galileo est ainsi construit avec l'ensemble des informations fournies par le logiciel Fermat, permettant ainsi le traitement de ce signal et le traitement des données qu'il contient afin de positionner l'utilisateur et de contrôler son intégrité. De plus, une analyse des performances des traitements est possible en comparant l'ensemble des paramètres réels (calculés par Fermat) avec les paramètres estimés par les boucles.

L'utilisateur doit définir la fréquence Fermat f_{Fermat} à laquelle l'ensemble des données sont mises à jour. Dans l'ensemble du travail de thèse, cette fréquence a été fixée à 100 Hz. Dans le cas d'un temps d'intégration à 1 ms, f_{Fermat} est plus basse que la fréquence de génération du signal Galileo. Une gestion des données Fermat est donc nécessaire. Ainsi, tous les paramètres de retard, Doppler, amplitude et DOA sont supposés constants sur la période d'échantillonnage Fermat $T_{Fermat} = \frac{1}{f_{Fermat}}$. La phase de chaque signal est par ailleurs propagée sur chaque période T_{Fermat} afin d'assurer la continuité de la phase et de favoriser la synchronisation en phase du signal local avec chaque signal réel.

Récepteur logiciel

Ce paragraphe présente les détails du logiciel de simulation développé dans le cadre de la thèse. Ce dernier consiste en un récepteur GNSS logiciel traitant les signaux Galileo et permettant à l'utilisateur d'obtenir des informations de position (3D), de vitesse (3D) et d'intégrité. Les généralités du logiciel sont tout d'abord présentées dans la section E.1. Par la suite, la section E.2 expose l'architecture globale du récepteur logiciel.

E.1 Généralités

E.1.1 Résumé

L'implémentation du logiciel a été motivée par le besoin d'un outil de positionnement afin d'établir des traitements d'intégrité utilisant les informations internes à la chaîne de réception. Pour cela, les étapes classiques de traitement du signal et de données se sont grandement basées sur les codes développés à l'ONERA par Mehdi Ait Ighil. Dans ce manuel nous nous focalisons exclusivement sur l'utilisation de données simulées via le logiciel FERMAT D.

Globalement, l'ensemble des données d'intérêt, fournies en temps réel, peut être réparti en plusieurs groupes :

- **données de poursuite** : estimations de retard, Doppler, phase, paramètres de boucles, comportement des corrélateurs, etc. (pour chaque voie satellitaire),
- **données de positionnement** : estimations de la position et de la vitesse 3D du récepteur et calcul des erreurs d'estimation,
- **données d'intégrité** : tests et seuils de détection des divers algorithmes implémentés.

E.1.2 Entrées du logiciel

Un nombre important de paramètres d'entrée nécessitent d'être initialisés par l'utilisateur. Ces paramètres sont regroupés dans deux groupes principaux : le premier contient les paramètres de configuration dépendant de l'application choisie ; le deuxième groupe contient les paramètres de génération du signal fournis par le logiciel FERMAT :

- **Paramètres de configuration**
 - les caractéristiques majeures de la constellation traitée (bande de fréquence, constellation, porteuse, etc.),
 - la liste des satellites considérés dans les traitements (l'utilisateur peut utiliser l'ensemble de la constellation ou bien cibler une liste non exhaustive de voies à poursuivre),
 - les caractéristiques des signaux traités,
 - les paramètres généraux du récepteur (origine du repère local, fichiers RINEX contenant les données de navigation supposées connues du récepteur),
 - la configuration de l'antenne réceptrice (antenne simple ou réseau d'antennes carré),
 - les paramètres de calcul du PVT (outils de convergence des algorithmes de type moindres carrés)

- les paramètres de poursuite pour chaque état de synchronisation du récepteur avec le signal Galileo reçu :
 - **Etat 1** : synchronisation en fréquence,
 - **Etat 2** : synchronisation en phase,
 - **Etat 3** : synchronisation en code primaire,
 - **Etat 4** : synchronisation en code secondaire,
 - **Etat 5** : signal local synchronisé avec le signal réel ; le récepteur démodule alors les messages de navigation ;
- Pour accéder à l'état final, le récepteur doit successivement franchir les précédentes étapes. Au fur et à mesure des synchronisations, les paramètres de poursuite sont logiquement affinés afin d'obtenir une précision maximale (espacement des corrélateurs, bandes de boucles, etc.),
- l'ensemble des paramètres d'initialisation des contrôles d'intégrité (probabilités de fausse alerte et de détection manquée, temps d'exclusion des voies, etc.).
- **Paramètres de génération du signal - lecture des données FERMAT**
 - les paramètres de retard, Doppler, phase, amplitude, DOA de l'ensemble des signaux reçus (directs et multi-trajets),
 - les codes binaires primaires et secondaires des satellites considérés,
 - les données de navigation intégrées aux messages de navigation spécifiques à chaque satellite émetteur.

E.1.3 Sorties du logiciel

Parmi l'ensemble des diverses informations fournies par le logiciel, deux catégories principales regroupent les paramètres d'intérêt pour l'utilisateur :

- **Paramètres de navigation** : comparaison entre les paramètres de chaque signal satellitaire avec leurs valeurs réelles fournies par les données FERMAT,
- **Paramètres d'intégrité** : tests et seuils de détection sont les données principales pour les traitements d'intégrité étudiés.

Il faut toutefois noter que l'ensemble des estimations d'acquisition, de poursuite sont également sauvegardées et tracées en sortie de chaîne afin de caractériser entièrement la performance du récepteur.

Par ailleurs, chaque simulation est enregistrée et classée dans des répertoires en fonction des satellites considérés, du temps d'intégration, du temps de simulation, et du type d'environnement de navigation (dégagé ou dégradé). Ce mode opératoire est nécessaire à l'approche empirique choisie pour les algorithmes D-RAIM et H-RAIM dans les calculs des seuils de détection basés sur les distributions des tests de détection dans un cas sans faute.

E.1.4 Hypothèses de travail

. Génération du signal

Les signaux Galileo sont générés dans le domaine temporel en bande de base. Le bruit en réception est généré suivant un processus Gaussien blanc centré et i.i.d temporellement et spatialement.

De plus, les paramètres signal fournis par FERMAT sont mis à jour à la fréquence f_{Fermat} qui peut être modifiée par l'utilisateur. Tout au long du travail de thèse, cette fréquence a été fixée à 100 Hz. Ainsi, les paramètres de retard, Doppler, amplitude, DOA sont constants sur chaque période. Dans le but de conserver la continuité de la phase et d'être le plus réaliste possible, la phase est propagée sur chaque période séparant deux échantillons.

. Erreurs de propagation

Les erreurs d'horloge, de propagation atmosphérique ainsi que les erreurs d'éphémérides ne sont pas prises en compte dans le récepteur logiciel. L'objectif défini initialement est de se focaliser sur les sources d'erreurs liées à l'environnement proche du récepteur. Toutefois, des modèles d'erreurs peuvent être intégrés au code actuel afin de permettre le traitement de données réelles brutes.

E.2 Architecture du récepteur logiciel

L'architecture globale du code est exposée sur la figure E.1. Quatre principaux blocs de traitement sont définis : génération du signal, machine d'état, navigateur et contrôle d'intégrité.

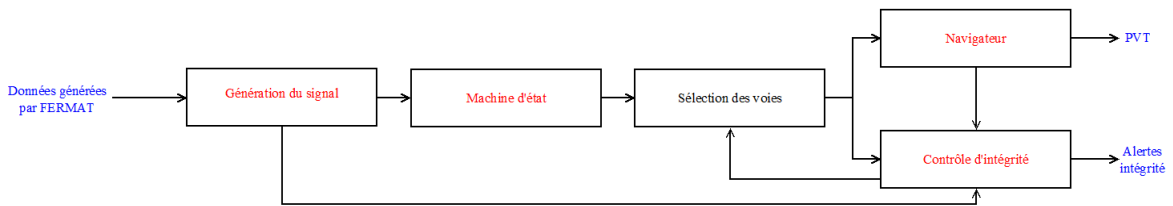


Fig. E.1 – Architecture globale du récepteur logiciel

Les figures E.2, E.3, E.4, E.5 détaillent les principales fonctions de chaque bloc de traitement.

. Génération du signal

Les entrées fournies par FERMAT permettent au logiciel de générer l'ensemble des signaux satellitaires en bande de base, constituant le signal total capté par l'antenne réceptrice. Les messages binaires sont notamment générés par les messages de navigation supposés connus du récepteur. Au final, le bloc de génération de signal fourni à la fréquence $\frac{1}{T_{int}}$ le signal Galileo numérisé, dont les données peuvent être désormais traitées.

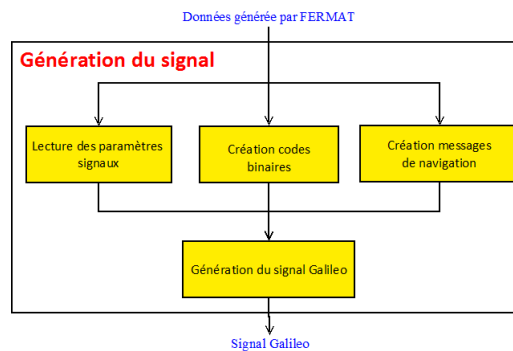


Fig. E.2 – Architecture du bloc de génération du signal Galileo

. Machine d'état

Le premier bloc de traitement est nommé « machine d'état » et regroupe diverses fonctions successives :

- **Acquisition** : le récepteur tente d'identifier tous les satellites émetteurs parmi la constellation entière ; puis, une première estimation des paramètres de retard et Doppler est effectuée,
- **Poursuite** : les estimations sont alors poursuivies et affinées au cours des étapes de synchronisation successives,
- **Démodulation** : sur chaque voie, lorsque le signal local est synchronisé avec le signal satellitaire, le message de navigation peut être démodulé, fournissant ainsi au récepteur les informations de navigation nécessaires au positionnement. Dans notre cas, nous supposons

que ces données sont connues du récepteur, ce qui permet d'estimer le PVT sans attendre la démodulation totale des messages de navigation.

Finalement, la machine d'état fournit les estimations nécessaires aux blocs de navigateur et de contrôle d'intégrité fonctionnant en parallèle.

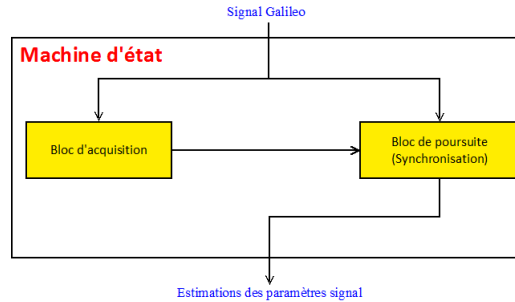


Fig. E.3 – Architecture de la machine d'état du récepteur

. Navigateur

Les estimées de mesures de pseudo-distance, dérivées des retards, et les estimées de Doppler sont les données principales nécessaires à l'estimation du PVT. En supposant que l'erreur d'horloge récepteur soit nulle, seules la position et la vitesse (3D) du récepteur doivent être estimées à chaque instant. Les techniques d'estimation utilisées doivent être couplées aux algorithmes de contrôle autonome d'intégrité. Par exemple, l'algorithme d'estimation du PVT couplé au WLSR RAIM est l'algorithme des moindres carrés pondérés. La position du récepteur est ainsi arbitrairement estimée par rapport aux mesures de pseudo-distances et la vitesse est estimée via les mesures de Doppler.

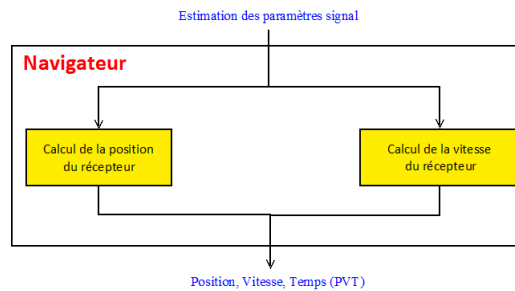


Fig. E.4 – Architecture du navigateur

. Contrôle d'intégrité

Le récepteur logiciel permet à l'utilisateur d'utiliser différents algorithmes de contrôle autonome d'intégrité : les algorithmes de référence WLSR RAIM, en ayant la possibilité de définir plusieurs types de pondération (ratios signal à bruit, élévation des satellites, résidus RANSAC dans un cas multi-antennes). Les techniques D-RAIM et H-RAIM sont disponibles, en intégrant aux entrées du bloc le signal brut GNSS directement reçu. Le logiciel donne la possibilité à l'utilisateur de lancer les divers algorithmes en parallèle, et ainsi établir une étude de performances dans divers scénarios.

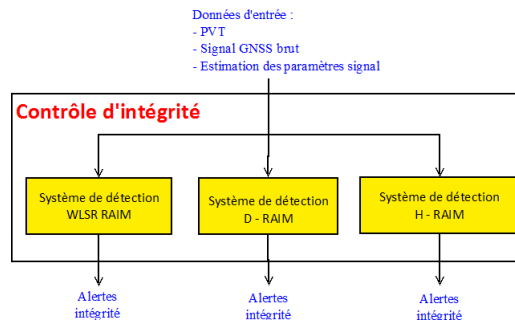


Fig. E.5 – Architecture du bloc de contrôle d'intégrité en réception

Bibliographie

- [1] “GPS satellites - trilateration,” 2014. <https://openclipart.org/detail/191659/gps-satellites-trilateration>.
- [2] “Galileo : lancement des 1ers services en 2016,” 2015. <https://cnes.fr/fr/galileo-lancement-des-1ers-services-en-2016>.
- [3] J.-M. Pieplu, *GPS et Galileo : Systèmes de navigation par satellites*. Eyrolles, 2006.
- [4] “Galileo OS SIS ICD,” 2014.
- [5] “GPS update for USGS liaisons,” 2011. <https://www.slideshare.net/higicc/gps-update-for-usgs-liaisons>.
- [6] J. Sanz Subirana, J. Juan Zornoza, and M. Hernandez-Pajares, “GNSS signal,” 2011. http://www.navipedia.net/index.php/GNSS_signal.
- [7] S. Rougerie, *Algorithme de diversité d’antennes appliqué à la réception des signaux GNSS en environnement urbain et sur terminal mobile*. PhD thesis, Université de Toulouse, Toulouse, France, 2012.
- [8] O. Julien, *Concepts avancés du GNSS*. 2013/2014. Cours IENAC.
- [9] S. Roche, *Méthodes de poursuite de phase pour signaux GNSS multifréquences en environnement dégradé*. PhD thesis, Université de Toulouse, 2013.
- [10] D. Kubrak, *Hybridisation of a GPS receiver with low-cost sensors for personal positioning in urban environment*. PhD thesis, Télécom Paris Tech, 2007.
- [11] F. Faurie, *Algorithmes de contrôle d’intégrité pour la navigation hybride GNSS et systèmes de navigation inertielle en présence de multiples mesures satellitaires défaillantes*. PhD thesis, Université de Bordeaux, 2011.
- [12] E. Kaplan and C. Hegarty, *Understanding GPS : Principles And Applications*. Artech House, 2nd revised edition ed., 2005.
- [13] RTCA Inc, *Minimum operational performance standards for GPS/WAAS airborne equipment - DO-229D*, Décembre 2006.
- [14] D. Salós, *Integrity monitoring applied to the reception of GNSS signals in urban environments*. PhD thesis, Université de Toulouse, Toulouse, France, 2012.
- [15] M. Ait Ighil, *Enhanced physical-statistical simulator of the land mobile satellite channel for multipath modelling applied to satellite navigation systems*. PhD thesis, Université de Toulouse, 2013.
- [16] S. Dawoud, “GNSS principles and comparison,”
- [17] International Civil Aviation Organization, *International standards and recommended practices - Annex 10 to the convention on international civil aviation - Aeronautical telecommunications - Volume I, Radio Navigation Aids*, Juillet 2006.
- [18] A. Martineau, *Performance of Receiver Autonomous Integrity Monitoring*. PhD thesis, Université de Toulouse, Toulouse, France, 2008.
- [19] R. Brown and P. Hwang, “GPS failure detection by autonomous means within the cockpit,” *Navigation*, vol. 33, no. 4, pp. 335–353, 1986.
- [20] T. Walter and P. Enge, “Weighted RAIM for precision approach,” in *Proceedings of the 8th international technical meeting of the satellite division of the institute of navigation (ION GPS)*, pp. 1995–2004, 1995.
- [21] D. Salós, A. Martineau, C. Macabiau, B. Bonhoure, and D. Kubrak, “Receiver autonomous integrity monitoring of GNSS signals for electronic toll collection,” *IEEE Transactions on intelligent transportation systems*, vol. 15, no. 1, pp. 94–103, 2015.

- [22] P. Brocard, *Integrity monitoring for mobile users in urban environment*. PhD thesis, Université de Toulouse, 2016.
- [23] E. Shytermeja, A. Garcia Peña, and O. Julien, “Proposed architecture for integrity monitoring of a GNSS/MEMS system with a fisheye camera in urban environment,” in *IEEE international conference on localization and GNSS (ICL-GNSS 2014)*, 2014.
- [24] L. Montloin, *Impact of GNSS singular events on the integrity of airport navigation systems*. PhD thesis, Université de Toulouse, 2014.
- [25] C. Charbonnieras, F. Vincent, J. Israel, G. Carrie, L. Ries, M. Aubault-Roudier, and F. Barbiero, “A new GNSS integrity monitoring based on channels joint characterization,” in *Proceedings of the IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS) 2016*, pp. 422–430, 2016.
- [26] C. Charbonnieras, F. Vincent, J. Israel, G. Carrie, and M. Aubault-Roudier, “Integrity monitoring improvement by exploiting the raw GNSS signal,” in *Proceedings of the ION GNSS+*, 2017.
- [27] R. Deakin, R. Grenfell, K. Zhang, and J. Zhang, “On the relativistic doppler effect for precise velocity determination using GPS,” *Journal of Geodesy*, vol. 80, pp. 104–110, 2006.
- [28] M. Spangenberg, *Safe navigation for vehicles*. PhD thesis, Université de Toulouse, 2009.
- [29] P. Closas, C. Fernández-Prades, and J. Fernández-Rubio, “On the maximum likelihood estimation of position,” in *Proceedings of ION GNSS*, pp. 1800–1810, 2006.
- [30] P. Closas and C. Fernández-Prades, “Bayesian nonlinear filters for direct position estimation,” in *Proceedings of the IEEE Aerospace Conference*, pp. 1–12, 2010.
- [31] P. Closas, C. Fernández-Prades, D. Bernal, and J. Fernández-Rubio, “Bayesian direct position estimation,” in *Proceedings of the IEEE ION GNSS*, pp. 183–190, 2008.
- [32] P. Closas, C. Fernández-Prades, and J. Fernández-Rubio, “Maximum likelihood estimation of position in GNSS,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 14, no. 5, pp. 359–362, 2007.
- [33] F. Vincent, E. Chaumette, C. Charbonnieras, J. Israel, M. Aubault-Roudier, and F. Barbiero, “Asymptotically efficient GNSS trilateration,” *Signal Processing*, vol. 133, pp. 270–277, 2017.
- [34] P. Misra and P. Enge, *Global positioning system : signals, measurements and performance, Second Edition*. 2006.
- [35] ESA, “Galileo services,” 2010. http://www.esa.int/Our_Activities/Navigation/Galileo/Galileo_services.
- [36] O. Julien, *Techniques d'étalement du spectre*. 2013/2014. Cours IENAC.
- [37] D. Margaria, F. Dovis, and P. Mulassano, “An innovative data demodulation technique for galileo AltBOC receivers,” *Journal of Global Positioning Systems*, vol. 6, no. 1, pp. 89–96, 2007.
- [38] N. Shivaramaiah and A. Dempster, “The galileo E5 AltBOC : Understanding the signal structure,” in *International Global Navigation Satellite Systems Society Symposium*, 2009.
- [39] G. Carrie, *Techniques d'antennes adaptatives pour récepteurs de radionavigation par satellite résistants aux interférences*. PhD thesis, Université de Toulouse, 2006.
- [40] G. Di Giovanni and S. Radicella, “An analytical model of the electron density profile in the ionosphere,” *Advances in Space Research*, vol. 10, no. 11, pp. 27–30, 1990.
- [41] B. Parkinson and J. Spilker, *Global Positioning System : Theory and Applications, Volume 1. Progress in Astronautics and Aeronautics*. 1996.
- [42] S. Tay, *Analyse et modélisation de l'utilisation de signaux GNSS en environnement marin*. PhD thesis, Université de Rennes, 2013.
- [43] International Maritime Organization, *Revised maritime policy and requirements for a future GNSS - resolution A.915*, 2001.
- [44] International Civil Aviation Organization, *Annex 6 to the convention on international civil aviation, Operation of Aircraft*, Juillet 2016.
- [45] V. Oehler, H. Luongo, R. Boyero, Stalford, H. Trautenberg, J. Hahn, F. Amarillo, M. Crisci, B. Schlarmann, and J. Flamand, “The galileo integrity concept,” in *Proceedings of the 17th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS)*, 2004.
- [46] P. Paimblanc, C. Macabiau, B. Lobert, and M. Van den Bossche, “Impact of SISMA computation algorithm on user integrity performance,” in *National Technical Meeting of the Institute of Navigation (ION NTM)*, pp. 709–716, 2006.

- [47] P. Paimblanc, *Integrity risk in satellite radionavigation systems*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [48] Y. Lee, “New advances RAIM with improved availability for detecting constellations-wide faults, using two independent constellations,” *Journal of the institute of navigation*, vol. 60, no. 1, pp. 71–83, 2013.
- [49] R. Brown, “A baseline RAIM scheme and a note on the equivalence of three RAIM methods,” in *Proceedings of the 1992 national technical meeting of the institute of navigation (ION NTM)*, pp. 127–137, 1992.
- [50] M. Sturza, “Navigation system integrity monitoring using redundant measurements,” *Navigation*, vol. 35, no. 4, pp. 483–502, 1988.
- [51] Y. Lee, “Analysis of range and position comparison methods as means to provide gps integrity in the user receiver,” in *Proceedings of the 42nd annual meeting of the institute of navigation (ION)*, pp. 1–4, 1986.
- [52] U. Bhatti, *Improved integrity algorithms for integrated GPS/INS systems in the presence of slowly growing errors*. PhD thesis, Imperial College London, 2007.
- [53] K. Van Dyke, K. Kovach, J. Kraemer, J. Lavrakas, J. Fernow, J. Reese, N. Attallah, and B. Baevitz, “GPS integrity failure modes and effects analysis,” in *Proceedings of the 2003 navigation technical meeting of the institute of navigation (ION NTM)*, pp. 689–703, 2003.
- [54] T. Walter, T. Blanch, and P. Enge, “Reduced subset analysis for multi-constellation ARAIM,” in *Proceedings of the 2014 international technical meeting of the institute of navigation (ION NTM)*, pp. 89–98, 2014.
- [55] J. Blanch, T. Walter, P. Enge, Y. Lee, B. Pervan, M. Rippl, and A. Spletter, “Advanced RAIM user algorithm description : integrity support message processing, fault detection, exclusion and protection level calculation,” in *Proceedings of the 25th international technical meeting of the satellite division of the institute of navigation*, pp. 2828–2849, 2012.
- [56] W. group C-ARAIM technical subgroup, “Milestone 3 report,” Février 2016.
- [57] M. Malicorne, C. Macabiau, V. Calmettes, and M. Bousquet, “Effects of masking angle and multipath on galileo performances in different environments,” in *Proceedings of the 8th Saint Petersburg conference on integrated navigation systems (INS)*, 2002.
- [58] D. Nahimana, *Impact des multitrajets sur les performances des systèmes de navigation par satellite : contribution à l’amélioration de la précision de localisation par modélisation bayésienne*. PhD thesis, Ecole Centrale de Lille, 2009.
- [59] N. Viandier, *Modélisation et utilisation des erreurs de pseudodistances GNSS en environnement transport pour l’amélioration des performances de localisation*. PhD thesis, Ecole Centrale de Lille, 2012.
- [60] H. Mametsa, S. Laybros, A. Berges, P. Combes, P. N’Guyen, and P. Pitot, “FERMAT : a high frequency em scattering code from complex scenes including objects and environment,” in *Proceedings of the first european conference on antennas and propagation (EuCAP)*, pp. 1–4, 2006.
- [61] A. Konovaltsev, F. Antreich, and A. Hornbostel, “Performance assessment of antenna array algorithms for multipath and interference mitigation,” in *Proceedings of ESA Workshop on GNSS Signals 2007*, 2007.
- [62] H. L. Van Trees, *Optimum Array Processing, Part IV of Detection, Estimation and Modulation Theory*. Wiley-Interscience, 2002.
- [63] R. Van Nee, J. Sierveld, P. Fenton, and B. Townsend, “The multipath estimating delay lock loop : approaching theoretical limits,” in *Proceedings of the IEEE PLANS*, 1994.
- [64] B. Townsend and P. Fenton, “A practical approach to the reduction of pseudorange multipath errors in a L1 GPS receiver,” in *Proceedings of ION GPS*, 1994.
- [65] G. McGraw and M. Braash, “GNSS multipath mitigation using gated and high resolution correlator concepts,” in *Proceedings of ION national technical meeting (ION NTM)*, 1999.
- [66] R. Ercek, P. De Doncker, and F. Grenez, “Statistical study of NLOS-multipath in urban canyons,” in *European journal of navigation*, vol. 4, pp. 41–48, 2006.
- [67] S. Lanza, C. Gutierrez, and J. Cosmen-Schortmann, “GINA-GNSS for innovative road applications : Egnos / galileo for road user charging and value added services,” *Intelligent transport systems telecommunications (ITST)*, IEEE, pp. 348–352, 2009.

- [68] K. Sheridan, D. Wells, C. Botteron, J. Leclerc, F. Dominici, and A. Defina, "An assisted GNSS solution for demanding road applications using the egnos data access system (DEAS)," in *Proceedings of the european navigation conference on GNSS, ENC-GNSS*, 2010.
- [69] P. Closas, C. Fernández-Prades, and J. Fernández-Rubio, "Cramer-rao bound analysis of positioning approaches in GNSS receivers," *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 57, pp. 3775–3786, 2009.
- [70] P. Groves and Z. Jiang, "Height aiding, C/N_0 weighting and consistency checking for GNSS NLOS and multipath mitigation in urban areas," *The journal of navigation*, 2013.
- [71] K. Wezka, I. Herrera-Pinzon, and R. Galas, "Reliability monitoring of GNSS observables under the influence of ionospheric disturbances," in *Proceedings of the IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS)*, 2016.
- [72] A. Wieser and F. Brunner, "An extended weight model for GPS phase observations," *Earth Planets Space*, vol. 52, pp. 777–782, 2000.
- [73] S. Bidon, *Introduction to array signal processing*. 2013/2014. Cours IENAC.
- [74] L. Godara, "Application of antenna arrays to mobile communications, part ii : Beamforming and direction of arrival considerations," *Proceedings of the IEEE*, pp. 1031–1060, 1997.
- [75] R. Roy and T. Kailath, "Esprit - estimation of signal parameters via rotational invariance techniques," *IEEE Transactions on acoustics, speech and signal processing*, vol. 37, no. 7, pp. 984–995, 1989.
- [76] M. Fischler and R. Bolles, "Random sample consensus : a paradigm for model fitting with applications to image analysis and automated cartography," in *Communications of the Association for Computing Machinery (ACM)*, vol. 24, pp. 381–395, 1981.
- [77] B. DeCleene, "Defining pseudorange integrity - overbounding," in *Proceedings of the 13th international meeting of the satellite division of the institute of navigation (ION GPS)*, pp. 1916–1924, 2000.
- [78] P. Ober, "SBAS integrity concept : towards SBAS validation," 2001.
- [79] A. Berges, J. Latger, and H. Mametsa, "FERMAT : a new radar simulation approach," in *Proceedings of RADAR - International conference on radar systems*, 2004.
- [80] H. Mametsa, S. Laybros, and A. Berges, "Asymptotic formulations and shooting ray coupling for fast 3D scattering field evaluation from complex objects and environment - applications," in *Proceedings of the ICEAA*, 2003.

Mesure d'intégrité par l'exploitation des signaux de navigation par satellites

Dans le cadre des systèmes de positionnement par satellite GNSS (« Global Navigation Satellite Systems »), l'intégrité de la navigation d'un utilisateur est gérée en réception par la détection, l'identification voire l'exclusion de mesures de pseudo-distance jugées erronées. Généralement basés sur le concept a posteriori RAIM (« Receiver Autonomous Integrity Monitoring »), les algorithmes de contrôle autonome d'intégrité fournissent de hautes performances pour l'aviation civile, dont le contexte de navigation est caractérisé par une forte visibilité des satellites et peu de signaux parasites captés par l'antenne réceptrice. L'algorithme WLSR RAIM est communément utilisé dans ce cadre. Néanmoins, les techniques RAIM ne sont pas compatibles avec la navigation terrestre en milieu contraint. En effet, le contexte urbain est notamment caractérisé par un masquage récurrent des signaux satellitaires directs ainsi que la réception de multi-trajets générés par l'environnement proche du récepteur. RAIM ne prend pas en compte l'ensemble des données disponibles en réception, dégradant ainsi fortement ses performances. Il est donc nécessaire de développer des méthodes de contrôle d'intégrité compatibles avec un tel contexte de navigation. Pour cela, la thèse propose d'étudier l'apport d'informations GNSS a priori non utilisées par les techniques RAIM. Deux paramètres principaux ont été exploités : le signal GNSS brut reçu et les estimations de directions d'arrivée des signaux satellitaires DOA (« Direction Of Arrival »).

La première étape a consisté à implémenter une méthode a priori qui évalue la cohérence du positionnement estimé par rapport au signal brut directement reçu. Cette méthode a été nommée Direct-RAIM (D-RAIM) et a démontré une forte sensibilité de détection, permettant d'anticiper d'éventuels risques sur la navigation et de caractériser plus finement la qualité de l'environnement proche du récepteur. Toutefois, le caractère a priori de l'approche engendre de potentielles non détection d'erreurs en cas de modèle de signal défectueux. Afin de contourner cette limitation, un couplage WLSR RAIM – D-RAIM a été développé, nommé Hybrid-RAIM (H-RAIM). Une telle approche permet de combiner robustesse et sensibilité apportées par ces techniques respectives.

Le second axe de recherche a mis en évidence la contribution de l'information des DOA dans un contrôle autonome d'intégrité. L'intégration d'un réseau d'antennes en réception permet d'obtenir l'estimation des DOA pour l'ensemble de la constellation visible. Théoriquement, l'évolution jointe des DOA est directement liée à l'attitude du réseau. Cet aspect permet donc de détecter toute incohérence sur une ou plusieurs voies en cas d'estimation(s) de DOA biaisée(s), par rapport à l'ensemble de la constellation. L'algorithme RANSAC (« RANdom SAmple Consensus ») a été utilisé afin de détecter tout comportement aberrant dans l'estimation des DOA, et ainsi mesurer la confiance que l'utilisateur peut placer dans chaque voie. L'algorithme WLSR RAIM RANSAC a ainsi été implémenté. L'intégration de la composante DOA permet d'ajouter un degré de liberté dans le contrôle autonome d'intégrité côté récepteur et ainsi d'affiner la détection voire l'exclusion d'erreurs.

Au cours de cette thèse, un récepteur logiciel a été implémenté, permettant de traiter des signaux Galileo, de la génération du signal jusqu'au positionnement puis au contrôle d'intégrité. Ce récepteur a pu être évalué à partir de données simulées en environnement urbain.

Mots-clés : GNSS, intégrité, RAIM, géolocalisation, réseau d'antennes, RANSAC

Exploitation of the GNSS signals for integrity measurement

In Global Navigation Satellite Systems (GNSS) applications, integrity is managed at the reception side by detection, identification and exclusion of faulty pseudorange measurements. Usually based on the a posteriori Receiver Autonomous Integrity Monitoring (RAIM) concept, integrity techniques provide high performances for civil aviation, with a navigation context defined by a clear-sky environment. WLSR RAIM is commonly used. Nevertheless, RAIM techniques are not compatible with a terrestrial navigation in harsh environments. For instance, urban areas are characterized by a poor visibility and the reception of many multipaths derived from the receiver closed-environment. RAIM does not consider all the available data in the reception chain, which dramatically deteriorates the detection performances. Hence, it is necessary to develop integrity process compatible with such a navigation context. This PhD work studies the contribution of GNSS a priori information, disused by conventional RAIM techniques. Two main parameters have been exploited : the received raw GNSS signal and the Directions Of Arrival (DOA) estimations.

This first step was devoted to the development of an a priori method which evaluates the consistence of the estimated Position Velocity Time (PVT) vector of the receiver with respect to the raw GNSS signal. This method has been called Direct-RAIM (D-RAIM) and has shown high detection sensitivity, allowing the user to anticipate navigation risks and to define precisely the quality of the receiver closed-environment. However, the a priori aspect of this approach may lead to navigation error missed detections if the signal model is getting flawed. In order to circumvent this limitation, a WLSR RAIM – D-RAIM coupling has been developed, called Hybrid-RAIM (H-RAIM). Such an approach merges the robustness and the sensitivity brought by both techniques.

The second research step has brought to light the contribution of the DOA information in an autonomous integrity monitoring. Using an antenna array, the user can get the DOA estimations for all satellites in view. Theoretically, the DOA joint evolution is directly correlated with the array rotation angles. Hence, any mismatch on the DOA estimations with respect to the global constellation can be detected. RANdom Sample Consensus (RANSAC) algorithm has been used in order to detect any faulty DOA evolution, derived from inconsistencies in reception linked to potential navigation risks : RANSAC measures the trust that the user can place in each channel. Therefore, a WLSR RAIM RANSAC algorithm has been developed. The integration of the DOA component adds a degree of freedom in receiver autonomous integrity monitoring, refining the error detection and exclusion.

Last but not least, a software receiver has been implemented processing Galileo data, from the signal generation to positioning and integrity monitoring. This software has been evaluated by simulated data characterizing urban environments.

Keywords : GNSS, integrity, RAIM, geolocalization, antenna array, RANSAC