



Université
de Toulouse

THÈSE

**En vue de l'obtention du
DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE**

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

Discipline ou spécialité :

Réseaux, Télécommunications, Systèmes et Architecture (RTSA)

Présentée et soutenue par :

FARES FARES

le : vendredi 18 mars 2011

Titre :

Traitement des signaux ARGOS 4

JURY

Jean Pierre Cances : Rapporteur (Président)

Maryline Helard : Rapporteur

Marie Laure Boucheret , Benoit Escrig : Directeur(s) de thèse

Hervé Guillon : Examineur (CNES)

Thibaud Calmettes : Examineur (Thalès Alenia Space)

Ecole doctorale :

Mathématiques Informatique Télécommunications (MITT)

Unité de recherche :

IRIT - UMR 5505

Directeur(s) de Thèse :

Marie Laure Boucheret : Directrice de thèse

Benoit Escrig : Co-directeur de thèse

Rapporteurs :

Jean Pierre Cances : Professeur d'Université ENSIL-Limoges

Maryline Helard : Professeur d'Université INSA-Rennes

Remerciements

Cette mémoire de thèse est le résultat d'un travail effectué pendant 3 ans au sein de l'équipe Signal et Communications (SC) de l'Institut de Recherche en Informatique de Toulouse (IRIT).

Je tiens à saluer ici les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à la concrétisation de ce travail de thèse de doctorat. Ces remerciements sont rédigés dans un moment de doux relâchement intellectuel, sans véritable rigueur.

Tout d'abord, mes remerciements s'adressent à ma directrice de thèse, Mme Marie Laure Boucheret, pour la confiance qu'elle m'a accordée tout au long de ces trois années, ainsi que pour l'aide qu'elle m'a apportée dans la réalisation de cette thèse. Je salue aussi sa souplesse, ses fortes valeurs humaines, sa gentillesse, et son ouverture d'esprit qui ont su me laisser une marge de liberté pour mener à bien ce travail de recherche.

Mes plus sincères remerciements s'adressent aussi à mon co-directeur de thèse, M. Benoit Escrig. Ses compétences, sa disponibilité et son encadrement de thèse, m'ont permis à aboutir à un travail très apprécié. J'aimerais également le remercier pour les précieux conseils durant la rédaction des publications et du manuscrit de thèse, qui m'ont permis d'acquérir une grande expérience professionnelle et pédagogique.

Je remercie sincèrement le Centre National d'études Spatiales (CNES) et Thalès Alenia Space (TAS) pour avoir subventionné ce travail. A ce propos, je tiens à exprimer ma gratitude à mes responsables industriels, M. Hervé Guillon (CNES) et M. Thibaud Calmettes (TAS), pour leurs confiances qu'ils m'ont accordé au cours de la thèse, leurs expériences techniques, ainsi que leurs motivations. J'espère que les résultats obtenus sont à la mesure de leurs attentes et que cette confiance restera toujours à sa place.

Je remercie également M. Jean Pierre Cances, Professeur à ENSIL Limoges, pour l'intérêt qu'il a accordé à ce travail en acceptant de le juger et de présider le jury. Je remercie aussi Mme. Maryline Helard, Professeur à INSA Rennes, d'avoir accepté le rôle de rapporteur, d'autant que je dois reconnaître que je ne leur ai pas facilité la tâche. Les commentaires et les questions de ces personnalités scientifiques, tant sur la forme du mémoire que sur son fond, ont contribué à améliorer de manière significative le document. L'intérêt qu'ils ont manifesté pour mes travaux a permis d'apporter un regard extérieur critique et intéressant sur le sujet.

Ma gratitude s'adresse aussi à tous mes collègues de l'IRIT, enseignants, chercheurs, doctorants, techniciens, secrétaires, pour leur sympathie et convivialité au sein du laboratoire. Je remercie en particulier Réza Shirvany, Raoul Prévost, et Sokchenda Sreng qui m'ont aidé à répondre à un certain nombre de questions pratiques, techniques, ou scientifiques, que je me suis posé.

Je remercie aussi très vivement le laboratoire TESA pour son accueil de trois ans au début de la thèse et ainsi d'avoir accepté de financer les conférences internationales auxquelles j'ai eu l'opportunité de participer. Ceci m'a permis de rencontrer des gens de mon domaine et d'apporter les expériences professionnelles et personnelles nécessaires à ma thèse.

J'adresse également tous mes remerciements à l'ensemble des ami(e)s que j'ai pu rencontrer durant ces années de thèse pour leurs soutiens, leurs bonnes humeurs, et surtout leurs encouragements. Je pense notamment à Jacques Al Kai, Elie Khoury, Gilbert Habib, Nedja Aouani, Julie Massaad (JLL), Walid Hankache, Adele Karam, Géo Hankache, Georges Kaddoum, Phéломène Makhraz, Sandy Rahmé, Layale Saab, Bendy Tanios, Cyrielle Girard, Antoine Halabi, Ali Mcheik, Youssef Bou Issa, Rajaa Akoury, Vanessa Maribelle, et Karmen Cota.

Je dédie ce doctorat à ma mère et à mon père, dont les bénédictions m'ont suivi tout au long, et sans lesquelles je n'en serais pas là. Je leur remercie pour leurs encouragements de continuer mes études en France et je leur exprime toute mon admiration, mon affection et ma gratitude. Aussi, je tiens à remercier mes frères, Rami et Rabih et ma sœur Rita qui m'ont toujours soutenu et encouragé durant les moments les plus difficiles.

Enfin, je tiens à remercier la France, qui m'a accueilli sur son territoire et de m'avoir donné l'opportunité de continuer les études supérieures. Ce pays représente ma porte vers le monde extérieur et il occupera toujours une grande place dans mon cœur.

Je clos enfin ces remerciements en m'adressant au dieu là haut qui m'a donné le courage, la foi, ainsi que l'enthousiasme qui m'ont soutenu tout au long de ces années de travail.

Table des matières

Chapitre 1 Introduction générale	1
Chapitre 2 Présentation du Système Argos	3
2.1 Vue d'ensemble	3
2.2 Composantes du système Argos	3
2.2.1 Les plates-formes	3
2.2.2 Les satellites	5
2.2.3 Les stations de réception	7
2.2.4 Les centres de traitement.....	8
2.3 Fonctionnement du système Argos.....	9
2.4 De Argos-1 à Argos-3, optimisation du système.....	10
2.5 Les applications d'Argos	11
2.6 Argos en quelques chiffres	11
2.7 Spécifications des messages Argos.....	13
2.7.1 Contenu binaire des messages standards.....	13
2.7.2 Modulation des messages standards.....	14
2.7.3 Caractéristiques spectrales des messages standards.....	16
2.7.3.1 Densité Spectrale de Puissance PSD	17
2.7.3.2 Les dérives de la fréquence porteuse d'émission	17
2.8 Conclusion	20
Chapitre 3 Accès Multiple Dans le Système Argos	21
3.1 Introduction.....	21
3.2 Problématique et solutions dans le système Argos.....	21
3.2.1 Accès multiple dans le système Argos.....	22
3.2.2 Interférence par accès multiple dans le système Argos.....	24
3.2.3 Solutions pour la MUI dans le système Argos.....	24
3.2.3.1 Augmentation de la largeur des bandes allouées.....	24
3.2.3.2 Définition de nouvelles formes d'ondes.....	25
3.2.3.3 Adaptation des traitements à bord	25
3.3 Techniques MUD pour les systèmes CDMA	25
3.3.1 Définition du système CDMA.....	26
3.3.2 Représentation mathématique du système CDMA	26
3.3.3 Architectures MUD dans les systèmes CDMA.....	29
3.3.3.1 Détecteur optimal	29

3.3.3.2	Détecteur conventionnel.....	30
3.3.3.3	Décorrelateur	31
3.3.3.4	Détecteur MMSE.....	32
3.3.3.5	Détecteur SIC	33
3.3.3.6	Détecteur PIC	34
3.4	Transmission mono utilisateur.....	35
3.5	Conclusion	36
Chapitre 4 Techniques MUD Synchrones Pour le Système Argos		37
4.1	Introduction.....	37
4.2	Présentation mathématique d'une transmission synchrone	37
4.2.1	Mise en équations pour le cas synchrone	37
4.2.2	Calcul analytique des coefficients de corrélation.....	40
4.2.3	Propriétés des coefficients de corrélation.....	41
4.2.4	Représentation matricielle des équations	41
4.3	Détecteurs MUD dans le cas synchrone	43
4.3.1	Détecteur optimal	43
4.3.2	Détecteur conventionnel.....	45
4.3.3	Détecteur à décorrélation	47
4.3.4	Détecteur linéaire MMSE.....	49
4.3.5	Détecteur SIC	50
4.3.6	Détecteur PIC	52
4.4	Evaluation des techniques MUD	54
4.5	Capacité de traitement MUD dans le récepteur Argos	56
4.5.1	Modélisation des accès dans le système Argos.....	56
4.5.2	Taux de Traitement	57
4.6	Simulations	58
4.7	Conclusion	69
Chapitre 5 Techniques MUD Asynchrones Pour le Système Argos		70
5.1	Introduction.....	70
5.2	Présentation mathématique d'une transmission asynchrone	70
5.2.1	Mise en équations pour le cas asynchrone	70
5.2.2	Calcul analytique des coefficients de corrélation.....	72
5.2.2.1	Cas du filtre de mise en forme en biphasé.....	73
5.2.2.2	Cas du filtre de mise en forme en NRZ.....	76

5.2.3	Influence des coefficients de corrélation sur les performances.....	78
5.2.4	Représentation matricielle des équations	80
5.3	Détecteurs MUD dans le cas asynchrone	82
5.3.1	Détecteur optimal	82
5.3.2	Algorithme de Viterbi	84
5.3.3	Détecteur SIC	84
5.4	Simulations	86
5.5	Conclusion	92
Chapitre 6 Impact de l'Estimation Imparfaite des Paramètres dans le système Argos		93
6.1	Introduction.....	93
6.2	Définitions et critère de démodulation.....	94
6.3	Dégradations et indicateur de performance	94
6.4	Impacts des estimations imparfaites des paramètres	100
6.4.1	Bornes de Cramer Rao (CRB).....	101
6.4.2	Résultats de simulation.....	103
6.5	Conclusion	109
Chapitre 7 Estimateurs Numériques dans le Système Argos		110
7.1	Introduction.....	110
7.2	Principe du maximum de vraisemblance	111
7.3	Expression NDA de la fonction de vraisemblance	112
7.4	Estimation du retard : algorithme de recherche	113
7.5	Estimation de l'écart fréquentiel.....	116
7.6	Estimation de phase et d'amplitude : Algorithme de Viterbi-Viterbi.....	119
7.6.1	Statistiques de l'estimateur d'amplitude	121
7.6.2	Statistiques de l'estimateur de phase.....	124
7.7	Conclusion	128
Chapitre 8 Conclusion Générale et Perspectives		130
8.1	Conclusion générale.....	130
8.2	Perspectives	131
Annexe A Algorithme de Viterbi		132
Annexe B Performances analytiques du détecteur SIC		140

Tables des Figures

Figure 2.1 : Représentation d'une balise Argos (à gauche) avec un appareil (à droite) identifiant son numéro d'identification.	4
Figure 2.2 : Balise Argos permettant le suivi d'un pigeon.	4
Figure 2.3 : Orbite polaire d'un satellite Argos.	5
Figure 2.4 : Zone de visibilité pour un satellite Argos [CLS, 2008].	6
Figure 2.5 : Recouvrement des zones couvertes par deux passages consécutifs [CLS, 2008].	6
Figure 2.6 : Orbite héliosynchrone polaire du satellite Argos.	7
Figure 2.7 : Représentation des stations de réception terrestres [CLS, 2008].	8
Figure 2.8 : Représentation des centres de traitement Argos.	9
Figure 2.9 : Représentation du système Argos [CLS, 2008].	9
Figure 2.11 : Format des messages standards du système Argos.	13
Figure 2.12 : Etats de phase d'un message standard.	15
Figure 2.13 : Plan de fréquences pour les messages STD et NG.	17
Figure 2.14 : PSD normalisé d'un message binaire codé en Manchester.	17
Figure 2.15 : Répartition de la bande passante dans le système Argos-3.	18
Figure 2.16 : Effet Doppler dans le système Argos [CLS, 2008].	19
Figure 2.17 : Représentation géométrique pour le calcul Doppler.	20
Figure 3.1 : Représentation de la géométrie terre-satellite-balise.	23
Figure 3.2 : Architecture du récepteur dans le système CDMA	28
Figure 3.3 : Détecteur MUD optimal dans le système CDMA.	30
Figure 3.4 : Détecteur MUD conventionnel dans le système CDMA	31
Figure 3.5 : Détecteur MUD à décorrélation dans le système CDMA.	32
Figure 3.6 : Détecteur MUD MMSE dans le système CDMA.	33
Figure 3.7 : Architecture du détecteur SIC dans le système CDMA.	37
Figure 3.8 : Architecture du détecteur PIC dans le système CDMA.	35
Figure 4.1 : Détecteur optimal dans le cas une transmission synchrone pour le système Argos.	45
Figure 4.2 : Détecteur conventionnel dans une transmission synchrone pour le système Argos.	46
Figure 4.3 : Détecteur à décorrélation dans une transmission synchrone pour le système Argos.	48
Figure 4.4 : Détecteur MMSE dans une transmission synchrone pour le système Argos.	50
Figure 4.5 : Détecteur SIC dans une transmission synchrone pour le système Argos.	52
Figure 4.6 : Détecteur PIC dans une transmission synchrone pour le système Argos.	53
Figure 4.7 : Détecteur MMSE-PIC dans une transmission synchrone pour le système Argos.	54
Figure 4.8 : Dégradation du SNR à $TEB_{ref} = 6.10^{-4}$ pour un algorithme MUD.	55
Figure 4.9 : Taux de traitement β en fonction du nombre total de balises N_{total} .	58
Figure 4.10 : Tracés des TEB en fonction de $SIR(dB)$, pour différentes valeurs de E_b/N_0 et $\Delta f/R_b$.	60
Figure 4.11 : Tracés des TEB en fonction de E_b/N_0 , pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$ avec $SIR = 0 dB$.	63
Figure 4.12 : Tracés des TEB en fonction de $\Delta f/R_b$, pour différentes valeurs de E_b/N_0 et de $SIR(dB)$.	65
Figure 4.13 : Tracés des dégradations $\delta(dB)$ à $TEB_{ref} = 3,3.10^{-3}$ en fonction de $SIR(dB)$, pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$.	67
Figure 5.1 : Représentation temporelle des symboles reçus de toutes les balises dans le cas asynchrone.	72
Figure 5.2 : Représentation temporelle des cas possibles pour les fonctions $h^*(t - \tau_l)$ et $h(t + T_b - \tau_k)$ avec $\tau_k > \tau_l$, dans le cas d'un filtre $h(t)$ biphasé.	74
Figure 5.3 : Représentation temporelle des cas possibles pour les fonctions $h^*(t - \tau_l)$ et $h(t - T_b - \tau_k)$ avec $\tau_l > \tau_k$, dans le cas d'un filtre $h(t)$ biphasé.	75
Figure 5.4 : Représentation temporelle des cas possibles pour les fonctions $h^*(t - \tau_l)$ et $h(t - \tau_k)$ avec $\tau_k \geq \tau_l$, dans le cas d'un filtre $h(t)$ biphasé.	76
Figure 5.5 : Représentation temporelle des cas possibles pour les fonctions $h^*(t - \tau_l)$ et $h(t + T_b - \tau_k)$ avec $\tau_k > \tau_l$, dans le cas d'un filtre $h(t)$ NRZ.	77

Figure 5.6 : Représentation temporelle des cas possibles pour les fonctions $h^*(t - \tau_l)$ et $h(t - T_b - \tau_k)$ avec $\tau_l > \tau_k$, dans le cas d'un filtre $h(t)$ NRZ.	77
Figure 5.7 : Représentation temporelle des cas possibles pour les fonctions $h^*(t - \tau_l)$ et $h(t - \tau_k)$ avec $\tau_k \geq \tau_l$, dans le cas d'un filtre $h(t)$ NRZ.	78
Figure 5.8 : Détecteur SIC dans une transmission asynchrone pour le système Argos.	86
Figure 5.9 : Tracé de σ_{MUI_l} en fonction de $\Delta f/R_b$, pour différentes valeurs de $\Delta\tau/T_b$.	87
Figure 5.10 : Comparaison entre les spectres d'un filtre NRZ et d'un filtre biphase.	88
Figure 5.11 : Tracés des TEB en fonction de $\Delta\tau/R_b$, pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$ et de $SIR(dB)$ avec $E_b/N_0 = 4 dB$.	89
Figure 5.12 : Tracés de σ_{MUI_l} en fonction de $\Delta\tau/T_b$, pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$.	90
Figure 5.13 : Tracés des dégradations $\delta(dB)$ à $TEB_{ref} = 3,3 \cdot 10^{-3}$ en fonction de $\Delta\tau/T_b$ pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$ et de $SIR(dB)$.	91
Figure 6.1 : Représentation des différentes définitions de dégradations à $TEB_{ref} = 3,3 \cdot 10^{-3}$.	95
Figure 6.2 : Tracés des dégradations en fonction de $\Delta\tau/T_b$ pour $\Delta f/R_b = 0$ et $PSR(dB) = \pm 3$.	96
Figure 6.3: Dégradations en fonction de $\Delta\tau/T_b$ pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$ et de $PSR(dB)$.	97
Figure 6.4 : Surfaces de démodulation en fonction de $\Delta f/R_b$ et de $\Delta\tau/T_b$, pour des signaux à puissance égaux.	98
Figure 6.5 : Surfaces de démodulation en fonction de $\Delta f/R_b$ et de $\Delta\tau/T_b$, pour des valeurs de E_{bq}/N_0 et de $PSR(dB)$.	99
Figure 6.6 : Effet d'une erreur d'amplitude ϵ_{A_p} sur les dégradations $\delta_p^{(\epsilon)} dB$ et $\delta_p^{(\epsilon)}(dB)$.	103
Figure 6.7 : Tracés de $\epsilon_q(dB)$ en fonction d'une erreur d'amplitude ϵ_{A_p} pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$, de PSR et de $\Delta\tau/T_b$.	104
Figure 6.8 : Tracés des $\epsilon_p(dB)$ et $\epsilon_q(dB)$ en fonction d'une erreur de phase ϵ_{θ_p} pour des valeurs de $\Delta f/R_b$, de PSR et de $\Delta\tau/T_b$.	105
Figure 6.9 : Tracés des $\epsilon_p(dB)$ et $\epsilon_q(dB)$ en fonction d'une erreur de phase ϵ_{θ_p} pour des valeurs de $\Delta f/R_b$, de PSR et de $\Delta\tau/T_b$.	105
Figure 6.10 : Tracés des $\epsilon_p(dB)$ et $\epsilon_q(dB)$ en fonction d'une erreur de retard ϵ_{τ_p} pour des valeurs de $\Delta f/R_b$, de PSR et de $\Delta\tau/T_b$.	106
Figure 6.11 : Tracés des $\epsilon_p(dB)$ et $\epsilon_q(dB)$ en fonction d'une erreur de retard ϵ_{τ_p} pour des valeurs de $\Delta f/R_b$, de PSR et de $\Delta\tau/T_b$.	107
Figure 6.12 : Impact des erreurs d'estimations sur la surface de démodulation.	107
Figure 6.13 : Tracés des $\epsilon_p(dB)$ et $\epsilon_q(dB)$ en fonction d'une erreur de retard ϵ_{τ_p} en présence des erreurs d'amplitude et de phase.	108
Figure 7.1 : Circuit de récupération du retard par l'algorithme de recherche suivant le critère de maximum de vraisemblance.	113
Figure 7.2 : Effet d'un écart de fréquence $\widetilde{\delta f}_1/R_b$ sur la variance de l'estimateur du retard pour $q = 20$.	114
Figure 7.3 : Densité de probabilité de l'erreur de retard.	115
Figure 7.4 : Comparaison de la variance $\sigma_{\epsilon_{\tau_1}}^2$ à la variance d'une loi uniforme continue.	115
Figure 7.5 : Estimation de l'écart fréquentiel $\widetilde{\delta f}_l$ du <i>signal</i> l .	134
Figure 7.6 : Tracés de la variance de l'estimateur de fréquence en fonction de L_p .	117
Figure 7.7 : Comparaison de la variance de l'estimateur de fréquence à la borne de Cramer Rao modifiée.	118
Figure 7.8 : Estimation de la phase et de l'amplitude du signal l à l'aide de l'algorithme Viterbi-Viterbi.	120
Figure 7.9 : Tracés de la variance $\sigma_{\epsilon_{A_1}}^2$ de l'estimateur Viterbi-Viterbi en fonction de $\Delta f/R_b$.	121
Figure 7.10 : Tracés de la variance $\sigma_{\epsilon_{A_1}}^2$ en fonction de L_p , pour différentes valeurs des écarts de fréquences résiduels $\delta f_1/R_b$.	122

Figure 7.11 : Comparaison de la variance $\sigma_{\epsilon_{A_1}}^2$ à la borne de Cramer Rao modifiée.	123
Figure 7.12 : Illustration de la phase initiale et de la phase estimée ainsi que de son déroulement pour $\delta f_1/R_b = 3 \cdot 10^{-3}$.	125
Figure 7.14 : Comparaison de la variance $\sigma_{\epsilon_{\theta'_1}}^2$ à la borne de Cramer Rao modifiée.	126
Figure 7.14 : Tracés de la variance $\sigma_{\epsilon_{\theta'_1}}^2$ en fonction de L_p , pour différentes valeurs des écarts de fréquences résiduels $\delta f_1/R_b$.	127
Figure 7.15 : Comparaison de la variance $\sigma_{\epsilon_{\theta'_2}}^2$ à la borne de Cramer Rao modifiée.	128

Acronymes

ADEOS	:	Advanced Earth Observing Satellites.
AWGN	:	Additive White Gaussian Noise.
BPSK	:	Binary Phase shift Keying.
CDMA	:	Code Division Multiple Access.
CLS	:	Collecte Localisation Satellites.
CNES	:	Centre National d'Etudes Spatiales.
CRB	:	Cramer Rao Bound.
DD	:	Decision Directed.
EUMETSAT	:	European Organization for the Exploitation of Meteorological Satellites
FDMA	:	Frequency Division Multiple Access.
GMSK	:	Gaussian Minimum Shift Keying.
HD	:	Haut Débit.
IIS	:	Inter Symbol Interference
ISRO	:	Indian Space Research Organization.
JAXA	:	Japan Aerospace Exploration Agency.
MCRB	:	Modified Cramer Rao Bound.
MetOp	:	Meteorological Operational.
MLD	:	Maximum Likelihood Detection.
MMSE	:	Minimum Mean Square Error.
MUD	:	Multi User Detection.
MUI	:	Multi User Interference.
NASA	:	National Aeronautics and Spatial Administration.
NDA	:	Non Data Aided.
NG	:	Nouvelle Génération.
NOAA	:	National Oceanic and Atmospheric Administration.
PCM/PM	:	Pulse Code Modulation – Phase Modulation.

PDF	:	Power Density Function
PIC	:	Parallel Interference Cancellation.
PMT	:	Platform Message Transceiver.
POES	:	Polar Orbiting Environmental Satellites.
PSD	:	Power Spectral Density.
PTT	:	Platform Transmitter Terminal.
QPSK	:	Quadrature Phase Shift Keying.
SIC	:	Successive Interference Cancellation.
SNR	:	Signal to Noise Ratio.
TDMA	:	Time Division Multiple Access.
TEB	:	Taux Erreur Bit.
TIROS	:	Television Infrared Observation Satellite.

Chapitre 1

Introduction Générale

Notre travail, durant cette thèse, a consisté à étudier les interférences multi utilisateurs dans le système Argos et à proposer des techniques pour réduire les effets de ces interférences.

Le système Argos est un système mondial de localisation et de collecte de données géo-positionnées par satellite. Il permet, à l'échelle mondiale, de collecter et de traiter les données émises par des émetteurs installés sur la surface terrestre. Ces émetteurs sont connus sous le nom de balises. Ces balises sont installées sur des voiliers, des stations météo, des bouées, ainsi que sur des animaux (phoques, pingouins, etc). Le système Argos a été créé en 1978 par le CNES, l'agence spatiale américaine NASA et l'agence américaine d'étude de l'atmosphère et de l'océan NOAA.

Depuis sa création, le nombre de balises Argos n'a cessé d'augmenter afin de couvrir au mieux la couverture mondiale. Aujourd'hui, la bande d'émission arrive à saturation. Les interférences multi utilisateurs MUI liées à la réception simultanée de plusieurs signaux émis par les balises limitent la capacité du système Argos et dégradent les performances en termes de TEB. Actuellement, le système Argos n'est capable de traiter qu'un seul signal reçu à un instant donné. D'où, l'intérêt d'implanter des techniques de réception capables de réduire les effets des interférences et de traiter plusieurs signaux simultanément.

Les techniques permettant de traiter les signaux de plusieurs utilisateurs portent le nom de techniques de détection multi utilisateurs MUD. Ces techniques ont principalement été implantées dans les systèmes CDMA où des codes d'étalement sont utilisés afin de différencier les différents utilisateurs. Le système Argos n'est pas un système CDMA mais il se ressemble au système FDMA où chaque utilisateur utilise une bande de fréquence particulière. Même si les bandes allouées aux utilisateurs sont disjointes au niveau de l'émission, cela n'est plus le cas au niveau du récepteur à cause de l'effet Doppler. Dans ce contexte, l'objectif du travail présenté dans cette thèse est d'étudier différentes techniques MUD appliquées au système Argos et d'évaluer ces techniques au niveau des performances en termes de TEB et de complexité d'implantation.

Ce travail est divisé en 7 chapitres. Le chapitre 2 introduit le système Argos et présente ses différentes composantes ainsi que son mode de fonctionnement. L'évolution du système Argos depuis sa création jusqu'à nos jours est aussi présentée. Ensuite, nous allons présenter une description complète des messages émis par les balises Argos en détaillant le contenu binaire des messages, la modulation utilisée, ainsi que les caractéristiques spectrales des signaux. Les applications du système Argos sont présentées à la fin de ce chapitre.

Le chapitre 3 présente la problématique de la MUI dans le système Argos ainsi que les différentes solutions proposées. Parmi ces solutions, nous allons présenter celle basant sur

l'implantation des techniques MUD au niveau du récepteur. Ces différentes techniques MUD sont présentées dans le cadre des systèmes CDMA. Les avantages et les inconvénients de chacune de ces techniques sont aussi présentés.

Le chapitre 4 traite des structures de techniques MUD adaptées au système Argos. Ce chapitre considère une transmission synchrone pour le système Argos. En d'autres termes, nous allons supposer que tous les signaux émis arrivent au même instant. Malgré cette hypothèse irréaliste, elle permet toutefois de donner une idée sur les performances des techniques MUD. Dans ce chapitre, nous allons développer le modèle analytique d'une transmission synchrone et nous allons ensuite adapter les techniques MUD au système Argos. Des résultats de simulation sont présentés afin d'évaluer les performances en termes de TEB.

Le chapitre 5 traite le cas réaliste dans le système Argos. Nous allons ici tenir compte du retard temporel entre les différents signaux émis. De nouveau, nous allons développer analytiquement le modèle d'une transmission asynchrone et puis adapter les techniques MUD au système Argos. Nous allons aussi présenter l'effet du filtre de mise en forme sur les performances en termes de TEB de ces techniques MUD. À la fin du chapitre, des résultats de simulation seront présentés.

Pour la simplicité, les chapitres précédents ont supposé une estimation parfaite des paramètres des différents signaux reçus au niveau du récepteur. Cette hypothèse simplificatrice est abandonnée dans le chapitre 6. Ce dernier traite les impacts d'une estimation imparfaite de ces paramètres sur les performances des détecteurs MUD. Un critère de démodulation est défini à partir duquel nous allons conclure sur les différents cas possibles dans lesquels tous les signaux sont parfaitement démodulés. Après l'étude des impacts des erreurs d'estimation, nous allons proposer des estimateurs adaptables au système Argos. Les performances de ces estimateurs sont obtenues en comparant les variances de leurs erreurs aux bornes de Cramer Rao CRB. Ces estimateurs sont présentés dans le chapitre 7.

Enfin, nous terminons le travail par une conclusion générale des résultats obtenus et nous envisageons les perspectives des prochains travaux. Ceci est présenté dans le chapitre 8.

Chapitre 2

Présentation du Système Argos

2.1 Vue d'ensemble

Argos [CLS, 2008] est un système mondial de localisation et de collecte de données par satellite, dédié à l'étude et à la protection de l'environnement de la planète.

Argos permet de localiser, à l'échelle mondiale, tout mobile équipé d'un émetteur compatible. Il offre aussi la possibilité de collecter les données de capteurs de mesure connectés à cet émetteur. L'utilisation du système Argos est réservée aux programmes d'étude et de protection de l'environnement, de protection de la vie humaine, et aux études présentant un intérêt gouvernemental. Avec plusieurs milliers d'émetteurs actifs répartis dans le monde entier, Argos est devenu le système de référence pour l'étude et la protection de l'environnement à l'échelle mondiale. Opérationnel depuis 1978, le système Argos est né d'une coopération franco-américaine entre :

- le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES),
- l'agence américaine d'étude de l'atmosphère et de l'océan NOAA,
- l'agence spatiale américaine NASA.

De nouveaux partenaires ont rejoint le comité des opérations depuis 2006 :

- l'agence spatiale japonaise JAXA,
- l'organisation européenne des satellites météorologiques EUMETSAT,
- l'organisation indienne de recherche spatiale ISRO.

Le système Argos est exploité, géré, et commercialisé par la société CLS, filiale du CNES. La société CLS a été créée en 1986.

2.2 Composantes du système Argos

2.2.1 Les plates-formes

Une balise ou plate-forme (cf. Figure 2.1) est un équipement intégrant un émetteur certifié Argos. Chaque plate-forme [CLS, 2008] est caractérisée par un numéro d'identification unique qui est propre à son électronique de transmission. Une plate-forme émet un message de données caractérisé par les paramètres suivants :

- la **fréquence porteuse d'émission** f_0 qui doit être stable, car le calcul de la localisation de la balise est basé sur la mesure de l'effet Doppler.
- la **période de répétition** T_r qui représente l'intervalle de temps entre deux envois consécutifs de messages. Elle varie entre 60 et 200 secondes selon l'application de la plate-forme. Pour des applications de collecte de données uniquement, la période de répétition est environ 200 secondes. Par contre, elle est inférieure pour les applications avec localisation.
- le message des **données** [CNES, 2006] qui comporte :

- une séquence préliminaire de synchronisation,
- une indication de la longueur du message transmis. Cette longueur est exprimée en nombre de blocs de 32 symboles,
- le numéro d'identification de la plate-forme,
- les données transmises (32 à 256 symboles).



Figure 2.1 : Représentation d'une balise Argos (à gauche) avec un appareil (à droite) identifiant son numéro d'identification.

La durée de transmission de chaque message est comprise, suivant sa longueur, entre 360 et 920 millisecondes.

Les points forts du système Argos résident dans les caractéristiques suivantes de ses plates-formes : la faible consommation moyenne de puissance quotidienne, et les petites tailles des plates-formes (jusqu'à la taille d'une boîte d'allumettes, pour un poids de 10 g). Ces avantages nous permettent de suivre les animaux de petite taille, tel que les petits oiseaux (cf. Figure 2.2). Actuellement, plus de 17 000 balises Argos sont en activité.



Figure 2.2 : Balise Argos permettant le suivi d'un pigeon.

Le Tableau 2.1 résume les spécifications d'une balise Argos [Kramer, 2002].

Poids d'une balise	A partir de 10 g
Longueur du message	32 à 256 symboles
Période de répétition T_r	60 à 200 secondes
Durée de transmission	360 à 920 ms
Alimentation	Batterie, Energie solaire

Tableau 2.1 : Spécifications des balises Argos.

2.2.2 Les satellites

L'instrument Argos est embarqué sur des satellites à basse orbite polaire (cf. Figure 2.3) allant de 830 km à 870 km d'altitude [CLS, 2008]. Ces satellites passent au dessus des pôles Nord et Sud à chaque révolution. Ils sont de type POES de la NOAA, de type MetOp d'EUMETSAT, ainsi que de type ADEOS de la JAXA. Les prochains instruments seront embarqués sur deux autres satellites MetOp (prévus en 2014). A tout moment, deux satellites au moins sont opérationnels, donnant ainsi à Argos une couverture complète de la planète.

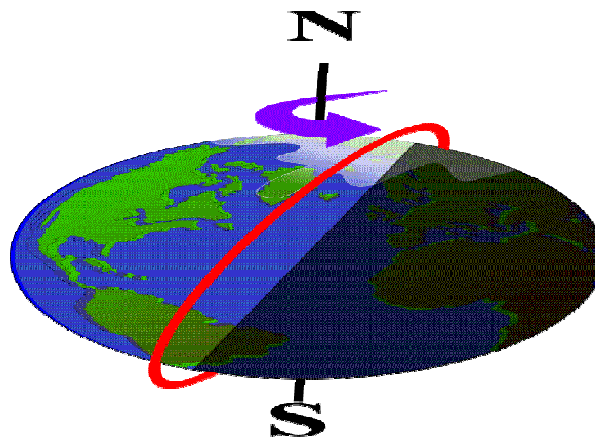


Figure 2.3 : Orbite polaire d'un satellite Argos.

Les messages Argos sont reçus par le satellite. Si le satellite est vu par une station de réception terrestre, ces messages sont retransmis vers le sol en temps réel, et peuvent ainsi être reçus par ces stations. Au contraire, si le satellite ne voit pas des stations de réception, ces messages sont stockés sur l'enregistreur embarqué, et retransmis vers le sol chaque fois que le satellite passe au dessus de l'une des trois stations principales de réception : Wallops Island (Virginie, Etats Unis), Fairbanks (Alaska, Etats Unis) et Lannion (France).

Pour la zone de visibilité, chaque satellite voit à tout moment toutes les plates-formes situées à l'intérieur d'un cercle de diamètre 5000 km (cf. Figure 2.4). Concernant la durée de visibilité d'une plate-forme par le satellite, elle est de 10 minutes en moyenne. Cette durée

correspond au temps pendant lequel le satellite peut recevoir les messages de cette plate-forme durant son passage.

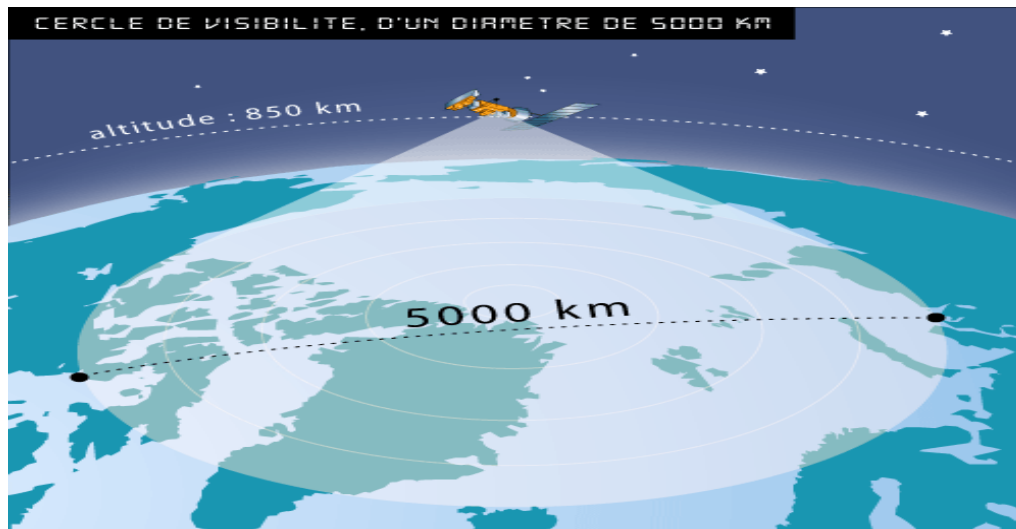


Figure 2.4 : Zone de visibilité pour un satellite Argos [CLS, 2008].

Avec le déplacement du satellite sur son orbite, la trace au sol de la zone de visibilité s'enroule autour de la Terre en passant par les pôles Nord et Sud. En raison de la rotation de la Terre autour d'elle-même, cette zone se décale à chaque révolution du satellite de 25° environ vers l'Ouest, autour de l'axe des pôles. Ainsi, après deux révolutions successives du satellite, les deux zones de visibilité correspondantes se recouvrent partiellement. Cependant, le nombre de passages quotidiens au-dessus d'une plate-forme augmente quand la latitude de celle-ci augmente. Ainsi, aux pôles, chaque satellite voit les plates-formes 14 fois par jour. Par contre, au niveau de l'équateur, chaque satellite voit les plates-formes 7 fois par jour. La période d'une orbite, c'est-à-dire le temps nécessaire à chaque satellite pour effectuer une rotation complète autour de la terre, est voisine de 100 minutes.

Le recouvrement des zones de visibilité après deux passages consécutifs du satellite est présenté sur la Figure 2.5.

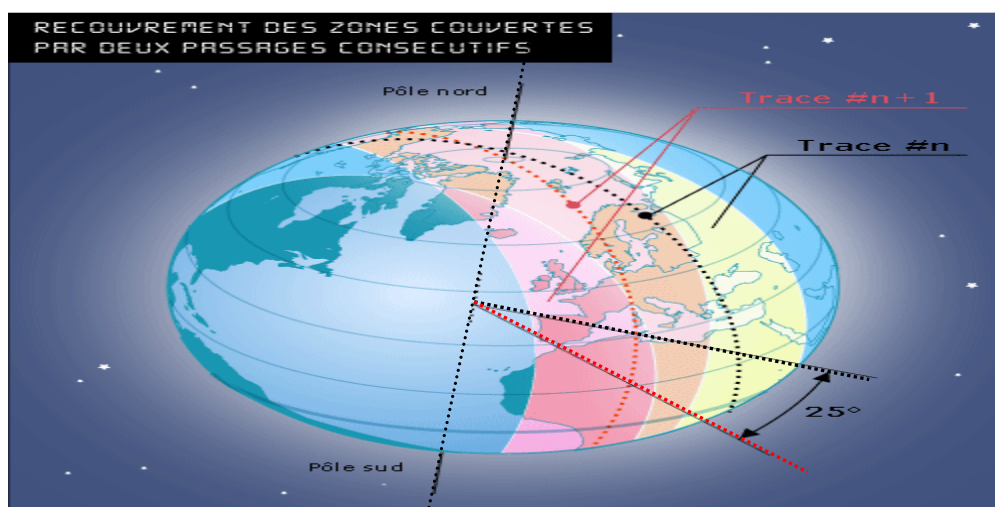


Figure 2.5 : Recouvrement des zones couvertes par deux passages consécutifs [CLS, 2008].

Enfin, Les orbites des satellites sont héliosynchrones, c'est à dire les plans d'orbites des satellites tournent autour de l'axe des pôles à la même vitesse que la terre autour du soleil et donc l'angle entre le plan d'orbite et la direction du soleil demeure constant (cf. Figure 2.6). Ainsi, chaque orbite coupe le plan de l'équateur à des heures locales fixes et donc, chaque satellite passe en visibilité d'une plate-forme donnée à la même heure locale pour tous les jours.

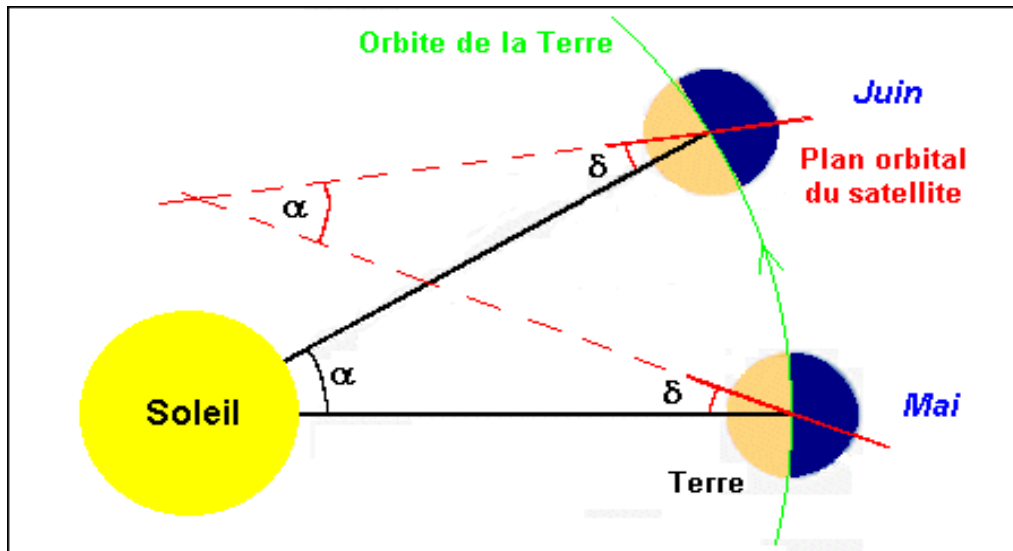


Figure 2.6 : Orbite héliosynchrone polaire du satellite Argos.

2.2.3 Les stations de réception

Les stations de réception [CLS, 2008] reçoivent les informations en provenance des satellites en temps réel et les retransmettent vers des centres de traitement. Nous distinguons les stations de réception principales et les stations de réception régionales (cf. Figure 2.7).

Les trois stations de réception principales récupèrent la totalité des messages enregistrés par les satellites tout au long d'une orbite et confèrent donc au système sa couverture mondiale. Ces trois stations sont Wallops Island et Fairbanks aux Etats Unis, et Lannion en France. Les stations de réception principales reçoivent des données en temps réel.

Les stations régionales reçoivent également les données en temps réel provenant des plates-formes qui sont reçues par le satellite lorsque celui-ci est en visibilité de la station. Environ 80% des balises se trouvent en visibilité d'une station régionale.

Parmi les stations de réception régionales, nous citons : Largo, Hawaii et Monterey aux Etats-Unis, Halifax et Edmonton au Canada, Toulouse en France, Casey en Antarctique, Cape Town en Afrique de Sud, Tokyo au Japon, Darwin, Melbourne et Perth en Australie, Wellington en Nouvelle Zélande, l'île de la Réunion et Lima au Pérou. Actuellement, environ 50 stations de réception sont réparties dans le monde entier.

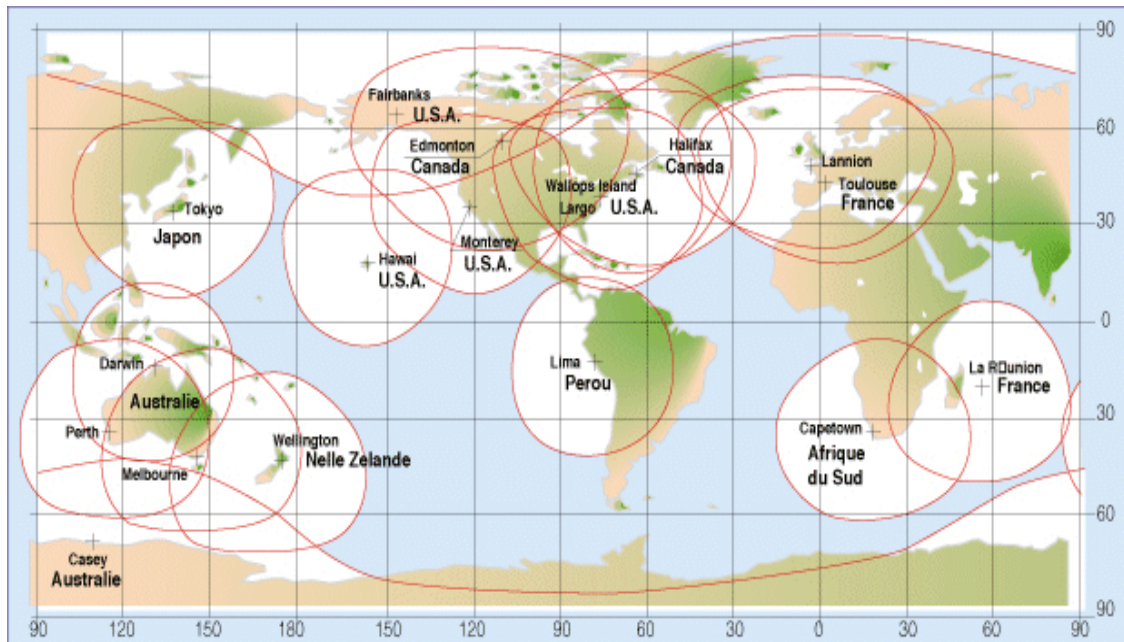


Figure 2.7 : Représentation des stations de réception terrestres [CLS, 2008].

2.2.4 Les centres de traitement

Les centres de traitement (cf. Figure 2.8) reçoivent les données Argos extraites de l'ensemble des données en provenance des stations de réception. Les calculateurs procèdent alors au calcul des localisations et au traitement des données.

Il y a deux centres globaux de traitement [CLS, 2008] : l'un à Largo Maryland, aux Etats-Unis, et l'autre à Toulouse en France. Ces deux centres traitent la totalité des données en provenance des stations principales. Toutes ces données sont archivées et mises à la disposition des utilisateurs. Les traitements réalisés dans un centre de traitement global sont les suivants :

- contrôle de la qualité des messages, du niveau de la réception, de la datation, du numéro d'identification de l'émetteur, des longueurs des messages, et de la fréquence reçue nécessaire pour le calcul de la localisation,
- classement des messages par plate-forme et par ordre chronologique,
- traitement des données.

D'autre part, des centres de traitement régionaux sont implantés afin de fournir un moyen d'accès local à une communauté d'utilisateurs. Par exemple, les utilisateurs japonais peuvent, en se connectant au centre de Tokyo, accéder aux données de leurs plates-formes où qu'elles se trouvent dans le monde. En plus, certains centres sont connectés à une ou plusieurs stations de réception régionales. Enfin, ces centres régionaux sont reliés à un centre principal afin d'offrir aux utilisateurs des centres régionaux une accessibilité mondiale. Parmi les centres de traitement régionaux, nous citons : Lima au Pérou, Jakarta en Indonésie, Melbourne en Australie, et Tokyo au Japon.



Figure 2.8 : Représentation des centres de traitement Argos.

2.3 Fonctionnement du système Argos

- 1- Les plates-formes Argos émettent automatiquement des messages qui sont reçus et enregistrés par les satellites de la constellation Argos situés en basse orbite polaire. Chaque message est émis sous la forme d'une onde à la fréquence d'émission, avec un numéro d'identification unique permettant le repérage.
- 2- Les satellites de la constellation Argos traitent et transfèrent ensuite les messages vers les stations de réception terrestres.
- 3- Les stations terrestres transfèrent les messages vers les centres de traitement Argos. Les centres de traitement calculent la position des émetteurs et traitent les données mesurées.
- 4- Enfin, les centres de traitement mettent automatiquement les résultats à disposition des utilisateurs.

La Figure 2.9 illustre le fonctionnement du système Argos ainsi que ses différentes composantes.



Figure 2.9 : Représentation du système Argos [CLS, 2008].

2.4 De Argos-1 à Argos-3, optimisation du système

Depuis le premier lancement du système Argos en 1978, le système n'a cessé d'évoluer afin de répondre aux nouvelles demandes des utilisateurs. Les améliorations apportées au système Argos pendant toutes ces décennies ont abouti à différentes générations [Kramer, 2002]. Parmi ces améliorations, nous citons : un plus grand nombre de satellites en orbite, une plus grande capacité de traitement, une possibilité d'envoi de messages vers les balises Argos, l'amélioration de la couverture mondiale, l'allocation d'une bande passante supplémentaire, l'augmentation du nombre de balises, la diminution de la taille des balises afin de suivre les petits objets et l'augmentation de la quantité de données transmissibles.

La génération **Argos-1**, lancée en 1978, a constitué la première génération du système de collecte de données. Une bande passante de largeur 24 kHz lui était affectée, permettant ainsi de traiter 4 messages simultanément (4 unités de traitement à bandes différentes). Le premier instrument Argos-1 a été implanté dans le satellite TIROS-N (lancé le 13 octobre, 1978) et puis dans une série des satellites NOAA.

La génération **Argos-2**, mise en œuvre en 2000, a permis d'accroître la bande passante par rapport à la génération Argos-1. Cette bande est passée de 24 kHz pour la génération Argos-1 à 80 kHz pour la génération Argos-2. Cette augmentation de la bande passante a apporté les améliorations suivantes : l'augmentation du nombre de balises, une meilleure répartition fréquentielle des balises, et une meilleure séparation fréquentielle des signaux reçus par le satellite. Ainsi, Argos-2 pouvait traiter 8 messages simultanément alors qu'Argos-1 ne pouvait traiter que 4 messages. Les balises des systèmes Argos-1 et Argos-2 sont connues sous le nom de PTT.

Le premier instrument Argos-2 a été implanté dans le satellite NOAA-15 (lancé le 13 mai 1998), puis successivement dans le NOAA-16 (lancé le 21 septembre, 2000), le NOAA-17 (lancé le 24 juin, 2002) et le NOAA-18 (lancé le 20 mai, 2005).

Plus tard, la génération **Argos-Next** a permis la mise en œuvre d'une liaison à bord descendante. L'équipement Argos a été embarqué sur le satellite ADEOS II (lancé le 4 décembre, 2002) de la JAXA. ADEOS II était le premier satellite à porter une liaison bord descendante. Ainsi, une nouvelle bande passante descendante a été allouée au système Argos (bande de 466 MHz). Cette liaison descendante a permis aux utilisateurs Argos de transmettre des messages aux balises Argos équipées d'un récepteur certifié. Par exemple, un utilisateur Argos peut demander à une balise donnée d'arrêter sa transmission dans une zone bien localisée. Ces types de balises capables de recevoir des données sont connus sous le nom de PMT. Le satellite ADEOS II a malheureusement été perdu le 25 octobre 2003.

Le 19 octobre 2006, le satellite MetOp-A a transporté le premier équipement de la génération **Argos-3**, puis cette même génération a été embarquée sur le satellite NOAA-N' en 2009. En plus de sa liaison descendante, Argos-3 propose deux nouvelles modifications par rapport aux générations antérieures :

- 1- la mise en œuvre de deux nouveaux types de balises : les balises Nouvelles Générations NG et les balises Hauts Débits HD. Ces deux différents types de balises sont dédiés à des types d'applications nécessitant un grand débit binaire et elles se distinguent des précédentes balises standards STD par les paramètres suivants: le débit binaire de transmission, la modulation et la présence ou l'absence d'un codage canal. Les spécifications de ces trois types de balises sont présentées dans le Tableau 2.2.
- 2- l'allocation d'une bande passante supplémentaire de 30 kHz. Cette bande est occupée par les balises HD pour la transmission de leurs données.

Actuellement, des projets de lancement de satellites sont prévus jusqu'en 2014. Ces nouveaux projets sont dédiés aux nouvelles générations d'Argos dont l'objectif est d'assurer la continuité des missions Argos-2 et Argos-3, mais aussi d'améliorer la capacité de transmission du système. A titre d'exemple, Argos-4 devrait être embarqué sur les deux satellites MetOp-B et MetOp-C (prévus en 2014) ainsi que sur les satellites NPOESS C1 et C2 de la NOAA (prévus pour 2013).

2.5 Les applications d'Argos

Le système Argos est utilisé pour diverses applications [CNES, 2009]. Ces applications sont en premier lieu dédiées à l'étude et à la protection de l'environnement. Parmi ces applications : l'océanographie et la météorologie, la gestion des ressources en eau, La prévention pour les risques naturels, le suivi d'animaux en voie d'extinction, le suivi des bateaux de pêche, et quelques applications humanitaires.

2.6 Argos en quelques chiffres

La répartition des applications Argos selon le domaine d'étude est illustrée sur la Figure 2.10 [CNES, 2009]. Cette répartition nous montre l'intérêt du système Argos pour l'étude et la protection de l'environnement. L'absence des applications militaires dans le système Argos s'explique par le fait que ces dernières sont prises en charge par le système Cospas-Sarsat [Zurabov, et al., 1998] qui est dérivé du système Argos et créé entre 1978 et 1988.

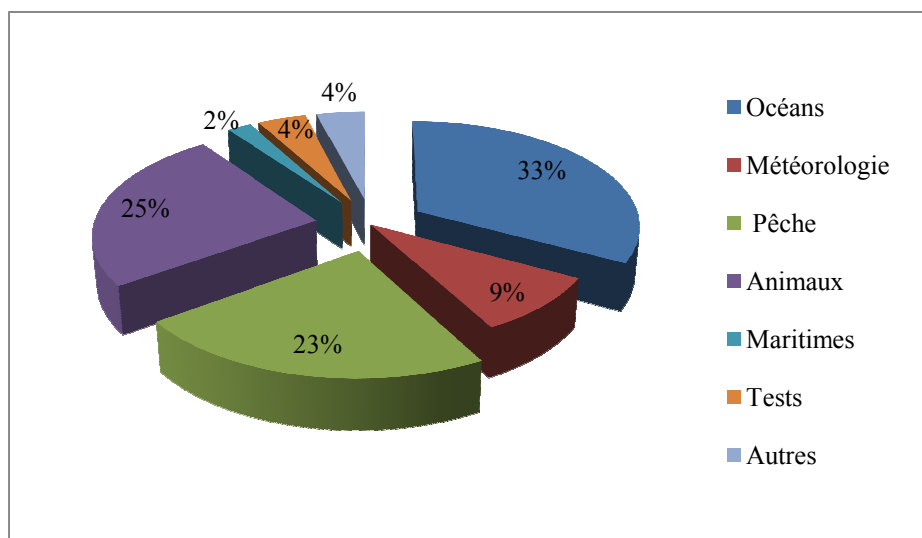


Figure 2.10 : Répartition des applications Argos à l'échelle mondiale.

Paramètres	Argos 1 (1978)	Argos 2 (2000)	Argos-Next (2002)	Argos-3 (2006)
Types de balises	STD (PTT)	STD (PTT)	STD (PMT)	STD, NG, HD (PMT)
Fréquence centrale de la bande allouée à Argos	401,65 MHz	401,65 MHz	401,65 MHz	401,65 MHz (STD, NG) 401,595 MHz (HD)
Modulation	PCM/PM	PCM/PM	PCM/PM	PCM/PM (STD) QPSK (NG) GMSK (HD)
Bande Passante	24 kHz	80 kHz	80 kHz	80 kHz (STD, NG) 30 kHz (HD)
Débit binaire montant	400 bit/s	400 bit/s	400 bit/s	400 bit/s (STD) 800 bit/s (NG) 4.8 kbit/s (HD)
Liaison descendante	No	No	Oui	Oui
Débit binaire descendant	-	-	200 bit/s	400 bit/s
Nombre de messages traités simultanément	4	8	8	9 (STD, NG) 3 (HD)
Satellites équipés avec Argos (suivant la date du lancement)	TIROS-N NOAA-14 (Déc.1994)	NOAA-15 NOAA-16 NOAA-17 NOAA-18	ADEOS II	MetOp-A NOAA-N'
Quantité de données transmises par balise durant chaque passage du satellite	800 bits	1200 bits	2400 bits	15 kbits
Valeur minimale de T_r	90 s	60 s	60 s	60 s

Tableau 2.2 : Evolution historique du système Argos [Kramer, 2002].

2.7 Spécifications des messages Argos

Dans ce paragraphe, nous présentons une description complète des messages émis par les balises Argos en précisant le contenu binaire des messages, la modulation utilisée, et les caractéristiques spectrales. Dans cette étude, nous nous limitons aux balises standards. Même si des balises plus récentes existent, comme les balises NG et HD, ces dernières ne sont utilisées que dans le cadre des applications très spécifiques nécessitant un grand débit binaire.

2.7.1 Contenu binaire des messages standards

La balise STD transmet au satellite un message binaire avec la période de répétition T_r . Les données sont émises à un débit de 400 bit/s avec une tolérance de 1,25%, soit entre 395 bit/s et 405 bit/s. Le message standard émis comprend [M.Monnerat, et al., 1999] :

- une porteuse pure non modulée servant à détecter la fréquence porteuse de base. Cette porteuse pure est de durée $160 \text{ ms} \pm 2,5 \text{ ms}$.
- une partie binaire modulée servant à transporter les informations. Ces informations sont de deux types :
 - les informations de contrôle : un préambule de synchronisation, un code de longueur, et un numéro d'identification (ID) de la balise.
 - les données des capteurs de la balise liées à l'application.

Nous détaillons, dans la suite, les différentes parties du contenu binaire du message standard présentées dans la Figure 2.11.

Porteuse pure (160 ms)	Préambule (24 bits)	Code de Longueur (4 bits)	Numéro ID (20 bits)	Données capteurs ($N_b \times 32$ bits) $1 \leq N_b \leq 8$
---------------------------	------------------------	------------------------------	------------------------	--

Figure 2.11 : Format des messages standards du système Argos.

Préambule de synchronisation

Ce préambule sert à la fois pour la synchronisation bit et la synchronisation trame. Les 15 premiers bits à '1' du servent à la synchronisation bit tandis que la synchronisation trame comprend la suite de '000101111'. Cette phase du traitement sert à détecter le début du message.

Code de longueur

Ce code de longueur est codé sur 4 bits. Il nous permet d'avoir le nombre de blocs N_b des données capteurs. Dans les instruments actuels d'Argos, chacun de ces blocs est formé de 32 bits. Le Tableau 2.3 donne le nombre de blocs de données capteurs en fonction de la valeur binaire du code de longueur.

Code de longueur	Nombre de blocs N_b de 32 bits
0 0 0 0	1
0 0 1 1	2
0 1 0 1	3
0 1 1 0	4
1 0 0 1	5
1 0 1 0	6
1 1 0 0	7
1 1 1 1	8

Tableau 2.3 : Nombre de blocs N_b en fonction du mot de code.

Numéro d'identification (ID)

Un numéro d'identification unique est affecté à chaque nouvelle balise mise en œuvre. Le numéro d'identification est une suite binaire destinée à authentifier la balise. Ce numéro d'identification est codé sur 20 bits.

Données capteurs

Ces données représentent les données physiques émises par les capteurs de la balise (position, température, vitesse, profondeur, etc). Ces données sont codées sur des nombres de blocs, chacun de longueur de 32 bits. Le nombre de blocs N_b est donné à partir de la valeur du code de longueur (cf. Tableau 2.3).

2.7.2 Modulation des messages standards

Comme mentionné précédemment au Tableau 2.2, la partie modulée des messages standards utilise la modulation PCM/PM [M.Shihabi, et al., 1994]. Le signal émis $s(t)$ s'écrit sous la forme suivante :

$$s(t) = \sqrt{2P_t} \cos [2\pi f_0 t + \theta_0 + m d(t)] \quad (2.1)$$

où P_t représente la puissance du signal $s(t)$, f_0 est la fréquence porteuse d'émission, θ_0 est la phase à l'origine, m est l'indice de modulation exprimé en radian ($0 \leq m \leq \frac{\pi}{2}$) et $d(t)$ représente les données du signal à un débit binaire de 400 bit/s noté par R_b et codées en Biphase-L (Manchester) sous la forme suivante :

$$d(t) = \sum_{n=0}^{M-1} b(n)h(t - nT_b) \quad (2.2)$$

où M représente le nombre de bits du message, $b(n) \in \{-1, +1\}$ représente le symbole transmis à l'instant nT_b avec $T_b = 1/R_b$ désignant la période bit, et $h(t)$ représente le filtre de mise en forme qui s'écrit sous la forme suivante :

$$h(t) = \begin{cases} +1 & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_b}{2} \\ -1 & \text{si } \frac{T_b}{2} \leq t \leq T_b \end{cases} \quad (2.3)$$

A noter que le symbole $b(n) = +1$ correspond à la transmission du bit '1', tandis que le symbole $b(n) = -1$ correspond à la transmission du bit '0'. Ainsi, un symbole transmis correspond à un bit transmis.

Dans la Figure 2.12, nous présentons un exemple d'une suite binaire émise, ainsi que les états de phases correspondants $\phi_1(t)$ du signal $s(t)$ avec :

$$\phi_1(t) = \theta_0 + m d(t) \quad (2.4)$$

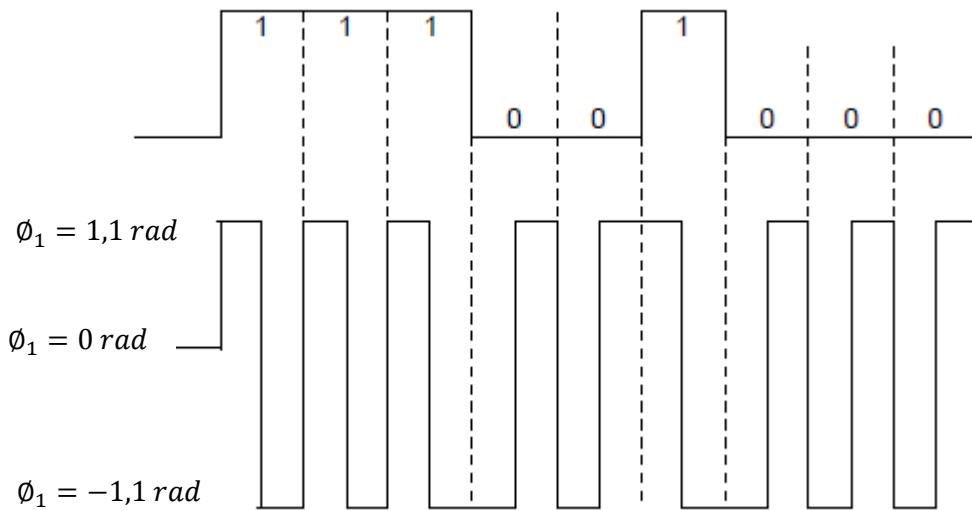


Figure 2.12 : États de phase d'un message standard.

La séquence binaire présentée sur la Figure 2.12 est formée par la suite '11100100'. En prenant une phase nulle à l'origine ($\theta_0 = 0$) et un indice de modulation m de valeur 1,1 rad, les états de phase ϕ_1 du message binaire correspondants sont présentés. D'après la Figure 2.12, pour un bit de valeur '1', les états de phase ϕ_1 sont de +1,1 rad pendant la première demi période du bit et de -1,1 rad pendant la deuxième demi période. De même, pour un bit de valeur '0', les états de phase ϕ_1 sont de -1,1 rad pendant la première demi période du bit et de +1,1 rad pendant la deuxième demi période. Cependant, l'état de phase de 0 rad correspond à la phase de la porteuse pure non modulée (durée 160 ms).

Pour développer le signal $s(t)$, l'équation (2.1) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$s(t) = \sqrt{2P_t} \cos[m d(t)] \cos(2\pi f_0 t + \theta_0) - \sqrt{2P_t} \sin[m d(t)] \sin(2\pi f_0 t + \theta_0) \quad (2.5)$$

Sachant que $d(t) \in \{-1, +1\}$, le signal $s(t)$ s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
s(t) &= p(t) + m_d(t) \\
p(t) &= \sqrt{2P_t} \cos(m) \cos(2\pi f_0 t + \theta_0) \\
m_d(t) &= -\sqrt{2P_t} d(t) \sin(m) \sin(2\pi f_0 t + \theta_0)
\end{aligned} \tag{2.6}$$

Ainsi, le signal $s(t)$ du système Argos s'écrit sous la forme d'une somme de deux termes : le premier terme qui représente un résidu de porteuse pure, désigné par $p(t)$, et le deuxième terme qui représente le message de données, désigné par $m_d(t)$.

La présence d'un résidu de porteuse pure $p(t)$ dans le signal $s(t)$ permet au récepteur de détecter la raie de fréquence à laquelle le message est modulé. Ainsi, cette raie détectée permet au récepteur la transposition en bande de base du message standard. L'avantage aussi se présente essentiellement dans le cas d'accès multiple par plusieurs messages standards. Dans ce cas, les différents signaux reçus pourront être séparés dans le domaine fréquentiel.

Pour calculer les puissances des deux signaux $p(t)$ et $m_d(t)$ définis précédemment, on définit la puissance P_x d'un signal quelconque $x(t)$ de durée T par :

$$P_x = \frac{1}{T} \int_0^T \|x(t)\|^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) x^*(t) dt \tag{2.7}$$

où $\|z\|^2$ désigne le module au carré du nombre complexe z ayant une partie réelle $Re(z)$ et une partie imaginaire $Im(z)$ et l'indice $*$ désigne le complexe conjugué.

Ainsi, la puissance du résidu de porteuse pure $p(t)$ et celle du message des données $m_d(t)$ s'écrivent respectivement :

$$\begin{aligned}
P_p &= P_t \cos^2(m) \\
P_m &= P_t \sin^2(m)
\end{aligned} \tag{2.8}$$

L'indice de modulation m affecte donc une partie de la puissance totale P_t du signal $s(t)$ au résidu de porteuse pure $p(t)$ et une autre partie au message de données $m_d(t)$. Notons que pour $m = \pi/2$, nous avons $s(t) = m_d(t)$ ce qui correspond à une modulation BPSK ($P_p = 0$). Par contre, pour $m = 0$, nous avons $s(t) = p(t)$ ce qui correspond à une porteuse pure ($P_m = 0$). Pour le système Argos, l'indice de modulation m utilisé vaut $1,1 \text{ rad} \pm 0,1 \text{ rad}$.

2.7.3 Caractéristiques spectrales des messages standards

Les messages STD et NG coexistent dans une bande de 80 kHz, centrée autour de f_c de valeur 401,65 MHz. Ceci est illustré sur la Figure 2.13.

Nous décrivons dans ce paragraphe les caractéristiques fréquentielles du signal émis d'une balise standard, en particulier : la densité spectrale de puissance du signal émis et les dérives de la fréquence porteuse d'émission f_0 .

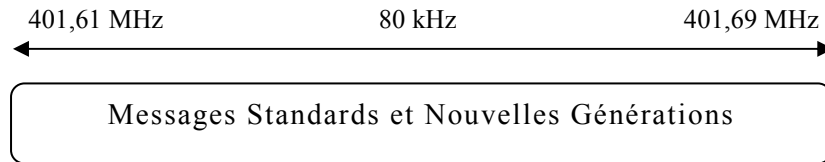


Figure 2.13 : Plan de fréquences pour les messages STD et NG.

2.7.3.1 Densité Spectrale de Puissance PSD

En se basant sur l'équation (2.5), la PSD du message standard émis $s(t)$ désignée par $S_s(f)$ s'écrit sous la forme suivante :

$$S_s(f) = P_t[\cos^2(m)\delta(f - f_0) + \sin^2(m)S_D(f - f_0)] \quad (2.9)$$

où $S_D(f)$ représente la PSD du signal de données $d(t)$ et donné par l'expression suivante [M.Shihabi, et al., 1994] :

$$S_D(f) = \frac{1}{R_b} \frac{\sin^4\left(\frac{\pi f}{2R_b}\right)}{\left(\frac{\pi f}{2R_b}\right)^2} \quad (2.10)$$

Un exemple de PSD normalisé du signal de données $S_D(f)$ est donné sur la Figure 2.14.

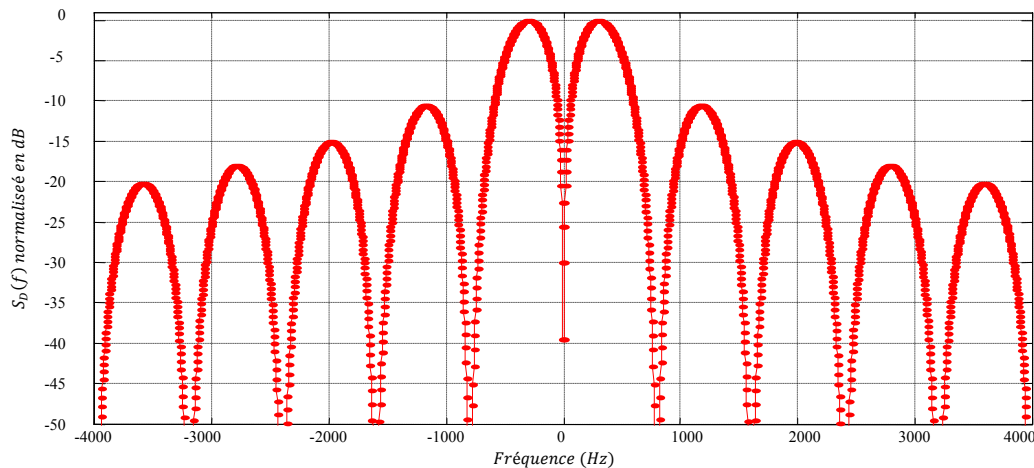


Figure 2.14 : PSD normalisé d'un message binaire codé en Manchester.

La Figure 2.14 montre que la modulation de phase Manchester produit plusieurs lobes secondaires séparés par un décalage de 800 Hz. Ce décalage représente l'inverse du temps durant lequel un changement de phase se produit (1,25 ms). Ces lobes secondaires produisent des interférences à la réception simultanée de plusieurs messages standards.

2.7.3.2 Les dérives de la fréquence porteuse d'émission

Les signaux standards sont émis dans une bande de fréquences de largeur 80 kHz centrée en $f_c = 401,65$ MHz. Cette bande passante est divisée en trois sous bandes fréquentielles :

une sous bande d'émission et de deux sous bandes de garde (cf. Figure 2.15). Pour la sous-bande d'émission, celle-ci s'étale sur une largeur de 60 kHz et elle est centrée en f_c de 401,62 MHz à 401,68 MHz. D'autre part, les deux sous bandes de garde, chacune de largeur 10 kHz, sont situées de part et d'autre de la sous bande d'émission. Ces sous bandes de garde servent de bandes de protection contre les dérives sur la fréquence porteuse f_0 . Ces dérives ont notamment pour cause: l'instabilité et l'incertitude sur la fréquence porteuse f_0 à l'émission, l'effet Doppler dû au mouvement relatif entre les balises et les satellites, et la dérive doppler.

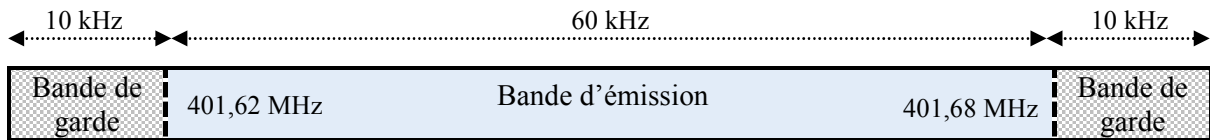


Figure 2.15 : Répartition de la bande passante dans le système Argos-3.

1- Instabilité et incertitude sur la fréquence porteuse d'émission

En ce qui concerne l'instabilité et l'incertitude sur la fréquence porteuse f_0 , ceux-ci sont dus aux changements dans les oscillateurs électroniques à l'émission : température du milieu, imperfections de l'horloge, etc. Pour le système Argos, nous donnons les spécifications suivantes [G.Vrckovnik, et al., 1991] :

- l'incertitude δf_0 de 1 kHz sur la fréquence porteuse f_0 due à l'horloge d'émission. La balise Argos émet donc son message à la fréquence porteuse $f_0 \pm 1$ kHz.
- la stabilité à court terme δf_c qui représente la variation de la fréquence porteuse f_0 en fonction du temps, durant la durée du message. Elle est de l'ordre de 7 Hz pour un message de durée maximale 960 ms.
- la stabilité à long terme δf_l qui représente la variation de la fréquence porteuse f_0 en fonction du temps, durant le passage du satellite. Elle est de l'ordre de 6 Hz durant la durée de visibilité du satellite (10 minutes).

Nous remarquons que les variations de la fréquence porteuse f_0 provenant des stabilités à court et à long terme sont négligeables devant la variation provenant de l'incertitude due à l'horloge d'émission. Ainsi, la variation totale δf_t à l'émission de la fréquence porteuse f_0 sera :

$$\delta f_t = \delta f_0 + \delta f_c + \delta f_l \approx \delta f_0 \quad (2.11)$$

2- Effet Doppler

Les satellites implantés dans le système Argos reçoivent les signaux émis par les balises. Lorsque le satellite et la balise se déplacent l'un par rapport à l'autre, la fréquence porteuse à la réception diffère de celle à l'émission : c'est l'effet Doppler (cf. Figure 2.16). Quand le satellite se rapproche de l'émetteur, la fréquence du signal reçu par les instruments Argos est plus élevée que celle du signal émis, et moins élevée quand il s'en éloigne. Si les fréquences des signaux reçus et émis sont égales, l'émetteur se trouve sur la perpendiculaire à la trace du satellite au sol. Sur un tracé de la fréquence reçue par le satellite en fonction du temps, la

la pente de la courbe au point de proximité maximale permet de calculer la distance entre la balise émettrice et le satellite. Ceci est illustré sur la Figure 2.16.

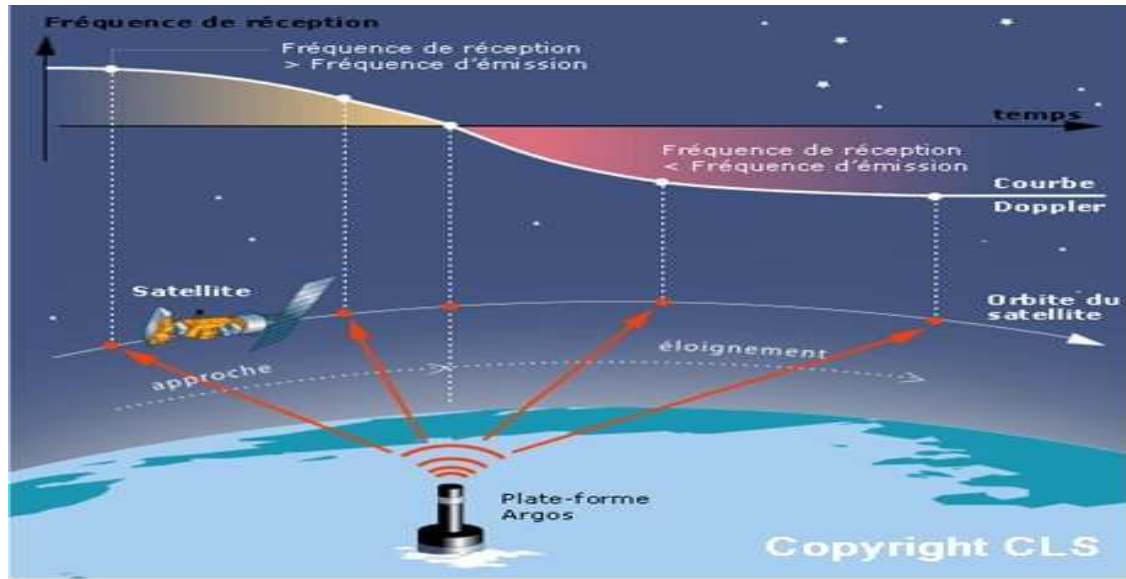


Figure 2.16 : Effet Doppler dans le système Argos [CLS, 2008].

Nous calculons maintenant la fréquence Doppler f_d . Sur la Figure 2.17. L'arc ABC définit la zone de visibilité du satellite Argos pour la balise positionnée en E, le point D représente le centre de la Terre de rayon R_t , h_s représente l'altitude décrite par l'orbite du satellite, x représente la distance balise-satellite, α représente l'angle que fait la vitesse radiale du satellite avec la liaison balise-satellite, et enfin γ représente l'angle entre la liaison balise-satellite et celle de la balise vers le centre de la Terre.

La valeur de la fréquence Doppler à une position définie est donnée par [G.Vrckovnik, et al., 1991]:

$$f_d = (f_0 + \delta f_t) \frac{v_r}{c} \cos \alpha \quad (2.12)$$

où v_r désigne la vitesse radiale du satellite en m/s (de l'ordre de 7,5 km/s) et c désigne la vitesse de la lumière, de valeur 3.10^8 m/s. Pour le calcul de l'angle α , celui-ci est obtenu en appliquant la loi des sinus dans le triangle EAD, celle-ci s'écrit sous la forme :

$$\frac{\sin \beta}{R_t} = \frac{\sin \gamma}{R_t + h_s} \text{ où } \beta = \frac{\pi}{2} - \alpha \quad (2.13)$$

Ce qui nous donne :

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \sin^{-1} \left(\frac{R_t \sin \gamma}{R_t + h_s} \right) \quad (2.14)$$

Enfin, en remplaçant l'équation (2.14) dans l'équation (2.12), la fréquence Doppler sera :

$$f_d = (f_0 + \delta f_t) \frac{v_r}{c} \left(\frac{R_t \sin \gamma}{R_t + h_s} \right) \quad (2.15)$$

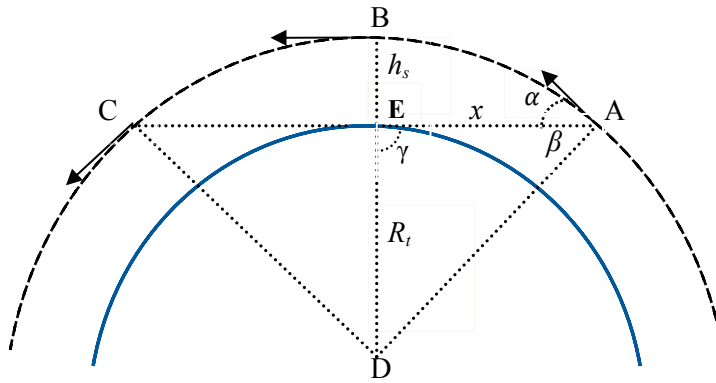


Figure 2.17 : Représentation géométrique pour le calcul Doppler.

3- Dérive Doppler

Un dernier paramètre important est donné par la variation de la fréquence Doppler en fonction du temps : la dérive doppler notée α_d (Hz/s). En effet, le satellite parcourt son orbite tout au long du chemin défini par l'arc ABC , ce qui entraîne une variation de la distance x balise-satellite en fonction du temps. D'autre part, cette variation de la distance x fait varier l'angle γ menant ainsi à une variation de la fréquence Doppler suivant l'équation (2.15). Pour Argos, la variation maximale de f_d vaut 85 Hz/s [G.Vrckovnik, et al., 1991]. Ainsi, pour un message standard Argos de durée maximale 920 ms, la dérive maximale de la fréquence porteuse reçue sur le message émis est de 78,2 Hz.

Enfin, en tenant compte de toutes les dérives de la fréquence porteuse d'émission, la fréquence porteuse reçue en fonction du temps t s'écrit sous la forme :

$$f_r(t) = (f_0 + \delta f_t) + f_d + \alpha_d t \quad (2.16)$$

2.8 Conclusion

Ce chapitre décrit brièvement le système Argos. Créé en 1978, le système Argos est un système mondial dédié à l'étude et à la protection de l'environnement. Le système Argos repose sur des balises émettrices réparties sur la surface de la terre. Ces balises servent à la localisation et à la collecte de données. Actuellement, avec Argos-3, plusieurs types de balises existent dans la bande de 401,58 MHz à 401,69 MHz : balises bas débit Standard et Nouvelles Générations (PCM/PM et QPSK) et balises Haut Débit (GMSK). Les signaux émis par les balises sont reçus par des satellites défilants. Ces signaux sont prétraités, démodulés pour être réémis vers les stations de sol et enfin vers les utilisateurs Argos. Dans le cadre de l'évolution du système Argos, des projets de lancement de nouveaux satellites sont programmés jusqu'au 2014. Ces évolutions tiennent compte de la compatibilité avec les anciennes versions d'Argos, de l'augmentation continue du nombre de balises, du besoin des utilisateurs, et des futures applications mises en œuvre.

Chapitre 3

Accès Multiple Dans le Système Argos

3.1 Introduction

Depuis sa création en 1978, le nombre de balises Argos n'a cessé de croître au fil des années afin de couvrir au mieux de nouvelles applications indispensables à la protection de l'environnement. Pour répondre à cette augmentation, le nombre de satellites en orbite a lui aussi augmenté et la bande passante allouée au système a été élargie. Actuellement, environ 17000 balises sont déployées.

Cependant, la tendance actuelle étant toujours à l'augmentation du nombre de balises, on s'oriente ainsi vers une saturation de la bande d'émission et donc vers une baisse du taux de nombre balises traitées par rapport aux nombres de balises vues par le satellite. Dans le cadre des évolutions futures du système Argos, augmenter ce taux est le premier enjeu du point de vue des utilisateurs du système. Plusieurs axes de recherche peuvent ainsi être évoqués afin de répondre à cette problématique, en conservant la nécessaire compatibilité avec les anciens standards du système Argos.

3.2 Problématique et solutions dans le système Argos

Dans le chapitre précédent, nous avons décrit les spécifications des signaux Argos émis par les balises standards. En particulier, la modulation des messages émis, les dérives de la fréquence porteuse, ainsi que l'influence de l'effet Doppler ont été présentés. Ces spécifications ont été présentées dans le cadre d'une liaison point-à-point, mono utilisateur, c'est à dire pour la réception d'un message standard par un satellite de la constellation Argos. Cependant, vu l'augmentation actuelle du nombre de balises, plusieurs balises peuvent utiliser la même bande de temps et de fréquence et par conséquent, se superposer à la réception au niveau du satellite. En effet, les émissions des balises ne sont pas synchronisés en temps et les décalages et dérives Doppler font que les fréquences porteuses reçues par le satellite sont très différentes de celles qui ont été émises, d'où le recouvrement possible au niveau spectral. Se posent alors les questions suivantes : comment caractériser le recouvrement en temps et en fréquences de plusieurs signaux ? Quelles sont les cas favorables pour lequel il est envisageable de récupérer l'intégralité des signaux reçus ? Quelle est alors l'architecture du récepteur ?

Pour répondre à toutes ces questions, nous présentons tout d'abord dans ce paragraphe les caractéristiques de l'accès multiple dans le système Argos. Ces caractéristiques tiennent compte des pertes en espace libre dans une chaîne de transmission par satellite, de l'influence de l'effet Doppler, ainsi que du temps de propagation. Ensuite, la problématique du système Argos liée à la MUI est présentée ainsi que diverses solutions envisageables.

3.2.1 Accès multiple dans le système Argos

Dans ce paragraphe, nous présentons les caractéristiques relatives à la réception des deux signaux au niveau du récepteur. En d'autres termes, nous présentons la position d'un signal par rapport à un autre en termes d'écart en puissance, d'écart en fréquence, et d'écart en temps. Ceci nous permet de caractériser l'accès multiple dans Argos.

Nous considérons la Figure 3.1 représentant la terre de centre O et de rayon R_t de valeur 6400 km, le satellite S situé à une orbite polaire d'altitude h_s de valeur moyenne 850 km et couvrant une zone de visibilité formé par l'arc $B_2 B_3$, et deux balises Argos situées en B_1 et B_2 . La balise B_1 se trouve sur la perpendiculaire à la trace du satellite au sol, à une distance h_s du satellite. Par contre, la balise B_2 se trouve à une distance x du satellite voyant le satellite avec un angle γ . La valeur de la distance x en fonction de l'angle γ s'écrit sous la forme suivante :

$$(R_t + h_s)^2 = x^2 + R_t^2 - 2 x R_t \cos \gamma \quad (3.1)$$

Considérons maintenant les pertes en espace libre dues à la propagation de l'onde entre une balise quelconque B et le satellite S . Le terme des pertes en espace libre, noté par $L_{S,B}$, est défini de la façon suivante [Hunter, 2002] :

$$L_{S,B} = \frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (3.2)$$

où P_r représente la puissance du signal reçu, P_t représente la puissance du signal émis, G_t représente le gain de l'antenne d'émission, G_r représente le gain de l'antenne de réception, λ représente la longueur d'onde en mètres à la fréquence porteuse du travail f_0 , et d représente la distance de la balise B au satellite S .

Nous supposons maintenant que les balises Argos représentées sur la Figure 3.1 émettent à la même puissance P_t , et qu'elles présentent les mêmes gains d'antennes G_t à l'émission. Ainsi, dans la zone de visibilité du satellite S (cf. Figure 3.1), nous allons nous intéresser au coefficient η qui représente le rapport entre les pertes en espace libre pour la balise B_1 noté L_{S,B_1} et celles de la balise située en B_2 noté L_{S,B_2} . Ce rapport η est défini par :

$$\eta = \frac{L_{S,B_1}}{L_{S,B_2}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi h_s} \right)^2 \cdot \left(\frac{4\pi x}{\lambda} \right)^2 = \left(\frac{x}{h_s} \right)^2 \quad (3.3)$$

Ainsi, en exprimant η_{dB} comme la valeur en décibel (dB) du terme η , nous obtenons:

$$\eta_{dB} = 10 \log_{10} \eta = 20 \log_{10} \left(\frac{x}{h_s} \right) \quad (3.4)$$

Sachant que la zone de visibilité est un cercle de diamètre 5000 km (cf. Figure 2.4), nous obtenons la valeur maximale de x de 2845 km. Cette valeur de x correspond à une valeur de γ de 96° (position B_2 sur la Figure 3.1). Ainsi, en se basant sur l'équation (3.4), le rapport maximal des pertes en espace libre η_{dB} entre les deux balises est de 10,5 dB. Par conséquent, nous pouvons en déduire que si nous voulons récupérer un signal émis par une balise en limite

de zone de visibilité, nous pouvons être perturbés par un signal émis par une autre balise et ayant une puissance de 10,5 dB supérieure à celui là.

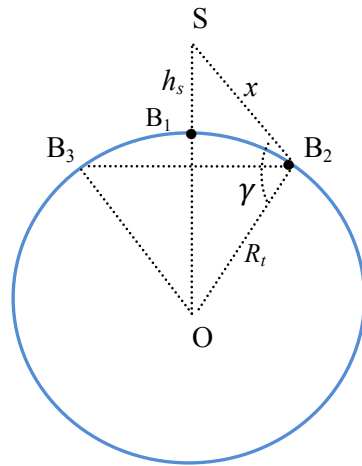


Figure 3.1 : Représentation de la géométrie terre-satellite-balise.

D'autre part, en plus de la réception de deux signaux à différents niveaux de puissance d'après (3.4), chacun de ces signaux est affecté d'un décalage Doppler f_d différent au niveau du récepteur. Ce décalage Doppler est donné par l'équation (2.15). Pour obtenir le décalage Doppler maximal noté f_{d-max} , il suffit de se mettre à la position B_2 , ce qui correspond à la valeur γ de 96° . De même, la valeur du décalage Doppler en B_3 vaut $-f_{d-max}$. Pour le système Argos, la valeur f_{d-max} vaut 9 kHz. Ainsi, chaque signal émis présente au niveau du récepteur un décalage Doppler $-9 \text{ kHz} \leq f_d \leq 9 \text{ kHz}$. Par conséquent, nous pouvons conclure qu'un recouvrement spectral entre les deux balises est fortement probable, en particulier dans le cas des deux balises relativement proches.

Enfin, concernant le retard temporel entre les deux signaux, supposons que les deux balises émettent leurs propres signaux au même instant t_0 . Par conséquent, le signal émis par la balise B_2 arrive en retard par rapport au signal émis par la balise B_1 d'une valeur τ égale à :

$$\tau = \frac{(x - h_s)}{c} \quad (3.5)$$

Pour la balise B_2 située à la distance x de 2845 km, nous obtenons une valeur maximale de τ de 6,5 ms. Ce retard correspond à un retard approximatif de 2,6 bits de la balise B_2 par rapport à la balise B_1 ($T_b = 1/R_b = 2,5 \text{ ms}$).

En conclusion, les signaux reçus à bord des satellites Argos sont tous affectés d'une puissance, d'une fréquence porteuse, et d'un retard différents. Ainsi, le système Argos peut être modélisé comme un système de transmission asynchrone avec accès multiple par répartition de fréquence FDMA. Cependant, la différence entre les deux systèmes se situe au niveau de la répartition des bandes de fréquences entre les utilisateurs. Pour le FDMA, les utilisateurs émettent dans des bandes de fréquences disjointes [Kucar, 2002]. Par contre, ce n'est pas le cas pour le système Argos.

3.2.2 Interférence par accès multiple dans le système Argos

La présence de la MUI dans le système Argos est due à la réception de plusieurs signaux au niveau du récepteur. Chacun de ces signaux possède une puissance, une fréquence porteuse, ainsi un temps de propagation propres. Cette MUI limite la capacité de traitement du système Argos et dégrade sa performance en termes de TEB.

A l'heure actuelle, si deux balises Argos émettent en même temps et dans les conditions telles que, vue du bord, les fréquences centrales de réception sont proches, alors la seconde balise reçue ne sera pas traitée et la première balise reçue risque de subir des distorsions dues aux interférences provoquées par la seconde balise [Guillon, 2007].

Les effets de la MUI dans un système de communication peuvent parfois être dominants par rapport aux effets du bruit provenant du canal. Par exemple, dans les systèmes de communication à fort rapport signal à bruit, une source de dégradation du système peut être causée par la collision entre les signaux, ce qui génère de la MUI. L'augmentation de la capacité de traitement du système passe donc par une réduction de la MUI au niveau du récepteur. Cette contrainte est indispensable, surtout dans les applications de sauvetage et de protection de l'environnement présentes dans le système Argos.

Dans le cadre de l'amélioration du système Argos, l'objectif est donc d'étudier et de proposer différentes solutions au problème du MUI. Ces solutions seront évaluées du point de vue de performances en termes de TEB, de la complexité, ainsi que de la compatibilité avec les générations antérieures d'Argos. Les solutions proposées seront implantées dans la génération Argos-5, mise en vigueur en 2014.

3.2.3 Solutions pour la MUI dans le système Argos

Les problèmes de la MUI ont largement été étudiés dans le cadre des systèmes CDMA où plusieurs signaux, correspondants à plusieurs utilisateurs, sont émis sur une même bande de fréquence [Li, et al., 2004], [Alrustamani, et al., 2002]. De même, certains protocoles utilisés nécessitent à retransmettre les données d'un signal dans le cas d'une collision du celui là avec d'autres signaux, ce qui limite la capacité du système.

Pour notre étude, les solutions existantes doivent être adaptées au contexte du système Argos. Ainsi, plusieurs pistes peuvent être évoquées afin de réduire les effets de la MUI. Parmi lesquelles, nous citons : l'augmentation de la largeur des bandes allouées, la définition de nouvelles formes d'ondes, et l'adaptation des traitements à bord du satellite. Ci-dessous, nous détaillons chacune de ces solutions.

3.2.3.1 Augmentation de la largeur des bandes allouées

Vu l'augmentation progressif du nombre des balises Argos, on s'oriente vers une saturation de la bande passante allouée actuellement au système. Ainsi, une solution envisageable et simple consiste à allouer au système Argos une bande passante supplémentaire afin d'utiliser cette bande dans la transmission de nouvelles balises. Ceci permet de réduire la probabilité de collision entre les signaux.

Toutefois, la rareté des fréquences pose aux autorités concernées la difficile question de l'optimisation du spectre. Quand plusieurs services nécessitent une bande passante supplémentaire, des contraintes économiques et réglementaires du partage doivent être prises en compte et peuvent ainsi empêcher l'allocation d'une bande de fréquence supplémentaire.

D'autre part, cette solution ne permet toujours pas de traiter plusieurs signaux reçus avec des fréquences porteuses centrales proches. En d'autres termes, les nouvelles balises partageant la bande de fréquence supplémentaire peuvent être soumises au même problème à la réception vue la présence de l'effet Doppler.

3.2.3.2 Définition de nouvelles formes d'ondes

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté la modulation des messages standards. Cette modulation utilise le filtre de mise en forme Manchester. Au niveau de l'occupation spectrale des messages standards, la Figure 2.14 montre que les premiers lobes principaux du spectre s'étalent sur une longueur de $\pm 2R_b$. Ainsi, il sera intéressant d'étudier une possibilité de définition de nouvelles formes d'ondes qui pourra aboutir à une occupation spectrale plus petite [M.Shihabi, et al., 1994], et donc un plus grand nombre de balises émis simultanément. Cette piste est présentée dans le chapitre 5.

3.2.3.3 Adaptation des traitements à bord

Actuellement, le satellite Argos n'est capable de décoder qu'un seul signal à un instant donné. Si un second message est reçu en même temps, il ne sera pas traité et de plus, il contribuera à dégrader les performances du premier message en cours de traitement en termes de TEB. Une solution peut consister à implanter des techniques au niveau du récepteur capables de réduire les effets des interférences et de décoder simultanément tous les signaux reçus. Ceci est connu sous le nom de MUD. Auparavant, plusieurs techniques MUD ont été développées afin de répondre à la problématique des MUI [Moshavi, 1996]. Ces techniques MUD ont été implantées dans plusieurs systèmes de TDMA [S.W.Wales, 1995], [Arslan, et al., 2001], et CDMA [Verdu, 1998]. Ces techniques ont permis la conception de récepteurs capables de détecter des signaux parmi les interférences et les bruits.

En outre, il y a peu d'études pour des techniques MUD développées pour les systèmes non-CDMA comme le système Argos où chaque signal reçu est affecté par une fréquence porteuse différente [M.Moretti, et al., 1999]. En effet, les signaux reçus dans le système Argos ne présentent pas des séquences d'étalement afin de distinguer les différents signaux entre eux. De plus, les bandes de fréquences pour ces différents signaux ne sont pas disjointes à cause de l'effet Doppler et donc, un recouvrement spectral au niveau du récepteur est très probable. Les signaux reçus sont alors fortement corrélés et difficilement séparables [Guinand, et al., 1999]. Ainsi, le développement de techniques MUD adaptées au système Argos offre une grande opportunité pour l'optimisation du système Argos.

3.3 Techniques MUD pour les systèmes CDMA

Cette section décrit les différentes techniques MUD développées à l'origine par Verdu pour les systèmes CDMA [Verdu, 1998]. Ces techniques MUD ont été adaptées à d'autres

systèmes confrontés également à MUI comme le TDMA. De même, d'autres détecteurs MUD ont été développés dans le cadre de systèmes FDMA [M.Moretti, et al., 1999], [J.M.Janssen, et al., 2002], [Slimane, et al., 2005], [Janssen, 1997]. Ces détecteurs sont basés sur la technique d'annulation d'interférences [Moretti, et al., 1998]. C'est la raison pour laquelle nous nous intéressons à l'adaptation de ces techniques dans le cas de notre problématique du système Argos. Dans ce qui suit, nous présentons le modèle du système CDMA ainsi que les principales techniques MUD développées pour ce système [Moshavi, 1996].

3.3.1 Définition du système CDMA

Le CDMA est un système d'accès multiple fondé sur la technique d'étalement du spectre. Il permet à plusieurs communications d'utiliser simultanément la même bande de fréquences. Ce principe est appliqué dans les réseaux de téléphonie mobile, dans les systèmes de télécommunications spatiales, et dans les systèmes de navigation par satellite. Le système CDMA consiste à étaler le spectre au moyen d'un code alloué à chaque communication. D'autre part, le récepteur utilise ce même code pour dés-étaler le signal qu'il reçoit et extraire l'information utile.

3.3.2 Représentation mathématique du système CDMA

Pour représenter mathématiquement le système CDMA, nous allons supposer que K utilisateurs se partagent une même ressource et que chacun d'eux émet M symboles à un débit binaire R_b et à la fréquence porteuse f_0 . Nous considérons de même que la modulation utilisée est une modulation BPSK classique où le bit '1' est codé par le symbole +1 et le bit '0' est codé par le symbole -1. Chaque utilisateur k , avec $k \in [1, K]$, module son symbole par une séquence d'étalement $c_k(t)$ pour générer son propre signal. Ainsi, la suite des symboles émis par un utilisateur k sera représentée par le signal $d_k(t)$ suivant :

$$d_k(t) = \sum_{n=0}^{M-1} b_k(n) c_k(t - nT_b) \quad (3.6)$$

où $b_k(n) \in \{-1, +1\}$ représente le symbole émis par l'utilisateur k à l'instant nT_b avec $T_b = 1/R_b$ désignant la période bit et $c_k(t)$ représente une fonction nulle en dehors de l'intervalle $[0, T_b]$, définie sous la forme suivante :

$$c_k(t) = \sum_{v=0}^{N_c-1} h_k(v) p_k(t - vT_c) \quad (3.7)$$

où $h_k(v) \in \{-1, +1\}$ et appartient à une séquence de longueur N_c : $[h_k(1), h_k(2), \dots, h_k(N_c)]$, $T_b = N_c T_c$ avec T_c la période d'un élément de la séquence $c_k(t)$ nommé *chip*, N_c représente le nombre de chips par symbole transmis appelé aussi facteur d'étalement, et $p_k(t)$ la forme d'onde ayant la forme suivante :

$$p_k(t) = \begin{cases} +1 & \text{si } t \in [0, T_c] \\ 0 & \text{si } t \notin [0, T_c] \end{cases} \quad (3.8)$$

Ainsi, la suite des symboles émise par tous les utilisateurs sera donnée par le signal $s(t)$ suivant:

$$s(t) = \sum_{k=1}^K d_k(t) \quad (3.9)$$

A l'entrée du récepteur, le signal reçu $r(t)$ en bande de base aura la forme suivante :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{M-1} A_k b_k(n) c_k(t - nT_b - \tau_k) + \eta(t) \quad (3.10)$$

où A_k représente l'amplitude reçue de l'utilisateur k due aux atténuations le long du trajet emprunté par le signal $s(t)$, τ_k représente le retard de l'utilisateur k dû au temps de propagation, et $\eta(t)$ représente un bruit aléatoire additif provenant du canal de variance σ^2 .

En supposant qu'il existe une référence de temps fixe et que tous les utilisateurs sont classés par ordre croissant de retard, nous aurons :

$$0 = \tau_1 \leq \tau_2 \leq \dots \leq \tau_{K-1} \leq \tau_K < T_b \quad (3.11)$$

Dans ce paragraphe, nous supposons que les séquences $c_k(t)$, les amplitudes A_k des différents signaux ainsi que les instants d'échantillonnage τ_k sont connus au niveau du récepteur.

Au niveau du récepteur et afin d'obtenir le symbole émis par l'utilisateur $l \in [1, K]$ à l'instant uT_b où $u \in [0, M - 1]$, nous allons filtrer le signal reçu $r(t)$ à l'aide du filtre adapté $c_l^*(-t)$ associé à l'utilisateur l où l'indice $*$ désigne le complexe conjugué. Ensuite, le signal reçu est échantillonné à l'instant $uT_b + \tau_l$. Ainsi, nous obtenons $y_l(uT_b + \tau_l)$, noté $y_l(u)$ avec :

$$y_l(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) c_l^*(t - uT_b - \tau_l) dt \quad (3.12)$$

L'architecture du récepteur CDMA est présentée sur la Figure 3.2.

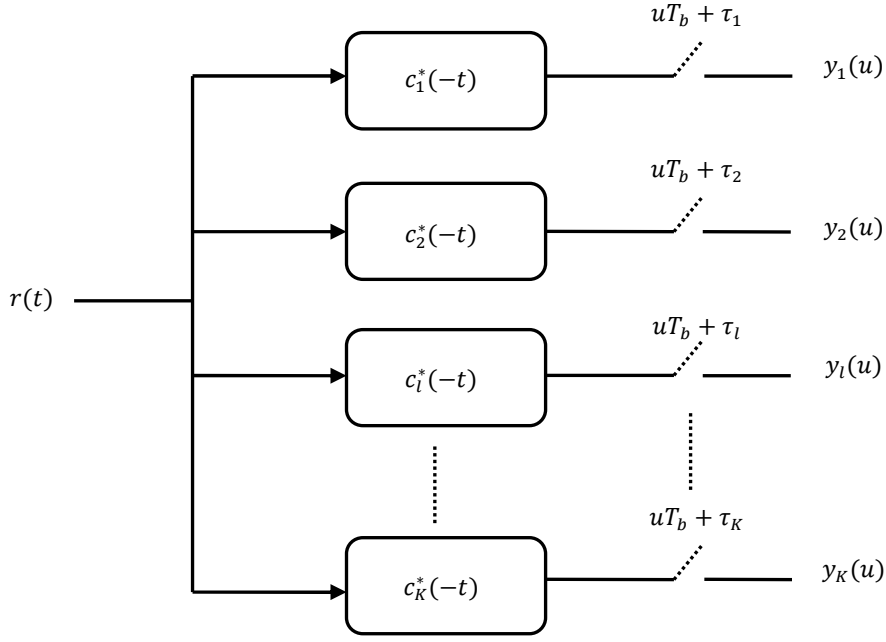


Figure 3.2 : Architecture du récepteur dans le système CDMA

En remplaçant l'équation (3.10) dans l'équation (3.12), nous obtenons les résultats suivants :

$$y_l(u) = \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{M-1} A_k b_k(n) \rho_{l,k}(u, n) + n_l(u) \quad (3.13)$$

$$y_l(u) = \sum_{n=0}^{M-1} A_l b_l(n) \rho_{l,l}(u, n) + \sum_{k=1, k \neq l}^K \sum_{n=0}^{M-1} A_k b_k(n) \rho_{l,k}(u, n) + n_l(u)$$

où le terme $\rho_{l,k}(u, n)$ désigne le facteur de corrélation entre les deux séquences $c_l(t)$ et $c_k(t)$ avec $l, k \in [1, K]$, et $n_l(u)$ désigne un bruit aléatoire additif à la sortie du filtre adapté de l'utilisateur l et échantillonné à l'instant $uT_b + \tau_l$. Il est à noter que les facteurs de corrélation $\rho_{l,k}(u, n)$ demeurent constants dans le temps. Les termes $\rho_{l,k}(u, n)$ et $n_l(u)$ sont donnés par :

$$\rho_{l,k}(u, n) = \int_{-\infty}^{+\infty} c_k(t - nT_b - \tau_k) c_l^*(t - uT_b - \tau_l) dt \quad (3.14)$$

$$n_l(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} \eta(t) c_l^*(t - uT_b - \tau_l) dt$$

Etant donné que $c_k(t)$ représente une fonction nulle en dehors de l'intervalle $[0, T_b]$, $\rho_{l,l}(u, n)$ est nul pour $n \neq u$. Ainsi, l'équation (3.13) se met sous la forme :

$$y_l(u) = A_l b_l(u) \rho_{l,l}(u, u) + \sum_{k=1, k \neq l}^K \sum_{n=0}^{M-1} A_k b_k(n) \rho_{l,k}(u, n) + n_l(u) \quad (3.15)$$

Ainsi, l'échantillon reçu $y_l(u)$ s'écrit sous la forme d'une somme de trois termes : le premier terme qui représente le signal utile, le deuxième terme qui représente le terme d'interférences

MUI provenant des autres utilisateurs, et le troisième terme qui représente un bruit aléatoire additif provenant du canal.

Afin de réduire l'influence de la MUI dans le récepteur CDMA, il faut réduire le plus possible les coefficients de corrélation $\rho_{l,k}(u, n)$ pour $k \neq l$. Dans le cadre du CDMA, cela revient à concevoir des séquences d'étalement $c_k(t)$ particulières qui sont faiblement corrélées les unes par rapport aux autres, et quel que soit le décalage temporel entre elles. Parmi les séquences les plus connues, nous pouvons citer les séquences de Gold et Kasami [Garg, 2008].

3.3.3 Architectures MUD dans les systèmes CDMA

Nous étudions plusieurs récepteurs MUD pour les systèmes CDMA dans le cadre de la transmission d'une modulation BPSK dans un canal AWGN. Pour chaque détecteur MUD, nous présentons le critère de décision, ainsi que les avantages et les inconvénients. Parmi les détecteurs abordés dans notre littérature, nous présentons [Verdu, 1998] : le détecteur optimal, le détecteur conventionnel, le décorrelateur, le détecteur MMSE et les détecteurs à annulations d'interférences [Moshavi, 1996].

3.3.3.1 Détecteur optimal

Le détecteur optimal est fondé sur un estimateur du maximum de vraisemblance (Figure 3.3). Il est implanté pour les systèmes CDMA à transmissions asynchrones ($\tau_k \neq 0$) dans un canal AWGN. Le principe du détecteur optimal consiste à faire une recherche exhaustive de solution [Verdu, 1986]. Ainsi, pour une séquence de M symboles binaires et pour K utilisateurs, le récepteur calcule 2^{KM} distances euclidiennes entre la séquence reçue et les 2^{KM} séquences possibles et choisit la séquence qui minimise la distance euclidienne. En pratique, cette complexité est de l'ordre $O(2^{KM})$ et elle est inacceptable en raison de grandes valeurs de M . La complexité de l'algorithme est réduite en utilisant l'algorithme de Viterbi dont la complexité est de l'ordre $O(2^K)$. L'algorithme de Viterbi est construit avec un treillis où nous pourrions sélectionner un chemin correspondant à une suite de symboles émises avec la plus grande probabilité [Verdu, 1998].

Ce détecteur est constitué par des filtres adaptés aux séquences $c_k(t)$, suivis par l'algorithme de Viterbi inséré en aval des échantillons $y_l(u)$. Il représente le détecteur optimal en termes de TEB. Ce détecteur nécessite la connaissance exacte des amplitudes A_k et des retards τ_k de tous les utilisateurs. Enfin, ce détecteur sert de référence pour la comparaison avec d'autres détecteurs MUD sous optimaux.

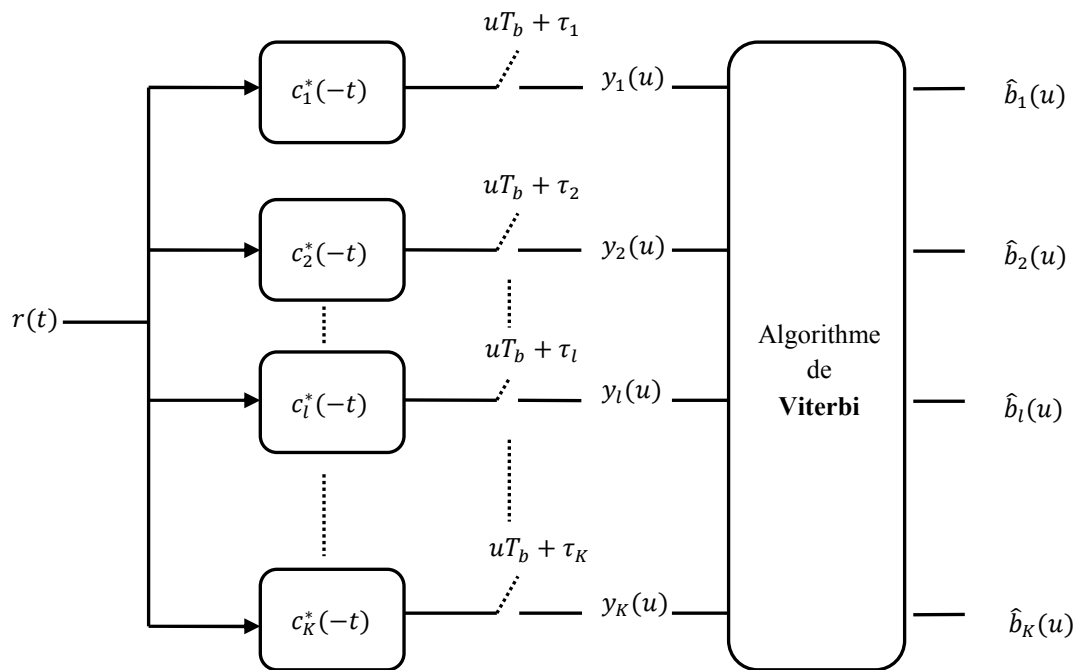


Figure 3.3 : Détecteur MUD optimal dans le système CDMA.

3.3.3.2 Détecteur conventionnel

Le détecteur conventionnel est présenté sur la Figure 3.4. Son implantation est réalisée à l'aide de détecteurs à seuil mis en aval des échantillonneurs produisant les $y_l(u)$. Ce détecteur suppose que la MUI se comporte comme une source de bruit additif au bruit gaussien provenant du canal. L'estimation $\hat{b}_l(u)$ du symbole $b_l(u)$ est obtenue à l'aide d'un détecteur à seuil, alors : si $y_l(u) > 0$, nous aurons $\hat{b}_l(u) = +1$ et si $y_l(u) < 0$, nous aurons $\hat{b}_l(u) = -1$. Le détecteur conventionnel représente le détecteur optimal en termes de TEB en absence de la MUI. Dans le cas contraire, ses performances en termes de TEB seront perturbées par les coefficients d'intercorrélacion $\rho_{l,k}(u, n)$. C'est une des raisons pour lesquelles il est nécessaire d'avoir des séquences d'étalement orthogonales [Garg, 2008].

Comme déjà mentionné, le détecteur optimal donne les meilleures performances en termes de TEB mais au prix d'une complexité d'autant plus élevée qu'il y a des utilisateurs. Par contre, le détecteur à seuil est un détecteur qui ne tient pas compte de la présence de la MUI et dont les performances sont médiocres en présence de cette MUI. Dans la suite, nous présentons des techniques MUD sous optimales réalisant un bon compromis entre la complexité de calcul et les performances en termes de TEB.

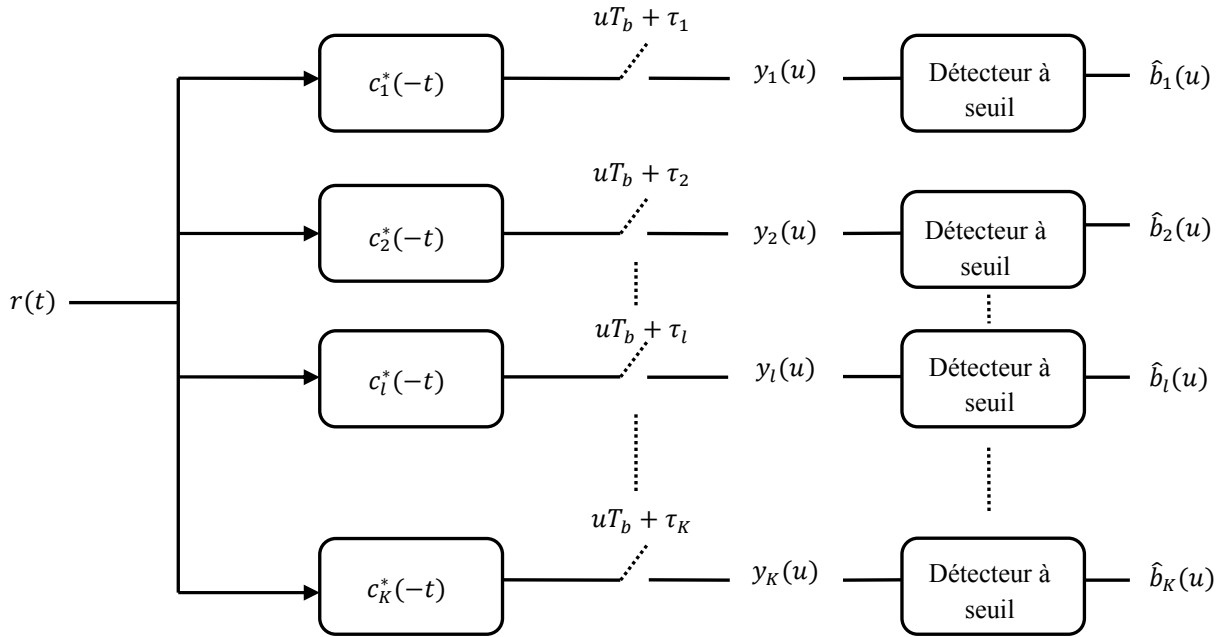


Figure 3.4 : Détecteur MUD conventionnel dans le système CDMA.

3.3.3.3 Décorrelateur

Le décorrelateur ou détecteur à décorrélation est présenté sur la Figure 3.5 [Verdu]. Le principe du décorrelateur consiste à retirer la contribution des autres utilisateurs sur les observations de l'utilisateur utile. Ainsi, nous allons chercher à décorréler le signal en multipliant le vecteur formé par les échantillons $y_l(u)$ par l'inverse d'une matrice R où R représente une matrice formée uniquement par les coefficients d'intercorrélations $\rho_{l,k}(u, n)$. Le produit par la matrice R^{-1} permet d'éliminer les interférences provenant des intercorrélations entre les séquences $c_k(t)$. Par contre, en présence d'un bruit non négligeable, la multiplication par la matrice R^{-1} amplifie le bruit aux entrées des détecteurs à seuil pour des grandes valeurs de $\rho_{l,k}(u, n)$, d'où la dégradation des performances en termes de TEB. Nous pouvons donc constater que ce détecteur sera sûrement très performant en termes de TEB pour des faibles valeurs de bruits, et beaucoup moins performant pour des niveaux de bruits élevés. Cette approche est équivalente à l'approche ZFE (Zero Forcing Equalizer) dans le domaine de l'égalisation.

Le décorrelateur représente le détecteur optimal pour supprimer la MUI en l'absence de bruit, à condition que la matrice R soit inversible. De plus, ce détecteur ne nécessite pas la connaissance des amplitudes A_k .

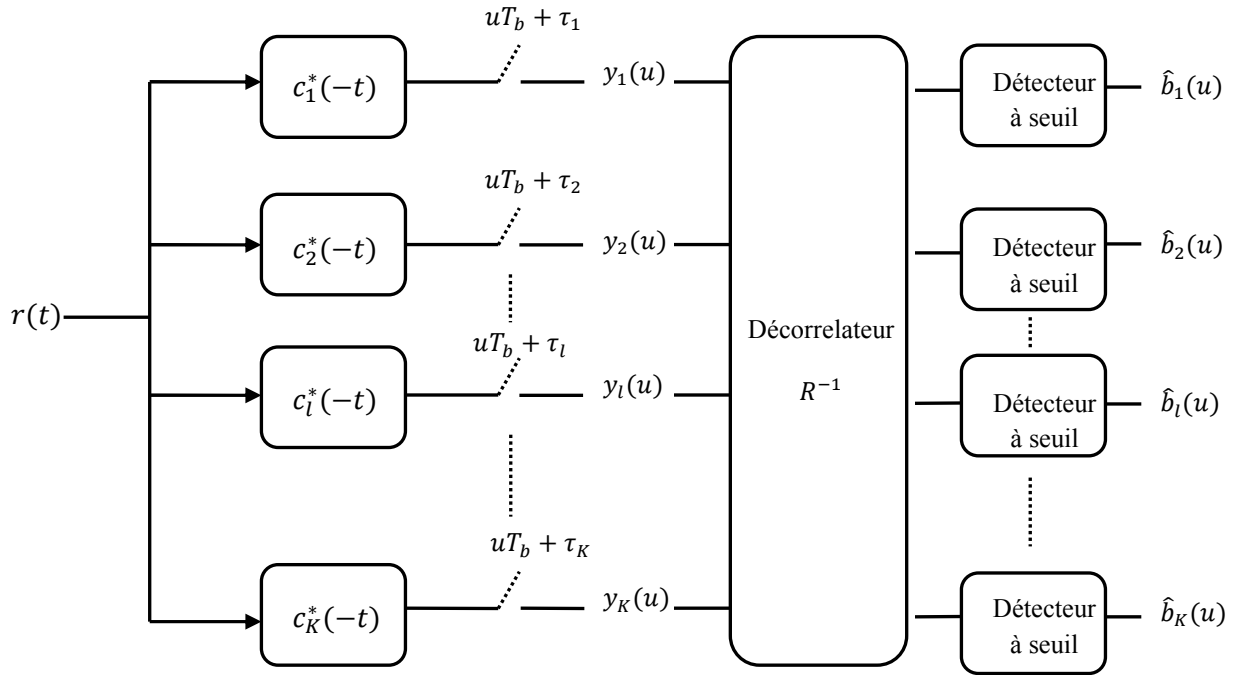


Figure 3.5 : Détecteur MUD à décorrélation dans le système CDMA.

3.3.3.4 Détecteur MMSE

Le détecteur MMSE est présenté sur la Figure 3.6. Il est obtenu en calculant et minimisant une erreur quadratique moyenne [Moshavi, 1996]. Il est considéré comme un compromis entre le détecteur à seuil et le décorrelateur. En effet, Le décorrelateur ne prend pas en compte les atténuations A_k sur le signal utile et sur les signaux interférents. Ainsi, dans le cas où les signaux interférents sont fortement atténués, le décorrelateur ne va pas donner des meilleures performances en termes de TEB sur le signal utile par rapport à celles obtenues avec un détecteur à seuil. Ainsi, les paramètres d'atténuation A_k des différents utilisateurs sont introduits dans une transformation linéaire notée par la matrice R_{MMSE} , afin de prendre en considération la contribution du bruit. La matrice R_{MMSE} contient les termes $\rho_{l,k}(u, n)$ et elle fait aussi intervenir la variance du bruit AWGN. Cette matrice est donnée par [Verdu] :

$$R_{MMSE} = R + \sigma^2 A^{-2} \quad (3.16)$$

où A représente la matrice carrée formée par les différentes atténuations A_k .

Ce détecteur nécessite la connaissance exacte des amplitudes A_k et des retards τ_k de tous les utilisateurs, ainsi que de la variance du bruit AWGN.

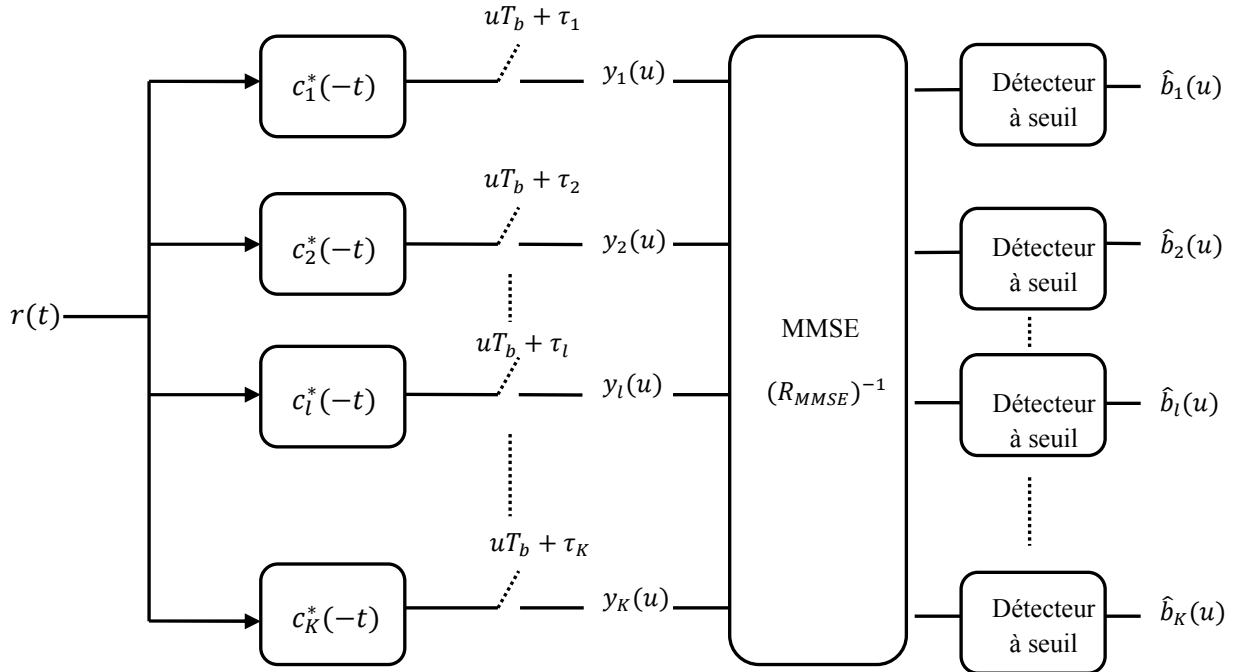


Figure 3.6 : Détecteur MUD MMSE dans le système CDMA.

D'autres techniques MUD sont également développées pour les systèmes CDMA et se basent sur le principe d'annulations d'interférences [G.J.M.Janssen, 1993]. Parmi ces techniques, nous citons la technique par annulation successive des interférences SIC et celle par annulation parallèle des interférences PIC.

3.3.3.5 Détecteur SIC

Le détecteur SIC (cf. Figure 3.7) repose sur l'idée suivante : les signaux sont démodulés successivement suivant l'ordre décroissant de leur puissance [Slimane, et al., 2005]. Le détecteur SIC est formé de K étages en série où un signal est démodulé à chaque étage. Ainsi, à l'étage l où $l \in [1, K]$, le signal démodulé est celui ayant la $l^{\text{ème}}$ puissance la plus forte dont le filtre adapté associé est noté $c_{(l)}^*(-t)$, l'amplitude est notée $A_{(l)}$ et le retard est noté par $\tau_{(l)}$.

Le signal $r(t)$ défini dans l'équation (3.10) est filtré par $c_{(1)}^*(-t)$. Les symboles $\hat{b}_{(1)}(u)$ avec $u \in [0, M - 1]$ sont estimés à l'aide d'un détecteur à seuil. Les symboles estimés sont ensuite remodulés et une réplique $\hat{d}_{(1)}(t)$ est obtenue, puis soustraite au signal $r(t)$. Le signal résultant $r(t) - \hat{d}_{(1)}(t)$ est de nouveau filtré par $c_{(2)}^*(-t)$ afin d'obtenir tous les symboles $\hat{b}_{(2)}(u)$ du signal ayant la deuxième puissance la plus forte. Ce même processus est répété dans les étages suivants afin de démoduler tous les signaux. Le dernier signal démodulé est celui ayant la puissance la plus faible et ainsi, les symboles $\hat{b}_{(K)}(u)$ sont obtenus.

L'avantage du détecteur SIC réside dans sa capacité à démoduler les signaux ayant de faibles puissances avec de bonnes performances en termes de TEB, à l'aide de l'annulation successive des interférences. Par contre, une erreur d'estimation à un étage donné se propage sur tous les étages suivants, ce qui dégrade les performances des signaux démodulés durant

ces étages. Ce détecteur nécessite la connaissance exacte des amplitudes A_k et des retards τ_k de tous les utilisateurs.

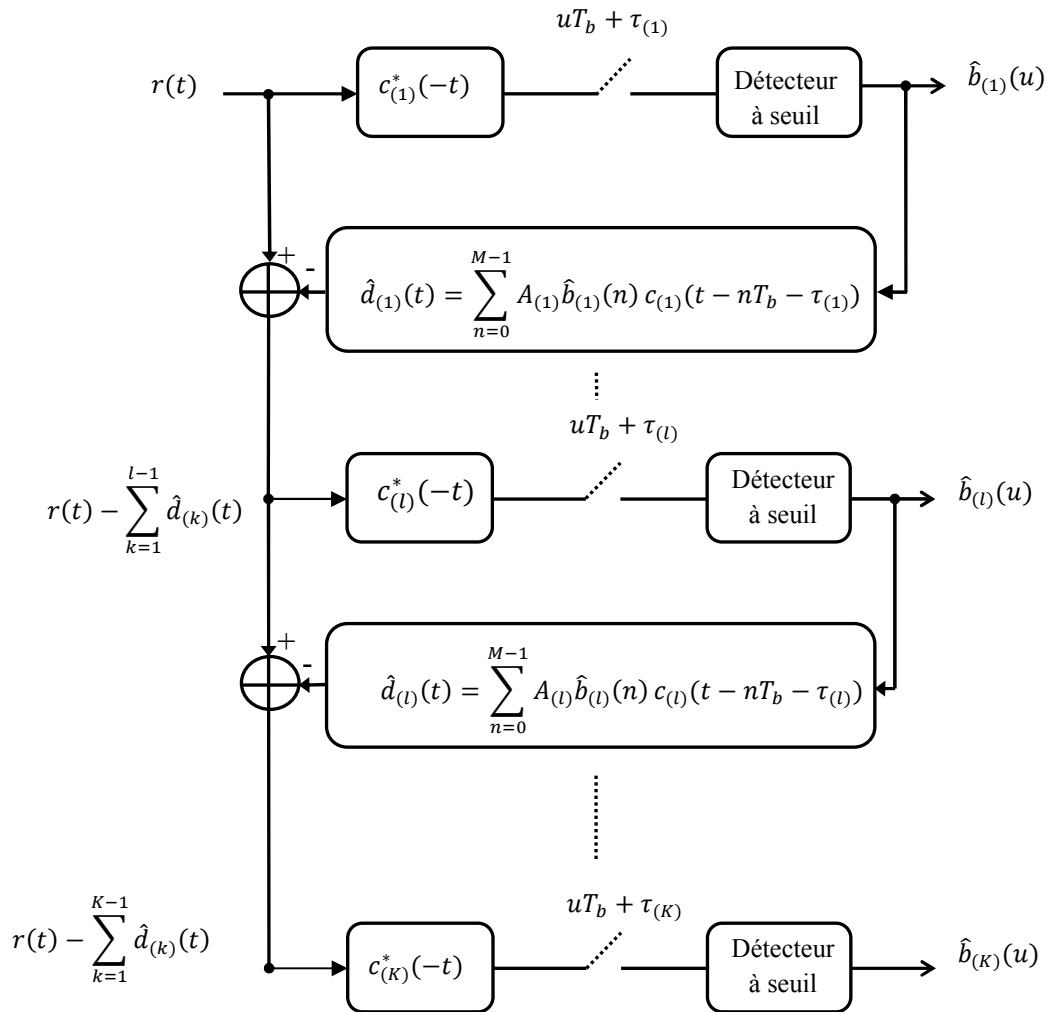


Figure 3.7 : Architecture du détecteur SIC dans le système CDMA.

3.3.3.6 Détecteur PIC

Une autre technique connue sous le nom de PIC (cf. Figure 3.8) ou détection multi-étages [Brugeaud, 2006] a été aussi développée pour les systèmes CDMA.

Dans le détecteur SIC, la décision prise sur les symboles d'un signal utile donné est obtenue en soustrayant toutes les interférences provenant des autres signaux ayant des puissances plus fortes que le signal utile. Cependant, nous pouvons tenter d'améliorer cette décision en utilisant la décision prise pour tous les autres utilisateurs dans la décision des symboles du signal utile. Donc, contrairement à l'élimination successive des interférences, la détection multi-étages soustrait à chaque étage l'interférence estimée pour tous les autres utilisateurs de l'utilisateur utile. La Figure 3.8 présente l'architecture PIC dans le cas de la démodulation des symboles $\hat{b}_l(u)$ du signal utile où $l \in [1, K]$.

Nous pouvons aussi noter que dans le cas du détecteur PIC de la Figure 3.8, les détecteurs à seuil utilisés dans les décisions des signaux interférents pourront être remplacés par un

détecteur MMSE. L'utilisation du MMSE permet de meilleures performances en termes de TEB que le détecteur à seuil, menant ainsi à une meilleure annulation des interférences. On parle alors d'un détecteur hybride MMSE-PIC [Verdu, 1998].

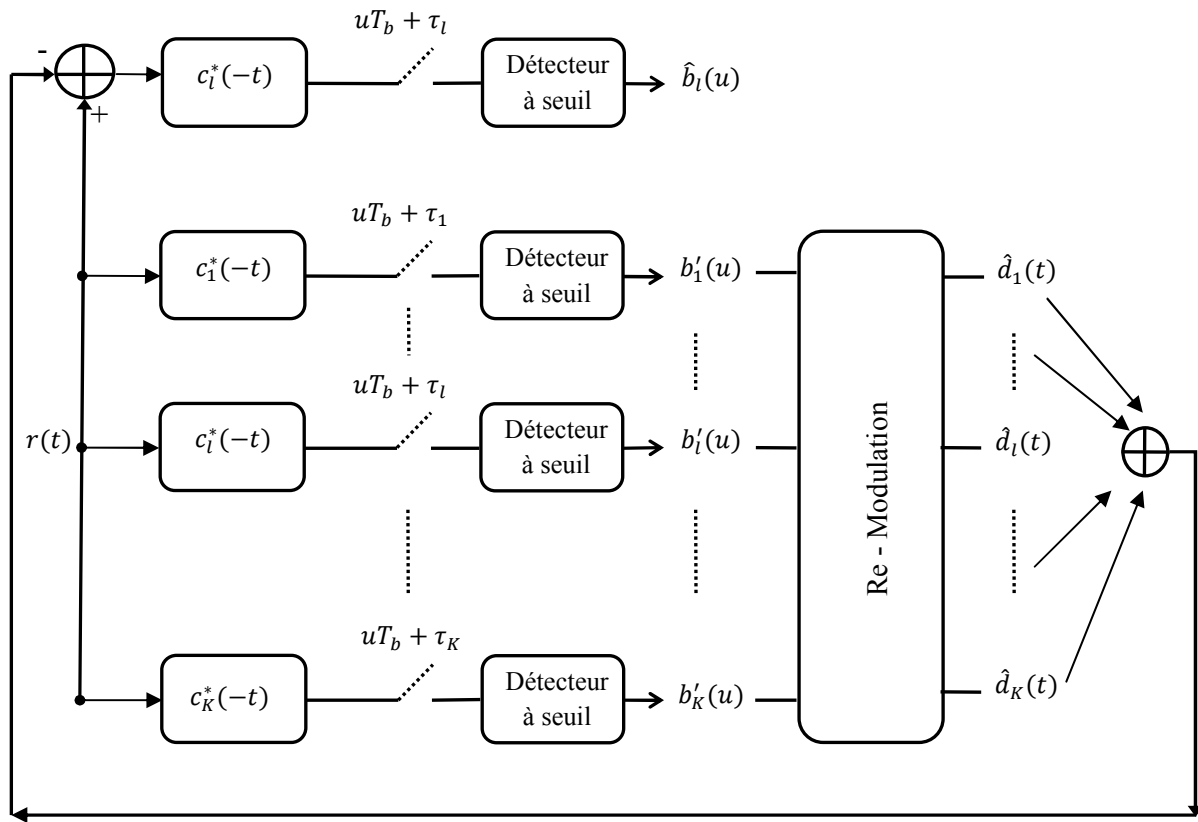


Figure 3.8 : Architecture du détecteur PIC dans le système CDMA.

3.4 Transmission mono utilisateur

L'objectif des techniques de réception MUD est de supprimer ou du moins d'atténuer la MUI. L'objectif consiste donc à retrouver les performances en termes de TEB obtenues dans le cas d'absence de MUI, c'est-à-dire dans le cas mono utilisateur. Ainsi, la courbe de TEB en fonction du SNR dans le cas mono utilisateur sera pour nous la courbe de référence et l'objectif à atteindre.

Dans cette section, nous considérons des signaux modulés en BPSK en présence d'un canal AWGN. Par conséquent, la courbe théorique d'une modulation BPSK avec ajout du bruit blanc gaussien sera donc le résultat optimal que nous essaierons d'atteindre.

Nous considérons donc une chaîne de transmission d'un utilisateur modulé en BPSK classique en présence d'un canal AWGN. Le signal reçu $r(t)$ en bande de base à l'entrée du récepteur s'écrit sous la forme :

$$r(t) = \sum_{n=0}^{M-1} A b(n) h(t - nT_b) + \eta(t) \quad (3.17)$$

où M représente le nombre de bits du message, A représente l'amplitude du signal à l'entrée du récepteur, $b(n) \in \{-1, +1\}$ représente le symbole transmis à l'instant nT_b avec $T_b = 1/R_b$ désignant la période bit, $h(t)$ représente le filtre de mise en forme de valeur nulle en dehors de l'intervalle $[0, T_b]$ et d'énergie finie égale à l'unité, et $\eta(t)$ représente un bruit blanc additif gaussien de moyenne nulle et de densité spectrale de puissance $N_0/2$ ($w. Hz^{-1}$).

A noter que le symbole $b(n) = +1$ correspond à la transmission du bit '1', tandis que le symbole $b(n) = -1$ correspond à la transmission du bit '0'. Ainsi, dans ce cas, un symbole transmis correspond à un bit transmis.

Nous définissons maintenant le paramètre E_b/N_0 , comme étant le rapport signal à bruit par bit où E_b représente l'énergie reçue par bit et N_0 la densité spectrale de puissance du bruit. Ce paramètre est équivalent à un rapport SNR mesuré à l'entrée du récepteur. La probabilité d'erreur P_e , pour une modulation BPSK, est donnée par [Verdu, 1998] :

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (3.18)$$

où $Q(x)$ désigne la fonction de Marcum définie par :

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt = 1 - Q(-x) \quad (3.19)$$

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé essentiellement la problématique présente dans les générations actuelles du système Argos. Le récepteur Argos actuel permet de traiter et de décoder un seul signal à un instant donné. Ainsi, à la réception d'un autre signal au même instant, ce dernier sera non traité et il risque en plus de perturber les performances de traitement du premier signal. Afin de répondre à cette problématique, plusieurs solutions sont proposées parmi lesquelles la solution de détection multi utilisateurs. Cette solution repose sur l'implantation de techniques MUD au niveau du récepteur capable de réduire les effets des interférences et ainsi de décoder simultanément tous les signaux reçus. Dans le contexte des systèmes, de nombreuses techniques MUD liées aux systèmes CDMA ont été développées. L'enjeu ici consiste à adapter les techniques MUD au cas des signaux Argos. En effet, les contraintes sont identiques puisqu'il s'agit de décoder plusieurs signaux corrélés. La difficulté introduite dans le système Argos tient au fait que la corrélation n'est plus contrôlable ou prédictible comme dans le cas pour les systèmes CDMA. Ainsi, dans notre travail, nous allons étudier les différentes techniques multi utilisateurs décrites et développées précédemment et nous allons identifier celles utilisables dans le cadre de l'application Argos. Ces techniques seront évaluées au niveau de leurs performances en termes de TEB, ainsi qu'au niveau de leurs complexités d'implantations. Ce travail fait l'objet des chapitres suivants.

Chapitre 4

Techniques MUD Synchrones Pour le Système Argos

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter les récepteurs multi utilisateurs dans le système Argos. Ces récepteurs multi utilisateurs ont pour objectif de réduire les effets de la MUI et donc de décoder simultanément tous les signaux reçus. A l'heure actuelle, le système Argos n'est capable de traiter et de décoder qu'un seul signal. Ainsi, lorsque le signal en cours de traitement est brouillé par d'autres signaux, les performances en termes de TEB se dégradent. En outre, nous avons présenté dans le Chapitre 3 les différents détecteurs MUD développés à l'origine pour les systèmes CDMA. Ces détecteurs sont adaptés avec succès sur d'autres systèmes comme le TDMA. L'adaptation des détecteurs MUD sera la première étape vers l'implantation d'un récepteur MUD dans le système Argos.

Dans ce chapitre, nous allons étudier l'adaptation des détecteurs MUD dans le cas d'une transmission synchrone du système Argos. Nous allons supposer que les signaux émis par toutes les balises arrivent au même instant au récepteur. Malgré cette hypothèse difficilement réalisable dans la pratique, elle va toutefois nous permettre d'avoir une idée sur les performances en termes de TEB des détecteurs MUD et d'envisager ceux qui sont réalisables dans le système Argos.

Nous allons tout d'abord présenter le modèle mathématique d'une transmission synchrone dans le système Argos. Ensuite, nous allons adapter plusieurs techniques MUD au système Argos. Ces techniques MUD seront évaluées du point de vue des performances en termes de TEB et de leurs complexités d'implantation. Enfin, nous allons présenter les courbes de performances de ces techniques MUD avant de conclure.

4.2 Présentation mathématique d'une transmission synchrone

Dans ce paragraphe, nous nous plaçons dans le cas d'une transmission synchrone du système Argos et nous décrivons le modèle mathématique correspondant à la réception de plusieurs signaux. Une présentation matricielle est aussi introduite et elle permet d'obtenir les expressions analytiques de tous les signaux reçus et aux différents instants [Verdu].

4.2.1 Mise en équations pour le cas synchrone

Une balise standard émet un signal $s(t)$ défini par l'équation (2.1). Le signal en bande de base $r_1(t)$ de cette balise s'écrit sous la forme suivante :

$$r_1(t) = \sqrt{2P_t} [\cos(m) + j \sin(m)d(t)] \exp(j\theta_0) \quad (4.1)$$

où $j^2 = -1$. Dans la suite, nous allons supposer que K balises standards utilisent le même canal et que chacune émet M symboles à un débit binaire R_b . Nous rappelons de même que la modulation utilisée pour les messages standards est une modulation PCM/PM [M.Shihabi, et al., 1994] avec un indice de modulation m de 1,1 rad (cf. 2.7.2). A la réception et dans le cas d'une transmission synchrone, chaque signal possède une puissance et une fréquence porteuse différentes. Ainsi, d'une manière similaire à l'équation (4.1), le signal reçu $r(t)$ en bande de base s'écrit sous la forme [Courville, 2000] :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K r_k(t) + \eta(t) \quad (4.2)$$

$$r_k(t) = A_k \left[\cos(m) + j \sin(m) \sum_{n=0}^{M-1} b_k(n) h(t - nT_b) \right] \exp[j(2\pi \Delta f_{r_k} t + \theta_k)]$$

où A_k représente l'amplitude reçue de la balise k , $b_k(n) \in \{-1, +1\}$ représente le symbole émis par la balise k à l'instant nT_b avec $T_b = 1/R_b$ désignant la période bit, $h(t)$ représente le filtre de mise en forme défini dans l'équation (2.3), θ_k représente la phase à l'origine du signal k uniformément répartie dans $[0, 2\pi]$ et $\eta(t)$ représente un bruit blanc gaussien complexe de moyenne nulle, de variance σ^2 . Concernant le paramètre Δf_{r_k} , il représente l'écart fréquentiel du signal k , défini de la manière suivante :

$$\Delta f_{r_k} = f_{r_k} - f_{r_1} \quad (4.3)$$

où f_{r_k} représente la fréquence porteuse reçue du signal k .

De plus, nous supposons que les caractéristiques des signaux ($A_k, \Delta f_{r_k}, \theta_k$) sont constantes sur la durée du message (hormis les symboles b_k). En d'autres termes, l'évolution du Doppler, les gigues de fréquence et de phase n'ont pas été simulées. De même, l'indice de modulation m est supposé constant de valeur 1,1 rad. Nous considérons uniquement la partie modulée du signal et nous ignorons la présence de la porteuse pure au début du message standard. Enfin, nous supposons une estimation parfaite des amplitudes A_k , des écarts fréquentiels Δf_{r_k} , des phases à l'origine θ_k , et des instants d'échantillonnage au niveau du récepteur.

A la réception et afin d'obtenir le symbole émis par la balise $l \in [1, K]$ à l'instant uT_b où $u \in [0, M - 1]$, nous allons démoduler le signal $r(t)$ en le multipliant par $\exp[-j(2\pi \Delta f_{r_l} t + \theta_l)]$ et puis le filtrer à l'aide du filtre adapté $h^*(-t)$. Ensuite, le signal obtenu est échantillonné à l'instant uT_b et nous obtenons $y_l(uT_b)$, noté par $y_l(u)$:

$$y_l(u) = \int_{uT_b}^{(u+1)T_b} r(t) \exp[-j(2\pi \Delta f_{r_l} t + \theta_l)] h^*(t - uT_b) dt \quad (4.4)$$

En remplaçant l'équation (4.2) dans l'équation (4.4), nous obtenons :

$$y_l(u) = \sum_{k=1}^K A_k \cos(m) \rho'_{l,k}(u) + j \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{M-1} A_k \sin(m) b_k(n) \rho_{l,k}(u, n) + n_l(u) \quad (4.5)$$

où $\rho'_{l,k}(u)$ et $\rho_{l,k}(u, n)$ désignent les coefficients de corrélations entre les signaux des balises l et k avec $l, k \in [1, K]$, l'indice u désigne le numéro du symbole de la balise utile l , l'indice n désigne le numéro du symbole de la balise interférente k . Physiquement, les $\rho'_{l,k}(u)$ représentent les corrélations provenant des résidus de porteuses pures des balises interférentes, par contre les $\rho_{l,k}(u, n)$ représentent celles provenant des symboles des balises interférentes. Les coefficients $\rho'_{l,k}(u)$ et $\rho_{l,k}(u, n)$ sont donnés respectivement par :

$$\rho'_{l,k}(u) = \int_{uT_b}^{(u+1)T_b} \exp\{j[2\pi(\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})t + \theta_k - \theta_l]\} h^*(t - uT_b) dt \quad (4.6)$$

$$\rho_{l,k}(u, n) = \int_{uT_b}^{(u+1)T_b} \exp\{j[2\pi(\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})t + \theta_k - \theta_l]\} h(t - nT_b) h^*(t - uT_b) dt$$

Également, $n_l(u)$ désigne un bruit gaussien complexe à la sortie du filtre adapté, échantillonné à l'instant uT_b :

$$n_l(u) = \int_{uT_b}^{(u+1)T_b} \eta(t) \exp[-j(2\pi \Delta f_{r_l} t + \theta_l)] h^*(t - uT_b) dt \quad (4.7)$$

Etant donné que $h(t)$ représente une fonction nulle en dehors de l'intervalle $[0, T_b]$, ainsi $\rho_{l,k}(u, n)$ est nulle pour $n \neq u$. Ainsi, l'équation (4.5) se mettra sous la forme :

$$y_l(u) = \sum_{k=1}^K A_k [\cos(m) \rho'_{l,k}(u) + j \sin(m) b_k(u) \rho_{l,k}(u, u)] + n_l(u) \quad (4.8)$$

Par conséquent, l'échantillon reçu $y_l(u)$ s'écrit sous la forme d'une somme de trois termes : un premier terme utile et désigné par $d_l(u)$, un deuxième terme interférent provenant des autres balises désigné par $i_l(u)$ et représentant la MUI, et un troisième terme $n_l(u)$ qui désigne un bruit gaussien provenant du canal. Ainsi, nous écrivons :

$$y_l(u) = d_l(u) + i_l(u) + n_l(u)$$

$$d_l(u) = A_l [\cos(m) \rho'_{l,l}(u) + j \sin(m) b_l(u) \rho_{l,l}(u, u)] \quad (4.9)$$

$$i_l(u) = \sum_{k=1, k \neq l}^K A_k [\cos(m) \rho'_{l,k}(u) + j \sin(m) b_k(u) \rho_{l,k}(u, u)]$$

Nous remarquons, d'après l'équation (4.9), que seuls les symboles émis au même instant uT_b peuvent interagir entre eux.

4.2.2 Calcul analytique des coefficients de corrélation

Dans ce paragraphe, nous allons calculer analytiquement les coefficients de corrélations afin d'avoir une expression exacte des échantillons donnés dans l'équation (4.9). Avec un changement de variable, les coefficients de corrélation $\rho'_{l,k}(u)$ et $\rho_{l,k}(u, n)$ définis dans l'équation (4.6) s'écrivent sous la forme :

$$\rho'_{l,k}(u) = \int_0^{T_b} \exp\{j [2\pi (\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})(t + uT_b) + \theta_k - \theta_l]\} h^*(t) dt$$

$$\rho_{l,k}(u, u) = \int_0^{T_b} \exp\{j [2\pi (\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})(t + uT_b) + \theta_k - \theta_l]\} h(t) h^*(t) dt$$
(4.10)

D'après l'équation (4.10), nous remarquons que les coefficients $\rho'_{l,k}(u)$ et $\rho_{l,k}(u, u)$ dépendent du filtre de mise en forme $h(t)$. Donc, différents types de filtres de mise en forme peuvent conduire à des coefficients de corrélation plus petits, permettant ainsi de réduire les interférences. Cette piste sera détaillée dans le chapitre suivant.

Afin de calculer les coefficients de corrélation de l'équation (4.10), nous définissons la fonction $\zeta_{l,k}(a, b, u)$ sous la forme [F.Fares, et al., 2009] :

$$\zeta_{l,k}(a, b, u) = \int_a^b \exp\{j [2\pi (\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})(t + uT_b) + \theta_k - \theta_l]\} dt$$
(4.11)

En intégrant et développant l'équation (4.11), nous obtenons :

$$\zeta_{l,k}(a, b, u) = (b - a) \operatorname{sinc}\left[(\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})(b - a)\right] f_{l,k}(a, b, u)$$
(4.12)

où :

$$\operatorname{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$$

$$f_{l,k}(a, b, u) = \exp\{j [\pi (\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})(a + b + 2uT_b) + (\theta_k - \theta_l)]\}$$

Ainsi, en se basant sur l'équation (4.11) et en sachant que le filtre de mise en forme $h(t)$ est un filtre réel biphasé, les coefficients de corrélation de l'équation (4.10) s'écrivent sous la forme :

$$\rho'_{l,k}(u) = \zeta_{l,k}\left(0, \frac{T_b}{2}, u\right) - \zeta_{l,k}\left(\frac{T_b}{2}, T_b, u\right)$$

$$\rho_{l,k}(u, u) = \zeta_{l,k}(0, T_b, u)$$
(4.13)

Nous remarquons bien que les coefficients de corrélation calculés dans (4.13) dépendent des balises l et k et de l'instant uT_b . Ainsi, au contraire du CDMA, les coefficients de corrélations dans le système Argos varient en fonction du temps et ne demeurent pas constants. Cette

dépendance dans le temps des coefficients de corrélation constitue une des différences entre le système CDMA et le système Argos.

4.2.3 Propriétés des coefficients de corrélation

Dans l'équation (4.12), nous remarquons que les coefficients de corrélation dépendent d'un terme en $\text{sinc}[(\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})(b - a)]$. La fonction $\text{sinc}(x)$ étant une fonction paire tendant vers zéro lorsque x tend vers l'infini, nous nous apercevons que si nous avons un écart de fréquence $(\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})$ entre deux balises quelconques k et l d'autant plus grand que l'inverse de la période T_b , alors nous pouvons obtenir des facteurs de corrélation plus faibles.

D'autre part, pour une valeur entière du terme $(\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})(b - a)$, nous aurons des valeurs nulles pour les coefficients de corrélation puisque $\text{sinc}(n)$ est nulle pour $n \in \mathbb{N}$. Ceci permet d'annuler l'effet des interférences, et nous nous retrouvons alors dans le cas d'une transmission mono utilisateur.

Ainsi, une autre différence entre le système CDMA et le système Argos réside dans les caractéristiques des coefficients de corrélation. Dans le système CDMA, les séquences d'étalement sont choisies de façon à obtenir des propriétés particulières au niveau des coefficients de corrélation. Par contre, pour le système Argos, les propriétés des coefficients de corrélation sont obtenues à partir des écarts fréquentiels entre les différentes balises.

4.2.4 Représentation matricielle des équations

Dans ce paragraphe, nous allons représenter les sorties des filtres adaptés $y_l(u)$ sous forme matricielle comme celles faites dans les études portant sur les systèmes CDMA [Moshavi, 1996].

En effet, nous remarquons la forte analogie entre l'équation (4.9) et l'équation (3.15) du paragraphe 3.3.1. Nous nous apercevons donc que le problème que nous allons étudier se rapproche beaucoup au cas du CDMA. Par rapport au cas classique étudié dans le cadre du CDMA, seuls les coefficients de corrélation changent. Dans Argos, ces coefficients de corrélation varient au cours du temps.

Afin d'avoir une forme matricielle des échantillons $y_l(u)$ de l'équation (4.8), nous introduisons la matrice de corrélation des données notée $R(u, u) \in \mathbb{C}^{K \times K}$ et ayant le terme général $R_{(l,k)}(u, u) = \rho_{l,k}(u, u)$ où $l, k \in [1, K]$ et $u \in [0, M - 1]$. Cette matrice $R(u, u)$ est une matrice carrée ayant la forme suivante [Moshavi, 1996]:

$$R(u, u) = \begin{pmatrix} \rho_{1,1}(u, u) & \rho_{1,2}(u, u) & \dots & \rho_{1,K-1}(u, u) & \rho_{1,K}(u, u) \\ \rho_{2,1}(u, u) & \rho_{2,2}(u, u) & \dots & \rho_{2,K-1}(u, u) & \rho_{2,K}(u, u) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \rho_{K-1,1}(u, u) & \rho_{K-1,2}(u, u) & \dots & \rho_{K-1,K-1}(u, u) & \rho_{K-1,K}(u, u) \\ \rho_{K,1}(u, u) & \rho_{K,2}(u, u) & \dots & \rho_{K,K-1}(u, u) & \rho_{K,K}(u, u) \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

Étant donné les propriétés hermitiennes des coefficients de corrélation de l'équation (4.10), nous avons :

$$\rho_{l,k}(u, u) = \rho_{k,l}^*(u, u), \rho'_{l,k}(u) = \rho_{k,l}'^*(u) \quad (4.15)$$

Nous obtenons alors la matrice $R(u, u)$ à l'instant uT_b sous la forme:

$$R(u, u) = \begin{pmatrix} \rho_{1,1}(u, u) & \rho_{1,2}(u, u) & \dots & \rho_{1,K-1}(u, u) & \rho_{1,K}(u, u) \\ \rho_{1,2}^*(u, u) & \rho_{2,2}(u, u) & \dots & \rho_{2,K-1}(u, u) & \rho_{2,K}(u, u) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \rho_{1,K-1}^*(u, u) & \rho_{2,K-1}^*(u, u) & \dots & \rho_{K-1,K-1}(u, u) & \rho_{K-1,K}(u, u) \\ \rho_{1,K}^*(u, u) & \rho_{2,K}^*(u, u) & \dots & \rho_{K-1,K}^*(u, u) & \rho_{K,K}(u, u) \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

Les termes diagonaux $\rho_{l,l}(u, u)$ où $l \in [1, K]$ de la matrice $R(u, u)$ représentent l'énergie du filtre de mise en forme $h(t)$ de valeur T_b .

De la même manière, nous définissons la matrice de corrélation des résidus de porteuses pures notée $R'(u)$ et ayant le terme général $R'_{(l,k)}(u) = \rho'_{l,k}(u)$ où $l, k \in [1, K]$ et $u \in [0, M - 1]$. Cette matrice s'écrit sous la forme :

$$R'(u) = \begin{pmatrix} \rho'_{1,1}(u) & \rho'_{1,2}(u) & \dots & \rho'_{1,K-1}(u) & \rho'_{1,K}(u) \\ \rho_{1,2}'^*(u) & \rho'_{2,2}(u) & \dots & \rho'_{2,K-1}(u) & \rho'_{2,K}(u) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \rho_{1,K-1}'^*(u) & \rho_{2,K-1}'^*(u) & \dots & \rho'_{K-1,K-1}(u) & \rho'_{K-1,K}(u) \\ \rho_{1,K}'^*(u) & \rho_{2,K}'^*(u) & \dots & \rho_{K-1,K}'^*(u) & \rho'_{K,K}(u) \end{pmatrix} \quad (4.17)$$

De même, nous désignons par $A \in \mathbb{R}^{K \times K}$ la matrice diagonale telle que $A_{(k,k)} = A_k$. Ainsi, la matrice A s'écrit sous la forme :

$$A = \begin{pmatrix} A_1 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & A_2 & & & \vdots \\ 0 & & \ddots & & 0 \\ \vdots & & & A_{K-1} & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & A_K \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

Cette matrice A permet de tenir compte de la différence de puissance entre les signaux des différentes balises.

Enfin, nous désignons par $v(u), y(u), b(u)$, et $n(u)$ les vecteurs colonnes de longueur K et formés respectivement par $\Pi_{K \times 1}$ et par les termes $b_l(u), n_l(u)$ et $y_l(u)$ où $l \in [1, K]$ et $u \in [0, M - 1]$. Ces vecteurs s'écrivent respectivement sous la forme suivante :

$$\Pi_{K \times 1} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix}, y(u) = \begin{pmatrix} y_1(u) \\ y_2(u) \\ \vdots \\ y_{K-1}(u) \\ y_K(u) \end{pmatrix}, b(u) = \begin{pmatrix} b_1(u) \\ b_2(u) \\ \vdots \\ b_{K-1}(u) \\ b_K(u) \end{pmatrix}, n(u) = \begin{pmatrix} n_1(u) \\ n_2(u) \\ \vdots \\ n_{K-1}(u) \\ n_K(u) \end{pmatrix} \quad (4.19)$$

Le vecteur $b(u)$ représente l'ensemble des symboles émis par toutes les balises à l'instant uT_b . De même, le vecteur $n(u)$ représente un bruit aléatoire gaussien de moyenne nulle et de matrice de covariance égale à $\sigma^2 R(u)$. A l'aide de toutes les notations matricielles précédentes, nous écrivons alors :

$$y(u) = R'(u) \cos(m) A v(u) + j R(u, u) \sin(m) A b(u) + n(u) \quad (4.20)$$

D'après l'équation ci-dessus, nous remarquons que le vecteur des symboles émis $b(u)$ se trouve dans la partie imaginaire du vecteur $y(u)$.

4.3 Détecteurs MUD dans le cas synchrone

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe 4.2.4, la différence entre notre cas d'étude et le CDMA est que dans Argos, les coefficients de corrélation varient au cours du temps, alors qu'ils demeurent constants dans le CDMA. Dans ce paragraphe, nous adaptons tous les détecteurs MUD développés et conçus pour le système CDMA à la problématique du système Argos.

Nous présentons les différents détecteurs MUD adaptés au système Argos dans le cas d'une transmission synchrone [Lupas, et al., 1989]. Parmi ces détecteurs, nous distinguons le détecteur optimal basé sur le critère de Maximum de Vraisemblance ainsi que des détecteurs sous optimaux (Verdu, 1998). Pour chaque détecteur, nous présentons le critère de décision ainsi que les avantages et les inconvénients.

4.3.1 Détecteur optimal

Le détecteur présenté dans ce paragraphe est optimal au niveau des performances en termes de TEB. Il est fondé sur le critère du maximum de vraisemblance [G.Ungerboeck, 1974], [Schneider, 1976]. Le principe de ce détecteur consiste à faire une recherche exhaustive, à chaque instant uT_b , sur toutes les séquences possibles $\tilde{b}(u)$ du vecteur $b(u)$ afin de trouver celle qui est la plus probable, notée par $\hat{b}(u)$. Ainsi, pour $t \in [uT_b, (u+1)T_b]$, le détecteur cherche à trouver le vecteur $\hat{b}(u)$ telle que :

$$\hat{b}(u) = \underset{\tilde{b}(u)}{\operatorname{argmax}} \{ P[r(t) | \tilde{b}(u)] \} \quad (4.21)$$

où $r(t)$ représente le signal à l'entrée du récepteur défini dans l'équation (4.2). Dans le cas du canal gaussien, l'équation (4.21) revient à maximiser la probabilité suivante :

$$P\{r(t), t \in [uT_b, (u+1)T_b] | \tilde{b}(u)\} = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \right) \exp \left[-\frac{1}{2\sigma^2} \int_{uT_b}^{(u+1)T_b} \|r(t) - s_t[\tilde{b}(u)]\|^2 dt \right] \quad (4.22)$$

où σ^2 représente la variance du bruit gaussien $\eta(t)$ et $s_t[\tilde{b}(u)]$ représente le signal défini dans $t \in [uT_b, (u+1)T_b]$ sous la forme suivante :

$$s_t[\tilde{b}(u)] = \sum_{k=1}^K A_k [\cos(m) + j \sin(m) \tilde{b}_k(u) h(t - uT_b)] \exp[j(2\pi \Delta f_{r_k} t + \theta_k)] \quad (4.23)$$

Ainsi, d'après l'équation (4.22), nous cherchons à minimiser la fonction suivante :

$$\int_{uT_b}^{(u+1)T_b} \|r(t) - s_t[\tilde{b}(u)]\|^2 dt = \int_{uT_b}^{(u+1)T_b} \{r(t) - s_t[\tilde{b}(u)]\} \{r(t) - s_t[\tilde{b}(u)]\}^* dt \quad (4.24)$$

En développant l'équation (4.24) et en ignorant les termes indépendants de $\tilde{b}(u)$, le détecteur optimal cherche, à chaque instant uT_b , à maximiser la fonction réelle $\Omega[\tilde{b}(u)]$ suivante :

$$\Omega[\tilde{b}(u)] = 2 \operatorname{Re} \left(\int_{uT_b}^{(u+1)T_b} r(t) s_t^*[\tilde{b}(u)] dt \right) - \int_{uT_b}^{(u+1)T_b} s_t[\tilde{b}(u)] s_t^*[\tilde{b}(u)] dt \quad (4.25)$$

En remplaçant $s_t[\tilde{b}(u)]$ par sa valeur définie dans l'équation (4.23), nous allons développer les deux termes de l'équation (4.25). Commençons tout d'abord par le premier terme désigné par $\Omega_1[\tilde{b}(u)]$, nous obtenons :

$$\Omega_1[\tilde{b}(u)] = 2 \operatorname{Re} \left(\sum_{k=1}^K A_k [\cos(m) r'_k(u) - j \sin(m) \tilde{b}_k(u) y_k(u)] \right) \quad (4.26)$$

$$r'_k(u) = \int_{uT_b}^{(u+1)T_b} r(t) \exp[-j(2\pi \Delta f_{r_k} t + \theta_k)] dt$$

Nous développons maintenant le second terme réel de l'équation (4.25) désigné par $\Omega_2[\tilde{b}(u)]$:

$$\Omega_2[\tilde{b}(u)] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K A_k A_l [\cos^2(m) \zeta_{l,k}(uT_b, (u+1)T_b, 0) + \sin^2(m) \tilde{b}_k(u) \tilde{b}_l(u) \rho_{l,k}(u, u)] + \Omega_3[\tilde{b}(u)] \quad (4.27)$$

où le terme réel $\Omega_3[\tilde{b}(u)]$ est donné par :

$$\Omega_3[\tilde{b}(u)] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K j A_k A_l \cos(m) \sin(m) [\tilde{b}_k(u) - \tilde{b}_l(u)] \rho'_{l,k}(u) \quad (4.28)$$

En développant l'équation (4.28) et ayant les propriétés hermitiennes des coefficients $\rho'_{l,k}(u)$ définies dans l'équation (4.15), le terme $\Omega_3[\tilde{b}(u)]$ s'écrit alors sous la forme :

$$\Omega_3[\tilde{b}(u)] = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K -2 A_k A_l \cos(m) \sin(m) \tilde{b}_k(u) \operatorname{Im}[\rho'_{l,k}(u)] \quad (4.29)$$

où $\operatorname{Im}(z)$ désigne la partie imaginaire du nombre complexe z .

Ainsi, après avoir développé les deux termes $\Omega_1[\tilde{b}(u)]$ et $\Omega_2[\tilde{b}(u)]$ de l'équation (4.25) et en ignorant de nouveau les termes indépendants de $\tilde{b}(u)$, le récepteur optimal cherche donc à trouver le vecteur $\tilde{b}(u)$ qui maximise le terme suivant:

$$\begin{aligned} \Omega'[\tilde{b}(u)] = & 2 \operatorname{Im} \left[\sum_{k=1}^K A_k \sin(m) \tilde{b}_k(u) y_k(u) \right] - \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K A_k A_l \sin^2(m) \tilde{b}_k(u) \tilde{b}_l(u) \rho_{l,k}(u, u) \\ & + \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K 2 A_k A_l \cos(m) \sin(m) \tilde{b}_k(u) \operatorname{Im}[\rho_{l,k}(u)] \end{aligned} \quad (4.30)$$

En écriture matricielle, ceci revient à maximiser le terme suivant :

$$\begin{aligned} \Omega'[\tilde{b}(u)] = & 2 \operatorname{Im}[\tilde{b}^T(u) \sin(m) A y(u)] - \tilde{b}^T(u) \sin^2(m) A R(u, u) A \tilde{b}(u) \\ & + 2 \operatorname{Im}[v^T(u) \cos(m) \sin(m) A R'(u) A \tilde{b}(u)] \end{aligned} \quad (4.31)$$

où l'indice T désigne le transposé d'un vecteur. Ainsi, nous choisissons sur toutes les toutes les combinaisons possibles de $b(u)$, celle qui est la plus probable désignée par $\hat{b}(u)$. Ainsi, à chaque instant uT_b , 2^K séquences possibles sont testées et donc la complexité croît exponentiellement avec le nombre de balises K . Ce détecteur nécessite la connaissance exacte des amplitudes A_k , des écarts fréquentiels Δf_{r_k} , et des phases à l'origine θ_k de toutes les balises, afin de calculer la métrique de l'équation (4.31). Le schéma du détecteur optimal est présenté sur la Figure 4.1.

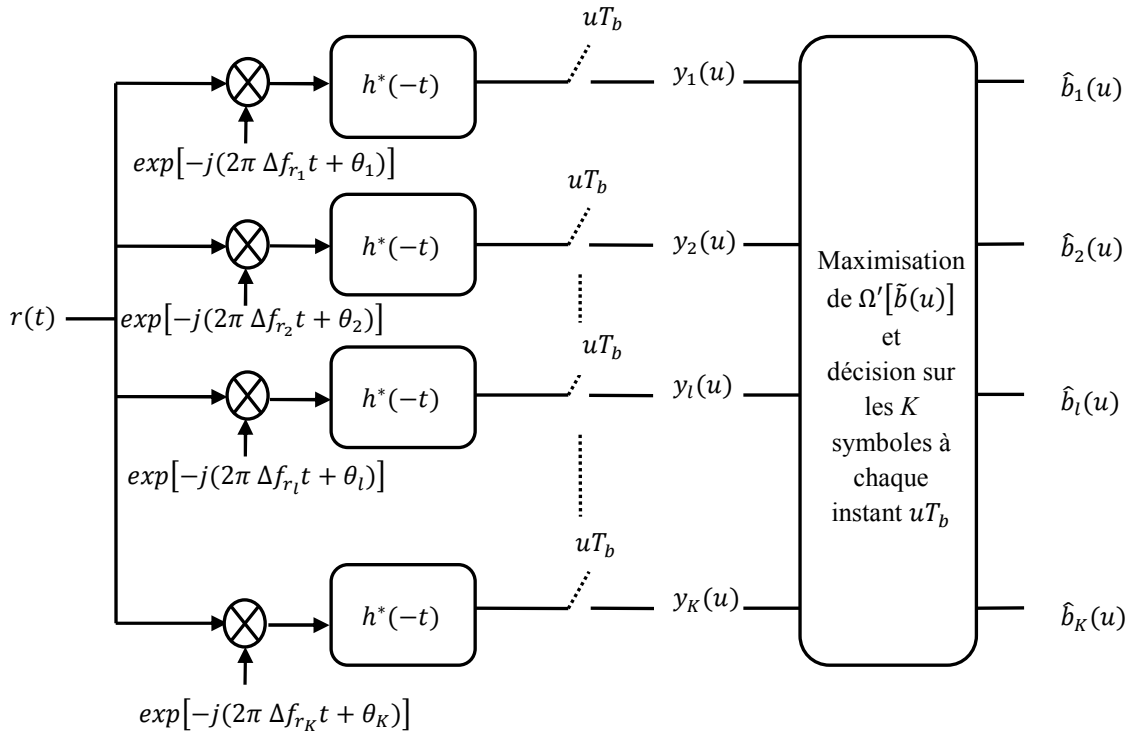


Figure 4.1 : Détecteur optimal dans le cas une transmission synchrone pour le système Argos.

4.3.2 Détecteur conventionnel

Le détecteur conventionnel est présenté sur la Figure 4.2. Il traite le signal reçu comme s'il s'agissait d'une transmission mono utilisateur. Il se fonde pour cela sur le fait que la MUI se comporte comme une source de bruit additif au bruit gaussien provenant du canal. Ainsi, à chaque instant uT_b , le détecteur cherche à trouver le symbole estimé $\hat{b}_l(u)$ parmi les symboles

possibles $\tilde{b}_l(u) \in \{-1, +1\}$ afin de maximiser la probabilité $P[y_l(u)|\tilde{b}_l(u)]$. Ainsi, à chaque instant uT_b , le détecteur cherche à trouver le symbole $\hat{b}_l(u)$ telle que :

$$\hat{b}_l(u) = \underset{\tilde{b}_l(u)}{\operatorname{argmax}} \{ P[y_l(u)|\tilde{b}_l(u)] \} \quad (4.32)$$

Dans le cas d'un canal gaussien et d'après l'équation (4.9), l'équation (4.32) revient à minimiser la distance euclidienne suivante :

$$\|y_l(u) - A_l \cos(m)\rho'_{l,l}(u) - jA_l \sin(m)\tilde{b}_l(u)\rho_{l,l}(u, u)\|^2 \quad (4.33)$$

En développant l'équation (4.33) et en ignorant les termes indépendants du $\tilde{b}_l(u)$, le détecteur conventionnel cherche à maximiser la fonction suivante :

$$\Omega''[\tilde{b}_l(u)] = 2 A_l \sin(m) \rho_{l,l}(u, u) \tilde{b}_l(u) \operatorname{Im}[y_l(u)] \quad (4.34)$$

Ainsi, dans notre cas de modulation, nous utilisons le détecteur à seuil suivant: si $\operatorname{Im}[y_l(u)] > 0$ alors nous prendrons simplement $\hat{b}_l(u) = +1$, par contre si $\operatorname{Im}[y_l(u)] < 0$ alors nous prendrons $\hat{b}_l(u) = -1$.

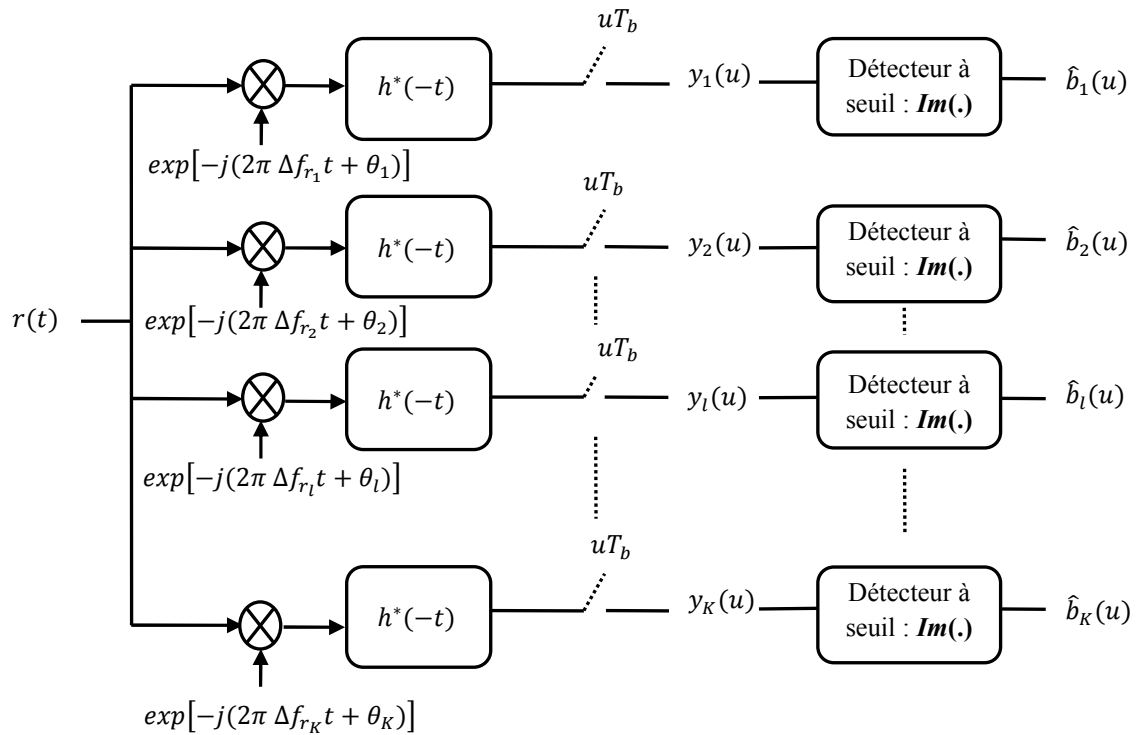


Figure 4.2 : Détecteur conventionnel dans une transmission synchrone pour le système Argos.

Le détecteur conventionnel est formé tout simplement par des détecteurs à seuil nécessaires pour une prise de décision à partir des valeurs de $\operatorname{Im}[y_l(u)]$. Les matrices de corrélation $R(u, u)$ et $R'(u)$ jouent un rôle important au niveau des performances du détecteur, en termes de TEB : plus les coefficients de corrélation $\rho_{l,k}(u, u)$ et $\rho'_{l,k}(u)$ sont petits, meilleurs sont les performances et nous rapprocherons des résultats obtenus dans le cas d'une liaison mono utilisateur. Ainsi, le détecteur conventionnel représente le détecteur optimal en absence de

MUI. Dans le cas contraire, la MUI vient perturber le système et les performances en termes de TEB seront dégradées.

En particulier, d'après le paragraphe 4.2.3, nous avons vu que les coefficients de corrélation dans le système Argos augmentent quand le rapport $(\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})T_b$ diminue. Ainsi, le détecteur conventionnel présente des mauvaises performances en termes de TEB pour la démodulation des signaux Argos ayant des fréquences porteuses reçues proches. Également, le détecteur conventionnel présente de très mauvaises performances dans le cas où le signal utile a une puissance inférieure aux celles des signaux interférents car dans ce cas, la puissance de la MUI est supérieure à celle du signal utile.

4.3.3 Détecteur à décorrélation

Comme mentionné plus haut, le détecteur optimal a une complexité qui croît exponentiellement avec le nombre de balises K . D'autre part, le détecteur conventionnel donne la plus mauvaise performance en termes de TEB vu qu'il ne prend pas en compte de la présence de la MUI à son entrée. Par la suite, nous étudions d'autres types de détecteurs qui ont été conçus dans le but de réaliser un compromis entre la complexité de calcul d'une part et les performances en termes de TEB d'autre part [Lupas, et al., 1989].

Tout d'abord, nous rappelons que, dans le cas d'une transmission synchrone, les échantillons à un instant uT_b où $u \in [0, M - 1]$ sont donnés par l'équation (4.20) :

$$\begin{aligned} y(u) &= p(u) + j R(u, u) \sin(m) A b(u) + n(u) \\ p(u) &= R'(u) \cos(m) A v(u) \end{aligned} \quad (4.35)$$

où les matrices $y(u)$, $R'(u)$, $v(u)$, $R(u, u)$, A , $b(u)$, et $n(u)$ sont définies dans le paragraphe 4.2.4. Nous remarquons que dès lors que la matrice $R(u, u)$ n'est pas diagonale (les termes $\rho_{l,k}(u, u)$ sont non nuls pour $l \neq k$), le terme MUI apparaît dans $y(u)$. Ainsi, la MUI va dégrader les performances du signal utile, en termes de TEB.

Le principe du décorrelateur (cf. Figure 4.3) consiste donc à retirer la contribution des données des autres balises sur les observations de la balise utile. Ainsi, nous allons chercher à décorréler le signal reçu en multipliant le vecteur $y(u)$ à chaque instant uT_b par l'inverse de la matrice $R(u, u)$. Ainsi, nous obtenons [Verdu, 1998] :

$$R^{-1}(u, u) y(u) = R^{-1}(u, u) p(u) + j \sin(m) A b(u) + R^{-1}(u, u) n(u) \quad (4.36)$$

Nous allons maintenant nous intéresser à la composante l du vecteur colonne $R^{-1}(u, u) y(u)$ où $l \in [1, K]$. Cette composante, notée $[R^{-1}(u, u) y(u)]_l$, s'écrit sous la forme suivante :

$$[R^{-1}(u, u) y(u)]_l = \sum_{k=1}^K R_{(l,k)}^{-1}(u, u) p_l(u) + j \sin(m) A_l b_l(u) + \sum_{k=1}^K R_{(l,k)}^{-1}(u, u) n_l(u) \quad (4.37)$$

Ensuite, nous utilisons le détecteur à seuil pour cette composante l afin d'estimer le symbole $\hat{b}_l(u)$: si la partie imaginaire de cette composante est positive alors nous prendrons $\hat{b}_l(u) = +1$, par contre si la partie imaginaire est négative, nous prendrons $\hat{b}_l(u) = -1$.

Nous remarquons, d'après l'équation (4.37), que chaque composante l où $l \in [1, K]$ est indépendante de toutes les interférences provenant des symboles émis par les autres balises et que les sources d'interférences proviennent des résidus des porteuses pures des autres balises (le premier terme) ainsi que du bruit de canal (le troisième terme). Pour des valeurs élevées de $R_{(l,k)}^{-1}(u, u)$, ces sources d'interférences se comportent comme des sources de bruits amplifiées aux entrées des détecteurs à seuil et elles dégradent la performance du système en termes de TEB. Ainsi, la performance de chaque balise dépend du rapport SNR de cette balise, ainsi que des amplitudes A_k des autres balises. A remarquer que ce détecteur est réalisable à condition que la matrice $R(u, u)$ soit inversible à chaque instant uT_b .

Pour une modulation BPSK classique ($m = \pi/2$), le vecteur $p(u)$ est nul et donc la démodulation d'un signal utile ne dépend plus des amplitudes des autres balises.

Ce détecteur nécessite la connaissance exacte des écarts fréquentiels Δf_{r_k} et des phases à l'origine θ_k de toutes les balises pour le calcul de $R^{-1}(u)$. Par contre, il ne nécessite pas la connaissance des amplitudes A_k .

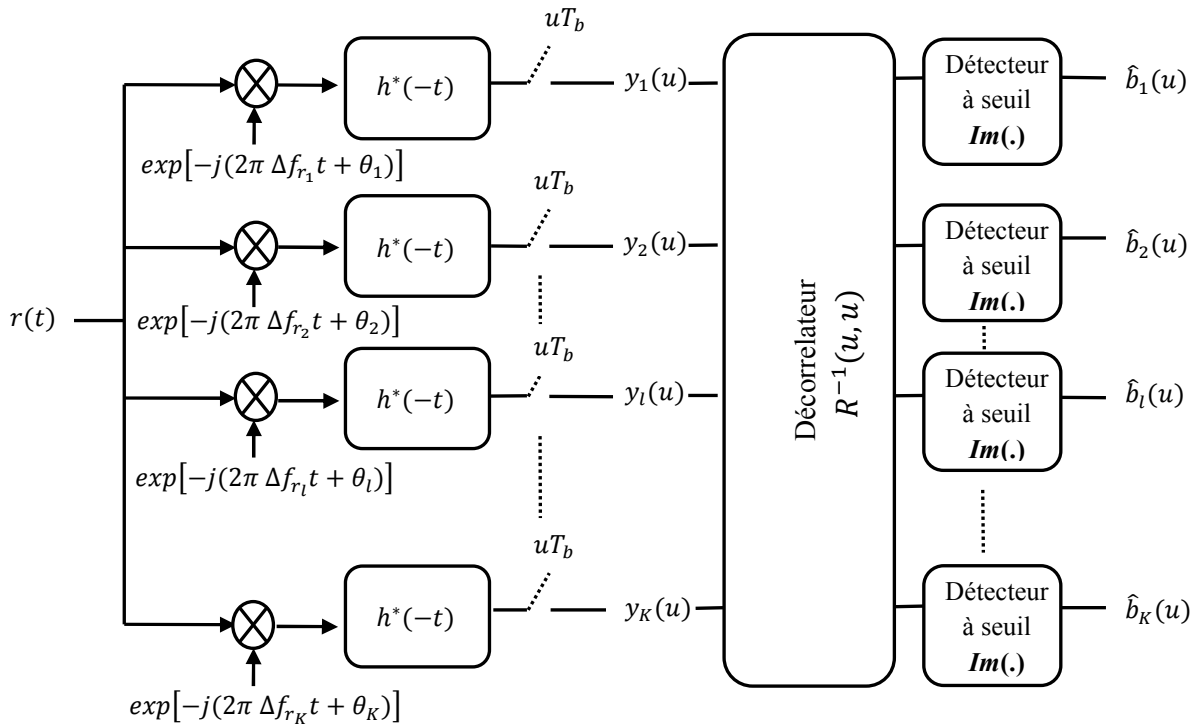


Figure 4.3 : Détecteur à décorrélation dans une transmission synchrone pour le système Argos.

En particulier, dans le système Argos, les coefficients de corrélation augmentent avec la diminution du rapport $(\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})T_b$. Ainsi, pour des signaux ayant des fréquences porteuses reçues proches, les coefficients de la matrice $R^{-1}(u, u)$ seront élevés et donc les vecteurs $R^{-1}(u, u) p(u)$ et $R^{-1}(u, u) n(u)$ de l'équation (4.36) se comportent comme des sources de bruits amplifiées aux entrées des détecteurs à seuil. Nous aurons alors une dégradation des performances en termes de TEB.

4.3.4 Détecteur linéaire MMSE

Le décorrelateur ne prend pas en compte les amplitudes A_k du signal utile et des signaux interférents dans la démodulation de ces signaux. Ainsi, le décorrelateur ne permet pas d'exploiter la différence entre les atténuations de ces différents signaux afin de démoduler la balise utile. Pour cela, nous allons nous intéresser à la façon dont nous pouvons introduire ces amplitudes A_k dans un détecteur linéaire. Pour cela, le détecteur linéaire MMSE [Verdu, 1998] cherche, à chaque instant uT_b et pour chaque balise $k \in [1, K]$, un vecteur colonne $m_k(u)$ de longueur K qui minimise l'erreur quadratique moyenne entre le symbole $b_k(u)$ et la sortie $m_k^T(u) y(u)$ de la transformation linéaire. Donc, il revient à minimiser :

$$E[\|b_k(u) - m_k^T(u) y(u)\|^2] \quad (4.38)$$

Ainsi, pour généraliser sur toutes les balises, l'équation (4.38) revient à trouver une matrice carrée $M(u) \in \mathbb{C}^{K \times K}$ qui minimise :

$$E[\|b(u) - M(u) y(u)\|^2] \quad (4.39)$$

Nous rappelons que la $k^{\text{ème}}$ ligne de la matrice $M(u)$ est égale à $m_k^T(u)$. D'une manière similaire au cas CDMA, cette matrice $M(u)$ s'écrit sous la forme [Moshavi, 1996] :

$$M(u) = [R(u, u) + \sigma^2 A^{-2}]^{-1} \quad (4.40)$$

où $\sigma^2 A^{-2}$ représente la matrice diagonale de terme général σ^2/A_l^2 avec $l \in [1, K]$.

Ainsi, le détecteur linéaire MMSE (cf. Figure 4.4.) remplace la transformation $R^{-1}(u, u)$ du détecteur à décorrélation par la transformation $M(u)$. Cette matrice $M(u)$ est celle qui nous permet d'atteindre une erreur quadratique minimale avec une transformation linéaire.

Ce détecteur nécessite la connaissance exacte des amplitudes A_k , des écarts fréquentiels Δf_{r_k} , des phases à l'origine θ_k de toutes les balises pour le calcul de $M(u)$. Ce détecteur nécessite aussi la connaissance exacte de la variance σ^2 du bruit de canal .

Enfin, le détecteur conventionnel et le décorrelateur peuvent être vus comme des cas particuliers du détecteur MMSE. Tout d'abord, le détecteur MMSE se comporte comme un détecteur conventionnel dans le cas où la puissance du bruit de canal est dominante par rapport à celle de la MUI et donc les termes $\|\rho_{l,k}(u, u)\|$ seront négligeables par rapport aux termes de la matrice $\sigma^2 A^{-2}$.

Ainsi, la matrice $[R(u, u) + \sigma^2 A^{-2}]^{-1}$ se comporte comme une matrice diagonale positive.

$$[R(u, u) + \sigma^2 A^{-2}]^{-1} \rightarrow A^2/\sigma^2 \quad (4.41)$$

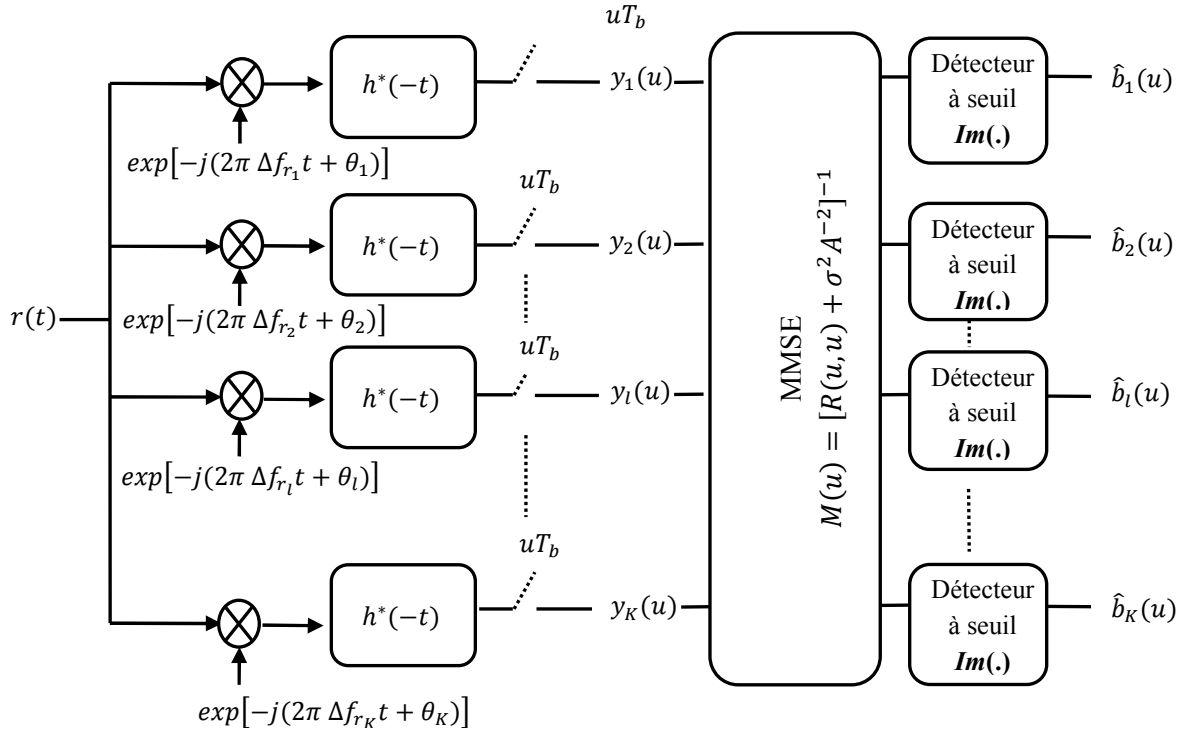


Figure 4.4 : Détecteur MMSE dans une transmission synchrone pour le système Argos.

D'autre part, le détecteur MMSE se comporte comme un décorrelateur dans le cas où la puissance de la MUI est dominante par rapport à celle du bruit de canal et donc les termes de la matrice $\sigma^2 A^{-2}$ seront négligeables par rapport aux termes $\|\rho_{l,k}(u, u)\|$. Alors, nous avons :

$$[R(u, u) + \sigma^2 A^{-2}]^{-1} \rightarrow R^{-1}(u) \quad (4.42)$$

Par conséquent, le détecteur MMSE peut être considéré comme un compromis entre le détecteur conventionnel et le décorrelateur. Il prend en compte l'importance relative des interférences entre les balises ainsi que l'importance du bruit de canal.

4.3.5 Détecteur SIC

Hormis le détecteur optimal, les détecteurs précédents présentent des mauvaises performances en termes de TEB pour les signaux ayant des faibles puissances. En effet, lors de la démodulation d'un signal utile, ce dernier peut être brouillé par des signaux ayant des puissances beaucoup plus fortes que celui-ci. Par conséquent, la démodulation du signal utile présente des mauvaises performances en termes de TEB. Ainsi, ces détecteurs présentent l'inconvénient de ne pas pouvoir récupérer les signaux ayant des faibles puissances parmi les signaux les plus puissants. Une méthode de démodulation des signaux à faibles puissances repose sur la technique par annulations successives d'interférences connue sous le nom SIC [J.M.Holtzman, 1994].

Le détecteur SIC (cf. Figure 4.5) est basé donc sur l'idée suivante : les signaux sont démodulés successivement par ordre décroissant de leurs puissances, à l'aide des détecteurs conventionnels. Le détecteur SIC est ainsi formé de K étages en série où un seul signal est

démodulé à chaque étage. Ainsi, à l'étage l où $l \in [1, K]$, le signal démodulé est celui ayant la $l^{\text{ème}}$ puissance la plus forte dont les symboles émis sont notés par $b_{(l)}(u)$, l'amplitude correspondante notée par $A_{(l)}$, la fréquence porteuse reçue notée par $f_{r_{(l)}}$, et la phase à l'origine notée par $\theta_{(l)}$. Le signal $r(t)$ défini dans l'équation (4.2) est démodulé à l'aide d'un détecteur conventionnel et les symboles $\hat{b}_{(1)}(u)$ avec $u \in [0, M - 1]$ sont estimés. Ensuite, une réplique $\hat{d}_{(1)}(t)$ est construite à partir des symboles estimés, puis re-modulée afin d'obtenir le signal $\hat{r}_{(1)}(t)$ sous la forme suivante :

$$\hat{r}_{(1)}(t) = A_{(1)} \left[\cos(m) + j \sum_{n=0}^{M-1} \sin(m) \hat{b}_{(1)}(n) h(t - nT_b) \right] \exp \left[j(2\pi \Delta f_{r_{(1)}} t + \theta_{(1)}) \right] \quad (4.43)$$

Le signal $\hat{r}_{(1)}(t)$ est soustrait ensuite du signal $r(t)$ et le signal résultant $r(t) - \hat{r}_{(1)}(t)$ est démodulé de nouveau afin d'estimer les symboles $\hat{b}_{(2)}(u)$ du signal ayant la deuxième puissance la plus forte. Ce même processus est répété dans les étages suivants afin de démoduler tous les signaux. Ainsi, à l'étage l où $l \in [1, K]$, nous estimons les symboles $\hat{b}_{(l)}(u)$ et nous supposons que nous avons déjà estimé les symboles correspondants à toutes les $(l - 1)$ balises les plus puissantes. Le signal résultant à l'entrée de l'étage l s'écrit alors :

$$r(t) - \sum_{k=1}^{l-1} \hat{r}_{(k)}(t) \quad (4.44)$$

Ainsi, ce signal est formé du signal d'origine $r(t)$ auquel nous soustrayons les interférences provenant de toutes les balises ayant des puissances plus fortes. En développant l'équation (4.44), nous aurons le signal à l'entrée de l'étage l sous la forme :

$$\sum_{k=l}^K r_{(k)}(t) + \sum_{k=1}^{l-1} \sum_{n=0}^{M-1} j A_{(k)} \sin(m) e_k^s(n) h(t - nT_b) \exp \left[j(2\pi \Delta f_{r_{(k)}} t + \theta_{(k)}) \right] + \eta(t) \quad (4.45)$$

$$e_k^s(n) = b_{(k)}(n) - \hat{b}_{(k)}(n)$$

Ainsi, une erreur d'estimation $e_k^s(n)$ à un étage donné se propage sur tous les étages suivants, ce qui dégrade les performances en termes de TEB des signaux démodulés durant ces étages.

De même, en se basant sur l'équation (4.44), l'échantillon reçu $y'_l(u)$ à l'entrée du détecteur à seuil de l'étage l (cf. Figure 4.5) s'écrit alors :

$$y'_l(u) = y_{(l)}(u) - \sum_{k=1}^{l-1} A_{(k)} [\cos(m) \rho'_{(l),(k)}(u) + j \sin(m) \hat{b}_{(k)}(u) \rho_{(l),(k)}(u, u)] \quad (4.46)$$

L'avantage du détecteur SIC réside dans ses bonnes performances pour la démodulation des signaux ayant des faibles puissances, à l'aide des annulations successives des interférences [J.Goldman, 1971], [M.Moretti, et al., 1998]. Ce détecteur nécessite la connaissance exacte des amplitudes A_k , des écarts fréquentiels Δf_{r_k} , et des phases à l'origine θ_k de toutes les balises, pour remoduler les signaux estimés aux différents étages.

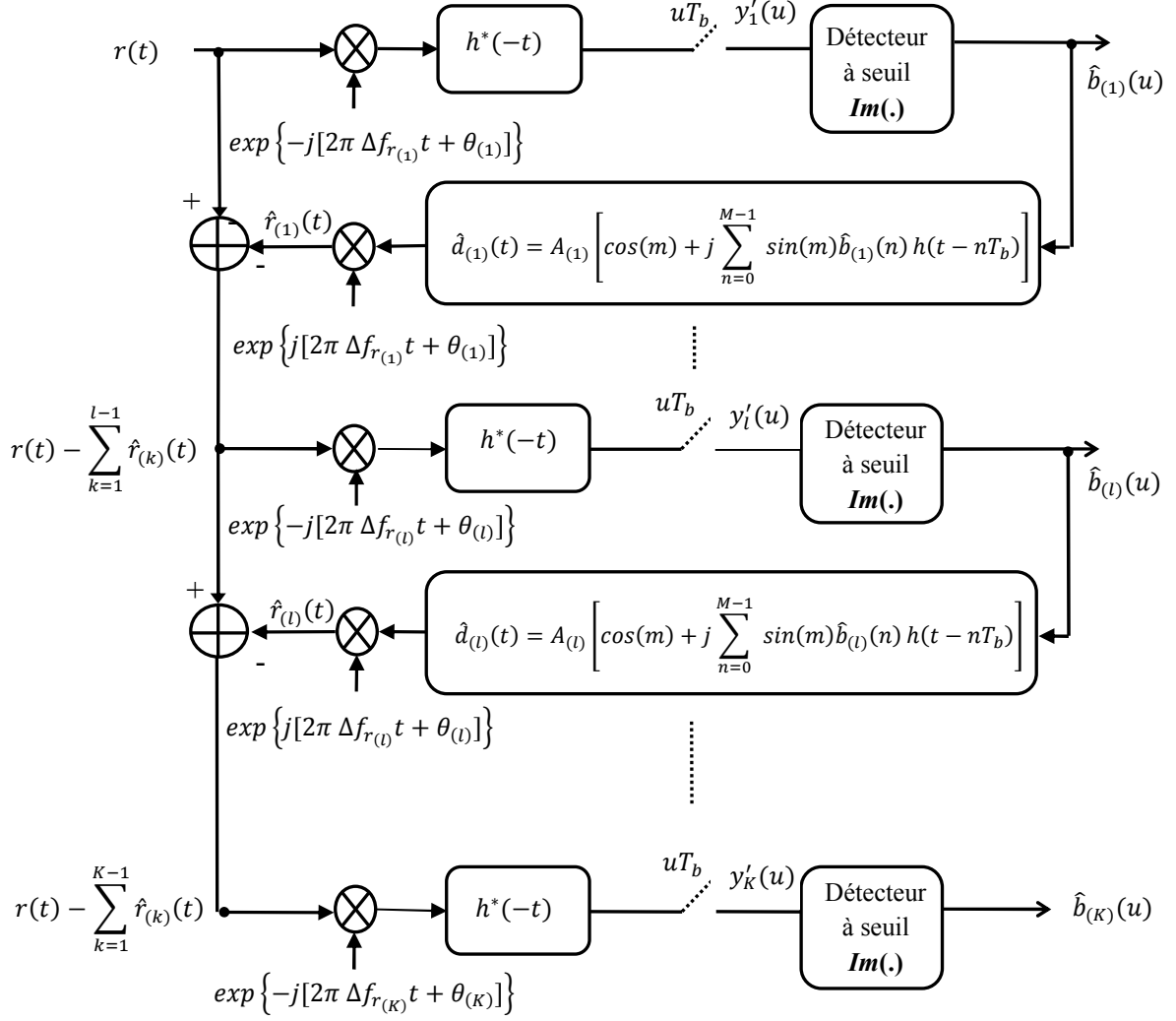


Figure 4.5 : Détecteur SIC dans une transmission synchrone pour le système Argos.

4.3.6 Détecteur PIC

Le détecteur multi-étages ou PIC [Varanasi, et al., 1990], [Brugéaud, 2006] est basé sur la technique d'annulation parallèle des interférences. Contrairement au SIC, la détection multi-étages soustrait à chaque étage l'interférence estimée pour toutes les autres balises de la balise utile. Ainsi, à chaque étage, une meilleure soustraction d'interférences est réalisée.

Afin de récupérer les symboles estimés $\hat{b}_l(u)$ avec $u \in [0, M - 1]$ de la balise utile l où $l \in [1, K]$, le signal $r(t)$ utilise un détecteur conventionnel afin de pré estimer les symboles $b'_k(u)$ de toutes les autres balises interférentes avec $k \neq l$ (cf. Figure 4.6). Les symboles pré estimés $b'_k(u)$ de chaque balise interférente sont reconstruits et remodulés afin d'obtenir le signal $\hat{r}_k(t)$ sous la forme suivante :

$$\hat{r}_k(t) = A_k \left[\cos(m) + j \sum_{n=0}^{M-1} \sin(m) b'_k(n) h(t - nT_b) \right] \exp[j(2\pi \Delta f_{r_k} t + \theta_k)] \quad (4.47)$$

Ainsi, l'interférence estimée provenant de toutes les balises interférentes sera soustraite du signal d'origine $r(t)$ et le signal résultant à l'entrée de l'étage l s'écrit sous la forme :

$$r(t) - \sum_{k=1, k \neq l}^K \hat{r}_k(t) \quad (4.48)$$

Le signal obtenu dans l'équation (4.48) est démodulé à l'aide d'un détecteur à seuil et ainsi les symboles $\hat{b}_l(u)$ sont obtenus. Mathématiquement, l'équation (4.48) donne :

$$r_l(t) + \sum_{k=1, k \neq l}^K \sum_{n=0}^{M-1} j A_k \sin(m) e_k^p(n) h(t - nT_b) \exp[j(2\pi \Delta f_{r_k} t + \theta_k)] + \eta(t) \quad (4.49)$$

$$e_k^p(n) = b_k(n) - b'_k(n)$$

Dans le cas d'annulation parfaite des interférences c'est-à-dire $e_k^p(n) = 0 \forall k \in [1, K]$ et $\forall n \in [0, M - 1]$, nous aurons des performances optimales en termes de TEB pour la démodulation de la balise utile l . Par contre, ceci est pratiquement non réalisable. En effet, lors de l'estimation des symboles $b'_k(n)$ des signaux interférents, cette estimation présente une grande probabilité d'erreur pour la démodulation des signaux ayant des faibles puissances. Dans ce cas, des erreurs $e_k^p(n)$ se présentent à l'étage l et dégradent ainsi la performance du signal utile en termes de TEB. Le détecteur PIC nécessite la connaissance exacte des amplitudes A_k , des écarts fréquentiels Δf_{r_k} , et des phases à l'origine θ_k de toutes les balises, pour remoduler les signaux interférents à chaque étage.

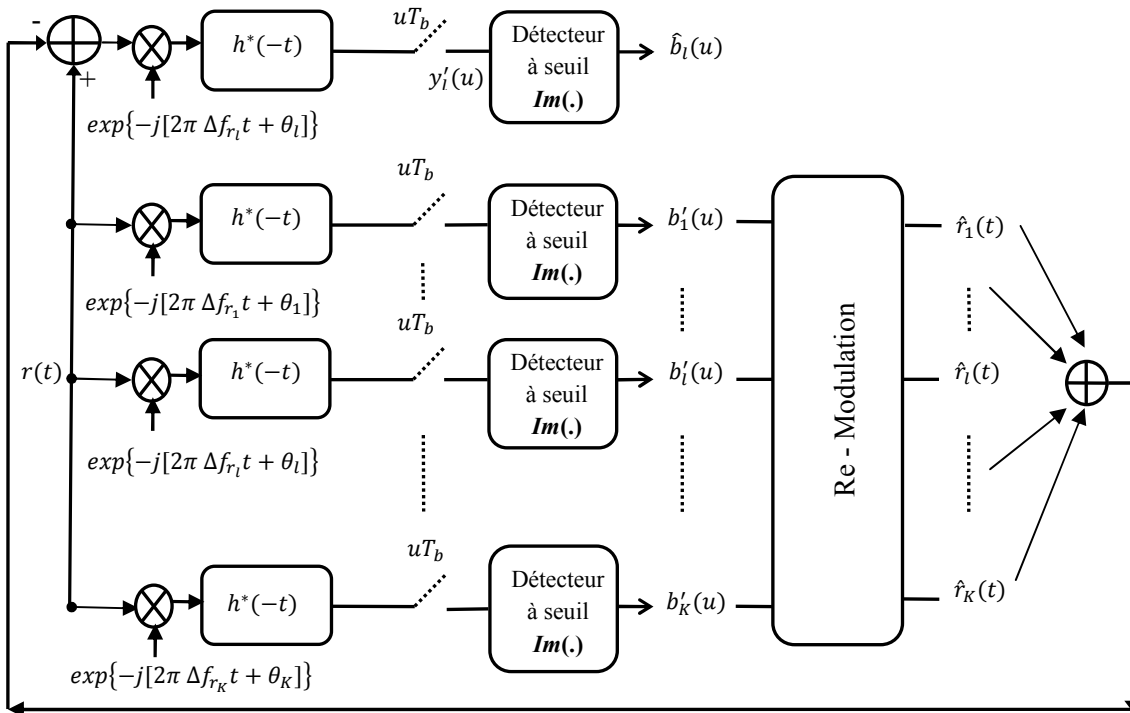


Figure 4.6 : Détecteur PIC dans une transmission synchrone pour le système Argos.

Enfin, nous pouvons noter que les symboles pré estimés $b'_k(u)$ de la Figure 4.6 sont obtenus à l'aide de simples détecteurs à seuil. En pratique, nous pouvons remplacer ces détecteurs à seuil par un détecteur linéaire de type MMSE. Ceci permet une meilleure annulation des interférences et ainsi des meilleures performances en termes de TEB. On parle alors du détecteur hybride MMSE-PIC (cf. Figure 4.7).

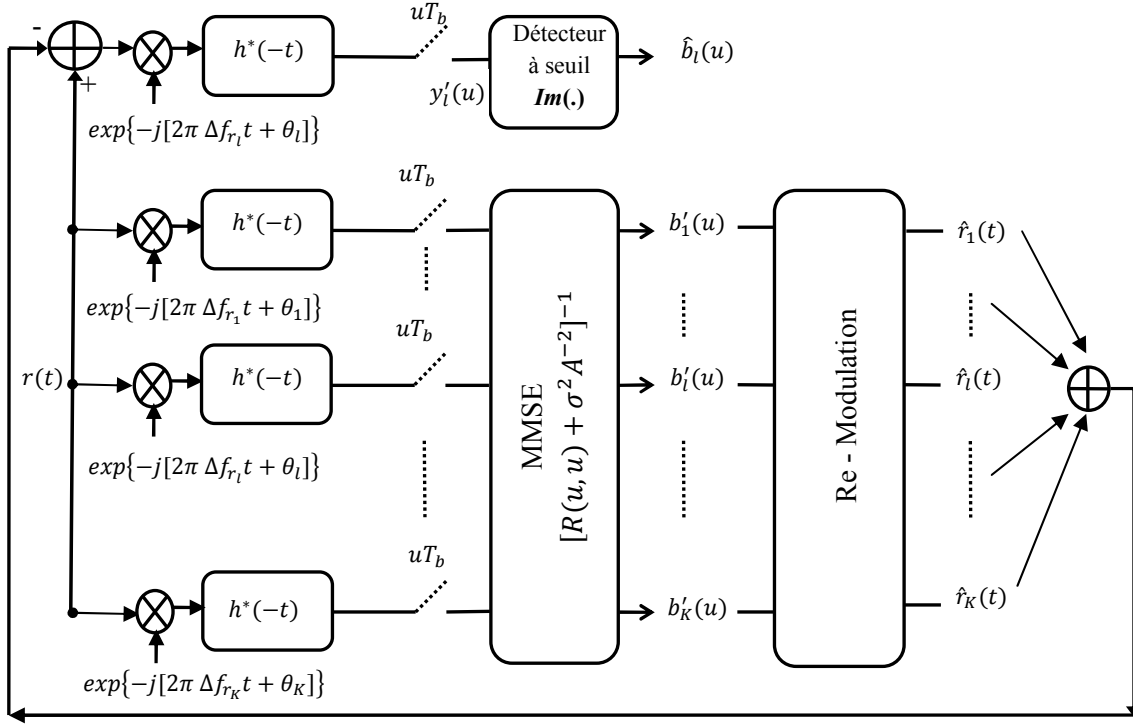


Figure 4.7 : Détecteur MMSE-PIC dans une transmission synchrone pour le système Argos.

Mathématiquement, l'échantillon $y'_l(u)$ de la Figure 4.7 (resp. Figure 4.6) s'écrit sous la forme :

$$y'_l(u) = y_l(u) - \sum_{k=1, k \neq l}^K A_k [\cos(m) \rho'_{l,k}(u) + j \sin(m) b'_k(u) \rho_{l,k}(u, u)] \quad (4.50)$$

Au niveau matriciel, l'équation (4.50) s'écrit :

$$y'(u) = y(u) + [I_{R'} - R'(u)] \cos(m) A v(u) + j [I_R - R(u, u)] \sin(m) A b'(u) \quad (4.51)$$

où les matrices $I_{R'}$ et I_R représentent des matrices diagonales de termes $\rho'_{l,l}(u)$ et $\rho_{l,l}(u, u)$ respectivement.

4.4 Evaluation des techniques MUD

Afin de juger la qualité d'un algorithme MUD, nous mesurons ses performances en termes de TEB en fonction du SNR. Dans le meilleur des cas, l'algorithme MUD arrive à compenser la MUI de façon à ce que la MUI ne perturbe plus la prise de décision. Dans ce cas, nous nous retrouvons dans le cas de la performance d'une transmission mono utilisateur. Ainsi, la courbe

de TEB en fonction du SNR dans le cas mono utilisateur sera pour nous la courbe de référence et l'objectif à atteindre. Dans le système Argos, le TEB en fonction du SNR pour une transmission mono utilisateur est donnée par :

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0} \sin^2(m)}\right) \quad (4.52)$$

où $Q(x)$ représente la fonction de Marcum définie dans l'équation (3.19) et E_b/N_0 représente le SNR par bit dans une modulation BPSK.

Une façon alternative afin d'évaluer les performances d'un algorithme MUD consiste à donner la dégradation du SNR à un TEB de référence noté TEB_{ref} . Cette dégradation est définie comme étant le rapport entre le SNR requis pour atteindre ce TEB_{ref} en présence de la MUI et le SNR requis pour atteindre ce même TEB_{ref} dans une transmission mono utilisateur. Ce dernier est noté par $(E_b/N_0)_{ref}$. Ainsi, la dégradation en décibels δ (dB) d'un algorithme MUD à TEB_{ref} est donnée par :

$$\delta(dB) = \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{MUD} (dB) - \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{ref} (dB) \quad (4.53)$$

Dans la Figure 4.8, nous traçons la dégradation δ (dB) d'un algorithme MUD à $TEB_{ref} = 6.10^{-4}$. Cette dégradation est calculée par rapport à la transmission mono utilisateur modulée en PCM/PM. D'après l'équation (4.53), la dégradation δ (dB) vaut 1,6 dB.

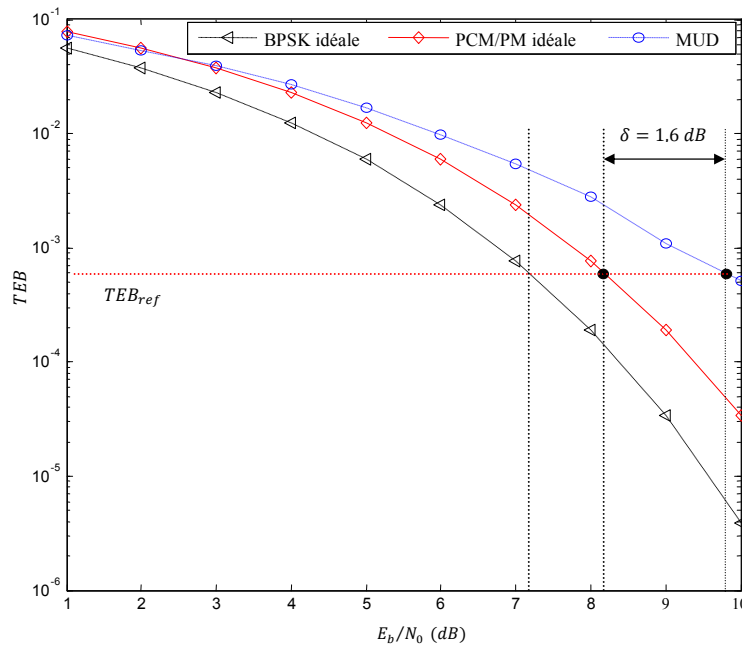


Figure 4.8 : Dégradation du SNR à $TEB_{ref} = 6.10^{-4}$ pour un algorithme MUD.

4.5 Capacité de traitement MUD dans le récepteur Argos

La capacité de traitement MUD est définie par le nombre maximal de balises décodables simultanément dans un récepteur MUD. En d'autres termes, un récepteur MUD conçu pour pouvoir décoder deux balises ne permet pas de décoder simultanément toutes les balises en cas de réception de trois balises ou plus.

Les performances des récepteurs MUD dépendent du nombre d'utilisateurs reçus simultanément. Pour concevoir au mieux ces récepteurs, il est nécessaire de connaître les caractéristiques du trafic des balises. Pour cela, nous présentons dans ce qui suit la loi de distribution des émissions des balises ainsi que le taux de traitement dans le système Argos.

4.5.1 Modélisation des accès dans le système Argos

Nous considérons que les émissions des messages standards dans le système Argos suivent une distribution de poisson d'intensité λ et nous nous intéressons au nombre de messages reçus simultanément pendant la durée d'émission d'une balise t_m . Ainsi, ces messages reçus simultanément correspondent aux messages qui vont interférer avec le signal utile.

Soit N_{t_m} le nombre de balises qui émettent simultanément des messages pendant la durée t_m . La probabilité d'avoir le début d'émission d'exactly k balises est égal à [Guillon, 2007] :

$$P(N_{t_m} = k) = \frac{(\lambda \cdot t_m)^k}{k!} \exp(-\lambda \cdot t_m) \quad (4.54)$$

où λ correspond à l'intensité du processus en Hz et représente le nombre moyen de balises reçus pendant une durée d'une seconde. Elle est définie par :

$$\lambda = \frac{N_{balise}}{T_r} \quad (4.55)$$

où N_{balise} correspond au nombre de balises en visibilité du satellite (environ 6% du nombre total des balises N_{total}) et T_r correspond à la période de répétition des balises de valeur moyenne 60 secondes. Ainsi, la valeur de λ s'écrit :

$$\lambda \sim \frac{6 N_{total}}{100 T_r} \quad (4.56)$$

Étant donné que les balises émettent dans une bande B_u située dans la bande de fréquence B_t de largeur 80 kHz allouée au système Argos (cf. Figure 2.13), l'intensité λ du processus est réduite d'un facteur B_t/B_u . La nouvelle valeur de l'intensité, notée λ_{eff} , s'écrit alors :

$$\lambda_{eff} = \lambda \cdot \frac{B_u}{B_t} \sim \frac{N_{total}}{1000} \cdot \frac{B_u}{B_t} \quad (4.57)$$

où B_u représente la bande utile de traitement dans laquelle il y a présence de collisions. En ne tenant compte que des premiers lobes du spectre biphase-L (cf. Figure 2.14), la bande utile B_u aura alors une largeur de 1,6 kHz.

Ainsi, nous ne considérons que les collisions des signaux situées dans le même créneau fréquentiel pendant la durée t_m .

4.5.2 Taux de Traitement

Le taux de traitement β correspond au pourcentage de balises en visibilité du satellite qui pourront être traitées si nous nous limitons à une architecture MUD à N_{max} balises.

En disposant d'une architecture MUD conçue pour décoder N_{max} balises simultanées, nous pouvons traiter toutes les configurations telles que le nombre de balises reçues simultanément, N_{t_m} , est inférieur ou égal à N_{max} . Ainsi, le nombre moyen de balises que nous pourrions traiter $N_{balise\ traitées}$, en se limitant à une architecture MUD pour N_{max} balises, est donné par [Guillon, 2007] :

$$N_{balise\ traitées} = \sum_{q=1}^{N_{max}} q \cdot P(N_{t_m} = q) = \sum_{q=1}^{N_{max}} q \cdot \frac{(\lambda_{eff} \cdot t_m)^q}{q!} \exp(-\lambda_{eff} \cdot t_m) \quad (4.58)$$

Lorsque N_{max} tend vers l'infini, le nombre moyen de balises traitées N_{∞} pendant la durée t_m sera alors :

$$N_{\infty} = \sum_{q=1}^{\infty} \frac{(\lambda_{eff} \cdot t_m)^{q-1}}{(q-1)!} (\lambda_{eff} \cdot t_m) \exp(-\lambda_{eff} \cdot t_m) \quad (4.59)$$

Étant donné que :

$$\exp(x) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{x^i}{i!} \quad (4.60)$$

Donc, N_{∞} s'écrit sous la forme :

$$N_{\infty} = \exp(\lambda_{eff} \cdot t_m) (\lambda_{eff} \cdot t_m) \exp(-\lambda_{eff} \cdot t_m) = \lambda_{eff} \cdot t_m \quad (4.61)$$

Ainsi, le taux de traitement β s'écrit :

$$\beta = \frac{N_{balise\ traitées}}{N_{\infty}} = \exp(-\lambda_{eff} \cdot t_m) \sum_{q=1}^{N_{max}} \frac{(\lambda_{eff} \cdot t_m)^{q-1}}{(q-1)!} \quad (4.62)$$

L'équation (4.62) nécessite alors à connaître la durée du message standard t_m pour calculer le taux de traitement β d'une structure MUD à N_{max} balises, dans un environnement contenant un certain nombre de balises N_{total} . Dans le but d'avoir la valeur de la durée t_m , nous nous référons au format des messages standards présenté sur la Figure 2.11. Sachant que le débit binaire est de 400 *bit/s*, nous obtenons une valeur maximale de t_m de 0,92 secondes qui correspond à un nombre de blocs N_{bloc} de 8. L'intérêt de prendre la durée maximale de t_m réside dans la forte probabilité d'avoir la collision du maximum de nombre de balises durant cette durée.

Compte tenu de l'évolution possible du nombre total de balises N_{total} (actuellement autour de 17000), nous avons tracé l'évolution du taux de traitement β en fonction du nombre total de balises N_{total} , pour différentes valeurs de N_{max} . Ceci est illustré sur la Figure 4.9.

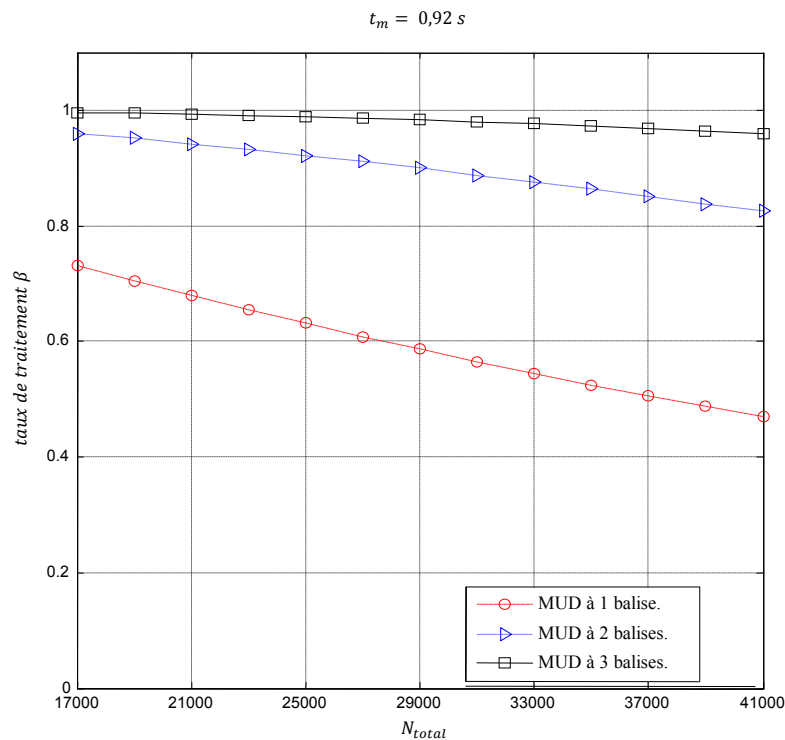


Figure 4.9 : Taux de traitement β en fonction du nombre total de balises N_{total} .

Il apparaît qu'un traitement classique correspondant à une architecture MUD à un seul utilisateur ne permet pas de garantir un taux de traitement supérieur à 60% au-delà de 26000 balises.

D'autre part, une architecture MUD à deux utilisateurs permet un taux de traitement à au moins 82% jusqu'à 39000 balises. Par contre, une architecture MUD à trois utilisateurs permet de garantir un taux de traitement supérieur à 92% pour ce même nombre de balises.

Par conséquent, une architecture MUD à deux utilisateurs permet de garantir un taux de traitement acceptable, malgré l'augmentation du nombre de balises à traiter, tout en conservant une complexité limitée par rapport à une architecture MUD à trois utilisateurs.

4.6 Simulations

Dans cette partie du chapitre, nous allons évaluer les différents détecteurs MUD présentés et nous allons tracer leurs courbes de TEB en fonction de différents paramètres, ainsi que les courbes de dégradation des SNRs.

Pour cela, nous considérons une transmission synchrone pour une modulation PCM/PM ($m = 1,1 \text{ rad}$) avec ($K = 2$) balises séparées par un écart fréquentiel Δf égal à la différence entre leurs deux fréquences porteuses reçues. De même, nous définissons le terme *SIR* (Signal

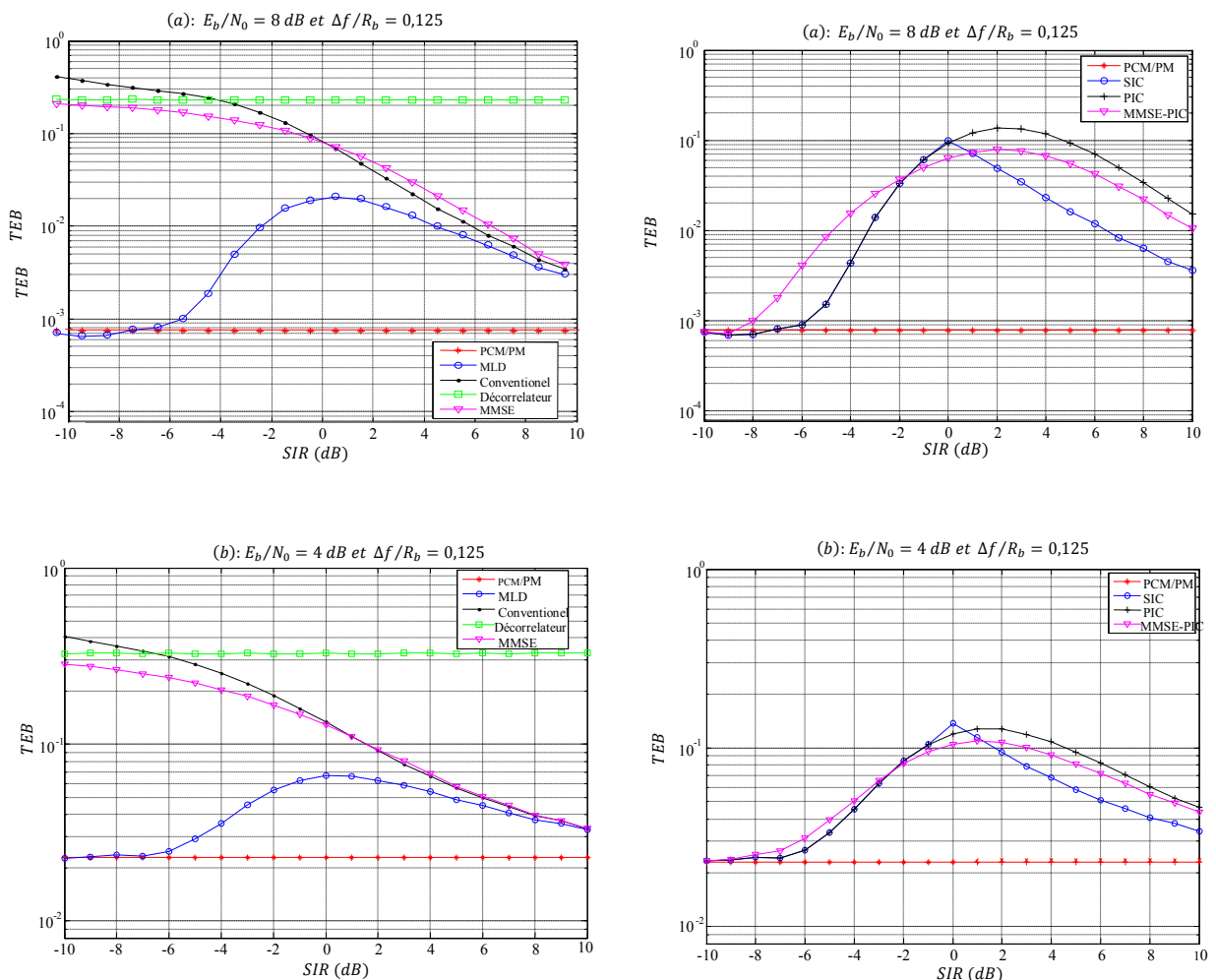
to Interference Ratio) comme étant le rapport entre la puissance reçue du signal utile P_u et celle du signal interférent P_{in} :

$$SIR = \frac{P_u}{P_{in}} = \frac{A_u^2}{A_{in}^2} \quad (4.63)$$

Donc, pour une valeur de $SIR > 1$, le signal dont la puissance reçue est la plus forte est le signal utile, par contre pour une valeur de $SIR < 1$, le signal dont la puissance reçue est la plus faible est le signal utile. Pour la simplicité, nous supposons que les phases à l'origine des deux signaux sont nulles.

En particulier, nous allons présenter, dans cette partie, l'influence de l'écart fréquentiel relatif $\Delta f/R_b$, de la valeur E_b/N_0 du signal utile, ainsi que de la valeur de SIR en dB , sur les performances en termes de TEB des différents détecteurs MUD.

Tout d'abord et afin d'étudier l'influence de SNR du signal interférent sur les performances du signal utile, nous allons tracer les TEBs des différents détecteurs MUD en fonction du $SIR(dB)$ pour différentes valeurs de E_b/N_0 et de $\Delta f/R_b$. Sur la partie gauche de la Figure 4.10, nous illustrons les performances des détecteurs MLD, conventionnel, décorrelateur et MMSE. Les performances des détecteurs SIC, PIC et MMSE-PIC sont par contre illustrées sur la partie droite de la même figure. Nous obtenons alors :



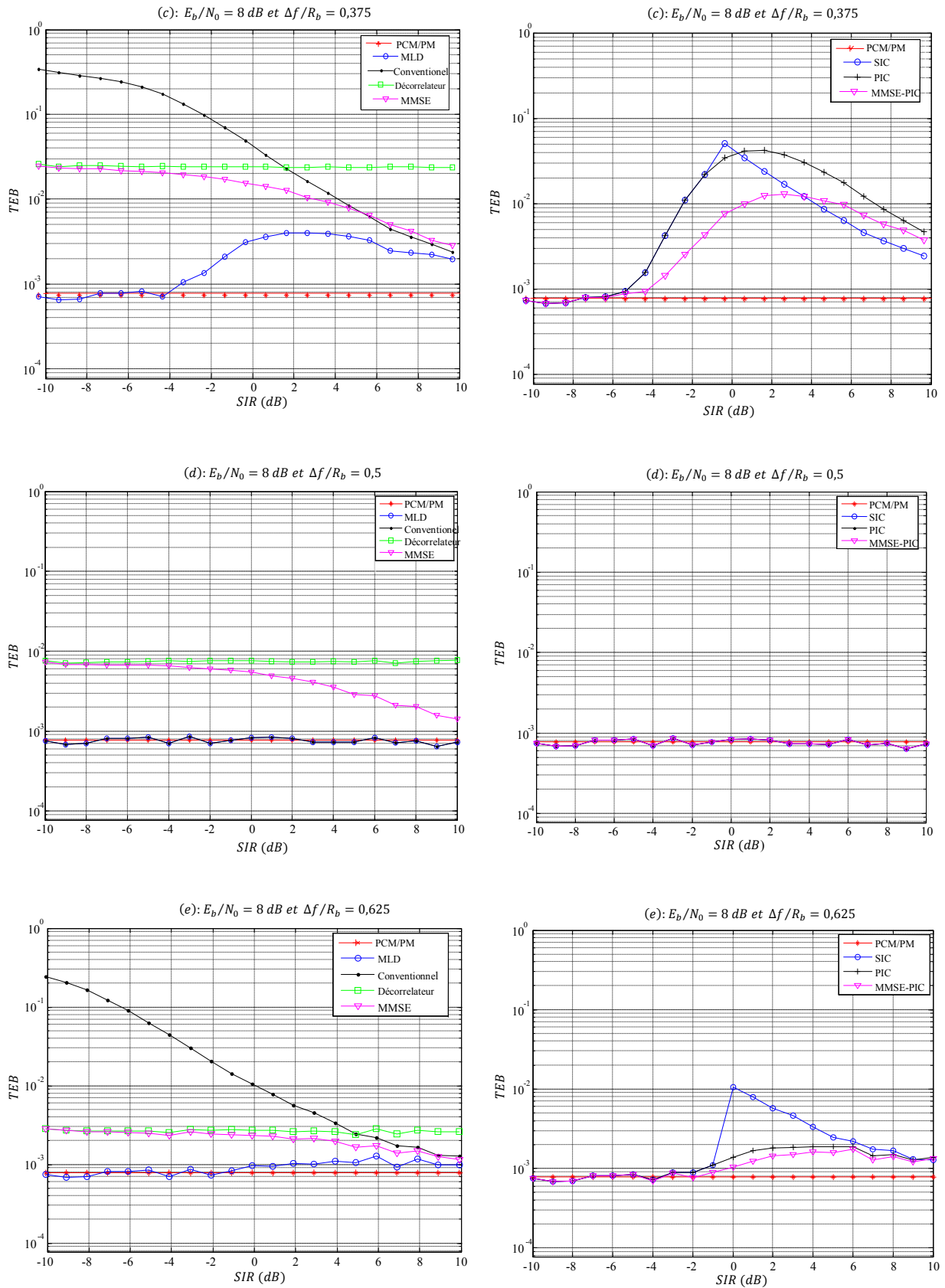


Figure 4.10 : Tracés des TEB en fonction de $SIR(\text{dB})$, pour différentes valeurs de E_b/N_0 et $\Delta f/R_b$.

En observant les schémas de la Figure 4.10, nous tirons les propriétés suivantes :

- Le détecteur optimal est toujours le meilleur détecteur. Il donne des bonnes performances quelle que soit la valeur de SIR. À titre d'exemple, pour les valeurs des paramètres données dans les schémas (a) et (b), le détecteur optimal permet de récupérer avec des performances optimales (cas mono utilisateur) un signal utile interféré par un autre signal dont le niveau de puissance se situe à 6 dB au dessus de la puissance de ce signal utile i.e. $SIR(dB) = -6$. Par contre, nous observons une perte de ces performances lorsque les deux signaux présentent des puissances proches et donc aux alentours de $SIR(dB) = 0$. D'autre part, en comparant les schémas (a), (c) et (e), nous remarquons que plus l'écart fréquentiel est grand, plus le TEB du MLD diminue. Cela est dû au fait que plus le rapport $\Delta f/R_b$ est grand, plus les coefficients de corrélation $\rho'_{l,k}(u)$ et $\rho_{l,k}(u, u)$ sont petits vu que ces derniers sont proportionnels au terme $sinc(\Delta f/R_b)$. La MUI diminue alors et le TEB du détecteur optimal se rapproche de celui d'une transmission mono utilisateur.
- Le résultat le plus évident concerne les performances du détecteur conventionnel. Ce détecteur donne de bonnes performances en présence d'un faible signal interférent tel que $SIR(dB) > 10$ comme il est montré dans le schéma (e). Ces performances s'améliorent quand l'écart fréquentiel augmente. Par contre, ce détecteur donne de mauvaises performances dans le cas de la démodulation d'un signal utile interféré par un signal plus fort i.e. $SIR(dB) < 0$. Ceci est dû au fait que le détecteur conventionnel se fonde sur un simple détecteur à seuil sans tenir compte de la MUI. Le détecteur conventionnel est non applicable dans le cas du récepteur Argos car il est impossible de récupérer le signal ayant la puissance la plus faible.
- Le décorrelateur donne des performances qui sont invariantes selon la puissance des signaux interférents. Cela est justifié dans l'équation (4.37) où nous remarquons que la composante du signal utile est indépendante de toutes les interférences provenant des symboles émis par les balises interférentes. En plus, vu les petites valeurs des coefficients $\rho'_{l,k}(u)$ de l'équation (4.13), les interférences provenant des résidus de porteuses pures de l'équation (4.37) sont négligeables et par conséquent le signal utile sera aussi indépendant des résidus de porteuses pures des signaux interférents. Le décorrelateur ne permet pas d'exploiter la différence entre les niveaux des puissances du signal utile et du signal interférent.
- Le détecteur MMSE est toujours meilleur que le décorrelateur. Nous observons aussi ses propriétés établies dans les équations (4.41) et (4.42) à savoir que le comportement du MMSE est le même que celui du détecteur conventionnel pour des faibles signaux interférents tels que $SIR(dB) > 8$ comme il est montré dans le schéma (c) et il devient le même que celui du décorrelateur pour des signaux interférents forts tels que $SIR(dB) < -6$ comme il est montré dans le schéma (c). Dans ce dernier cas, ses performances sont mauvaises. En comparant les schémas (a), (c) et (e), nous remarquons que le MMSE donne des performances moins bonnes quand les écarts fréquentiels diminuent. Cela est dû au fait que plus l'écart fréquentiel est petit, plus les coefficients $\rho_{l,k}(u, u)$ sont grands, et par conséquent la matrice $M(u)$ de l'équation (4.40)

est une matrice contenant de grands termes et ainsi la matrice $M(u) n(u)$ se comporte comme un bruit amplifié.

- En observant les détecteurs MUD basés sur les annulations de l'interférence (SIC, PIC, et MMSE-PIC), nous remarquons que ces derniers présentent un avantage par rapport aux détecteurs classiques précédents (conventionnel, décorrelateur, et MMSE). Cet avantage réside dans leurs capacités à démoduler, avec de meilleures performances en termes de TEB, le signal utile ayant la puissance la plus faible i.e. $SIR(dB) < 0$. L'intérêt de ces détecteurs est de travailler avec des signaux ayant des niveaux de puissance différents. Ceci est illustré dans les schémas (a), (b), (c) et (e).
- En particulier, les détecteurs SIC et PIC donnent exactement les mêmes performances en termes de TEB pour la démodulation du signal utile ayant la puissance faible i.e. $SIR(dB) < 0$. Cela s'explique par le fait que ces deux détecteurs prennent une décision sur le signal utile avec simplement un détecteur à seuil, après avoir soustrait l'interférence estimée provenant du signal ayant la puissance la plus forte. Quant à la modulation du signal utile le plus fort i.e. $SIR(dB) > 0$, le détecteur PIC donne des performances moins bonnes par rapport au SIC pour des $\Delta f/R_b < 0,5$ comme il est montré dans les schémas (a), (b), et (c). Cela est dû au fait que la démodulation à l'aide d'un simple détecteur à seuil du faible signal interférent génère beaucoup des bits erronés. Ceci est dû à la présence d'un signal plus puissant dans la démodulation de ce faible signal interférent. Ainsi, Ces bits erronés mènent à une mauvaise estimation de ce faible signal interférent et ainsi à sa mauvaise soustraction du signal reçu dans le cas du PIC. Par conséquent, les performances du PIC en termes de TEB du signal utile le plus fort seront dégradées. En outre, pour des écarts fréquentiels $\Delta f/R_b > 0,5$ comme dans le schéma (e), les coefficients de corrélation $\rho_{l,k}(u, u)$ diminuent. Dans ce cas, la démodulation du faible signal interférent en présence d'un signal plus puissant donne des meilleures performances. Ainsi, une meilleure estimation de l'interférence et puis sa soustraction du signal reçu sont à l'origine d'une meilleure démodulation de ce dernier. D'où, les meilleures performances du détecteur PIC par rapport au SIC pour ces écarts fréquentiels.
- Le MMSE-PIC offre de meilleures performances en termes de TEB que le PIC à partir des écarts fréquentiels $\Delta f/R_b \geq 0,375$ où les performances du MMSE deviennent meilleures que celles du conventionnel. Ainsi, nous aurons une meilleure soustraction de l'interférence pour la démodulation du signal utile le plus fort.
- En analysant les schémas (d), nous remarquons que lorsque l'écart de fréquence vaut un multiple de la moitié du rythme binaire, les performances en termes de TEB de tous les détecteurs, sauf le décorrelateur et le MMSE, sont équivalentes aux performances optimales (cas du mono utilisateur). Ceci est justifié par la partie réelle de l'équation (4.12) qui est nulle pour ces valeurs particulières des écarts fréquentiels. Ainsi en prenant les décisions sur les parties imaginaires des échantillons de l'équation (4.20), la MUI sera nulle et donc nous obtenons les performances d'une transmission mono utilisateur. Ceci n'est pas le cas pour le décorrelateur et le MMSE vu qu'ils introduisent un bruit amplifié $R^{-1}(u) n(u)$ ou $M(u) n(u)$ dans leurs décisions comme il est montré dans l'équation (4.36). Pratiquement, ces valeurs particulières des écarts fréquentiels ne sont jamais atteintes.

Maintenant, nous allons tracer les TEBs des différents détecteurs MUD en fonction du rapport E_b/N_0 pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$. Nous considérons en plus que les deux signaux possèdent des puissances égales. Nous obtenons alors les résultats suivants :

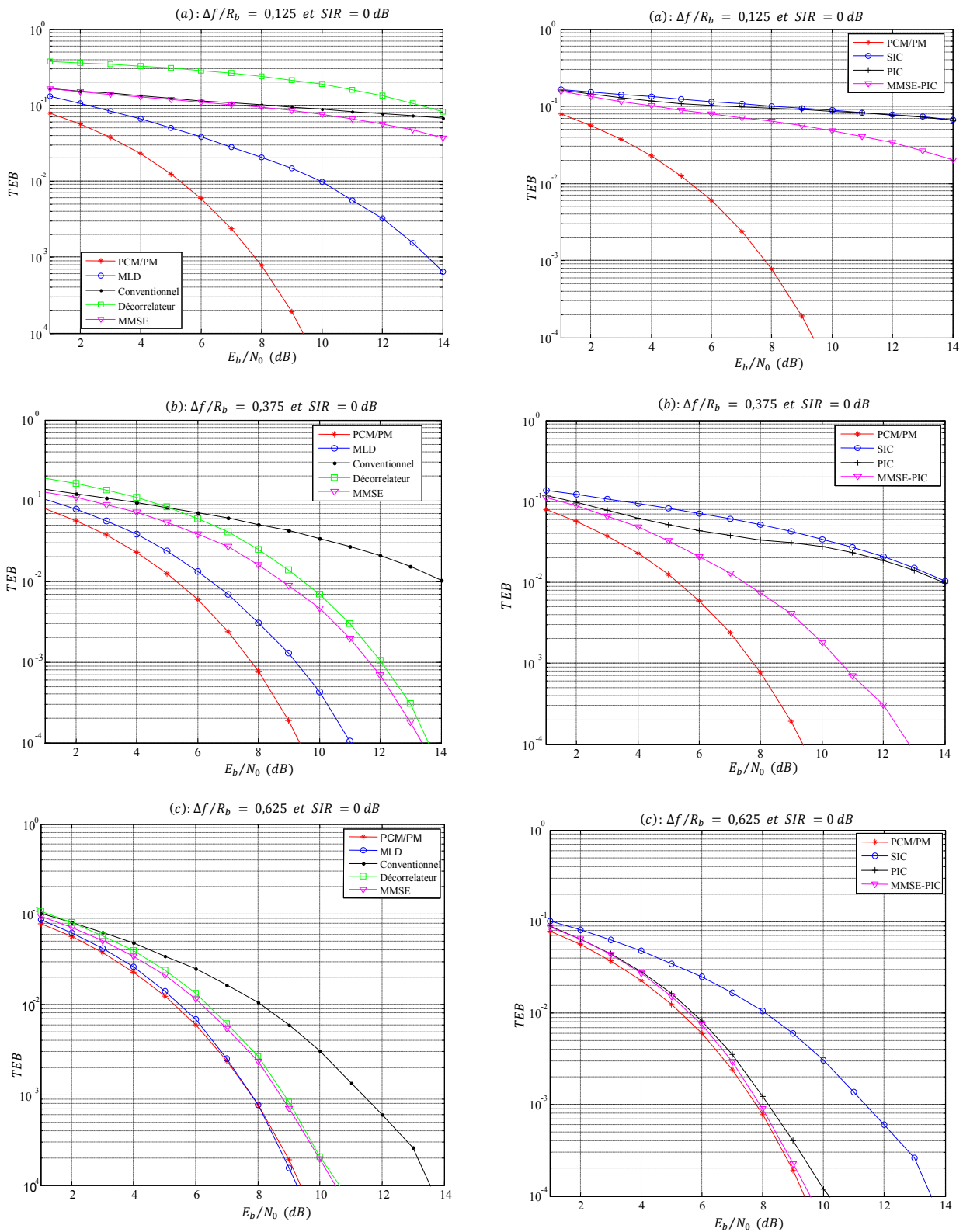
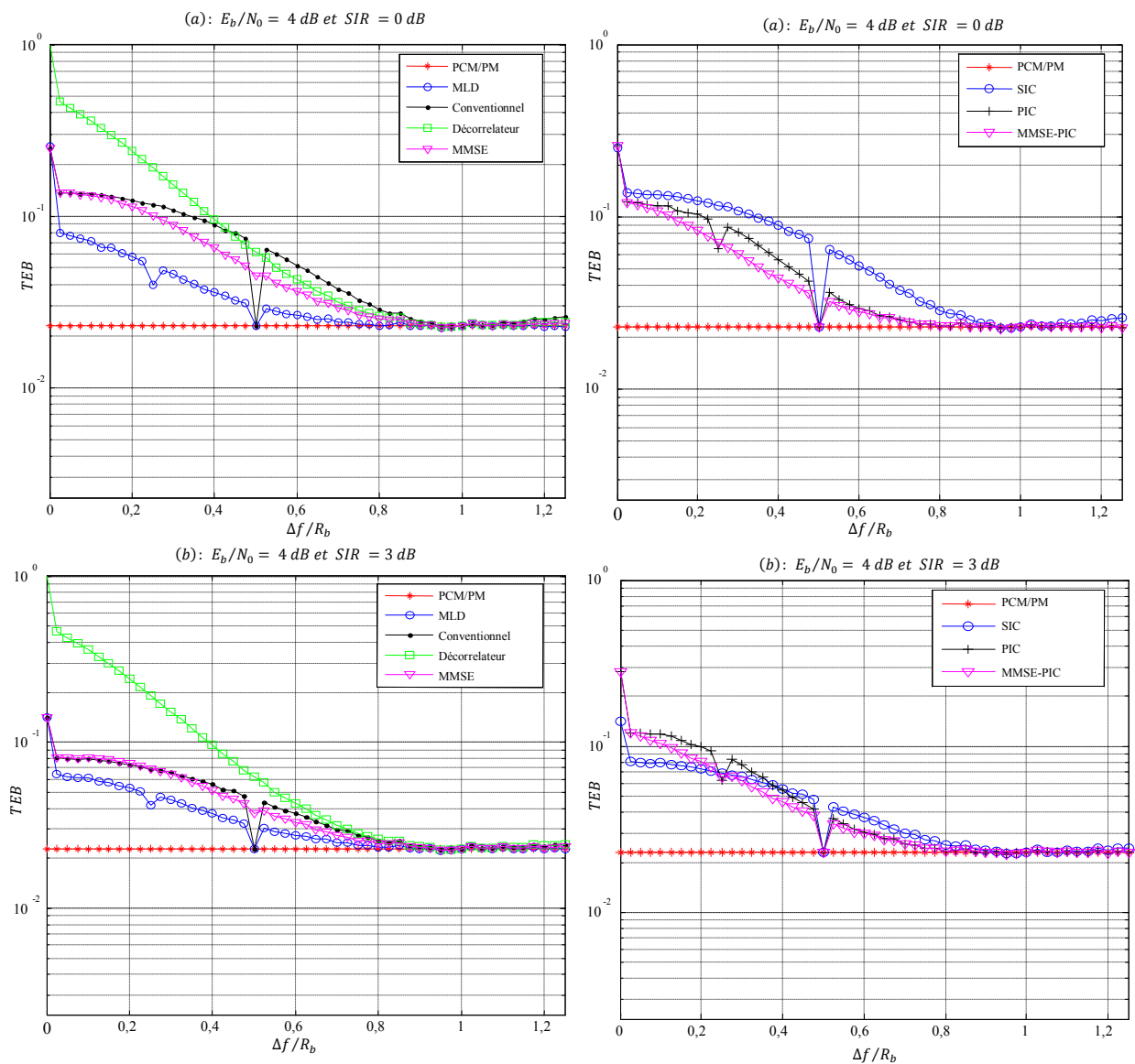


Figure 4.11 : Tracés des TEB en fonction de E_b/N_0 , pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$ avec $SIR = 0$ dB.

D'après les schémas de la Figure 4.11, nous remarquons bien l'influence de l'écart fréquentiel sur les performances en termes de TEB. Pour des écarts fréquentiels $\Delta f/R_b \geq 0,375$, le détecteur MLD donne des performances proches de celles d'une transmission mono utilisateur, avec une dégradation $\delta(dB)$ inférieure à 2 dB. Pour les détecteurs MUD basés sur les annulations de l'interférence et pour des signaux à puissances égales, le PIC présente des meilleures performances par rapport au SIC. En particulier et pour $\Delta f/R_b \geq 0,625$, le PIC donne des performances proches de celles d'une transmission mono utilisateur. Quant au MMSE-PIC, il donne toujours de meilleures performances que le PIC, dans le cas de la démodulation des signaux à puissances égales.

Enfin, pour visualiser l'influence de l'écart fréquentiel sur les performances en termes de TEB, nous allons tracer ces performances en fonction du $\Delta f/R_b$ pour différentes valeurs de E_b/N_0 et de $SIR(dB)$. Nous obtenons les résultats suivants :



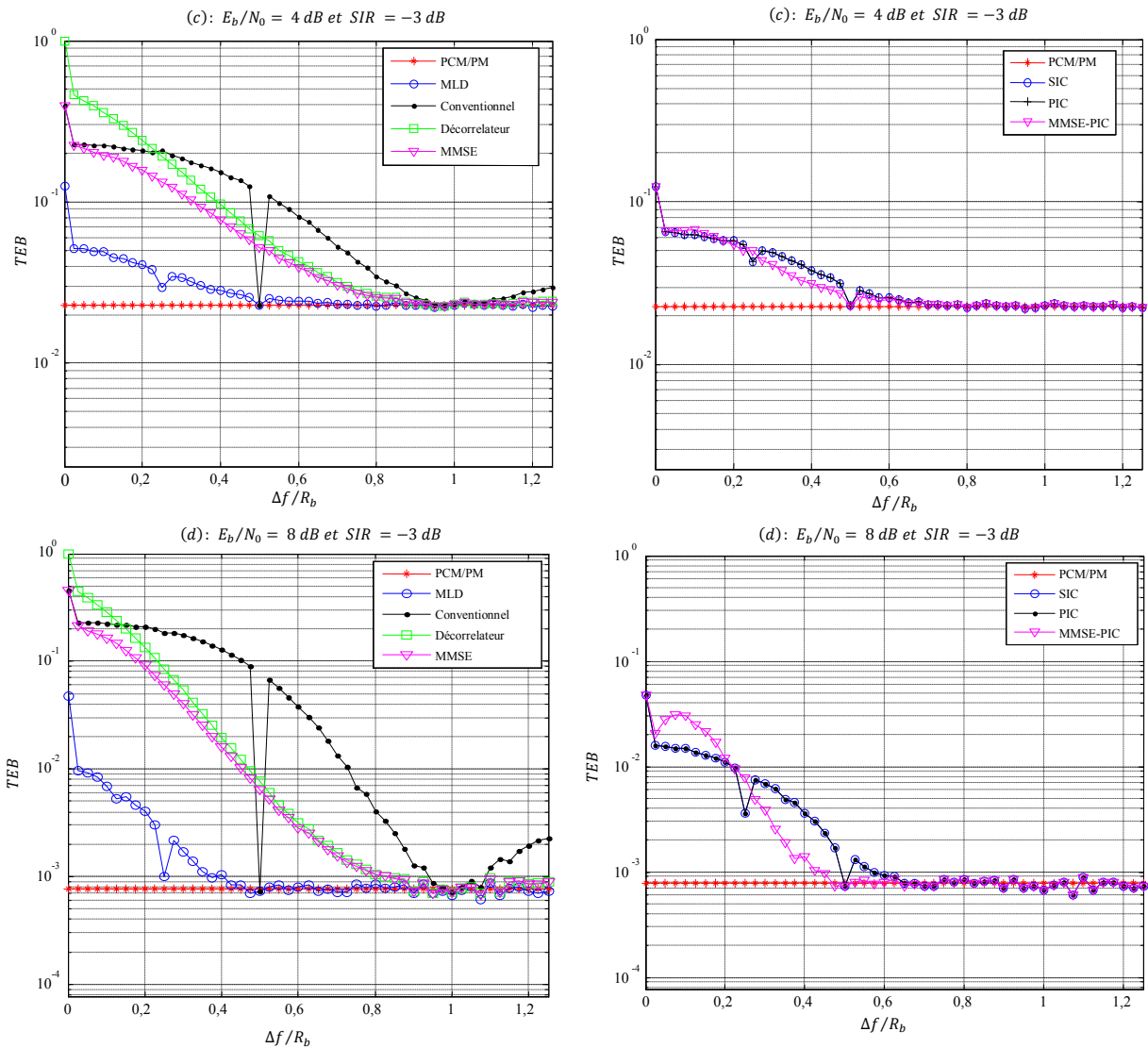


Figure 4.12 : Tracés des TEB en fonction de $\Delta f/R_b$, pour différentes valeurs de E_b/N_0 et de $SIR(dB)$.

Nous remarquons d'après les schémas (c) et (d) de la Figure 4.12 que les détecteurs MUD basés sur les annulations d'interférence donnent toujours des meilleures performances que les détecteurs classiques (conventiennel, décorrelateur, et MMSE), dans le cas de la démodulation d'un signal utile ayant la plus faible puissance i.e. $SIR(dB) < 0$. Nous observons ainsi une totale inefficacité de ces détecteurs classiques pour les signaux à faibles puissances.

D'autre part, en comparant le SIC et le PIC, nous remarquons que le PIC donne de meilleures performances en termes de TEB pour des signaux à puissances égales i.e. $SIR(dB) = 0$ comme il est montré dans le schéma (a). En outre, pour un signal utile ayant la puissance la plus forte i.e. $SIR(dB) > 0$, nous remarquons que le PIC donne de meilleures performances que le SIC à partir des écarts fréquentiels $\Delta f/R_b > 0,5$ comme il est montré dans le schéma (b). Enfin et d'après le schéma (d), le détecteur MMSE-PIC présente les meilleures performances en termes de TEB par rapport au SIC et au PIC à partir des écarts fréquentiels $\Delta f/R_b \geq 0,275$.

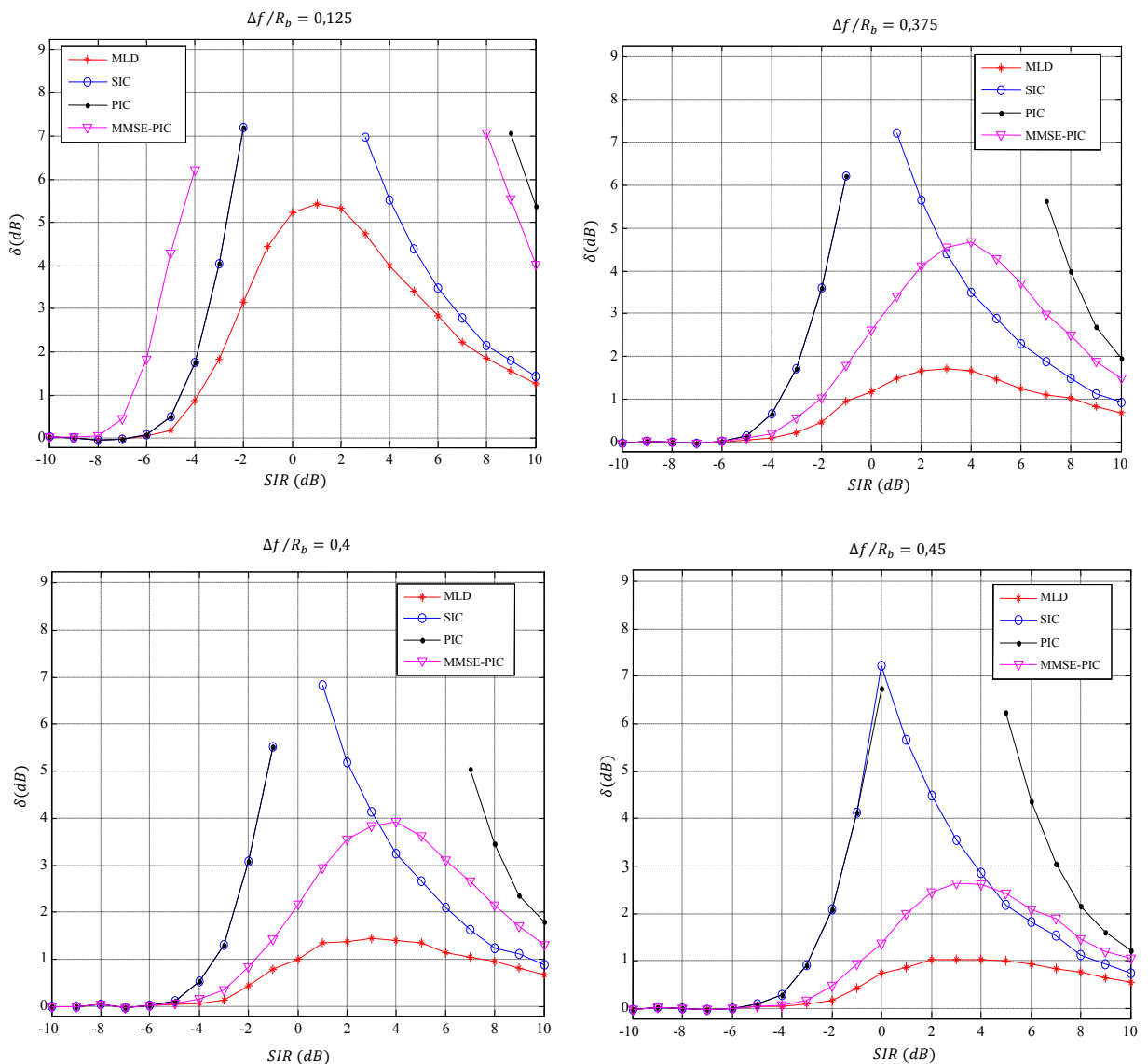
Dans ce qui suit, nous nous intéressons qu'au détecteur MLD ainsi que les détecteurs basés sur les annulations d'interférence. Ces détecteurs présentent l'avantage de pouvoir récupérer

un signal utile en présence d'un signal interférent beaucoup plus fort. Ceci n'est pas le cas pour les autres détecteurs MUD (conventionnel, décorrelateur et MMSE).

Un autre facteur important pour évaluer les détecteurs MUD est représenté par la dégradation $\delta(dB)$ définie dans l'équation (4.53). Le tracé de cette dégradation en fonction des différents paramètres nous permet de déduire la valeur de E_b/N_0 nécessaire pour atteindre un TEB donné noté TEB_{ref} . Afin de caractériser au mieux le milieu réel dans le système Argos, il est utile de s'intéresser à une démodulation sans erreurs d'un signal utile. Sachant le format du message standard donné dans la Figure 2.11 et que le nombre maximal du nombre de blocs est $N_b = 8$, le nombre maximal de bits par message sera de 304 bits. Donc, le plus petit TEB mesurable et non nul vaut :

$$TEB_{min/mesurable} = \frac{1}{304} = 3,3 \cdot 10^{-3} \quad (4.64)$$

Ainsi, nous allons tracer les dégradations $\delta(dB)$ en fonction de $SIR(dB)$ pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$, à $TEB_{ref} = 3,3 \cdot 10^{-3}$. Ce TEB_{ref} correspond à un $(E_b/N_0)_{ref}$ égal à $6,72 dB$. Dans cette partie, nous allons tracer les dégradations pour le détecteur MLD, le détecteur SIC, le détecteur PIC, et le détecteur MMSE-PIC. Voici quelques résultats obtenus :



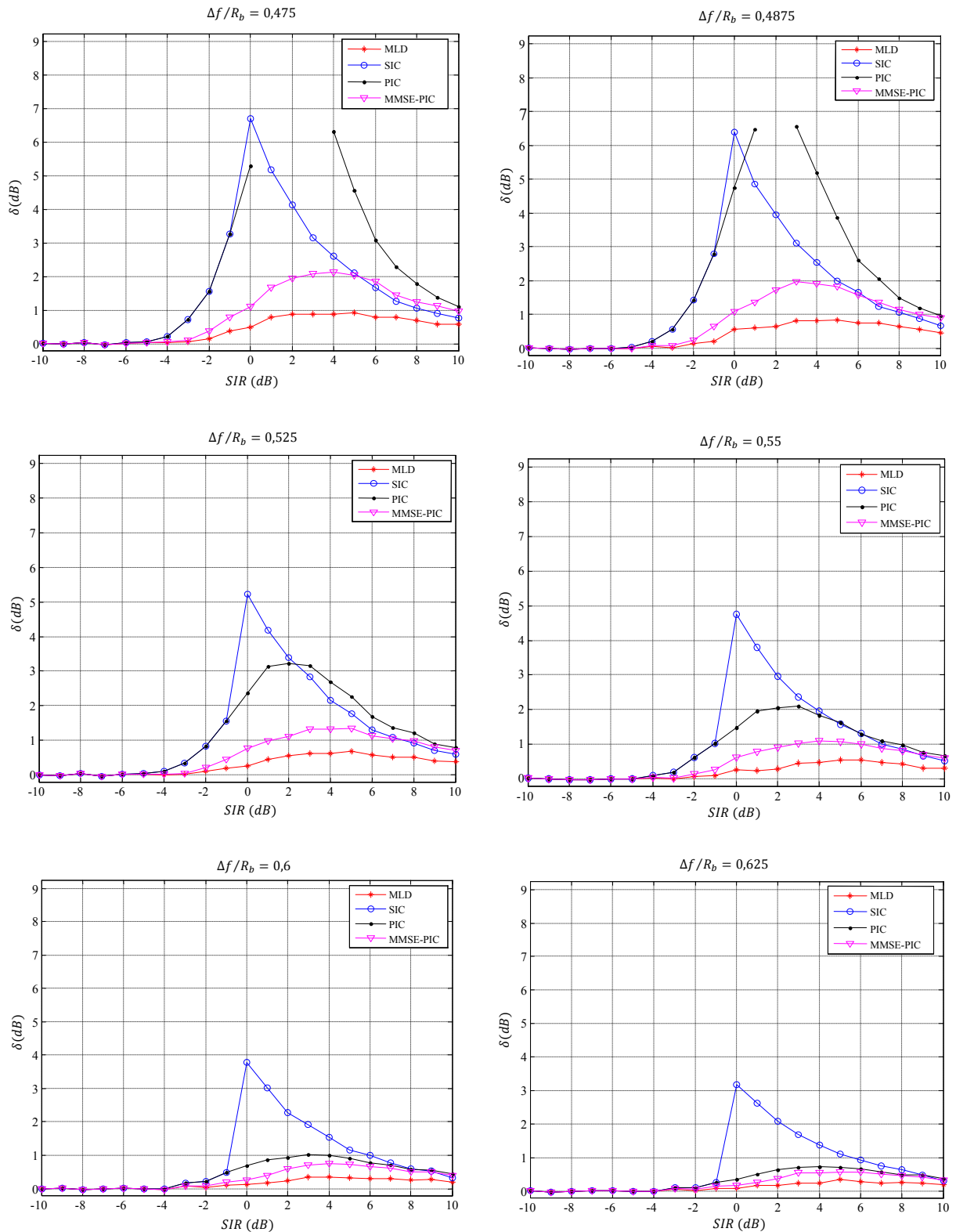


Figure 4.13 : Tracés des dégradations δ (dB) à $TEB_{ref} = 3,3 \cdot 10^{-3}$ en fonction de SIR (dB), pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$.

D'après la Figure 4.13, il est évident que les dégradations δ (dB) diminuent quand l'écart fréquentiel $\Delta f/R_b$ augmente. Ceci est dû au fait que les coefficients de corrélation $\rho'_{l,k}(u)$ et $\rho_{l,k}(u, u)$ diminuent quand $\Delta f/R_b$ augmente et ainsi les interférences dues à la présence de la MUI diminuent.

D'autre part, en comparant les différents détecteurs MUD, nous remarquons que le MLD donne la dégradation $\delta(dB)$ la plus petite par rapport aux autres détecteurs. À partir des écarts fréquentiels $\Delta f/R_b \geq 0,375$ (cf. Figure 4.13), le MLD permet avec une dégradation maximale $\delta(dB)$ inférieure à $2 dB$, de démoduler sans erreurs le signal utile et quel que soit le SNR du signal interférent. Donc, d'après l'équation (4.53), la valeur minimale de E_b/N_0 du signal utile doit être $8,72 dB$.

Pour les détecteurs MUD fondés sur les annulations d'interférence, nous remarquons que leurs dégradations sont très dépendantes du rapport $SIR(dB)$. Pour une valeur de $SIR(dB)$ positive, la dégradation $\delta(dB)$ diminue quand $SIR(dB)$ augmente. Ceci est dû au fait que la démodulation du signal utile ayant la plus forte puissance est plus performante en présence d'un signal interférent de plus en plus faible. Également, pour une valeur de $SIR(dB)$ négative, la dégradation $\delta(dB)$ diminue quand $SIR(dB)$ diminue. En effet, pour une valeur négative et décroissante de $SIR(dB)$, la démodulation du signal interférent (le plus fort) génère de moins au moins de bits erronés. Ainsi, une meilleure estimation d'une réplique du signal interférent sera construite et donc sa meilleure soustraction du signal reçu. Ceci permet une meilleure démodulation du faible signal utile et par la suite son TEB diminue.

En particulier, en comparant le détecteur SIC et le détecteur PIC, nous remarquons que le détecteur SIC donne généralement des dégradations inférieures à celles obtenues dans le PIC, pour des écarts fréquentiels $\Delta f/R_b < 0,5$ (cf. Figure 4.13). Ceci est dû à la mauvaise soustraction du faible signal interférent dans la démodulation du signal utile le plus fort. À titre d'exemple, pour un écart fréquentiel particulier $\Delta f/R_b = 0,375$, la dégradation maximale du SIC pour $SIR(dB) \geq 1$ est de $7,2 dB$ tandis que pour la même gamme de $SIR(dB)$, elle est supérieure à $16 dB$ pour le PIC. D'où le grand avantage du SIC à démoduler des signaux ayant des fréquences porteuses reçues très proches.

Par contre, pour $\Delta f/R_b > 0,5$, le PIC devient meilleur que le SIC vu que ses dégradations sont inférieures ou proches de celles du détecteur SIC. À titre d'exemple, pour des écarts fréquentiels $\Delta f/R_b \geq 0,6$, le PIC permet, avec une dégradation maximale $\delta(dB)$ de $1 dB$, de démoduler sans erreurs le signal utile et quel que soit le SNR du signal interférent, tandis que cette dégradation s'élève à $3,8 dB$ pour le SIC. La différence entre les dégradations du SIC et celles du PIC est d'environ $2,8 dB$.

Par conséquent, le choix du SIC représente un bon compromis car il est meilleur que le PIC dans le cas de la démodulation des signaux séparés par de petits écarts fréquentiels et qu'il n'est que légèrement plus mauvais que le PIC dans le cas de la démodulation de signaux séparés par des écarts fréquentiels plus grands.

Enfin, pour le détecteur MMSE-PIC, ce dernier donne toujours des dégradations inférieures à celles obtenues dans le PIC, pour des écarts fréquentiels $\Delta f/R_b \geq 0,375$. Par rapport au SIC, le MMSE-PIC restera favorable dans cette gamme d'écarts fréquentiels. D'une part, il permet de mieux démoduler les signaux à faibles puissances i.e. $SIR(dB) < 0$ comme il est montré dans les différents schémas de la Figure 4.13. D'autre part, pour la gamme de $SIR(dB)$ où les dégradations du SIC sont inférieures à celles du MMSE-PIC, la différence maximale entre les

deux dégradations ne dépasse pas 1 *dB*. D'où l'avantage global du MMSE-PIC par rapport au SIC.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la transmission synchrone de plusieurs signaux dans le système Argos. En particulier, nous avons présenté le modèle mathématique du signal reçu au niveau du récepteur ainsi que le calcul analytique des coefficients de corrélation entre les différents signaux. Ces coefficients sont dépendants du temps et tiennent compte des écarts fréquentiels entre les différents signaux. Ensuite, nous avons proposé différents détecteurs MUD afin de répondre à la problématique MUI du système Argos. Parmi les détecteurs MUD proposés, nous avons présenté : le détecteur optimal, le conventionnel, le décorrelateur, le MMSE et les détecteurs basés sur les annulations d'interférence (SIC, PIC et MMSE-PIC). Les résultats de simulation ont montré que le détecteur optimal ainsi que les détecteurs basés sur les annulations d'interférence présentent la capacité à pouvoir récupérer, avec des bonnes performances en termes de TEB, un signal utile en présence d'un signal interférent beaucoup plus fort. Ceci justifie l'intérêt de ces détecteurs MUD dans le système Argos par rapport aux autres détecteurs MUD (conventionnel, décorrelateur et MMSE). D'autre part, les résultats de simulation ont montré aussi que le détecteur SIC est favorable par rapport au détecteur PIC. En effet, le détecteur SIC donne des meilleures performances que le PIC dans le cas de la démodulation des signaux séparés par des petits écarts fréquentiels. Par contre, pour des écarts fréquentiels plus grands, le détecteur SIC n'est que légèrement plus mauvais que le PIC. Quant au MMSE-PIC, il offre toujours des meilleures performances que le SIC. Nous rappelons ici que les simulations ont été faites en supposant une estimation parfaite des amplitudes, des écarts fréquentiels, des phases à l'origine, et des instants d'échantillonnage au niveau du récepteur. De même, nous rappelons que le cas synchrone n'est étudié que pour nous donner une idée sur les performances des détecteurs MUD. Ainsi, nous allons adapter dans le chapitre suivant ces détecteurs MUD dans un cas plus réaliste du système Argos c'est-à-dire dans le cas d'une transmission asynchrone.

Chapitre 5

Techniques MUD Asynchrones Pour le Système Argos

5.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons proposé différents détecteurs MUD adaptés au système Argos dans le cas synchrone. Nous avons, pour cela, supposé que les signaux émis par toutes les balises arrivaient au même instant au récepteur. Dans la pratique, les symboles des signaux émis sont reçus avec des retards différents dus à la propagation. Ce cas correspond à la transmission asynchrone et représente le cas réel dans le système Argos. L'adaptation des détecteurs MUD dans le cas asynchrone fait l'objet de ce chapitre.

Dans ce chapitre, nous présentons le modèle mathématique d'une transmission asynchrone. De façon similaire au cas synchrone, les coefficients de corrélation sont calculés analytiquement dans le cas asynchrone. L'effet du filtre de mise en forme sur ces coefficients est analysé. Cela va permettre la définition d'une nouvelle forme d'onde. La comparaison, au niveau des performances en termes de TEB, entre les différentes formes d'ondes est présentée. Les techniques MUD sont ensuite adaptées au cas asynchrone du système Argos. Ces techniques MUD sont évaluées en termes de TEB et de complexité.

5.2 Présentation mathématique d'une transmission asynchrone

Dans ce chapitre, nous considérons une transmission asynchrone et nous décrivons le modèle mathématique correspondant à la réception de plusieurs signaux Argos. D'une manière similaire au cas synchrone, nous donnons aussi une représentation matricielle du système.

5.2.1 Mise en équations pour le cas asynchrone

Dans la suite, nous allons supposer que K balises standards utilisent le même canal et que chacune émet M symboles à un débit binaire R_b . A la réception et dans le cas d'une transmission asynchrone, chaque signal possède une puissance, une fréquence porteuse reçue, et un retard différents. Ainsi, le signal reçu $r(t)$ en bande de base s'écrit sous la forme :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K r_k(t - \tau_k) + \eta(t) \tag{5.1}$$

$$r_k(t) = A_k \left[\cos(m) + j \sin(m) \sum_{n=0}^{M-1} b_k(n) h(t - nT_b) \right] \exp[j(2\pi \Delta f_{r_k} t + \theta_k)]$$

où τ_k représente le retard de la balise k dû au temps de propagation et $r_k(t)$ est donné dans l'équation (4.2). En supposant que les balises sont classées par ordre croissant de retard, nous écrivons :

$$0 = \tau_1 \leq \tau_2 \leq \dots \leq \tau_{K-1} \leq \tau_K < T_b \quad (5.2)$$

Nous considérons de plus que les caractéristiques des signaux sont constantes sur la durée du message (hormis les symboles b_k). La porteuse pure existante du début du message n'est pas prise en compte et nous considérons uniquement la partie modulée du signal. Enfin, nous supposons une estimation parfaite des amplitudes A_k , des écarts fréquentiels Δf_{r_k} , des phases à l'origine θ_k , et des retards τ_k au niveau du récepteur. L'impact d'une estimation non parfaite des paramètres sur les performances sera étudié par la suite.

Afin d'obtenir le symbole émis par la balise $l \in [1, K]$ à l'instant uT_b où $u \in [0, M-1]$, nous allons démoduler le signal $r(t)$ en le multipliant par $\exp[-j(2\pi \Delta f_{r_l} t + \theta'_l)]$ avec $\theta'_l = \theta_l - 2\pi \Delta f_{r_l} \tau_l$ et puis le filtrer à l'aide du filtre adapté $h^*(-t)$. Ensuite, le signal obtenu est échantillonné à l'instant $uT_b + \tau_l$ et nous obtenons $y_l(uT_b + \tau_l)$, noté par $y_l(u)$:

$$y_l(u) = \int_{uT_b + \tau_l}^{(u+1)T_b + \tau_l} r(t) \exp[-j(2\pi \Delta f_{r_l} t + \theta'_l)] h^*(t - uT_b - \tau_l) dt \quad (5.3)$$

En remplaçant l'expression de $r(t)$ de (5.1) dans l'expression (5.3), nous obtenons :

$$y_l(u) = \sum_{k=1}^K A_k \cos(m) \rho'_{l,k}(u) + j \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{M-1} A_k \sin(m) b_k(n) \rho_{l,k}(u, n) + n_l(u) \quad (5.4)$$

où $\rho'_{l,k}(u)$ et $\rho_{l,k}(u, n)$ désignent les coefficients de corrélation entre les signaux des balises l et k avec $l, k \in [1, K]$, l'indice u désigne le symbole de la balise utile l , et l'indice n désigne le symbole de la balise interférente k . Les coefficients $\rho'_{l,k}(u)$ et $\rho_{l,k}(u, n)$ représentent respectivement les corrélations provenant des résidus de porteuses pures des balises interférentes et celles provenant des symboles des balises interférentes. Ils s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \rho'_{l,k}(u) &= \int_{(u+1)T_b + \tau_l}^{(u+1)T_b + \tau_l} \exp\{j[2\pi (\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})t + \theta'_k - \theta'_l]\} h^*(t - uT_b - \tau_l) dt \\ \rho_{l,k}(u, n) &= \int_{uT_b + \tau_l}^{(u+1)T_b + \tau_l} \exp\{j[2\pi (\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})t + \theta'_k - \theta'_l]\} h(t - nT_b - \tau_k) h^*(t - uT_b - \tau_l) dt \end{aligned} \quad (5.5)$$

Les coefficients de l'équation (5.5) présentent des propriétés hermitiennes. Nous avons donc :

$$\rho_{l,k}(u, n) = \rho_{k,l}^*(n, u), \rho'_{l,k}(u) = \rho'_{k,l}(u) \quad (5.6)$$

Par ailleurs, $n_l(u)$ désigne un bruit gaussien complexe à la sortie du filtre adapté et échantillonné à l'instant $uT_b + \tau_l$:

$$n_l(u) = \int_{uT_b + \tau_l}^{(u+1)T_b + \tau_l} \eta(t) \exp[-j(2\pi \Delta f_{r_l} t + \theta'_l)] h^*(t - uT_b - \tau_l) dt \quad (5.7)$$

D'après la Figure 5.1, nous observons qu'un symbole $b_l(u)$ de la balise l est interféré par les symboles $b_k(u)$ de toutes les autres balises où $k \in [1, K]$ et $k \neq l$, par les symboles $b_k(u + 1)$ des balises précédentes où $k \in [1, l - 1]$, et par les symboles $b_k(u - 1)$ des balises suivantes où $k \in [l + 1, K]$. Sur la Figure 5.1, le symbole encadré en pointillé est interféré par tous les symboles encadrés en trait plein.

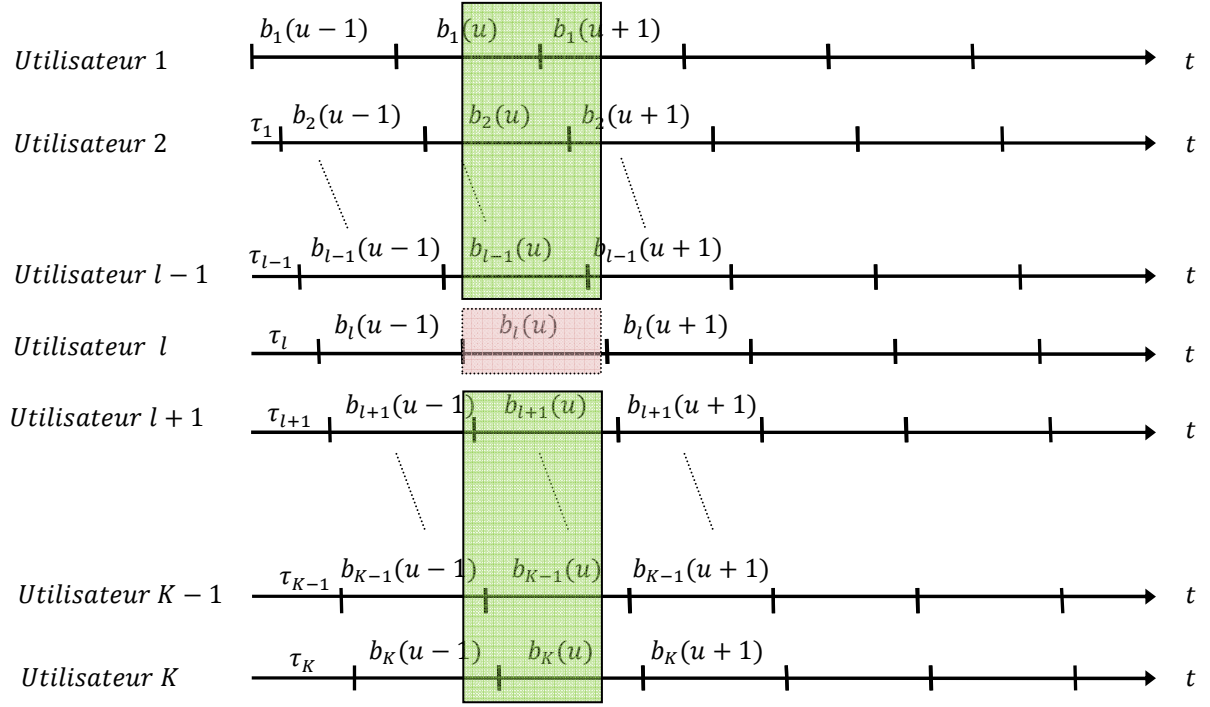


Figure 5.1 : Représentation temporelle des symboles reçus de toutes les balises dans le cas asynchrone.

Ainsi, l'équation (5.4) s'écrit sous la forme:

$$y_l(u) = \sum_{k=1}^K A_k \cos(m) \rho'_{l,k}(u) + j \sum_{k=1}^K A_k \sin(m) b_k(u) \rho_{l,k}(u, u) + j \sum_{k=1}^{l-1} A_k \sin(m) b_k(u+1) \rho_{l,k}(u, u+1) + j \sum_{k=l+1}^K A_k \sin(m) b_k(u-1) \rho_{l,k}(u, u-1) + n_l(u) \quad (5.8)$$

5.2.2 Calcul analytique des coefficients de corrélation

Les coefficients $\rho'_{l,k}(u)$ et $\rho_{l,k}(u, n)$ définis dans l'équation (5.5) sont écrits sous la forme :

$$\begin{aligned}\rho'_{l,k}(u) &= \int_{\tau_l}^{T_b+\tau_l} \exp\{j[2\pi(\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})(t + uT_b) + \theta'_k - \theta'_l]\} h^*(t - \tau_l) dt \\ \rho_{l,k}(u, n) &= \int_{\tau_l}^{T_b+\tau_l} \exp\{j[2\pi(\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})(t + uT_b) + \theta'_k - \theta'_l]\} h(t + (u - n)T_b - \tau_k) h^*(t - \tau_l) dt\end{aligned}\quad (5.9)$$

$$n \in \{u - 1, u + 1, u\}$$

D'après l'équation (5.9), nous remarquons que les coefficients de corrélations $\rho'_{l,k}(u)$ et $\rho_{l,k}(u, n)$ dépendent du type de filtre de mise en forme $h(t)$. Donc, différents types de filtre de mise en forme peuvent conduire à des coefficients de corrélation plus petits, permettant ainsi de réduire la MUI. Parmi tous les filtres existants, nous nous limitons à ceux dont le $h^2(t) = +1$. Cette limitation est due aux choix des estimateurs qui seront mis en œuvre dans la chapitre 7. D'après l'équation (5.9) et afin de minimiser les coefficients de corrélation, des filtres carrés $h(t)$ ayant de bonnes propriétés de corrélation entre eux sont nécessaires. Les codes d'étalement utilisés dans les systèmes CDMA, comme les codes de Gold ou de Walsh Hadamard, sont des bons candidats pour satisfaire les contraintes énoncées plus haut [Garg, 2008]. Cependant, l'utilisation de ces codes d'étalement contribue à étaler le spectre du signal émis. Le message Argos occupera alors une bande passante plus grande, ce qui limite la capacité du système. Cette solution n'est donc pas envisageable.

Actuellement, le filtre de mise en forme $h(t)$ utilisé dans le système Argos est un filtre réel biphasé défini dans l'équation (2.3). Dans ce chapitre, le filtre de mise en forme NRZ (Non Return to Zero) est abordé. Ce filtre est caractérisé par la valeur $h(t) = +1$ sur une durée d'une période T_b . La raison du choix de ce type de filtre réside dans l'occupation spectrale plus petite que celle du filtre biphasé [M.Shihabi, et al., 1994]. Dans ce cas, la corrélation entre deux balises ayant des fréquences porteuses reçues proches sera moins faible.

5.2.2.1 Cas du filtre de mise en forme en biphasé

Afin de calculer les coefficients de corrélation de l'équation (5.9), nous utilisons la fonction $\zeta_{l,k}(a, b, u)$ définie dans l'équation (4.11). Les coefficients $\rho'_{l,k}(u)$ s'écrivent alors:

$$\rho'_{l,k}(u) = \zeta_{l,k}(\tau_l, \tau_l + \frac{T_b}{2}, u) - \zeta_{l,k}(\tau_l + \frac{T_b}{2}, \tau_l + T_b, u) \quad (5.10)$$

Pour le calcul des coefficients $\rho_{l,k}(u, n)$, nous commençons tout d'abord par le cas où $n = u - 1$. Ainsi, les coefficients de corrélations $\rho_{l,k}(u, u - 1)$ s'écrivent sous la forme :

$$\rho_{l,k}(u, u - 1) = \int_{\tau_l}^{T_b+\tau_l} \exp\{j[2\pi(\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})(t + uT_b) + \theta'_k - \theta'_l]\} h(t + T_b - \tau_k) h^*(t - \tau_l) dt \quad (5.11)$$

Les $\rho_{l,k}(u, u - 1)$ correspondent aux coefficients de corrélation entre les signaux des balises l dont les symboles sont reçus aux instants $uT_b + \tau_l$ et les signaux des balises suivants k dont les symboles sont reçus aux instants $(u - 1)T_b + \tau_k$, avec $k \in [l + 1, K]$. Ainsi, d'après l'équation (5.2), nous avons $\tau_k > \tau_l$. Alors, pour développer l'équation (5.11), il est

nécessaire de tracer les fonctions $h(t + T_b - \tau_k)$ et $h^*(t - \tau_l)$. D'après la Figure 5.2, nous déduisons la valeur de $\rho_{l,k}(u, u - 1)$ en fonction de $(\tau_k - \tau_l)$:

- si $0 < (\tau_k - \tau_l) \leq T_b/2$, alors :

$$\rho_{l,k}(u, u - 1) = -\zeta_{l,k}(\tau_l, \tau_k, u) \quad (5.12)$$

- si $(\tau_k - \tau_l) > T_b/2$, alors :

$$\begin{aligned} \rho_{l,k}(u, u - 1) = & \zeta_{l,k}\left(\tau_l, -\frac{T_b}{2} + \tau_k, u\right) - \zeta_{l,k}\left(-\frac{T_b}{2} + \tau_k, \frac{T_b}{2} + \tau_l, u\right) \\ & + \zeta_{l,k}\left(\frac{T_b}{2} + \tau_l, \tau_k, u\right) \end{aligned} \quad (5.13)$$

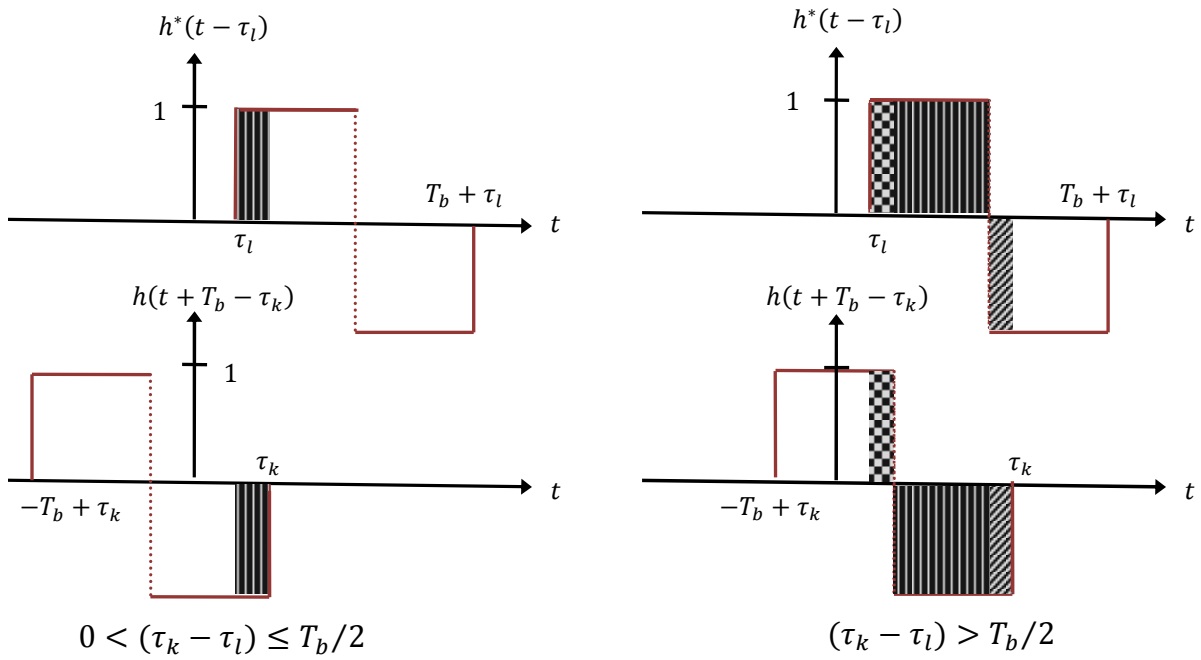


Figure 5.2 : Représentation temporelle des cas possibles pour les fonctions $h^*(t - \tau_l)$ et $h(t + T_b - \tau_k)$ avec $\tau_k > \tau_l$, dans le cas d'un filtre $h(t)$ biphasé.

De la même manière, nous abordons maintenant le calcul des coefficients $\rho_{l,k}(u, n)$ dans le cas où $n = u + 1$. Ainsi, les coefficients de corrélations $\rho_{l,k}(u, u + 1)$ s'écrivent :

$$\rho_{l,k}(u, u + 1) = \int_{\tau_l}^{T_b + \tau_l} \exp\{j[2\pi(\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})(t + uT_b) + \theta'_k - \theta'_l]\} h(t - T_b - \tau_k) h^*(t - \tau_l) dt \quad (5.14)$$

Les $\rho_{l,k}(u, u + 1)$ correspondent aux coefficients de corrélation entre les signaux des balises l dont les symboles sont reçus aux instants $uT_b + \tau_l$ et les signaux des balises précédentes k dont les symboles sont reçus aux instants $(u + 1)T_b + \tau_k$, avec $k \in [1, l - 1]$ et donc $\tau_l > \tau_k$. Alors, pour développer l'équation (5.14), il est nécessaire de tracer les fonctions $h(t - T_b - \tau_k)$ et $h^*(t - \tau_l)$. D'après la Figure 5.3, nous déduisons la valeur de $\rho_{l,k}(u, u + 1)$ en fonction de $(\tau_l - \tau_k)$:

- si $0 < (\tau_l - \tau_k) \leq T_b/2$, alors :

$$\rho_{l,k}(u, u + 1) = -\zeta_{l,k}(T_b + \tau_k, T_b + \tau_l, u) \quad (5.15)$$

- si $(\tau_l - \tau_k) > T_b/2$, alors :

$$\begin{aligned} \rho_{l,k}(u, u + 1) = & \zeta_{l,k}\left(T_b + \tau_k, \frac{T_b}{2} + \tau_l, u\right) - \zeta_{l,k}\left(\frac{T_b}{2} + \tau_l, \frac{3T_b}{2} + \tau_k, u\right) \\ & + \zeta_{l,k}\left(\frac{3T_b}{2} + \tau_k, T_b + \tau_l, u\right) \end{aligned} \quad (5.16)$$

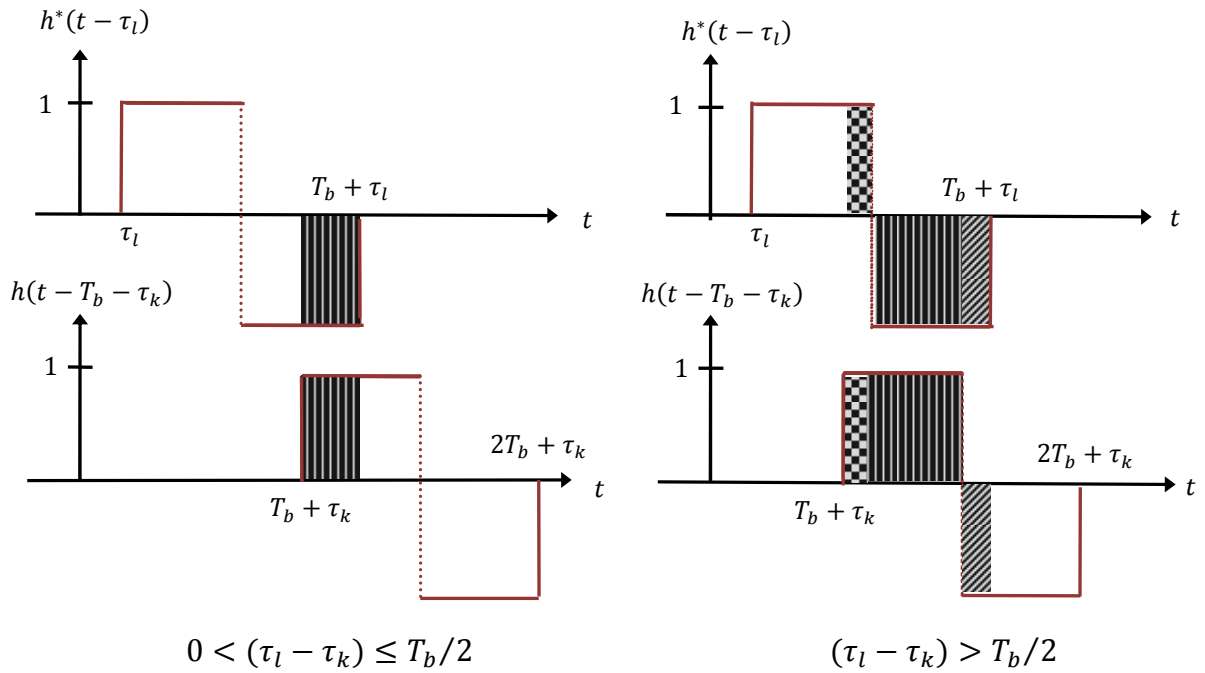


Figure 5.3 : Représentation temporelle des cas possibles pour les fonctions $h^*(t - \tau_l)$ et $h(t - T_b - \tau_k)$ avec $\tau_l > \tau_k$, dans le cas d'un filtre $h(t)$ biphasé.

Enfin, nous calculons les coefficients $\rho_{l,k}(u, n)$ dans le cas où $n = u$. Ainsi, les coefficients de corrélations $\rho_{l,k}(u, u)$ s'écrivent :

$$\rho_{l,k}(u, u) = \int_{\tau_l}^{T_b + \tau_l} \exp\{j[2\pi(\Delta f_{r_k} - \Delta f_{r_l})(t + uT_b) + \theta'_k - \theta'_l]\} h(t - \tau_k) h^*(t - \tau_l) dt \quad (5.17)$$

Les $\rho_{l,k}(u, u)$ correspondent aux coefficients de corrélation entre les signaux des balises l dont les symboles sont reçus aux instants $uT_b + \tau_l$ et les signaux de toutes les autres balises k dont les symboles sont reçus aux instants $uT_b + \tau_k$, avec $k \in [1, K]$ et $k \neq l$. Sachant que les coefficients $\rho_{l,k}(u, u)$ présentent des propriétés hermitiennes définies dans l'équation (5.6), nous limitons alors le calcul au cas où $k \in [l, K]$ et donc $\tau_k \geq \tau_l$. Alors, pour développer l'équation (5.17), il est nécessaire de tracer les fonctions $h(t - \tau_k)$ et $h^*(t - \tau_l)$. D'après la Figure 5.4, nous déduisons la valeur de $\rho_{l,k}(u, u)$ en fonction de $(\tau_k - \tau_l)$:

- si $0 \leq (\tau_k - \tau_l) < T_b/2$, alors :

$$\rho_{l,k}(u, u) = \zeta_{l,k}\left(\tau_k, \frac{T_b}{2} + \tau_l, u\right) - \zeta_{l,k}\left(\frac{T_b}{2} + \tau_l, \frac{T_b}{2} + \tau_k, u\right) + \zeta_{l,k}\left(\frac{T_b}{2} + \tau_k, T_b + \tau_l, u\right) \quad (5.18)$$

- si $(\tau_k - \tau_l) \geq T_b/2$, alors :

$$\rho_{l,k}(u, u) = -\zeta_{l,k}(\tau_k, T_b + \tau_l, u) \quad (5.19)$$

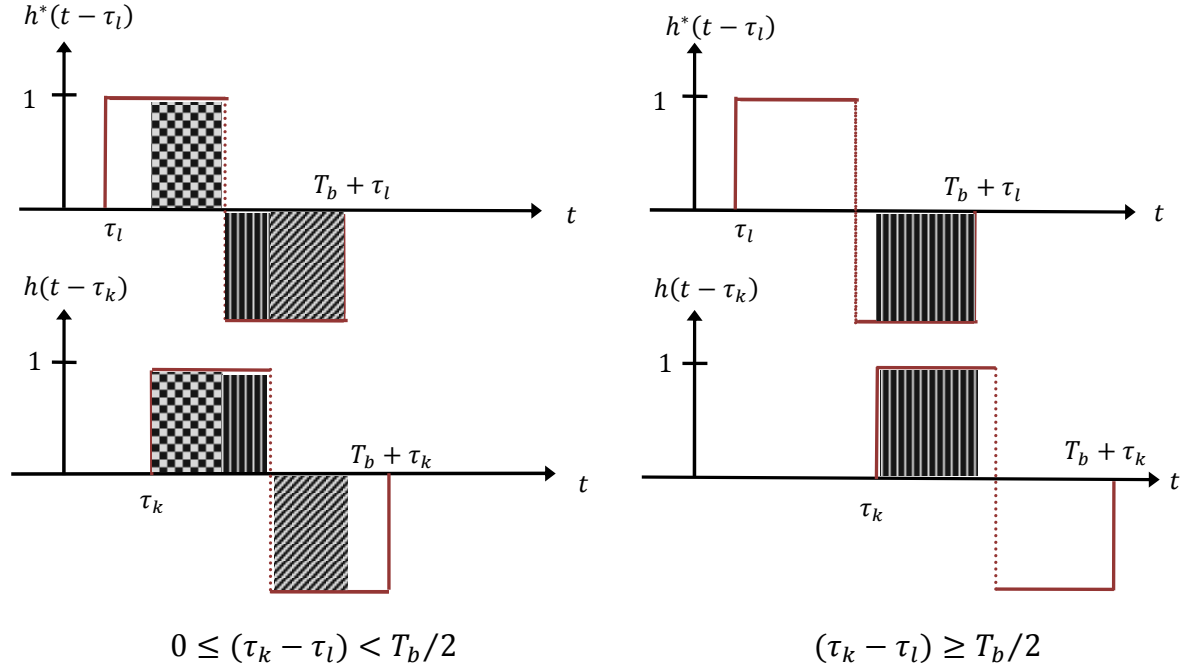


Figure 5.4 : Représentation temporelle des cas possibles pour les fonctions $h^*(t - \tau_l)$ et $h(t - \tau_k)$ avec $\tau_k \geq \tau_l$, dans le cas d'un filtre $h(t)$ biphasé.

Nous remarquons que dans le cas synchrone où $\tau_k = 0$ pour $k \in [1, K]$, les coefficients $\rho_{l,k}(u, u - 1)$ de l'équation (5.12) et les coefficients $\rho_{l,k}(u, u + 1)$ de l'équation (5.15) sont nuls. Ainsi, l'équation (5.8) du système asynchrone se réduit à l'équation (4.8).

5.2.2.2 Cas du filtre de mise en forme en NRZ

Nous abordons maintenant le calcul des coefficients de corrélation dans le cas où le filtre de mise en forme $h(t)$ est un filtre NRZ [F.Fares, et al., 2010]. Ce filtre est défini de la manière suivante :

$$h(t) = \begin{cases} +1 & \text{si } 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (5.20)$$

Les coefficients $\rho'_{l,k}(u)$ de l'équation (5.9) s'écrivent alors :

$$\rho'_{l,k}(u) = \zeta_{l,k}(\tau_l, \tau_l + T_b, u) \quad (5.21)$$

Pour le calcul des coefficients $\rho_{l,k}(u, n)$, nous commençons tout d'abord par les coefficients $\rho_{l,k}(u, u - 1)$ de l'équation (5.11) où $k \in [l + 1, K]$. De la même manière, nous

traçons les fonctions $h(t + T_b - \tau_k)$ et $h^*(t - \tau_l)$. D'après la Figure 5.5, nous déduisons la valeur de $\rho_{l,k}(u, u - 1)$:

$$\rho_{l,k}(u, u - 1) = \zeta_{l,k}(\tau_l, \tau_k, u) \quad (5.22)$$

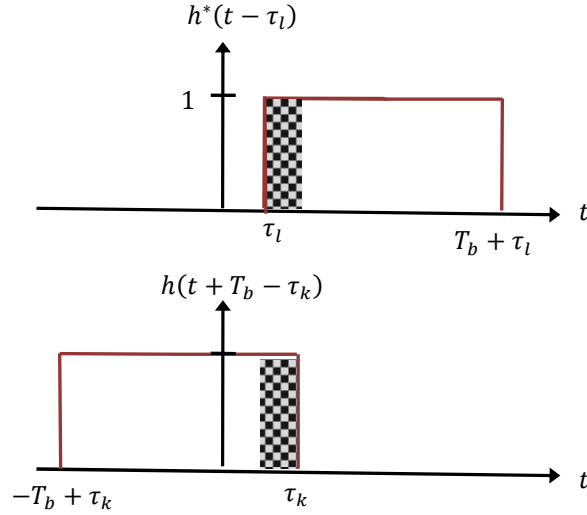


Figure 5.5 : Représentation temporelle des cas possibles pour les fonctions $h^*(t - \tau_l)$ et $h(t + T_b - \tau_k)$ avec $\tau_k > \tau_l$, dans le cas d'un filtre $h(t)$ NRZ.

Nous abordons maintenant le calcul des coefficients de corrélations $\rho_{l,k}(u, u + 1)$ de l'équation (5.14) où $k \in [1, l - 1]$. De la même manière, nous traçons les fonctions $h(t - T_b - \tau_k)$ et $h^*(t - \tau_l)$. D'après la Figure 5.6, nous déduisons la valeur de $\rho_{l,k}(u, u + 1)$:

$$\rho_{l,k}(u, u + 1) = \zeta_{l,k}(T_b + \tau_k, T_b + \tau_l, u) \quad (5.23)$$

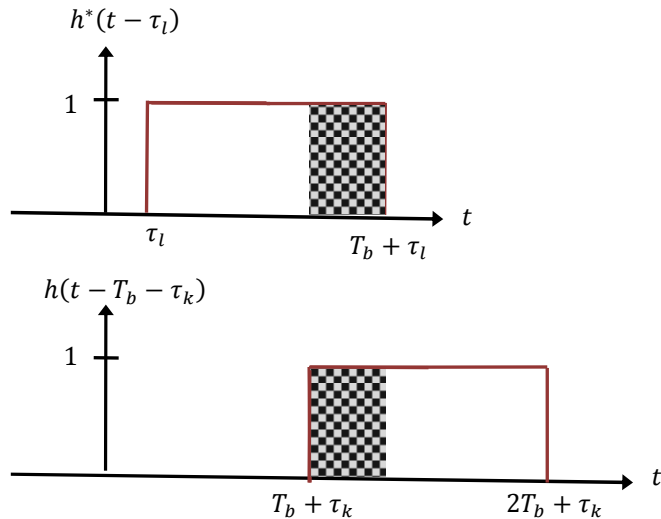


Figure 5.6 : Représentation temporelle des cas possibles pour les fonctions $h^*(t - \tau_l)$ et $h(t - T_b - \tau_k)$ avec $\tau_l > \tau_k$, dans le cas d'un filtre $h(t)$ NRZ.

Enfin, nous calculons les coefficients de corrélations $\rho_{l,k}(u, u)$ de l'équation (5.17). Sachant que les coefficients $\rho_{l,k}(u, u)$ présentent des propriétés hermitiennes définies dans l'équation (5.6), nous limitons alors le calcul au cas où $k \in [l, K]$. De la même manière, nous traçons les fonctions $h(t - \tau_k)$ et $h^*(t - \tau_l)$. D'après la Figure 5.7, nous déduisons la valeur de $\rho_{l,k}(u, u)$:

$$\rho_{l,k}(u, u) = \zeta_{l,k}(\tau_k, T_b + \tau_l, u) \quad (5.24)$$

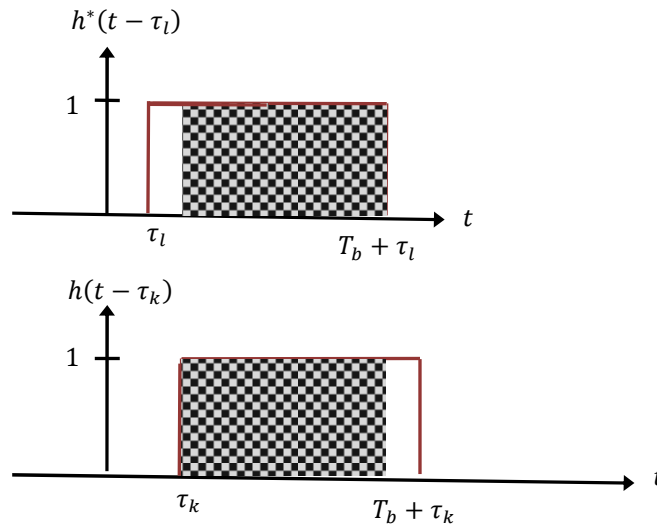


Figure 5.7 : Représentation temporelle des cas possibles pour les fonctions $h^*(t - \tau_l)$ et $h(t - \tau_k)$ avec $\tau_k \geq \tau_l$, dans le cas d'un filtre $h(t)$ NRZ.

D'une manière similaire au cas synchrone, nous remarquons que les coefficients de corrélation dépendent des balises l et k et de l'instant uT_b . En outre, ces coefficients de corrélation font intervenir aussi les retards τ_l et τ_k dans leurs expressions [F.Fares, et al., 2010]. Ces expressions dépendent du type de filtre de mise en forme. Alors, pour les mêmes valeurs des écarts fréquentiels et des retards, nous obtenons différentes valeurs de la MUI pour différents types de filtre $h(t)$. Ainsi, nous obtenons des différentes performances en termes de TEB pour le filtre biphase et le filtre NRZ.

5.2.3 Influence des coefficients de corrélation sur les performances

Comme nous l'avons souligné dans le paragraphe 5.2.2, les coefficients de corrélation dépendent des écarts fréquentiels et des retards des différentes balises. Ainsi, la valeur de la MUI de l'équation (5.8) dépend donc de ces paramètres. D'après cette même équation, nous remarquons que la partie utile du message se trouve dans la partie imaginaire des échantillons $y_l(u)$. Ainsi, la MUI à un instant $uT_b + \tau_l$, notée par $MUI_l(u)$, s'écrit sous la forme :

$$\begin{aligned}
MUI_l(u) = \text{Im} \left[\sum_{k=1, k \neq l}^K A_k \cos(m) \rho'_{l,k}(u) + j \sum_{k=1, k \neq l}^K A_k \sin(m) b_k(u) \rho_{l,k}(u, u) \right. \\
+ j \sum_{k=1}^{l-1} A_k \sin(m) b_k(u+1) \rho_{l,k}(u, u+1) \\
\left. + j \sum_{k=l+1}^K A_k \sin(m) b_k(u-1) \rho_{l,k}(u, u-1) \right]
\end{aligned} \quad (5.25)$$

L'équation (5.25) représente la valeur des interférences durant la démodulation du symbole émis à l'instant uT_b par la balise utile l . Ainsi, Plus cette valeur croît, plus le TEB augmente.

Il est donc intéressant d'étudier cette $MUI_l(u)$ en fonction des écarts fréquentiels et des retards afin de savoir la dépendance de ces derniers sur les performances en termes de TEB. D'après l'équation (5.25), nous remarquons que la $MUI_l(u)$ représente une variable aléatoire (VA) discrète qui prend plusieurs valeurs possibles suivant les valeurs des symboles émis par les balises interférentes $b_k(u-1)$, $b_k(u)$, et $b_k(u+1)$ où $k \neq l$. Essayons alors de calculer sa moyenne et sa variance.

Étant donné que les symboles $b_k(u)$ sont indépendants, équiprobables, et de valeurs $\{-1, +1\}$, la moyenne de la $MUI_l(u)$, notée par $\overline{MUI}_l(u)$ est donnée par :

$$\overline{MUI}_l(u) = \text{Im} \left[\sum_{k=1, k \neq l}^K A_k \cos(m) \rho'_{l,k}(u) \right] \quad (5.26)$$

D'autre part, la variance de la VA $MUI_l(u)$, notée par $\sigma_{MUI_l(u)}^2$, est donnée par :

$$\sigma_{MUI_l(u)}^2 = E\{\|MUI_l(u) - \overline{MUI}_l(u)\|^2\} \quad (5.27)$$

où nous notons les définitions suivantes pour une variable aléatoire réelle X prenant N valeurs possibles $x_i \in \{x_1, x_2, \dots, x_N\}$:

$$\begin{aligned}
\sigma_X^2 &= E(X^2) - \bar{X}^2 \\
E(X^2) &= \sum_{x_i=x_1}^{x_i=x_N} x_i^2 P[X = x_i]
\end{aligned} \quad (5.28)$$

Enfin, en moyennant sur l'ensemble du signal à démoduler sur M symboles, la moyenne et la variance des interférences durant la démodulation du signal émis par la balise l seront données par :

$$\begin{aligned}
\overline{MUI}_l &= \frac{1}{M} \sum_{u=0}^{M-1} \overline{MUI}_l(u) \\
\sigma_{MUI_l}^2 &= \frac{1}{M} \sum_{u=0}^{M-1} \sigma_{MUI_l(u)}^2
\end{aligned} \quad (5.29)$$

Ainsi, en traçant la variance $\sigma_{MUI_l}^2$ de l'équation (5.29) en fonction des écarts fréquentiels et des retards, nous pourrions conclure sur la dépendance de ces paramètres sur les performances en termes de TEB. En outre, la variance $\sigma_{MUI_l}^2$ permet aussi de comparer entre les deux filtres de mise en forme au niveau des performances, en la traçant en fonction des écarts fréquentiels et des retards. Ainsi, nous pourrions avoir les gammes des écarts fréquentiels et des retards dans lesquelles un filtre donnera des meilleures performances en termes de TEB par rapport à un autre filtre.

5.2.4 Représentation matricielle des équations

Nous allons reprendre la même démarche que celle utilisée dans la représentation des signaux dans les systèmes CDMA [Moshavi, 1996]. Afin d'obtenir une forme matricielle des échantillons $y_l(u)$ de l'équation (5.8), nous introduisons la matrice de corrélation $R(u, u-1) \in \mathbb{C}^{K \times K}$ et ayant le terme général $R_{(l,k)}(u, u-1) = \rho_{l,k}(u, u-1)$ où $l \in [1, K]$, $k \in [l+1, K]$ et $u \in [0, M-1]$. Cette matrice $R(u, u-1)$ est une matrice triangulaire supérieure ayant la forme suivante [Verdu, 1998] :

$$R(u, u-1) = \begin{pmatrix} 0 & \rho_{1,2}(u, u-1) & \dots & \rho_{1,K-1}(u, u-1) & \rho_{1,K}(u, u-1) \\ \vdots & 0 & & \rho_{2,K-1}(u, u-1) & \rho_{2,K}(u, u-1) \\ 0 & & & & \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ 0 & & & 0 & \rho_{K-1,K}(u, u-1) \\ & \dots & & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.30)$$

De même, nous introduisons la matrice de corrélation $R(u, u+1) \in \mathbb{C}^{K \times K}$ et ayant le terme général $R_{(l,k)}(u, u+1) = \rho_{l,k}(u, u+1)$ où $l \in [1, K]$, $k \in [1, l-1]$, et $u \in [0, M-1]$. Cette matrice $R(u, u+1)$ est une matrice triangulaire inférieure ayant la forme suivante :

$$R(u, u+1) = \begin{pmatrix} 0 & & \dots & & 0 \\ \rho_{2,1}(u, u+1) & 0 & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & 0 \\ \rho_{K-1,1}(u, u+1) & \rho_{K-1,2}(u, u+1) & & 0 & \vdots \\ \rho_{K,1}(u, u+1) & \rho_{K,2}(u, u+1) & \dots & \rho_{K,K-1}(u, u+1) & 0 \end{pmatrix} \quad (5.31)$$

D'après les notations précédentes et celles définies dans le paragraphe 4.2.4, nous aurons alors :

$$y(u) = R'(u) \cos(m) A v(u) + j R(u, u) \sin(m) A b(u) + j R(u, u-1) \sin(m) A b(u-1) + j R(u, u+1) \sin(m) A b(u+1) + n(u) \quad (5.32)$$

D'après l'équation (5.32), nous rappelons que le vecteur des symboles émis $b(u)$ se trouve dans la partie imaginaire du vecteur $y(u)$.

Cette représentation matricielle nous permet d'obtenir les expressions analytiques des signaux reçus de toutes les balises l et à n'importe quel instant $uT_b + \tau_l$ où $l \in [1, K]$.

En outre, nous avons représenté précédemment l'échantillon $y_k(u)$ comme l'échantillon reçu par l'utilisateur k à l'instant uT_b . Nous allons maintenant représenter par y , le vecteur colonne

de longueur KM et de terme général $y_{uK+l} = y_l(u)$ avec $l \in [1, K]$ et $u \in [0, M-1]$. De la même manière, nous définissons les vecteurs v , b et n formés respectivement par $\Pi_{KM \times 1}$ et par les termes $b_{uK+l} = b_l(u)$ et $n_{uK+l} = n_l(u)$. Ces vecteurs s'écrivent sous la forme suivante [Verdu, 1998] :

$$\Pi_{KM \times 1} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix}, y = \begin{pmatrix} y_1 = y_1(0) \\ y_2 = y_2(0) \\ \vdots \\ y_K = y_K(0) \\ y_{K+1} = y_1(1) \\ \vdots \\ y_{2K} = y_K(1) \\ \vdots \\ y_{(M-1)K+1} = y_1(M-1) \\ \vdots \\ y_{KM} = y_K(M-1) \end{pmatrix}, b = \begin{pmatrix} b_1 = b_1(0) \\ b_2 = b_2(0) \\ \vdots \\ b_K = b_K(0) \\ b_{K+1} = b_1(1) \\ \vdots \\ b_{2K} = b_K(1) \\ \vdots \\ b_{(M-1)K+1} = b_1(M-1) \\ \vdots \\ b_{KM} = b_K(M-1) \end{pmatrix}, \quad (5.33)$$

$$n = \begin{pmatrix} n_1 = n_1(0) \\ n_2 = n_2(0) \\ \vdots \\ n_K = n_K(0) \\ n_{K+1} = n_1(1) \\ \vdots \\ n_{2K} = n_K(1) \\ \vdots \\ n_{(M-1)K+1} = n_1(M-1) \\ \vdots \\ n_{KM} = n_K(M-1) \end{pmatrix}$$

De même, nous définissons les matrices R' et $R \in \mathbb{C}^{KM \times KM}$ sous la forme suivante :

$$R' = \begin{pmatrix} R'(0) & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & R'(1) & & & \vdots \\ 0 & & \ddots & & 0 \\ \vdots & & & R'(M-2) & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & R'(M-1) \end{pmatrix} \quad (5.34)$$

$$R = \begin{pmatrix} R(0,0) & R(0,1) & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ R(1,0) & R(1,1) & R(1,2) & 0 & & & & \vdots \\ 0 & R(2,1) & R(2,2) & R(2,3) & & & & 0 \\ \vdots & & & & & & & \vdots \\ 0 & & & & \ddots & & & 0 \\ \vdots & & & & & & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & R(M-1, M-2) & R(M-1, M-1) \end{pmatrix} \quad (5.35)$$

où les matrices $R(u, u)$ et $R'(u)$ sont définis dans les équations (4.16) et (4.17). Également, nous définissons la matrice $A' \in \mathbb{R}^{KM \times KM}$ sous la forme suivante [Verdu, 1998] :

$$A' = \begin{pmatrix} A_1 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & & & & & \vdots \\ 0 & & A_K & & & & 0 \\ \vdots & & & \ddots & & & \vdots \\ 0 & & & & A_1 & & 0 \\ \vdots & & & & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & A_K \end{pmatrix} \quad (5.36)$$

Ayant les notations des nouvelles matrices définies dans ce paragraphe, nous obtenons alors [Verdu, 1998] :

$$y = R' \cos(m) A' v + j R \sin(m) A' b + n \quad (5.37)$$

En comparant l'équation (4.20) et l'équation (5.37), nous remarquons que cette dernière ne concerne plus seulement les signaux émis à un instant donné uT_b mais elle concerne plutôt l'ensemble des signaux dans le temps.

5.3 Détecteurs MUD dans le cas asynchrone

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté les performances en termes de TEB pour les détecteurs MUD dans le cas d'une transmission synchrone. Parmi ces détecteurs MUD, nous avons remarqué que le détecteur optimal, le détecteur SIC, ainsi que le détecteur MMSE-PIC permettent de démoduler avec de bonnes performances en termes de TEB des signaux à faibles puissances. Pour le détecteur MMSE-PIC, celui-ci est facilement implantable pour une transmission synchrone dans le système Argos. Il suffit simplement de calculer, à chaque instant uT_b , les matrices de corrélations $R(u, u)$ et $R'(u)$ de l'équation (4.20). Par contre, ce détecteur est difficilement implantable dans le cas asynchrone où il faudrait théoriquement inverser des matrices de taille $KM \times KM$ contenant tous les coefficients de corrélation au cours du temps. Ceci est pratiquement impossible vu la complexité énorme en fonction du nombre des symboles M . De même, le MMSE-PIC nécessite l'estimation du canal. Dans ce paragraphe, nous allons adapter le détecteur optimal ainsi que le détecteur SIC dans le cadre d'une transmission asynchrone du système Argos [Lupas, et al., 1990]. Pour chacun de ces détecteurs, nous présentons le modèle analytique correspondant ainsi que l'architecture d'implantation.

5.3.1 Détecteur optimal

Les équations (4.20) et (5.37) montrent une similitude entre l'écriture matricielle d'une transmission synchrone et celle d'une transmission asynchrone dans le système Argos. Dans une transmission synchrone, l'équation (4.20) tient compte de l'ensemble des signaux à un instant donné uT_b tandis que, pour une transmission asynchrone, l'équation (5.37) tient compte de l'ensemble des signaux à tous les instants. Le principe du détecteur optimal dans le cas asynchrone consiste alors à faire une recherche exhaustive sur toutes les séquences possibles \tilde{b} du vecteur b de l'équation (5.33) afin de trouver celle qui est la plus probable, notée par \hat{b} . Ainsi, pour $t \in [0, MT_b]$, le détecteur cherche à trouver le vecteur \hat{b} tel que [Verdu, 1998] :

$$\hat{b} = \underset{\tilde{b}}{\operatorname{argmax}} \{ P[r(t) | \tilde{b}] \} \quad (5.38)$$

où $r(t)$ représente le signal à l'entrée du récepteur défini dans l'équation (5.1). Dans le cas du canal gaussien, l'équation (5.38) revient à maximiser la probabilité suivante :

$$P\{r(t), t \in [0, MT_b] | \tilde{b}\} = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \right) \exp \left[\int_0^{MT_b} -\frac{1}{2\sigma^2} \|r(t) - s_t(\tilde{b})\|^2 dt \right] \quad (5.39)$$

où $s_t(\tilde{b})$ représente le signal défini dans $t \in [0, MT_b]$ sous la forme suivante :

$$s_t(\tilde{b}) = \sum_{k=1}^K A_k \left[\cos(m) + j \sin(m) \sum_{n=0}^{M-1} \tilde{b}_k(n) h(t - nT_b - \tau_k) \right] \exp[j(2\pi \Delta f_{r_k} t + \theta'_k)] \quad (5.40)$$

Ainsi, l'équation (5.39) revient à minimiser la fonction suivante :

$$\int_0^{MT_b} \|r(t) - s_t(\tilde{b})\|^2 dt = \int_0^{MT_b} [r(t) - s_t(\tilde{b})] [r(t) - s_t(\tilde{b})]^* dt \quad (5.41)$$

En développant l'équation ci dessus et en ignorant les termes indépendants de \tilde{b} , le détecteur optimal cherche donc à maximiser la fonction réelle $\Omega(\tilde{b})$ suivante :

$$\Omega(\tilde{b}) = 2 \operatorname{Re} \left(\int_0^{MT_b} r(t) s_t^*(\tilde{b}) dt \right) - \int_0^{MT_b} s_t(\tilde{b}) s_t^*(\tilde{b}) dt = \Omega_1(\tilde{b}) - \Omega_2(\tilde{b}) \quad (5.42)$$

Nous commençons tout d'abord à développer le premier terme de l'équation (5.42) désigné par $\Omega_1(\tilde{b})$, nous obtenons alors :

$$\Omega_1(\tilde{b}) = 2 \operatorname{Re} \left(\sum_{k=1}^K A_k \left[\cos(m) r'_k(u) - \sum_{n=0}^{M-1} j \sin(m) \tilde{b}_k(n) y_k(n) \right] \right) \quad (5.43)$$

$$r'_k(u) = \int_0^{MT_b} r(t) \exp[-j(2\pi \Delta f_{r_k} t + \theta'_k)] dt$$

Ensuite, nous développons le second terme réel de l'équation (5.42) désigné par $\Omega_2(\tilde{b})$:

$$\Omega_2(\tilde{b}) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K A_k A_l \left[\cos^2(m) \zeta_{l,k}(0, MT_b, 0) + \sum_{n=0}^{M-1} \sum_{n'=0}^{M-1} \sin^2(m) \tilde{b}_k(n) \tilde{b}_l(n') \rho_{l,k}(n', n) \right] + \Omega_3(\tilde{b}) \quad (5.44)$$

où le terme réel $\Omega_3(\tilde{b})$ est donné par :

$$\Omega_3(\tilde{b}) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K \sum_{n=0}^{M-1} j A_k A_l \cos(m) \sin(m) [\tilde{b}_k(n) - \tilde{b}_l(n)] \rho'_{l,k}(n) \quad (5.45)$$

En développant l'équation (5.45) et en utilisant les propriétés hermitiennes des coefficients $\rho'_{l,k}(n)$ dans l'équation (5.6), le terme $\Omega_3(\tilde{\mathbf{b}})$ s'écrit alors sous la forme :

$$\Omega_3(\tilde{\mathbf{b}}) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K \sum_{n=0}^{M-1} -2A_k A_l \cos(m) \sin(m) \tilde{b}_k(n) \operatorname{Im}[\rho'_{l,k}(n)] \quad (5.46)$$

Ainsi, après avoir développé les deux termes $\Omega_1(\tilde{\mathbf{b}})$ et $\Omega_2(\tilde{\mathbf{b}})$ de l'équation (5.42) et en ignorant les termes indépendants de $\tilde{\mathbf{b}}$, le récepteur optimal cherche donc à trouver le vecteur estimé $\tilde{\mathbf{b}}$ qui maximise le paramètre $\Omega'(\tilde{\mathbf{b}})$ suivant :

$$\begin{aligned} \Omega'(\tilde{\mathbf{b}}) = 2 \operatorname{Im} & \left[\sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{M-1} A_k \sin(m) \tilde{b}_k(n) y_k(n) \right] \\ & - \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K \sum_{n=0}^{M-1} \sum_{n'=0}^{M-1} A_k A_l \sin^2(m) \tilde{b}_k(n) \tilde{b}_l(n') \rho_{l,k}(n', n) \\ & + 2 \operatorname{Im} \left[\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K \sum_{n=0}^{M-1} A_k A_l \cos(m) \sin(m) \tilde{b}_k(n) \rho'_{l,k}(n) \right] \end{aligned} \quad (5.47)$$

En écriture matricielle, ceci revient à maximiser le paramètre suivant [Verdu , 1998] :

$$\Omega'(\tilde{\mathbf{b}}) = 2 \operatorname{Im}[\tilde{\mathbf{b}}^T \sin(m) \mathbf{A}' \mathbf{y}] - \tilde{\mathbf{b}}^T \sin^2(m) \mathbf{A}' \mathbf{R} \mathbf{A}' \tilde{\mathbf{b}} + 2 \operatorname{Im}[\mathbf{v}^T \cos(m) \sin(m) \mathbf{A}' \mathbf{R}' \mathbf{A}' \tilde{\mathbf{b}}] \quad (5.48)$$

Nous devons donc choisir la séquence $\tilde{\mathbf{b}}$ qui maximise le paramètre $\Omega'(\tilde{\mathbf{b}})$. Ainsi, dans le cas de la détection à maximum de vraisemblance, ceci revient à faire une recherche exhaustive sur les 2^{KM} séquences possibles de $\tilde{\mathbf{b}}$ afin de trouver celle qui est la plus probable $\hat{\mathbf{b}}$, contenant les KM symboles émis. Etant donné la complexité de ce dernier, une méthode consiste à décomposer la séquence de bits reçue en un treillis, la fonction $\Omega'(\tilde{\mathbf{b}})$ en une suite de métriques de transition, et à appliquer ensuite l'algorithme de Viterbi.

5.3.2 Algorithme de Viterbi

L'algorithme de Viterbi consiste à construire un treillis où nous pourrions sélectionner le chemin correspondant à la suite de symboles $\hat{\mathbf{b}}$ émise avec la plus grande probabilité [Verdu, 1998], [Courville, 2000]. Pour cela, nous allons décomposer le terme $\Omega'(\tilde{\mathbf{b}})$ en KM métriques de transition et définir la séquence correspondante au chemin ayant la plus grande métrique cumulée. La description de ce treillis, du découpage de la métrique ainsi que le déroulement de l'algorithme de Viterbi seront présentés dans l'annexe A du travail.

5.3.3 Détecteur SIC

De la même façon que le cas synchrone du paragraphe 4.3.5, le détecteur SIC asynchrone (cf. Figure 5.8) est basé sur l'idée suivante : les signaux sont démodulés successivement par ordre décroissant de leurs puissances, à l'aide des détecteurs conventionnels [G.Janssen, 1995], [P.Patel, et al., 1994], [K.C.Lai, et al.], [Nguyen, 2005].

Ainsi, le signal $r(t)$ défini dans l'équation (5.1) est démodulé à l'aide d'un détecteur conventionnel et les symboles $\hat{b}_{(1)}(u)$ du signal le plus fort où $u \in [0, M - 1]$ sont estimés. Ensuite, une réplique est construite à partir des symboles estimés, puis re-modulée afin d'obtenir le signal $\hat{r}_{(1)}(t - \tau_{(1)})$ avec :

$$\hat{r}_{(1)}(t) = A_{(1)} \left[\cos(m) + j \sum_{n=0}^{M-1} \sin(m) \hat{b}_{(1)}(n) h(t - nT_b) \right] \exp \left[j(2\pi \Delta f_{r_{(1)}} t + \theta_{(1)}) \right] \quad (5.49)$$

où $\tau_{(l)}$ représente le retard correspondant au signal ayant la $l^{\text{ème}}$ puissance la plus forte. Le signal $\hat{r}_{(1)}(t - \tau_{(1)})$ est soustrait ensuite du signal $r(t)$ et le signal résultant est démodulé de nouveau afin d'estimer les symboles $\hat{b}_{(2)}(u)$ du signal ayant la deuxième puissance la plus forte. Ainsi, à l'entrée de l'étage l où $l \in [1, K]$, le signal résultant s'écrit alors :

$$r(t) - \sum_{k=1}^{l-1} \hat{r}_{(k)}(t - \tau_{(k)}) \quad (5.50)$$

Ainsi, ce signal est formé du signal d'origine $r(t)$ auquel nous soustrayons les interférences provenant de toutes les balises ayant des puissances plus fortes. En se basant sur l'équation (5.50), l'échantillon reçu $y'_l(u)$ à l'entrée du détecteur à seuil de l'étage l (cf. Figure 5.8) s'écrit alors [Courville, 2000] :

$$y'_l(u) = y_{(l)}(u) - \sum_{k=1}^{l-1} A_{(k)} \left[\cos(m) \rho'_{(l),(k)}(u) + j \sin(m) \hat{b}_{(k)}(u) \rho_{(l),(k)}(u, u) \right] - j \sum_{k=1}^{l-1} |\delta_{l,k}| A_{(k)} \sin(m) \hat{b}_{(k)}(u + \delta_{l,k}) \rho_{(l),(k)}(u, u + \delta_{l,k}) \quad (5.51)$$

où :

$$\delta_{l,k} = \begin{cases} +1 & \text{si } \tau_{(k)} < \tau_{(l)} \\ -1 & \text{si } \tau_{(k)} > \tau_{(l)} \\ 0 & \text{si } \tau_{(k)} = \tau_{(l)} \end{cases} \quad (5.52)$$

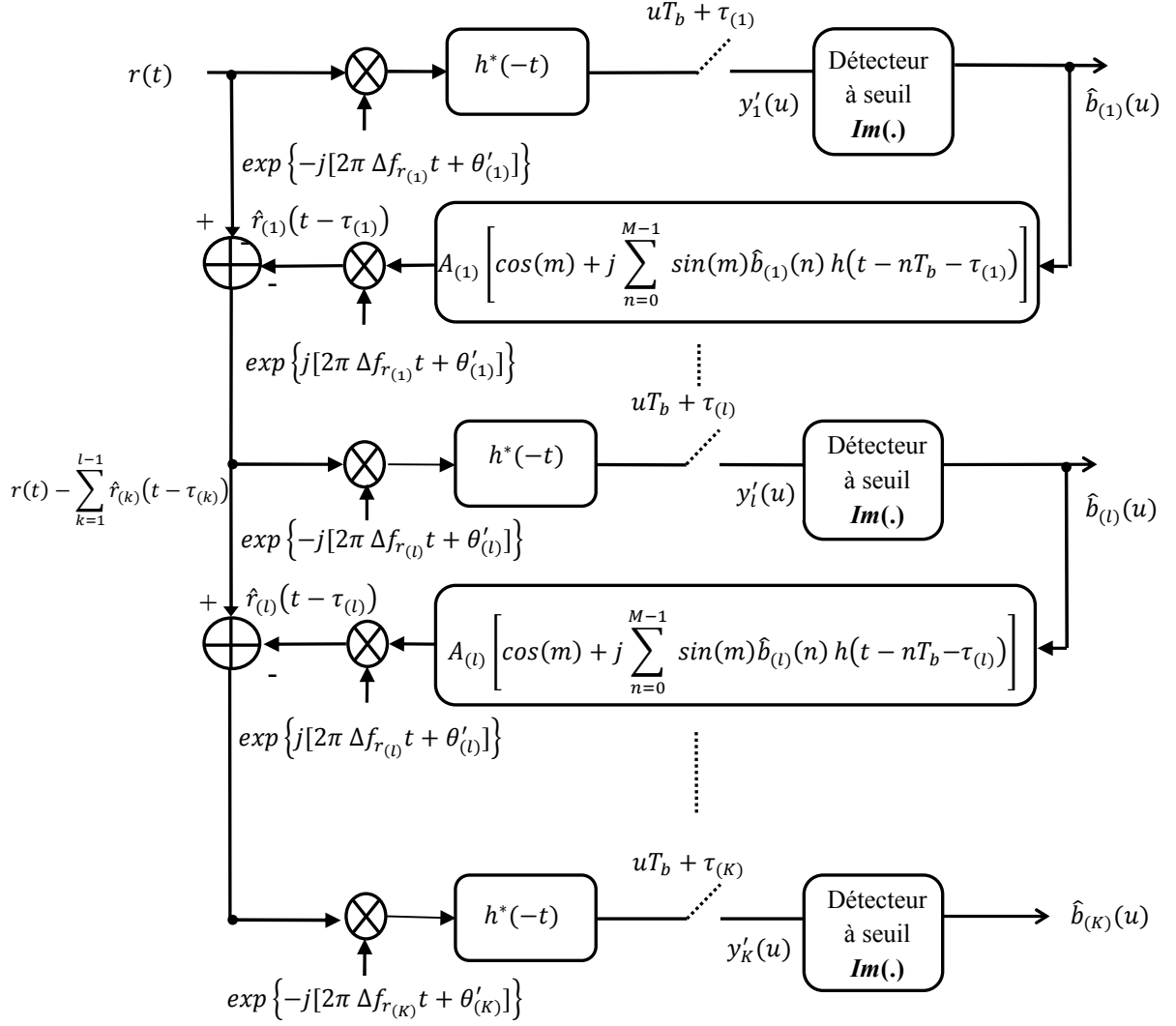


Figure 5.8 : Détecteur SIC dans une transmission asynchrone pour le système Argos.

Le détecteur SIC nécessite la connaissance exacte des amplitudes A_k , des écarts fréquentiels Δf_{r_k} , des phases à l'origine θ_k , ainsi que des retards τ_k de toutes les balises afin de remoduler les signaux estimés aux différents étages.

5.4 Simulations

Nous considérons une transmission asynchrone dans le système Argos avec ($K = 2$) balises séparées par un écart fréquentiel Δf égal à la différence entre leurs deux fréquences porteuses reçues et par un retard temporel $\Delta \tau$. De même, nous définissons le terme *SIR* comme étant le rapport entre la puissance reçue P_1 du signal utile arrivant en premier à $\tau_1 = 0$ et la puissance P_2 du signal interférent arrivant à $\tau_2 = \Delta \tau$.

$$SIR = \frac{P_1}{P_2} = \frac{A_1^2}{A_2^2} \quad (5.53)$$

En particulier, nous allons présenter dans cette partie l'influence de l'écart fréquentiel relatif $\Delta f/R_b$, du retard relatif $\Delta \tau/T_b$, de la valeur E_b/N_0 du signal utile, ainsi de la valeur de

SIR en dB, sur les performances en termes de TEB du détecteur optimal et du détecteur SIC. Pour la simplicité, nous supposons que les phases à l'origine des deux signaux sont nulles.

Tout d'abord, afin de comparer entre le filtre biphase et le filtre NRZ, nous traçons l'écart type σ_{MUI_l} de l'équation (5.29) pour les deux filtres en fonction de $\Delta f/R_b$ et pour différentes valeurs de retards relatifs $\Delta\tau/T_b$. Nous obtenons les résultats suivants :

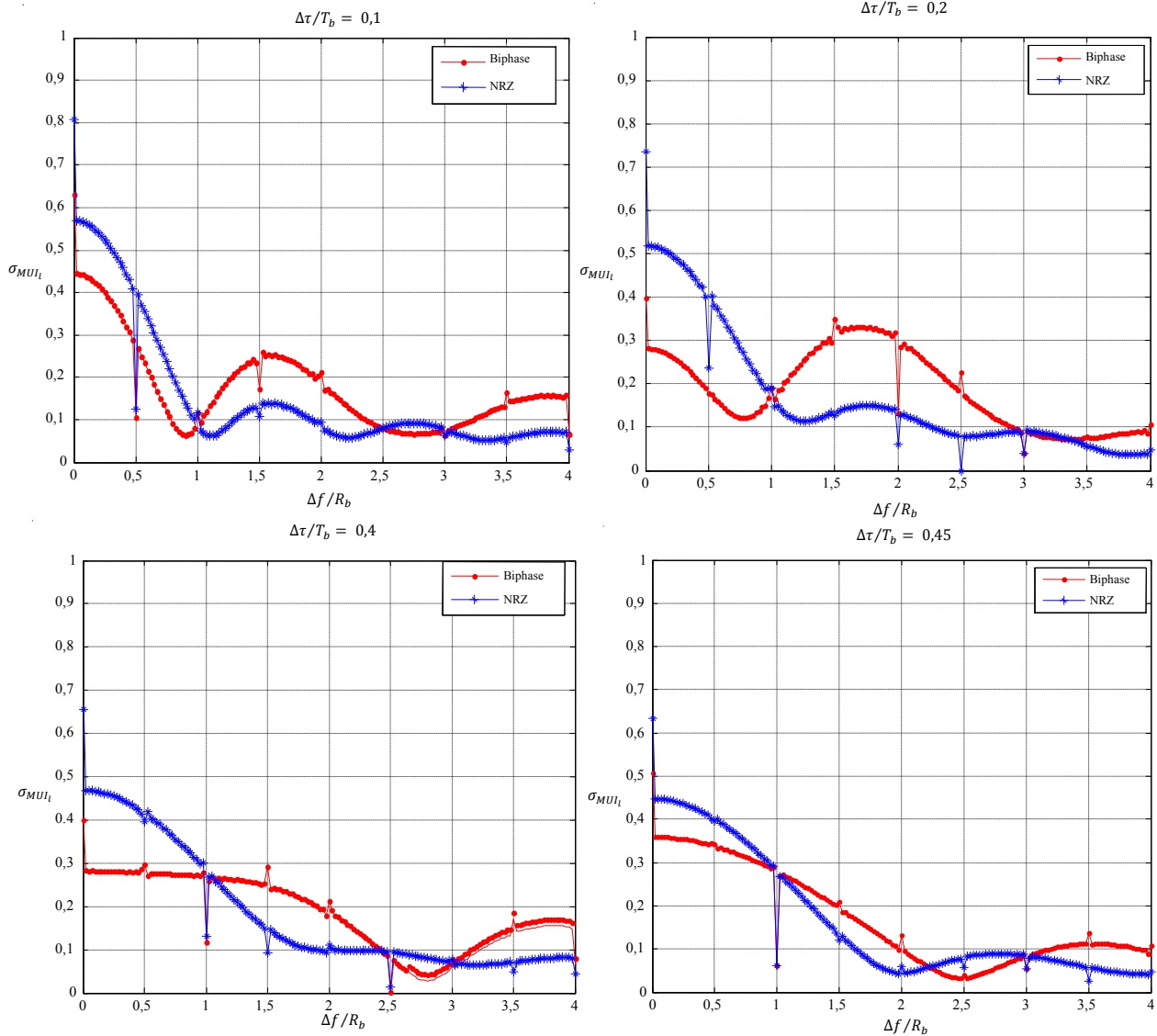


Figure 5.9 : Tracé de σ_{MUI_l} en fonction de $\Delta f/R_b$, pour différentes valeurs de $\Delta\tau/T_b$.

D'après les schémas de la Figure 5.9, nous remarquons que pour différentes valeurs de retards, la variance de la MUI pour un filtre biphase est inférieure à celle d'un filtre NRZ pour $\Delta f/R_b < 1$. Par contre et pour des écarts fréquentiels $\Delta f/R_b > 1$, le filtre NRZ devient favorable en général. Ceci est expliqué en regardant les spectres des deux filtres dans la Figure 5.10.

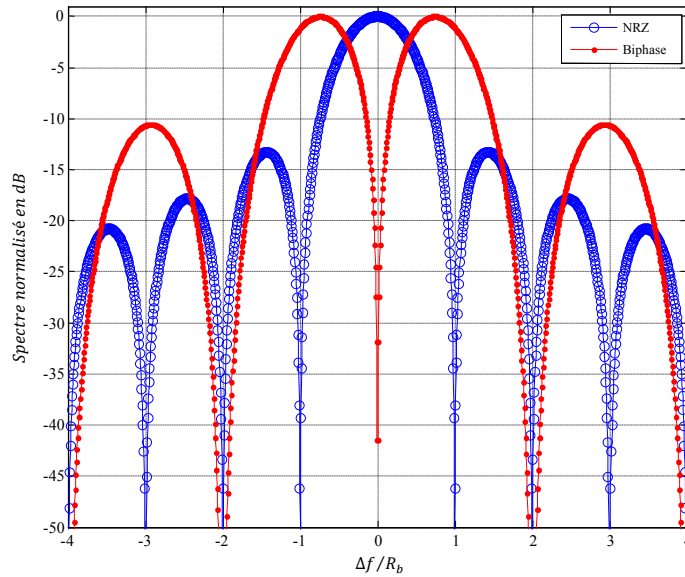
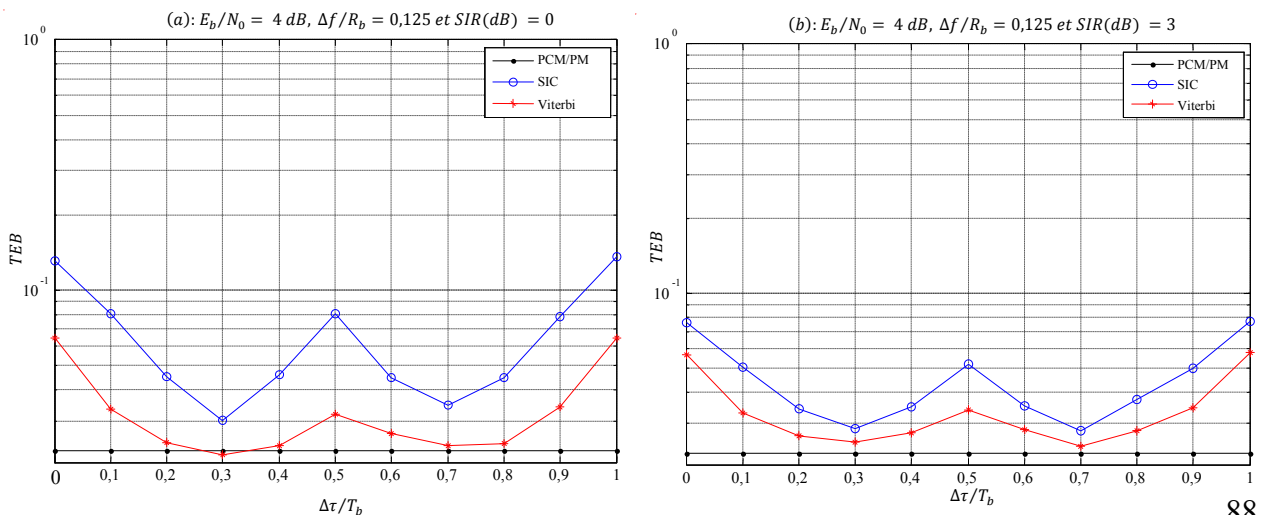


Figure 5.10 : Comparaison entre les spectres d'un filtre NRZ et d'un filtre biphase.

En regardant la figure ci-dessus, nous remarquons que les lobes secondaires du filtre NRZ sont inférieurs à ceux du filtre biphase. En outre, le lobe principal est de $2R_b$ pour le filtre NRZ tandis qu'il est de largeur $4R_b$ pour le filtre biphase. Ainsi, pour des écarts $\Delta f/R_b < 1$ entre deux signaux NRZ, le lobe principal d'un signal sera caché dans le lobe principal de l'autre signal et donc la corrélation entre les deux signaux est forte. Par contre, pour des écarts $\Delta f/R_b > 1$, le lobe principal d'un signal sera principalement interféré par les lobes secondaires de l'autre signal et donc la corrélation est moins forte.

L'avantage du filtre biphase réside alors dans sa capacité à démoduler, avec des meilleures performances en termes de TEB, des signaux séparés par des fréquences porteuses reçues proches telles que $\Delta f/R_b < 1$. Aussi, l'application du filtre biphase est importante dans le but de récupérer l'horloge au niveau du récepteur. Ainsi, nous nous limitons dans notre travail au filtre biphase comme le filtre de mise en forme dans le système Argos.

Maintenant, nous étudions l'influence du retard sur les performances du signal utile. Nous allons ainsi tracer les TEB des détecteurs MUD en fonction du retard relatif $\Delta\tau/T_b$ pour différentes valeurs de E_b/N_0 , de $\Delta f/R_b$ et de $SIR(dB)$. Nous obtenons les résultats suivants :



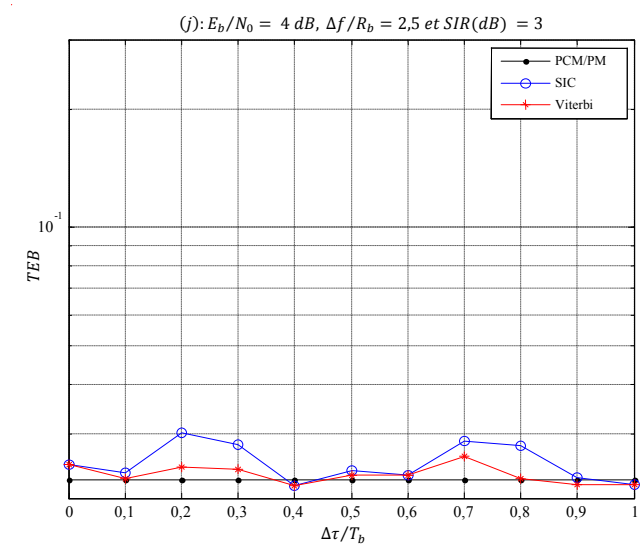
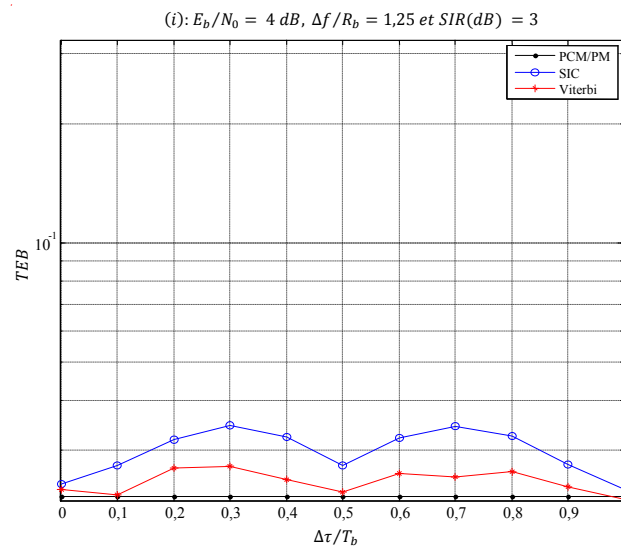
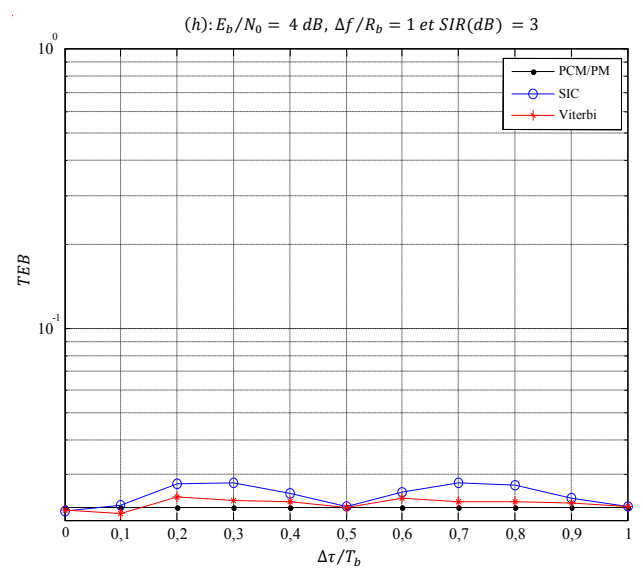
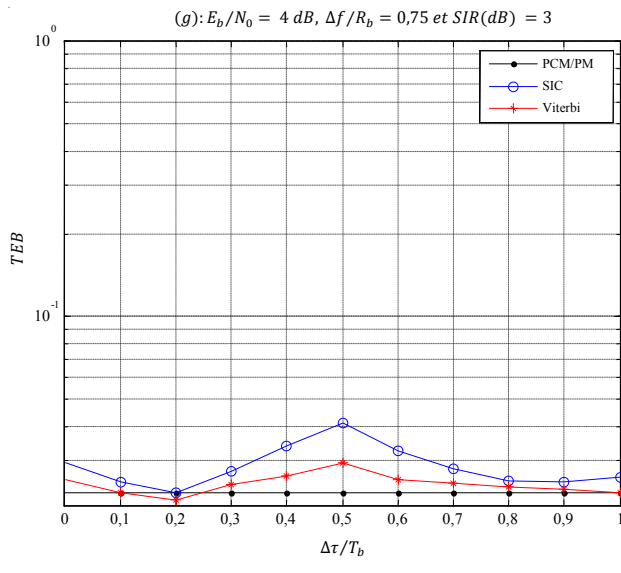
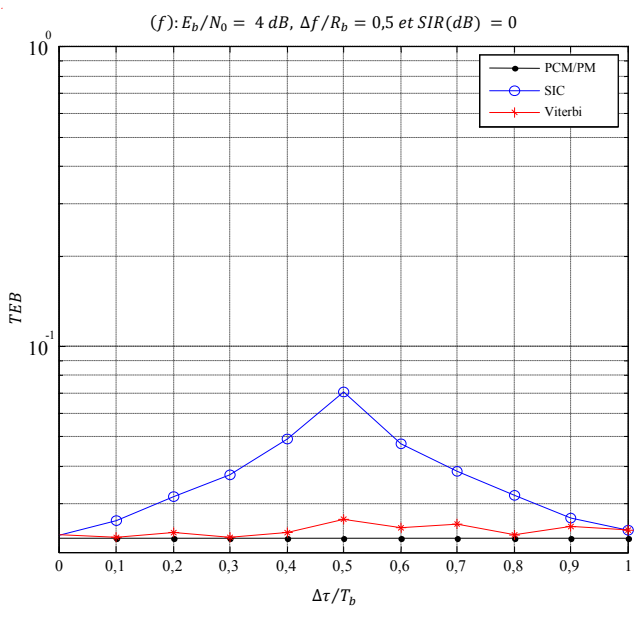
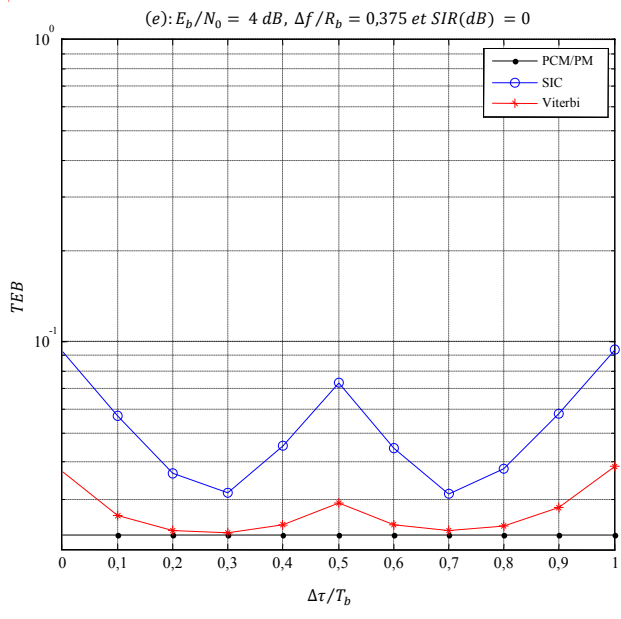


Figure 5.11 : Tracés des TEB en fonction de $\Delta\tau/R_b$, pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$ et de $SIR(\text{dB})$ avec $E_b/N_0 = 4 \text{ dB}$.

D'après les différents schémas de la Figure 5.11, nous remarquons que les performances en fonction de $\Delta\tau/T_b$ dépendent de l'écart fréquentiel $\Delta f/R_b$ entre les deux signaux. À titre d'exemple, pour un écart fréquentiel de $\Delta f/R_b = 0,75$, le schéma (g) montre que le TEB est minimal pour une valeur de $\Delta\tau/T_b = 0,2$ tandis que pour un $\Delta f/R_b = 1$, le TEB minimal est obtenu pour une transmission synchrone i.e. $\Delta\tau/T_b = 0$ comme il est montré dans le schéma (h). Pour expliquer ces résultats, nous allons tracer l'écart type σ_{MUI_l} de la MUI de l'équation (5.29) en fonction de $\Delta\tau/T_b$, pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$. Nous obtenons les résultats suivants :

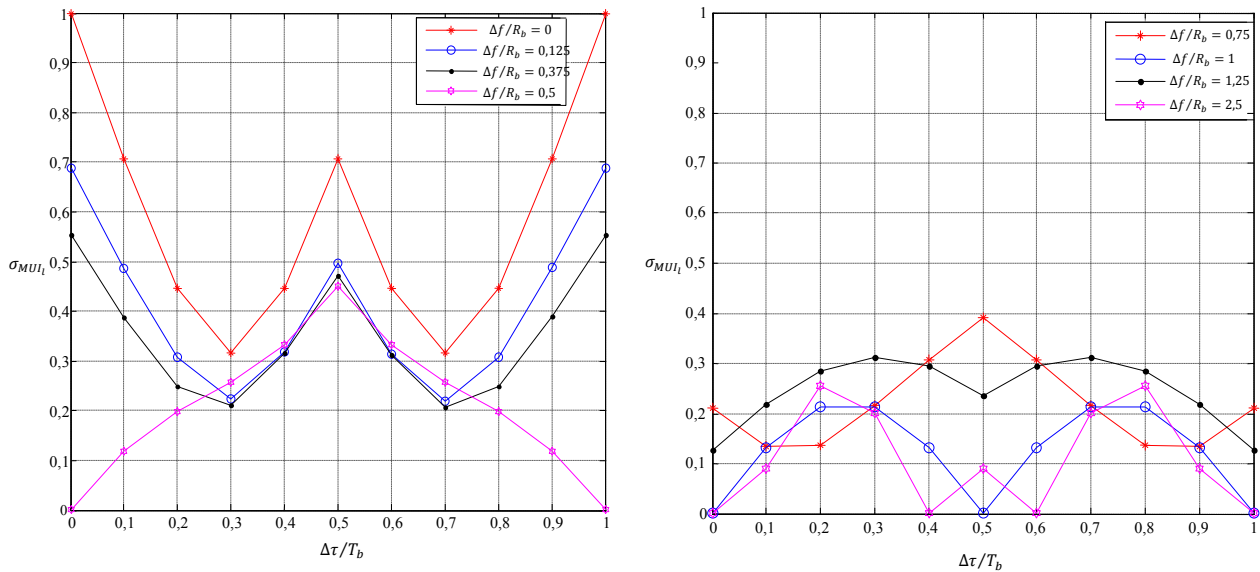


Figure 5.12 : Tracés de σ_{MUI_l} en fonction de $\Delta\tau/T_b$, pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$.

En comparant les schémas de la Figure 5.12 et les schémas de la Figure 5.11, nous remarquons que les performances en termes de TEB en fonction de $\Delta\tau/T_b$ dépendent directement de l'écart type σ_{MUI_l} de la MUI. À titre d'exemple, pour des écarts fréquentiels de $\Delta f/R_b = 0,75$ et de $\Delta f/R_b = 1$ respectivement, nous remarquons que les performances dans les schémas (g) et (h) de la Figure 5.11 sont exactement dues aux valeurs de σ_{MUI_l} de la Figure 5.12. Dans le schéma (g), le TEB est maximal pour un $\Delta\tau/T_b = 0,5$ vu que l'écart type de la MUI σ_{MUI_l} est maximal pour ce retard. De même, pour le schéma (h), le TEB est maximal pour un $\Delta\tau/T_b = 0,2$ par contre il est minimal pour une transmission synchrone ou pour un $\Delta\tau/T_b = 0,5$. Ceci est montré également dans la Figure 5.12.

D'une façon similaire au cas synchrone, nous traçons les dégradations $\delta(dB)$ en fonction de $\Delta\tau/T_b$ pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$ et de $SIR(dB)$ à $TEB_{ref} = 3,3 \cdot 10^{-3}$. Ces dégradations sont tracées pour le détecteur optimal fondé sur l'algorithme de Viterbi et pour le détecteur SIC. Voici quelques résultats obtenus :

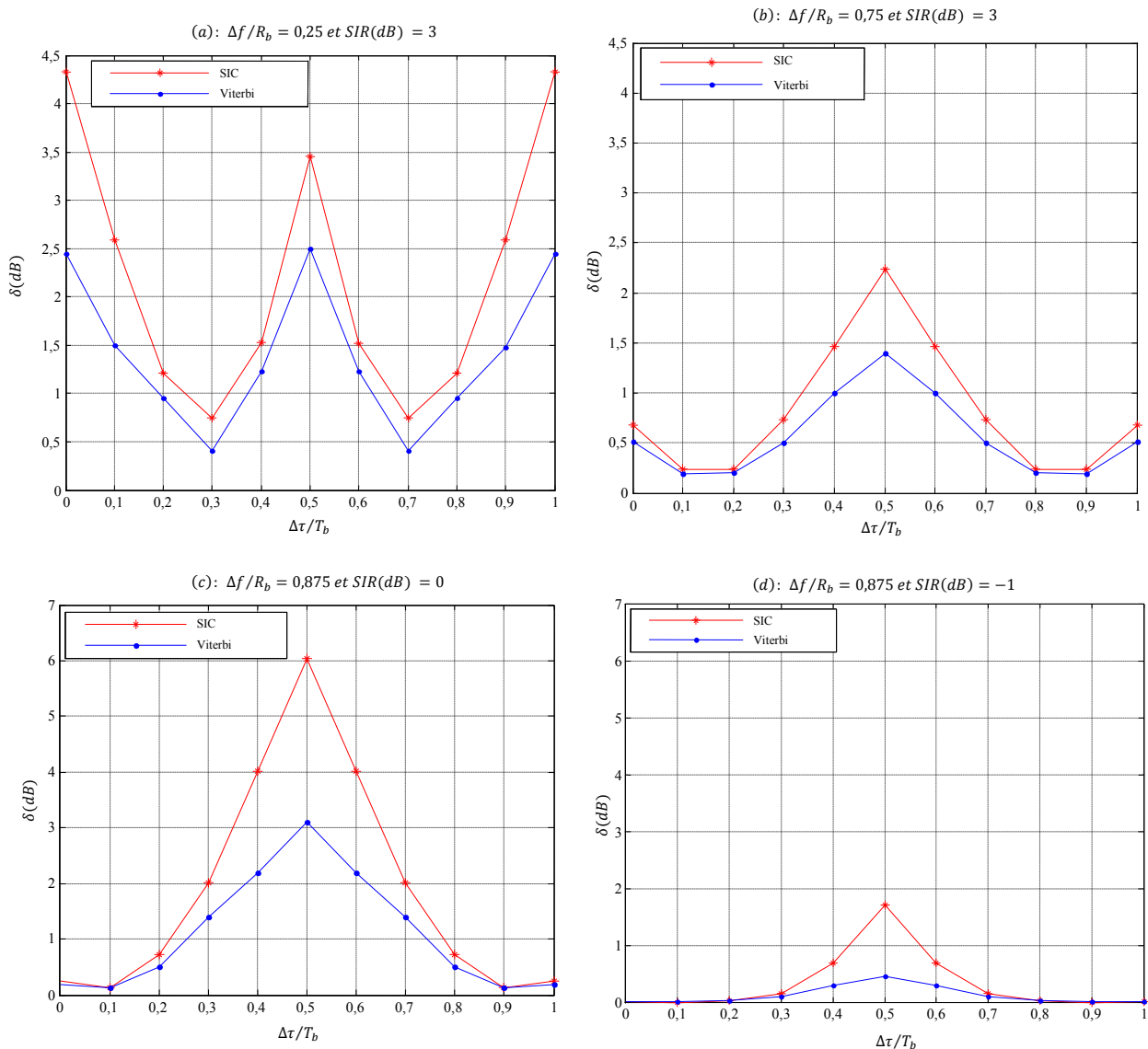


Figure 5.13 : Tracés des dégradations $\delta(dB)$ à $TEB_{ref} = 3,3 \cdot 10^{-3}$ en fonction de $\Delta\tau/T_b$ pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$ et de $SIR(dB)$.

Dans les schémas de la Figure 5.13, nous présentons les dégradations des détecteurs MUD dans le cas d’une transmission asynchrone. Évidemment, le détecteur optimal est toujours plus performant que le détecteur SIC. À titre d’exemple, afin de couvrir tous les retards possibles, le schéma (b) montre qu’une marge maximale de 2,3 dB est nécessaire, en utilisant le détecteur SIC. Par contre, en utilisant le détecteur optimal, la marge maximale nécessaire est de 1,5 dB.

Le détecteur SIC représente alors un compromis entre ses bonnes performances en termes de TEB d’une part et sa simplicité d’implantation d’autre part (détecteurs à seuil). Une raison supplémentaire du choix du détecteur SIC est due à la simplicité d’implantation des estimateurs numériques. Ces estimateurs sont basés sur une estimation disjointe des paramètres des différents signaux. Ceci est expliqué dans le chapitre suivant. Par conséquent, nous considérons par la suite le détecteur SIC dans le but d’implantation du récepteur MUD dans le système Argos.

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la transmission asynchrone de plusieurs signaux dans le système Argos. En particulier, nous avons présenté le modèle mathématique du signal reçu au niveau du récepteur ainsi que le calcul analytique des coefficients de corrélation entre les différents signaux. D'une manière similaire au cas synchrone, les coefficients de corrélation sont dépendants du temps et tiennent compte des écarts fréquentiels entre les différents signaux. En outre, les coefficients de corrélations dans le cas asynchrone tiennent compte des retards entre les différents signaux. Ces coefficients de corrélation sont calculés pour deux types de filtre de mise en forme : le filtre biphase et le filtre NRZ. Nous avons remarqué que le filtre biphase présente un avantage de pouvoir mieux démoduler des signaux ayant des fréquences porteuses reçues proches. Ceci est très probable dans le système Argos où les fréquences porteuses reçues des différentes balises peuvent être proches à cause de l'effet Doppler. Ensuite, nous avons adapté le détecteur optimal et le détecteur SIC afin de démoduler plusieurs signaux dans le système Argos. Le détecteur optimal est basé sur l'algorithme de Viterbi qui présente une complexité réduite par rapport à la recherche exhaustive. Cette complexité est exponentielle avec le nombre des signaux reçus simultanément. Des schémas de performances en termes de TEB et de dégradations sont présentés afin d'évaluer ces détecteurs MUD. Nous avons noté que le détecteur SIC représente un bon compromis les performances en termes de TEB d'une part et sa simplicité d'implantation d'autre part. Cette simplicité vient du fait que le détecteur SIC est formé tout simplement par des détecteurs à seuil. Ainsi, ce détecteur représente un bon choix d'implantation dans le système Argos. Les résultats ont été obtenus en supposant une estimation parfaite des amplitudes, des écarts fréquentiels et des retards au niveau du récepteur. Ceci est pratiquement non réalisable et des erreurs d'estimation sont inévitablement commises au niveau du récepteur. L'impact de ces erreurs d'estimations sur les performances en termes de TEB du détecteur SIC ainsi que l'implantation des différents estimateurs seront étudiés dans les chapitres suivants.

Chapitre 6

Impact de l'Estimation Imparfaite des Paramètres dans le système Argos

6.1 Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons proposé des détecteurs MUD dans le cas d'une transmission synchrone ainsi que le cas asynchrone pour le système Argos. En particulier, nous avons montré que le détecteur SIC offre un bon compromis entre la complexité et les performances en termes de TEB, par rapport au détecteur optimal fondé sur l'algorithme de Viterbi. Dans le détecteur SIC, les signaux émis par les balises sont démodulés successivement suivant l'ordre décroissant des puissances. À un étage quelconque donné, les bits démodulés du signal correspondant sont reconstruits afin de construire une réplique fiable de ce signal. Cette étape nécessite alors une estimation des différents paramètres de ce signal pour former cette réplique. Ces paramètres sont l'amplitude, l'écart fréquentiel, la phase à l'origine et le retard. Dans les chapitres précédents, nous avons supposé une estimation parfaite au niveau du récepteur de ces paramètres. Cette hypothèse simplificatrice va maintenant être abandonnée pour tenir compte des erreurs introduites par les estimateurs à bord du satellite. Ainsi, nous nous intéressons tout d'abord à l'impact de ces erreurs d'estimation sur les performances en termes de TEB du détecteur SIC. En effet, les erreurs d'estimations mènent à une augmentation du TEB. En d'autres termes, le SNR requis pour atteindre un certain TEB_{ref} en présence d'erreurs d'estimation est plus grand que le SNR requis pour atteindre ce même TEB_{ref} en l'absence d'erreurs. Ainsi, la présence d'erreurs d'estimation introduit une dégradation supplémentaire à un TEB_{ref} donné. La connaissance de la dégradation supplémentaire est d'une grande importance pour la conception du récepteur Argos. Cette dégradation nous informe sur le SNR supplémentaire qu'il faut ajouter à un signal donné afin de compenser une certaine gamme d'erreurs d'estimation d'un paramètre donné. D'un autre côté, pour une dégradation supplémentaire donnée, nous pourrions définir la gamme d'erreurs d'estimation qu'il est possible de compenser pour obtenir les mêmes performances que celles d'une transmission sans erreurs d'estimation.

De plus, nous allons déterminer les gammes de valeurs dans lesquelles la démodulation de plusieurs signaux est possible avec un certain TEB. Ceci dépend de plusieurs paramètres : le niveau de puissance des différents signaux, les écarts fréquentiels, les phases à l'origine, et les retards des différents signaux. L'étude permet de fournir des schémas montrant les gammes des différents paramètres dans lesquelles la démodulation sans erreurs est possible. Ces schémas sont présentés dans le cas d'une estimation parfaite et puis dans le cas d'une estimation imparfaite. Après avoir étudié les impacts des erreurs d'estimation, nous proposons des estimateurs numériques dont les variances sont comparées aux bornes de Cramer Rao (CRB). Nous terminons par une conclusion sur ce chapitre.

6.2 Définitions et critère de démodulation

Dans ce chapitre, nous considérons une transmission asynchrone avec ($K = 2$) balises séparées par un écart fréquentiel Δf et par un retard temporel $\Delta\tau$. Au contraire des chapitres précédents, nous supposons que les deux signaux sont utiles et nous nous intéressons donc à la récupération de ces deux signaux. Nous définissons alors le terme *PSR* (Power Separation Ratio) comme étant le rapport entre la puissance reçue P_1 du signal arrivant en premier à $\tau_1 = 0$ et la puissance reçue P_2 du signal arrivant à $\tau_2 = \Delta\tau$.

$$PSR = (P_1/P_2) = A_1^2/A_2^2 \quad (6.1)$$

Nous définissons le critère de démodulation suivant : "un signal p est démodulé sans erreurs ou parfaitement démodulé si son *TEB*, noté TEB_p , est inférieur ou égal à TEB_{ref} ". Le TEB_{ref} étant défini dans l'équation (4.64) et correspond à $(E_b/N_0)_{ref} = 6,72 \text{ dB}$. Ainsi, pour deux signaux $p \in [1, K]$ et $q \in [1, K]$ avec $p \neq q$, nous présentons trois cas possibles :

- cas 1 : les deux signaux p et q sont parfaitement démodulés.
- cas 2 : un seul signal p ou q est parfaitement démodulé.
- cas 3 : aucun signal n'est parfaitement démodulé.

Nous allons donc étudier les occurrences de ces trois cas possibles suivant les valeurs des paramètres suivants : le rapport *PSR*, le SNR du signal p noté par E_{b_p}/N_0 , l'écart fréquentiel relatif $\Delta f/R_b$, et le retard relatif $\Delta\tau/T_b$.

6.3 Dégradations et indicateur de performance

Dans ce paragraphe, nous allons définir un certain nombre d'indicateurs pour étudier les occurrences de l'un des trois cas possibles définis dans le paragraphe 6.2. Nous supposons tout d'abord une estimation parfaite des différents paramètres au niveau du récepteur. D'une manière similaire à l'équation (4.53), nous définissons la dégradation en décibels $\delta_p(\text{dB})$ du signal $p \in [1, K]$ à TEB_{ref} par :

$$\delta_p(\text{dB}) = (E_b/N_0)_p(\text{dB}) - (E_b/N_0)_{ref}(\text{dB}) \quad (6.2)$$

où $(E_b/N_0)_p$ désigne le SNR requis sur le signal p pour atteindre un TEB_p égal à TEB_{ref} et $(E_b/N_0)_{ref}$ désigne le SNR de référence pour une transmission mono utilisateur. De la même façon, nous définissons $(E_b/N_0)_q^{(p)}$ comme étant le SNR requis sur le signal q pour que le signal p atteigne un TEB_p égal à TEB_{ref} . L'équation (6.2) s'écrit alors :

$$\delta_p(\text{dB}) = \left[(E_b/N_0)_p(\text{dB}) - (E_b/N_0)_q^{(p)}(\text{dB}) \right] + \left[(E_b/N_0)_q^{(p)}(\text{dB}) - (E_b/N_0)_{ref}(\text{dB}) \right] \quad (6.3)$$

L'équation (6.3) se met sous la forme d'une somme des deux termes. Ainsi :

$$\begin{aligned} \delta_p(\text{dB}) &= \delta_p^S(\text{dB}) + \delta_p^T(\text{dB}) \\ \delta_p^S(\text{dB}) &= (E_b/N_0)_p(\text{dB}) - (E_b/N_0)_q^{(p)}(\text{dB}) \end{aligned} \quad (6.4)$$

$$\delta_p^T(dB) = (E_b/N_0)_q^{(p)}(dB) - (E_b/N_0)_{ref}(dB)$$

Le terme $\delta_p^S(dB)$ de l'équation (6.4) représente la différence en dB entre le SNR requis sur le signal p et le SNR requis sur le signal q pour atteindre un TEB_p égal à TEB_{ref} . Ainsi, nous aurons :

$$\delta_p^S(dB) = \begin{cases} +PSR(dB) & \text{si } p = 1 \text{ et } q = 2 \\ -PSR(dB) & \text{si } p = 2 \text{ et } q = 1 \end{cases} \quad (6.5)$$

Le terme $\delta_p^T(dB)$ de l'équation (6.4) désigne la différence en dB entre le SNR requis sur le signal p pour atteindre un TEB_p égal à TEB_{ref} et le SNR requis dans une transmission mono utilisateur pour atteindre TEB_{ref} . Les différents termes de l'équation (6.4) sont illustrés sur la Figure 6.1.

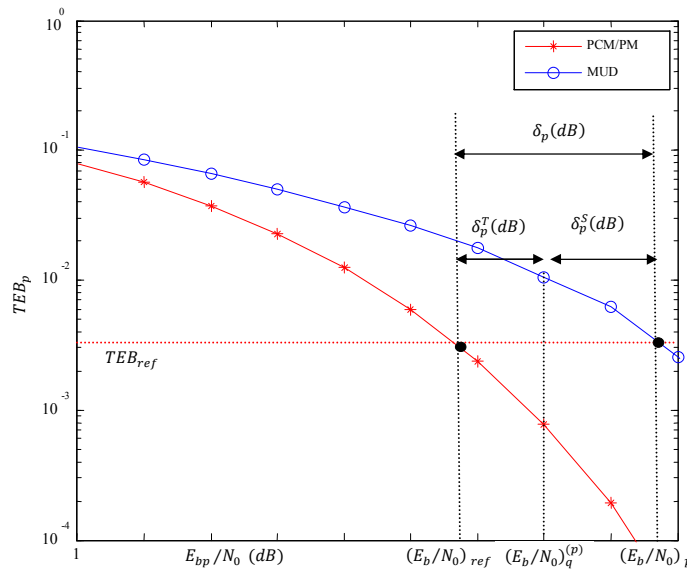


Figure 6.1 : Représentation des différentes définitions de dégradations à $TEB_{ref} = 3,3.10^{-3}$.

D'une manière similaire à l'équation (6.4), nous écrivons pour le signal q :

$$\delta_q(dB) = \delta_q^S(dB) + \delta_q^T(dB)$$

$$\delta_q^S(dB) = (E_b/N_0)_q(dB) - (E_b/N_0)_p^{(q)}(dB) \quad (6.6)$$

$$\delta_q^T(dB) = (E_b/N_0)_p^{(q)}(dB) - (E_b/N_0)_{ref}(dB)$$

Enfin, nous définissons l'indicateur de performance Δ_p par :

$$\Delta_p(dB) = \delta_q^T(dB) - \delta_p(dB) \quad (6.7)$$

En remplaçant le terme $\delta_q^T(dB)$ et le terme $\delta_p(dB)$ par leurs définitions dans les équations (6.6) et (6.2) respectivement, l'équation (6.6) s'écrit alors :

$$(E_b/N_0)_p^{(q)}(dB) = (E_b/N_0)_p(dB) + \Delta_p(dB) \quad (6.8)$$

D'après l'équation (6.8), quand le signal p atteint un TEB_p égal à TEB_{ref} avec un SNR de $(E_b/N_0)_p$, l'indicateur de performance Δ_p représente la valeur supplémentaire du SNR en dB qu'il faut ajouter à $(E_b/N_0)_p$ afin d'atteindre un TEB_q égal à TEB_{ref} . Ainsi, nous allons étudier les occurrences des trois cas possibles du paragraphe 6.2 suivant le signe de $\Delta_p(dB)$.

Pour un SNR sur le signal p de $(E_b/N_0)_p$, le signal p est parfaitement démodulé. Alors, pour une valeur positive de $\Delta_p(dB)$, l'équation (6.8) montre que le SNR requis sur le signal p doit être plus grand afin de démoduler parfaitement le signal q . Dans ce cas, un seul signal est parfaitement démodulé (signal p). Inversement, Pour un SNR sur le signal p de $(E_b/N_0)_p^{(q)}$, le signal q est parfaitement démodulé. En utilisant l'équation (6.8), celle montre que le SNR requis sur le signal p doit être plus petit afin de démoduler parfaitement le signal q . Dans ce cas, les deux signaux sont parfaitement démodulés. Similairement, nous obtenons les résultats pour une valeur négative de $\Delta_p(dB)$. Ces résultats sont résumés dans le Tableau 6.1.

	$TEB_p \leq TEB_{ref}$	$TEB_q \leq TEB_{ref}$
$\Delta_p(dB) > 0$	p est parfaitement démodulé	p et q sont parfaitement démodulés
$\Delta_p(dB) < 0$	p et q sont parfaitement démodulés	q est parfaitement démodulé

Tableau 6.1 : Influence de $\Delta_p(dB)$ sur la démodulation parfaite des différents signaux.

Enfin, le tracé de $\Delta_p(dB)$ dépend des courbes de dégradations des signaux p et q . En effet, en ayant la courbe de dégradation $\delta_q(dB)$ du signal q , nous pouvons, à partir de l'équation (6.6), déduire le terme $\delta_q^T(dB)$ étant donné que $\delta_q^S(dB)$ vaut $\pm PSR(dB)$. Le terme $\Delta_p(dB)$ de l'équation (6.7) est ainsi obtenu.

Nous illustrons ci-dessous les différentes dégradations à $TEB_{ref} = 3,3 \cdot 10^{-3}$ du détecteur SIC en supposant que $p = 1$ et $q = 2$. Nous allons tracer les trois termes suivants : $\delta_p(dB)$, $\delta_q(dB)$, et $\Delta_p(dB)$. Ces dégradations sont tracées en fonction du retard relatif $\Delta\tau/T_b$, pour différentes valeurs de $PSR(dB)$ et de $\Delta f/R_b$. Nous obtenons les résultats suivants :

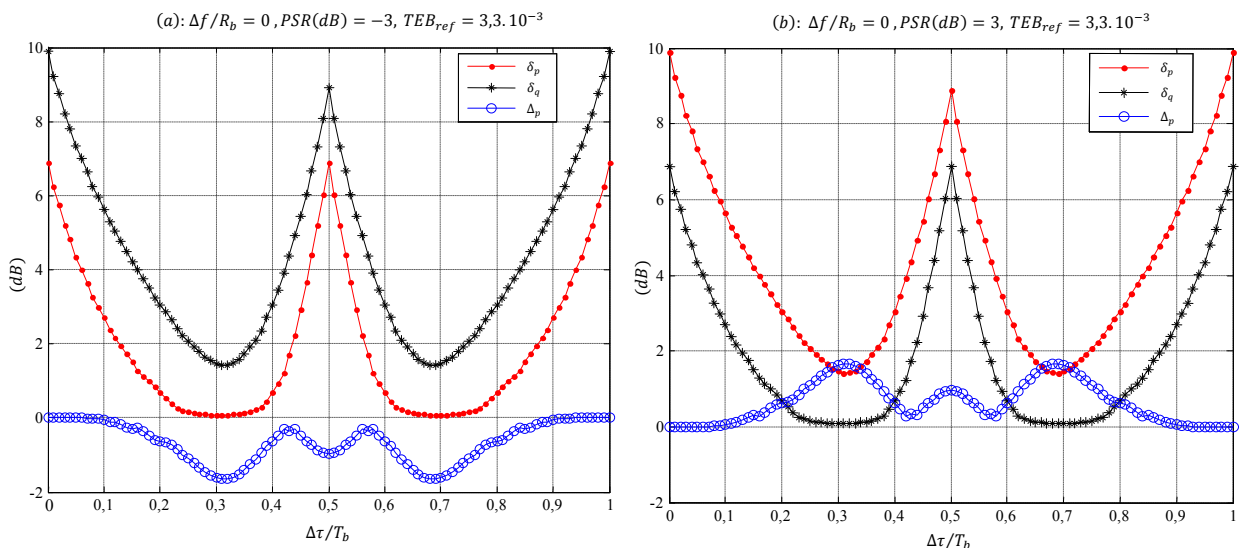


Figure 6.2 : Tracés des dégradations en fonction de $\Delta\tau/T_b$ pour $\Delta f/R_b = 0$ et $PSR(dB) = \pm 3$.

D'après le schéma (a) de la Figure 6.2, nous remarquons que $\Delta_p(dB)$ est négatif pour toutes les valeurs de $\Delta\tau/T_b$. Ainsi, d'après le Tableau 6.1, nous avons que les deux signaux sont parfaitement démodulés si et seulement si le signal p est parfaitement démodulé. En se basant alors sur $\delta_p(dB)$ du schéma (a) et afin de couvrir tous les retards possibles entre les deux signaux, le signal p présente une dégradation maximale de 6,9 dB. Par conséquent, la valeur minimale du SNR requise sur le signal p afin de le démoduler parfaitement est de 13,62 dB (6,9 dB provenant de la dégradation $\delta_p(dB)$ et 6,72 dB provenant du SNR de référence). Alors, d'après l'équation (6.1), le SNR minimal requis sur le signal q est de 16,62 dB. Avec ces valeurs de SNR, nous pouvons garantir la démodulation parfaite des deux signaux quel que soit le retard et l'écart fréquentiel entre eux, étant donné que la valeur $\Delta f/R_b = 0$ représente le pire des cas. Par contre, la condition $|PSR(dB)| \geq 3$ est exigée. De même, en fixant une valeur du SNR de 10 dB sur le signal p , qui est à 3,28 dB au dessus du SNR de référence, le signal p est alors parfaitement démodulé pour les retards appartenant à $[0,0793 T_b, 0,455 T_b]$ et à $[0,5793 T_b, 0,955 T_b]$. Ces intervalles représentent 75% de l'intervalle de temps global.

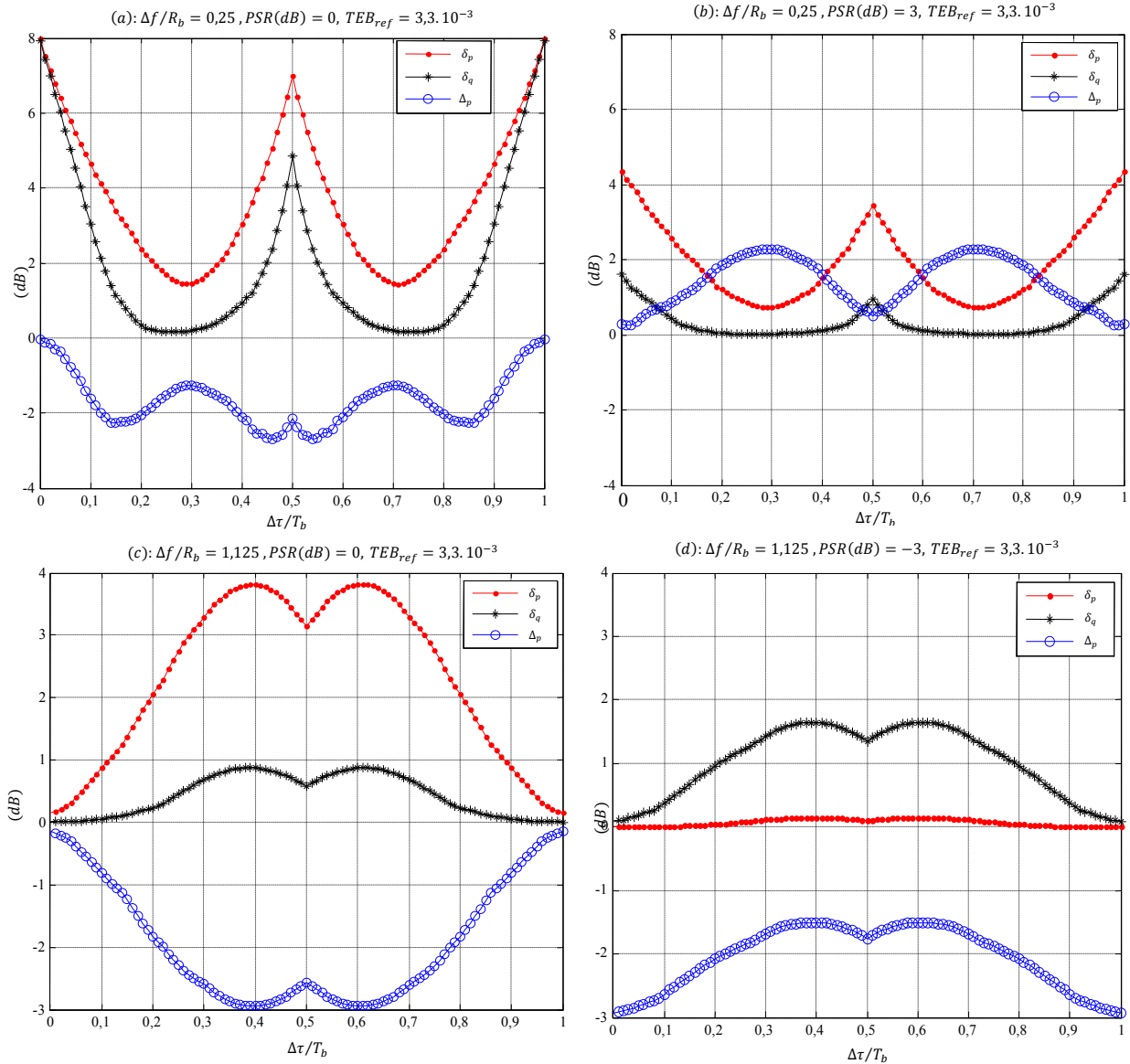


Figure 6.3: Dégradations en fonction de $\Delta\tau/T_b$ pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$ et de $PSR(dB)$.

Dans la Figure 6.3, nous avons présenté d'autres résultats obtenus pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$ et $PSR(dB)$. À titre d'exemple, pour des signaux de puissance égales, nous avons, d'après le schéma (a), une valeur négative de $\Delta_p(dB)$. Ainsi, la démodulation parfaite du signal p garantit la démodulation parfaite des deux signaux (Tableau 6.1). Afin de couvrir tous les retards possibles entre les deux signaux, une dégradation maximale $\delta_p = 8 dB$ est nécessaire. Alors, la valeur minimale de SNR requise sur chaque signal afin de le démoduler parfaitement doit être de $14,72 dB$. Ainsi, pour un écart fréquentiel de $\Delta f/R_b = 0,25$ entre les deux signaux, cette valeur minimale du SNR sur un chaque signal est capable de démoduler parfaitement les deux signaux quel que soit le rapport PSR . Ceci est évident puisque $PSR(dB) = 0$ représente le pire des cas.

Pour résumer tous ces résultats, nous allons définir les gammes des paramètres dans lesquelles la démodulation parfaite des deux signaux est réalisable. Nous allons ainsi tracer tous les cas possibles pour une démodulation parfaite, en fonction des différentes valeurs des retards et des écarts fréquentiels. Nous obtenons les résultats suivants :

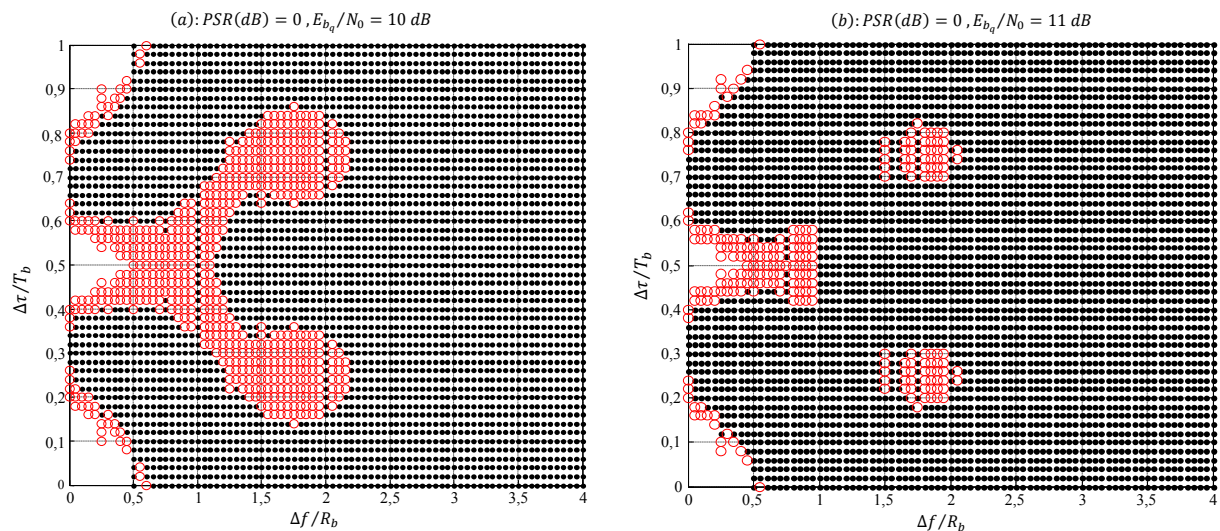


Figure 6.4 : Surfaces de démodulation en fonction de $\Delta f/R_b$ et de $\Delta\tau/T_b$, pour des signaux à puissance égale.

Dans la Figure 6.4, les points ‘.’ représentent les cas où les deux signaux p et q sont parfaitement démodulés tandis que les cercles ‘o’ représentent les cas où un seul signal est parfaitement démodulé. La surface sans points représente les cas où aucun des deux signaux n’est parfaitement démodulé. Ces schémas fournissent des informations intéressantes puisqu’ils nous informent sur la gamme des paramètres dans laquelle le détecteur SIC est opérationnel. En d’autres termes, pour des valeurs connus des SNRs des deux signaux, nous pouvons savoir le pourcentage de cas dans lesquels nous démodulons parfaitement les deux signaux. À titre d’exemple, pour des signaux à puissance égale, le schéma (b) de la Figure 6.4 montre que pour un SNR de $11 dB$ sur chaque signal, nous démodulons parfaitement les deux signaux dans 90% des cas possibles. Ceci suppose que l’écart fréquentiel ainsi que le retard entre les deux signaux soient des lois uniformément réparties. Cette hypothèse est réaliste dans la mesure où il n’y a pas de raison physique qui pourrait expliquer que le retard ou le décalage de fréquence prennent des valeurs particulières.

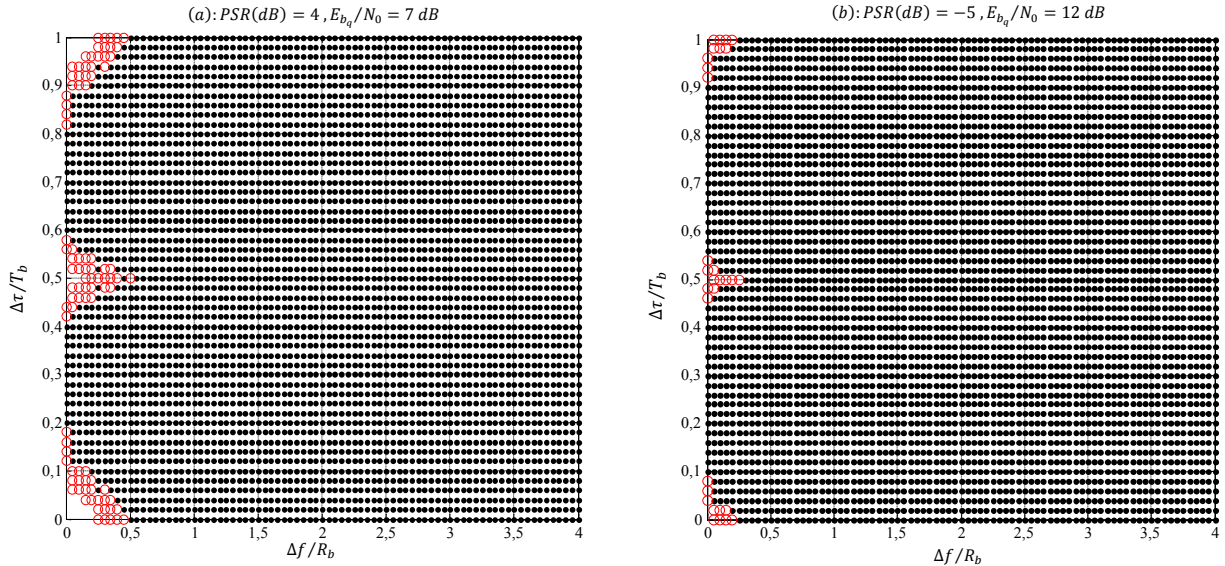


Figure 6.5 : Surfaces de démodulation en fonction de $\Delta f/R_b$ et de $\Delta\tau/T_b$, pour des valeurs de E_{b_q}/N_0 et de $PSR(dB)$.

Afin de démoduler parfaitement les deux signaux avec un écart fréquentiel $\Delta f/R_b > 0,5$, le schéma (a) de la Figure 6.5 montre que le SNR minimal requis sur le signal q doit être de 7 dB. De plus, le SNR requis sur le signal p doit être supérieur ou égal à 11 dB (7 dB + 4 dB). Ces valeurs de SNR garantissent la démodulation parfaite des deux signaux quel que soit le retard entre les deux signaux. De même, d'après le schéma (b), pour des SNRs de 7 dB et 12 dB sur les signaux p et q respectivement, nous garantissons la démodulation parfaite des 99% des cas possibles.

Enfin, le calcul du TEB du système Argos doit tenir compte de la PDF (Power Density Function) du SNR. Les SNR des balises suivent approximativement une loi gaussienne de moyenne μ_p et d'écart type σ_{snr} . Pour calculer μ_p et σ_{snr} , nous nous fondons sur des mesures [Guillon, 2007] qui donnent les valeurs à $-3\sigma_{snr}$ et $+3\sigma_{snr}$ de 11 dB et 40 dB respectivement. Nous avons alors $\mu_p = 25,5$ dB et $\sigma_{snr} = 4,83$ dB.

Connaissant les PDF des SNRs, nous allons alors procéder à deux tirages de SNR suivant la loi gaussienne telle que définie précédemment. Pour chacun de ces tirages, nous considérons un écart fréquentiel $\Delta f/R_b$ aléatoire ainsi qu'un retard aléatoire $\Delta\tau/T_b$ entre les deux signaux. À partir des résultats de simulation, nous ne retenons que les démodulations ne présentant aucune erreur. Nous obtenons alors des résultats intéressants puisque plus de 98% des messages modulés n'ont présenté aucune erreur.

Cette étude montre le vif intérêt du détecteur SIC à deux étages dans le cadre des évolutions du système Argos pour la démodulation des balises reçues dans le même créneau temps/fréquence. Nous avons montré que, contrairement à la génération actuelle du système Argos où on perd les données de la balise secondaire, le détecteur SIC permet de démoduler sans erreurs jusqu'à plus de 98% des balises reçues. Pour poursuivre cette étude, il conviendra de considérer de vraies démodulations en supposant une estimation imparfaite au niveau des différents paramètres. Ceci est détaillé dans le paragraphe suivant.

6.4 Impacts des estimations imparfaites des paramètres

Dans cette partie, nous considérons une estimation imparfaite des paramètres. Nous considérons, dans ce qui suit, que le signal p est le signal ayant la puissance la plus forte. Ainsi, pour le détecteur SIC, nous démodulons tout d'abord le signal p à l'aide d'un simple détecteur conventionnel. Cette étape nécessite l'estimation des paramètres du signal p . En particulier, nous estimons la fréquence, la phase à l'origine, et le retard. Une estimation imparfaite de ces paramètres dégrade le TEB du signal p . Ensuite, les bits estimés du signal p sont remodulés afin de construire une réplique du signal p . Cette réplique dépend des paramètres estimés du signal p . Une estimation imparfaite de ces paramètres mène à une réplique du signal p moins fiable et donc sa soustraction du signal d'origine dégrade les performances en termes du TEB du faible signal q . En outre, la démodulation du signal q à l'aide d'un détecteur conventionnel nécessite aussi une estimation des paramètres du signal q . Ainsi, une estimation imparfaite des paramètres du signal q dégrade en plus les performances du signal q . Nous allons nous intéresser, dans cette partie, aux impacts d'une estimation imparfaite des paramètres du signal p et du signal q sur la démodulation de ces deux signaux.

Une estimation imparfaite des paramètres du signal p augmente le TEB du signal p et celui du signal q . Ainsi, le nouveau SNR requis sur le signal p pour atteindre un TEB_p égal à TEB_{ref} est $(E_b/N_0)_p^{(\varepsilon)}(dB)$. De même, le nouveau SNR requis sur le signal q pour atteindre un TEB_q égal à TEB_{ref} est $(E_b/N_0)_q^{(\varepsilon)}(dB)$. L'exposant ε désigne la présence d'une estimation imparfaite au niveau des paramètres du signal p . Ainsi, la dégradation du signal p et celle du signal q à TEB_{ref} tenant compte d'une estimation imparfaite sur le signal p s'écrivent alors :

$$\begin{aligned}\delta_p^{(\varepsilon)}(dB) &= (E_b/N_0)_p^{(\varepsilon)}(dB) - (E_b/N_0)_{ref}(dB) \\ \delta_q^{(\varepsilon)}(dB) &= (E_b/N_0)_q^{(\varepsilon)}(dB) - (E_b/N_0)_{ref}(dB)\end{aligned}\tag{6.9}$$

Ces dégradations prennent en considération les dégradations dues à la MUI et celles dues à une estimation imparfaite sur le signal p . Nous écrivons alors :

$$\begin{aligned}\delta_p^{(\varepsilon)}(dB) &= \delta_p(dB) + \varepsilon_p(dB) \\ \delta_q^{(\varepsilon)}(dB) &= \delta_q(dB) + \varepsilon_q(dB)\end{aligned}\tag{6.10}$$

où $\varepsilon_p(dB)$ et $\varepsilon_q(dB)$ représentent les dégradations supplémentaires sur les signaux p et q dues à une estimation imparfaite des paramètres du signal p . Elles s'écrivent alors :

$$\begin{aligned}\varepsilon_p(dB) &= (E_b/N_0)_p^{(\varepsilon)}(dB) - (E_b/N_0)_p(dB) \\ \varepsilon_q(dB) &= (E_b/N_0)_q^{(\varepsilon)}(dB) - (E_b/N_0)_q(dB)\end{aligned}\tag{6.11}$$

En outre, une estimation imparfaite des paramètres du signal q engendre une dégradation supplémentaire sur le signal q . Nous faisons l'hypothèse simplificatrice que cette dégradation est la même que $\varepsilon_p(dB)$. Ainsi, la dégradation totale $\delta_{q_t}^{(\varepsilon)}(dB)$ sur le signal q s'écrit :

$$\delta_{qt}^{(\varepsilon)}(dB) \approx \delta_q(dB) + [\varepsilon_q(dB) + \varepsilon_p(dB)] \quad (6.12)$$

Afin d'étudier les impacts des erreurs d'estimations sur le signal p , nous notons les erreurs de l'amplitude noté ε_{A_p} , de la phase noté $\varepsilon_{\theta'_p}$ et du retard noté ε_{τ_p} [Buzzi, et al., 2003] :

$$\varepsilon_{A_p} = \frac{\hat{A}_p - A_p}{A_p}, \quad \varepsilon_{\theta'_p} = \hat{\theta}'_p - \theta'_p, \quad \varepsilon_{\tau_p} = \frac{\hat{\tau}_p - \tau_p}{T_b} \quad (6.13)$$

où \hat{A}_p , $\hat{\theta}'_p$, $\hat{\tau}_p$ désignent les estimations de l'amplitude A_p , de la phase θ'_p , et du retard τ_p du signal p . Par contre, nous supposons une estimation parfaite de la fréquence porteuse reçue.

En traçant ainsi les dégradations $\varepsilon_p(dB)$ et $\varepsilon_q(dB)$ pour différentes valeurs des erreurs d'estimation de l'équation (6.13), nous pourrions déduire la gamme d'erreurs qui peuvent être compensées, afin d'obtenir de bonnes performances en termes de TEB.

6.4.1 Bornes de Cramer Rao (CRB)

Afin de simuler les impacts des erreurs d'estimation, il est nécessaire de se présenter dans un cas réel et de regarder l'ordre de grandeur des valeurs atteintes théoriquement par les erreurs d'estimation de l'équation (6.13). Ceci est possible grâce aux valeurs des CRB qui représentent les variances minimales atteintes par n'importe quel estimateur non biaisé (Moeneclaey, 1998). Ainsi, si $\hat{\lambda}$ représente une estimation d'une variable déterministe λ , la variance minimale de l'erreur ($\hat{\lambda} - \lambda$) est donnée par :

$$\text{var}(\hat{\lambda} - \lambda) \geq CRB(\lambda) \geq MCRB(\lambda) \quad (6.14)$$

où $CRB(\lambda)$ désigne la CRB de la variable λ . Vue la complexité du calcul des CRBs, des valeurs modifiées ont été calculées. Ces valeurs sont connues sous le nom de MCRB et sont inférieures aux valeurs de CRB [Gini, et al., 1998].

Dans le cas d'une transmission d'un seul signal p , les MCRBs de l'amplitude, de la phase et du retard sont données par [N.D'Andrea, et al., 1994], [Delmas, 2008] :

$$\begin{aligned} MCRB(A_p) &= \frac{A_p^2}{2 L_p (E_{b_p}/N_0) \sin^2(m)} \\ MCRB(\theta'_p) &= \frac{1}{2 L_p (E_{b_p}/N_0) \sin^2(m)} \\ MCRB(\tau_p) &= \frac{T_b^2}{8 \pi^2 L_p \xi (E_{b_p}/N_0) \sin^2(m)} \end{aligned} \quad (6.15)$$

où L_p désigne la longueur du message en nombre de symboles et ξ désigne la dispersion fréquentielle qui dépend du filtre $h(t)$ et donnée par [N.D'Andrea, et al., 1994] :

$$\xi = \frac{T_b^2 \int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |H(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df} \quad (6.16)$$

où $H(f)$ représente la transformée de fourrier du filtre de mise en forme $h(t)$.

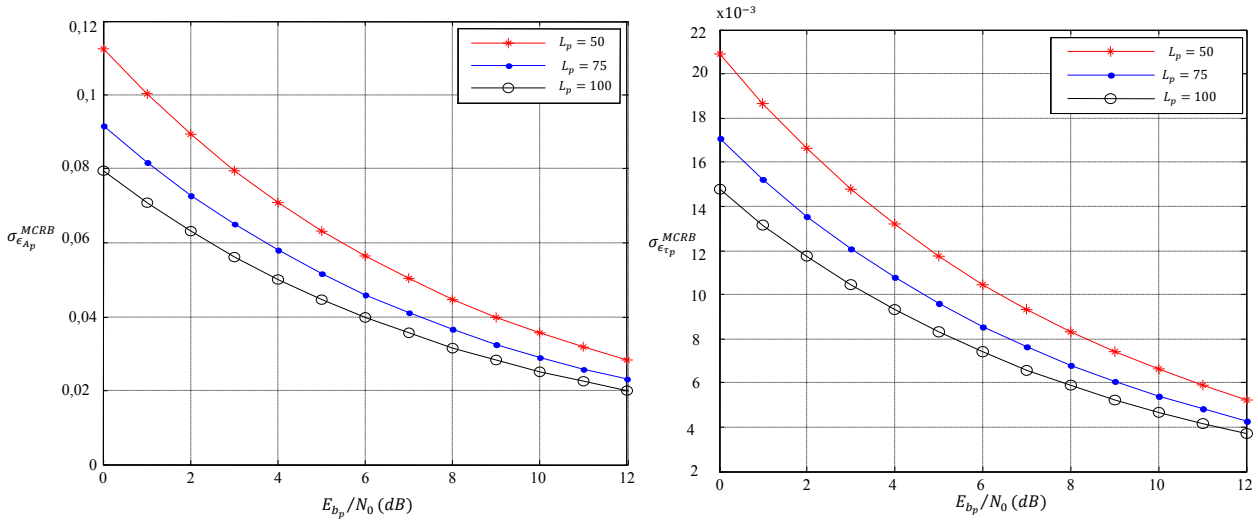
Dans le cadre de la détection multi utilisateurs, deux types d'estimations sont possibles : une estimation conjointe et une estimation disjointe. Pour une estimation conjointe, les paramètres des deux signaux sont estimés simultanément. Les CRBs de ces différents estimateurs sont citées dans [Zheng, et al., 1997], [G.Strom, et al., 1996], [Zhenghui, et al., 2000]. Pour une estimation disjointe, les paramètres de chaque signal sont estimés indépendamment. Dans ce cas, les CRB d'une transmission mono utilisateur de l'équation (6.15) représentent toujours les bornes des estimateurs à atteindre.

Dans la littérature de l'estimation conjointe, les estimateurs des différents paramètres sont fondés sur une estimation récursive [Member, et al., 1993], [K.Moon, et al., 1994], [Steinberg, et al., 1994], [Xie, et al., 1990], [Moon, et al., 1990], [Biradar, et al., 2002], [Lim, et al., 1997]. En d'autres termes, à chaque instant uT_b , nous estimons les différents paramètres pour cet instant. Au bout d'un certain nombre de symboles u_0 , l'estimation d'un paramètre donné converge et ainsi le paramètre est estimé. Mathématiquement, ceci est donné par :

$$\lim_{u \rightarrow u_0} P \left(\|\hat{\lambda}(u_0) - \lambda\|^2 \geq \varepsilon \right) \forall \varepsilon > 0 \quad (6.17)$$

où $\hat{\lambda}(u_0)$ représente l'estimé de λ à l'instant u_0T_b . Malgré les bonnes performances de ces estimateurs, toutefois leurs implantations n'est pas une solution possible étant donnée la transmission en mode paquet du système Argos. Alors, ces estimateurs ne disposent pas d'un temps suffisant pour converger et donc ils ne sont pas adaptés à notre système.

Pour cela, nous allons nous intéresser à une estimation disjointe des paramètres. Nous allons alors adapter les différents estimateurs utilisés dans une transmission mono utilisateur à notre système multi utilisateurs. En ayant les MCRBs des différents paramètres dans l'équation (6.15), nous allons tracer les écarts types correspondants des erreurs d'amplitude et de retard notés respectivement par $\sigma_{\varepsilon_{Ap}}^{MCRB}$ et $\sigma_{\varepsilon_{\tau p}}^{MCRB}$.



Pour l'erreur de phase, la MCRB correspondante possède la même valeur que celle de l'erreur d'amplitude. Les schémas ci-dessus permettent d'avoir un ordre de grandeur des erreurs d'estimation qui se situent dans l'intervalle $[-3\sigma_{\epsilon_p}, +3\sigma_{\epsilon_p}]$ dans 99% des cas pour la loi normale. En conséquence, nous allons considérer une erreur maximale d'amplitude de 20% tandis qu'une erreur maximale de retard de 6%.

6.4.2 Résultats de simulation

Tout d'abord, nous commençons à présenter l'impact d'une estimation imparfaite de l'amplitude du signal p sur la démodulation du signal q . Nous supposons aussi que $p = 1$ et $q = 2$. Pour cela, nous allons tracer les dégradations $\delta_p^{(\epsilon)}$ (dB) et $\delta_q^{(\epsilon)}$ (dB) de l'équation (6.9) en fonction de $\Delta\tau/T_b$ pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$, de PSR et de ϵ_{A_p} .

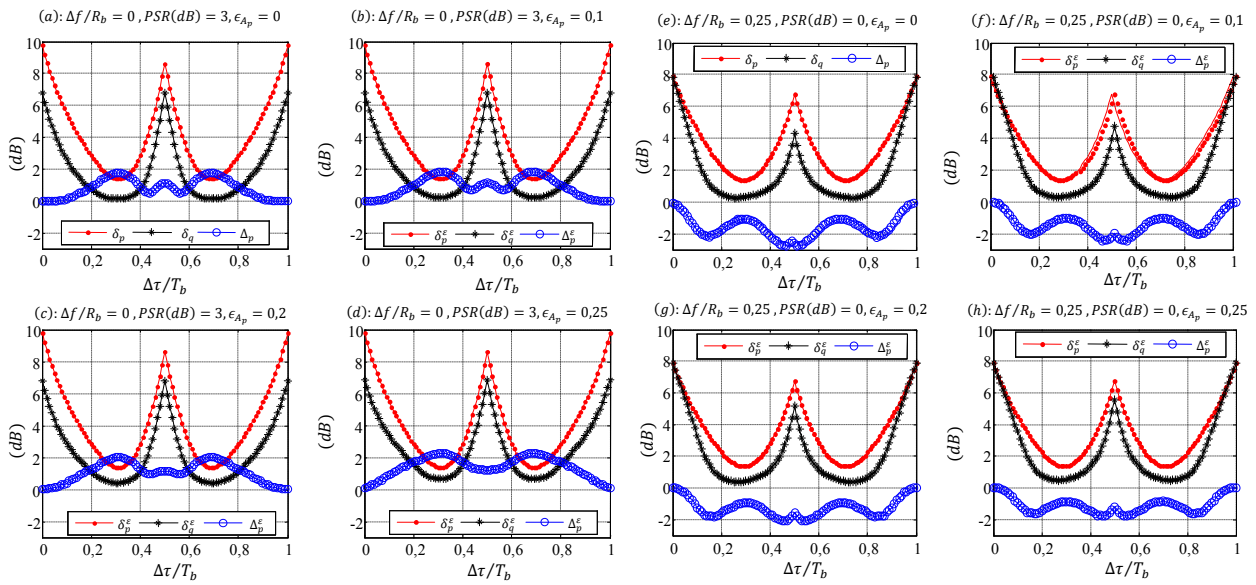


Figure 6.6 : Effet d'une erreur d'amplitude ϵ_{A_p} sur les dégradations $\delta_p^{(\epsilon)}$ (dB) et $\delta_q^{(\epsilon)}$ (dB).

D'après la Figure 6.6, nous remarquons que la dégradation $\delta_p^{(\epsilon)}$ (dB) ne dépend pas de l'erreur d'amplitude ϵ_{A_p} . Ceci est évident étant donné qu'une estimation imparfaite sur l'amplitude du signal p aura un effet seulement sur la démodulation du signal q . D'autre part, nous remarquons que la dégradation $\delta_q^{(\epsilon)}$ (dB) est robuste vis-à-vis d'une erreur d'amplitude ϵ_{A_p} . En effet, pour une erreur de 25% sur l'amplitude du signal p ($\epsilon_{A_p} = 0,25$), la dégradation $\delta_q^{(\epsilon)}$ (dB) ne présente pas une grande augmentation par rapport au cas d'une estimation parfaite ($\epsilon_{A_p} = 0$). En particulier et pour $\epsilon_{A_p} = 0,25$, le schéma (d) montre que la dégradation supplémentaire maximale ϵ_q est de 0,6 dB par rapport au cas d'une estimation parfaite.

En outre, dans les schémas (a), (b), (c) et (d), la valeur de $\Delta_p^{(\epsilon)}$ (dB) est positive pour toutes les valeurs de $\Delta\tau/T_b$. Ainsi, la démodulation parfaite du signal q garantit la démodulation parfaite des deux signaux (Tableau 6.1). En se fondant alors sur $\delta_q^{(\epsilon)}$ (dB) et afin de couvrir tous les retards possibles, les SNRs requis sur les signaux q et p sont respectivement

13,62 dB et 16,62 dB (cf. Figure 6.2). Ces valeurs de SNR garantissent la démodulation parfaite des deux signaux quel que soit le retard et l'écart fréquentiel entre eux, avec une erreur de 25% sur l'amplitude du signal p .

D'autre part, en fixant une valeur du SNR de 8,72 dB sur le signal q , qui est à 2 dB au dessus de SNR de référence, le signal q est parfaitement démodulé sur 60% de l'intervalle de temps global pour une estimation parfaite de l'amplitude. Pour une erreur d'amplitude de 25%, le signal q est parfaitement démodulé sur 56% de l'intervalle de temps global. Ceci prouve la robustesse du détecteur SIC suite à une estimation imparfaite de l'amplitude.

Également, dans les schémas (e), (f), (g) et (h), nous avons une valeur négative de $\Delta_p^{(\epsilon)}$ (dB). Ainsi, la démodulation parfaite des deux signaux nécessite la démodulation parfaite du signal p . Etant donné que la dégradation du signal p est indépendante de l'erreur d'amplitude, nous déduisons que les conditions de démodulation parfaite des deux signaux est indépendante de l'erreur d'amplitude ϵ_{A_p} .

Pour visualiser l'impact d'une erreur d'amplitude ϵ_{A_p} , nous allons tracer la dégradation supplémentaire ϵ_q (dB) sur le signal q de l'équation (6.10) en fonction de ϵ_{A_p} et pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$, de PSR et de $\Delta\tau/T_b$. Nous obtenons les résultats suivants :

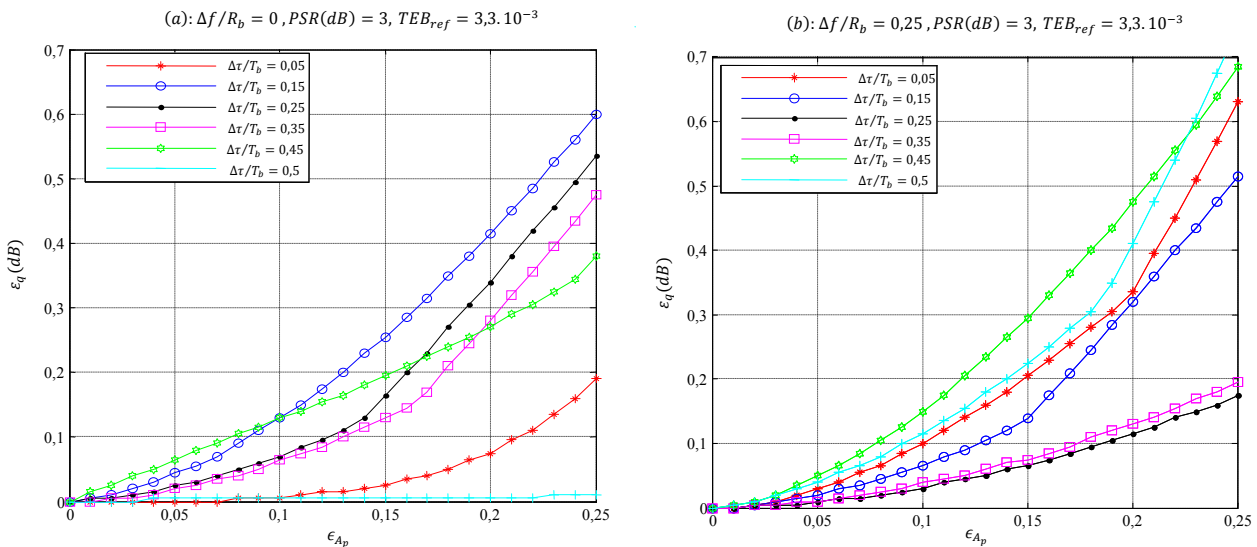


Figure 6.7 : Tracés de ϵ_q (dB) en fonction d'une erreur d'amplitude ϵ_{A_p} pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$, de PSR et de $\Delta\tau/T_b$.

Les schémas (a) et (b) de la Figure 6.8 montrent de nouveau la robustesse du détecteur SIC vis-à-vis d'une erreur d'amplitude ϵ_{A_p} . Pour une erreur de 25% sur l'amplitude du signal p , la dégradation maximale introduite sur le signal q est de 0,7 dB.

Maintenant, nous allons présenter l'impact d'une estimation imparfaite de la phase du signal p sur la démodulation des deux signaux. Nous allons alors ignorer l'impact de l'erreur d'amplitude ϵ_{A_p} .

Ainsi, nous allons tracer les dégradations supplémentaires $\varepsilon_p(dB)$ et $\varepsilon_q(dB)$ de l'équation (6.10) en fonction de $\varepsilon_{\theta'_p}$ et pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$, de PSR et de $\Delta\tau/T_b$. Nous obtenons les résultats suivants :

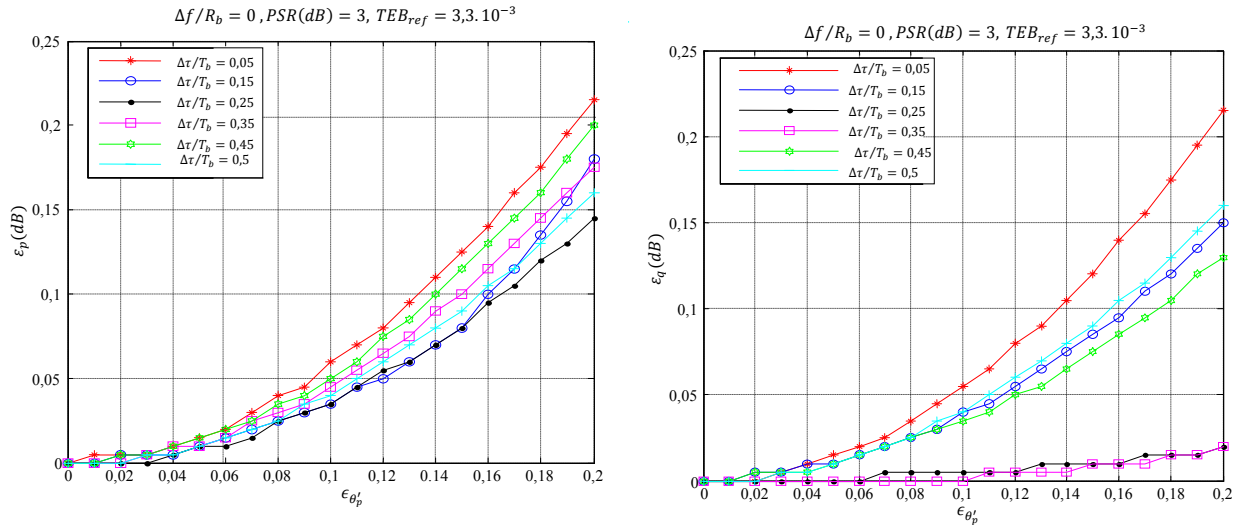


Figure 6.8 : Tracés des $\varepsilon_p(dB)$ et $\varepsilon_q(dB)$ en fonction d'une erreur de phase $\varepsilon_{\theta'_p}$ pour des valeurs de $\Delta f/R_b$, de PSR et de $\Delta\tau/T_b$.

D'après la Figure 6.8, nous remarquons que le détecteur SIC est robuste suite à une erreur de phase $\varepsilon_{\theta'_p}$. En effet, Pour couvrir tous les retards possibles, le schéma (a) montre qu'une erreur de phase de $\varepsilon_{\theta'_p} = 0,2 rad$ génère des dégradations supplémentaires maximales de $\varepsilon_p = 0,2 dB$ et de $\varepsilon_q = 0,22 dB$ sur le signal q . Ces valeurs représentent les SNR qu'il faut ajouter aux signaux p et q pour compenser une erreur de phase maximale de $\varepsilon_{\theta'_p} = 0,2 rad$.

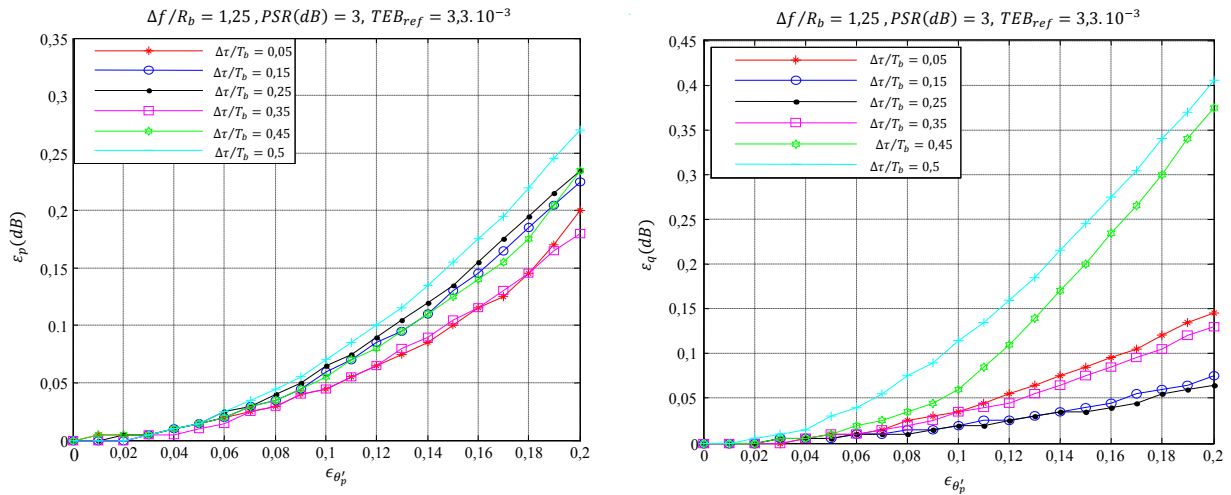


Figure 6.9 : Tracés des $\varepsilon_p(dB)$ et $\varepsilon_q(dB)$ en fonction d'une erreur de phase $\varepsilon_{\theta'_p}$ pour des valeurs de $\Delta f/R_b$, de PSR et de $\Delta\tau/T_b$.

D'après les schémas de la Figure 6.9, nous avons que les dégradations supplémentaires maximales introduites sur les signaux p et q sont de $\varepsilon_p = 0,27 \text{ dB}$ et de $\varepsilon_q = 0,41 \text{ dB}$ respectivement. Ces dégradations supplémentaires représentent les valeurs qu'il faut ajouter aux SNRs des signaux p et q pour atteindre TEB_{ref} , en tenant compte d'une erreur de phase maximale de $\varepsilon_{\theta'_p} = 0,2 \text{ rad}$.

Enfin, après avoir étudié les impacts des erreurs d'amplitude et de phase sur les performances du détecteur SIC, nous allons présenter ci-dessous l'impact d'une estimation imparfaite du retard du signal p sur la démodulation des deux signaux. Pour cela, nous allons tracer les dégradations supplémentaires $\varepsilon_p(\text{dB})$ et $\varepsilon_q(\text{dB})$ en fonction de ε_{τ_p} et pour différentes valeurs de $\Delta f/R_b$, de PSR et de $\Delta\tau/T_b$. Nous allons alors ignorer les impacts des erreurs d'amplitude ε_{A_p} et de phase $\varepsilon_{\theta'_p}$. Nous obtenons les résultats suivants :

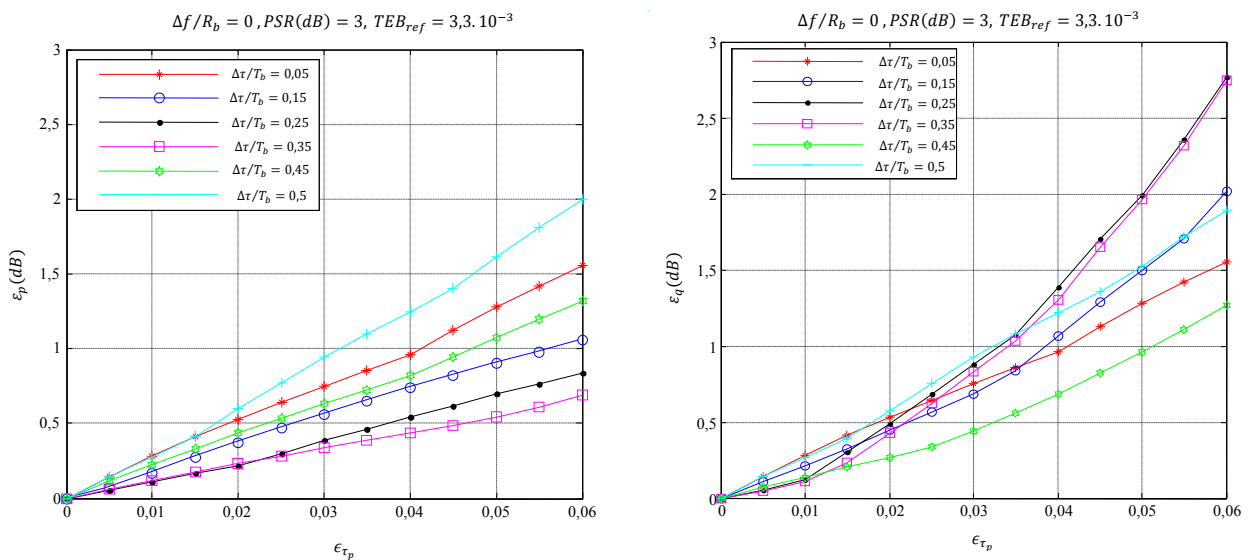


Figure 6.10 : Tracés des $\varepsilon_p(\text{dB})$ et $\varepsilon_q(\text{dB})$ en fonction d'une erreur de retard ε_{τ_p} pour des valeurs de $\Delta f/R_b$, de PSR et de $\Delta\tau/T_b$.

Au contraire des impacts des erreurs d'amplitude et de phase, la Figure 6.10 montre que le détecteur SIC est plus sensible à une erreur de retard. En particulier, pour couvrir tous les retards possibles et pour une erreur de retard de 6% sur le signal p ($\varepsilon_{\tau_p} = 0,06$), les dégradations supplémentaires maximales introduites sur les signaux p et q sont respectivement de $\varepsilon_p = 2 \text{ dB}$ et de $\varepsilon_q = 2,8 \text{ dB}$. Ces valeurs représentent les valeurs de SNR qu'il faut ajouter aux signaux p et q pour compenser une erreur maximale de retard de 6% sur le signal p . Inversement, pour une erreur maximale de retard de 4%, les SNR nécessaires à ajouter sur les signaux p et q sont respectivement de $\varepsilon_p = 1,2 \text{ dB}$ et $\varepsilon_q = 1,4 \text{ dB}$. En comparant ces valeurs à celles dans le cas des erreurs d'amplitude ou de phase, nous concluons que le détecteur SIC est beaucoup plus sensible à une erreur de retard qu'à un autre type d'erreur (amplitude ou phase).

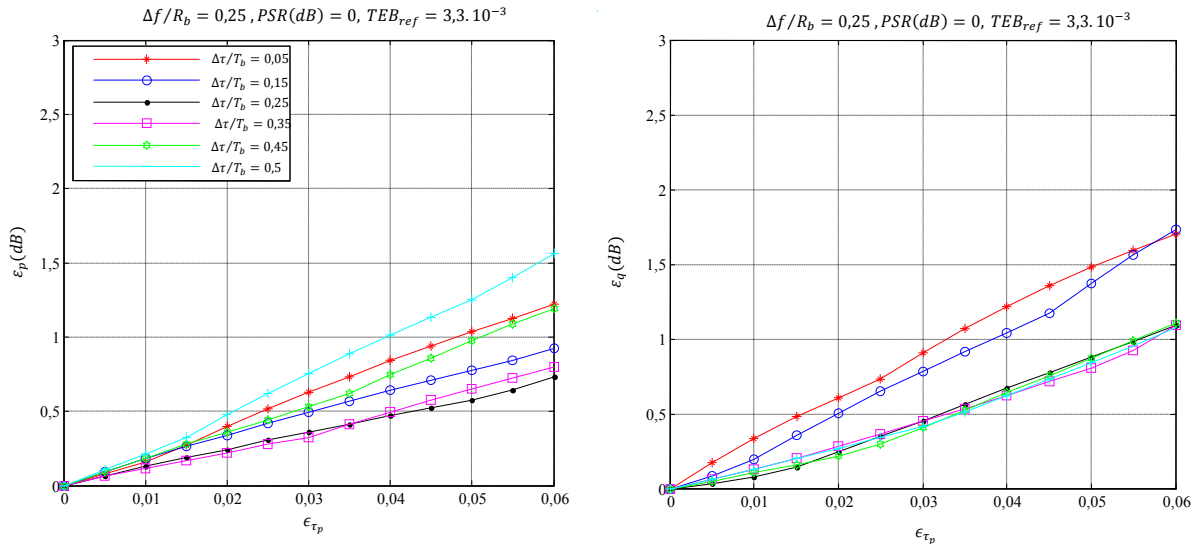


Figure 6.11 : Tracés des ε_p (dB) et ε_q (dB) en fonction d'une erreur de retard ε_{τ_p} pour des valeurs de $\Delta f/R_b$, de PSR et de $\Delta\tau/T_b$.

Par conséquent, d'après les résultats obtenus ci-dessus, nous déduisons la robustesse du détecteur SIC suite à des erreurs d'amplitude et de phase, et sa sensibilité suite à une erreur de retard. Pour visualiser la présence conjointe d'une estimation imparfaite des différents paramètres, nous allons tracer les surfaces de démodulation parfaite dans le cas d'une estimation parfaite et le cas d'une estimation imparfaite. Nous obtenons les résultats suivants.

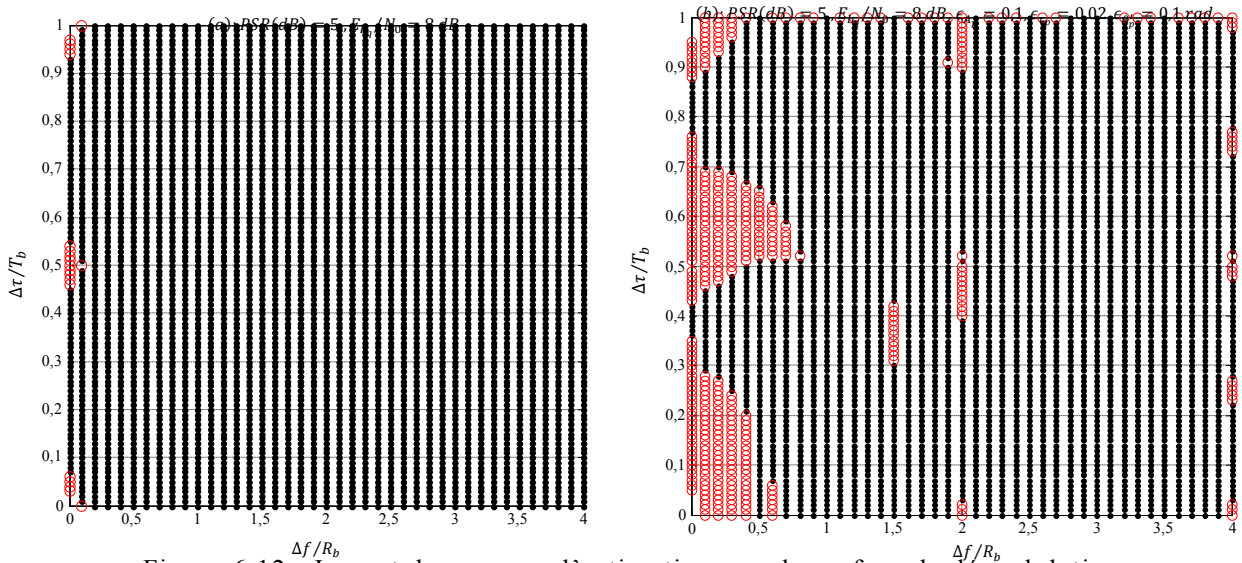


Figure 6.12 : Impact des erreurs d'estimations sur la surface de démodulation.

Le schéma (a) de la Figure 6.12 représente le cas d'une estimation parfaite des paramètres. Par contre, le schéma (b) représente le cas de présence de différentes erreurs d'estimations. Pour les valeurs données de SNR, nous garantissons la démodulation parfaite des signaux dans 99% des cas possibles dans le cas d'une estimation parfaite des paramètres du signal p . Pour les valeurs des erreurs du schéma (b), nous démodulons parfaitement les deux signaux dans 89% des cas possibles. Ceci est dû à la nécessité d'ajouter les dégradations supplémentaires ε_p et ε_q sur les signaux p et q afin d'obtenir des TEB inférieurs à TEB_{ref} sur ces signaux. Les cercles rouges 'o' du schéma (b) et pour $\Delta f/R_b = 2$ (resp. $\Delta f/R_b = 4$) représentent des valeurs particulières dans les simulations. Pratiquement, ces écarts

fréquentiels sont dus à l'effet Doppler et donc ces valeurs particulières ne sont jamais atteintes.

Enfin, pour visualiser l'impact conjoint des erreurs d'amplitude, de phase et de retard, nous allons tracer les dégradations supplémentaires $\varepsilon_p(dB)$ et $\varepsilon_q(dB)$ pour des valeurs de $\Delta f/R_b$, de PSR et de $\Delta\tau/T_b$. Nous obtenons les résultats suivants :

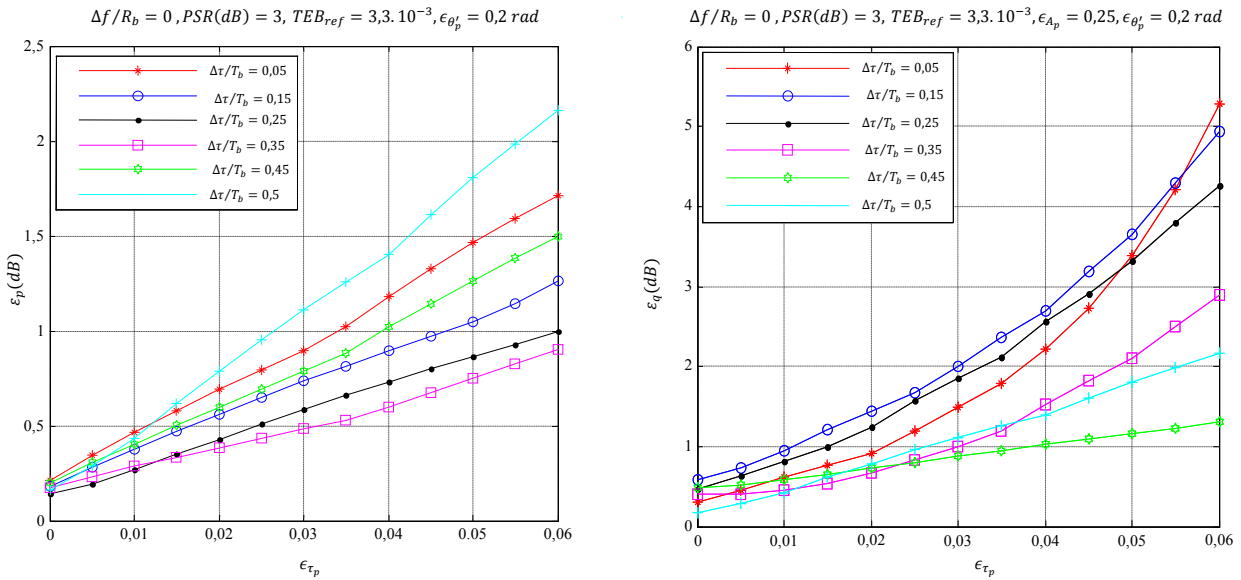


Figure 6.13 : Tracés des $\varepsilon_p(dB)$ et $\varepsilon_q(dB)$ en fonction d'une erreur de retard ε_{τ_p} en présence des erreurs d'amplitude et de phase.

Nous observons tout d'abord l'impact conjoint des erreurs de phase et de retard sur le signal p . Nous rappelons qu'une erreur d'amplitude ε_{A_p} sur le signal p n'aura un impact que sur la démodulation du signal q . La dégradation $\varepsilon_p(dB)$ en présence d'erreurs de phase et de retard (Figure 6.13) est égale à la somme de la dégradation $\varepsilon_p(dB)$ provenant d'une erreur de phase seule (Figure 6.8) et de la dégradation $\varepsilon_p(dB)$ provenant d'une erreur de retard seule (Figure 6.10). Par conséquent, les différentes dégradations sur le signal p sont cumulables. Ceci est évident étant donné qu'une erreur de phase se traduit par un produit exponentiel avec le signal reçu. Ce produit à l'échelle réelle est à l'origine d'une somme à l'échelle des décibels.

D'autre part, en comparant la dégradation $\varepsilon_q(dB)$ de la Figure 6.13 à celle obtenue dans les Figure 6.7, Figure 6.8 et Figure 6.9, nous remarquons que les dégradations sur le signal q ne sont pas cumulables. À titre d'exemple, pour couvrir tous les retards possibles et pour une erreur d'amplitude de 25%, une erreur de phase de 0,2 rad et une erreur de retard de 6%, la Figure 6.13 montre qu'une dégradation supplémentaire maximale sur le signal q de $\varepsilon_q = 5,2 dB$ est introduite. Pour les mêmes erreurs d'estimation disjointes, les dégradations supplémentaires maximales sont de $\varepsilon_q = 0,6 dB$, $\varepsilon_q = 0,22 dB$ et $\varepsilon_q = 2,8 dB$.

Enfin, d'une manière similaire au paragraphe 6.3, nous allons procéder à deux tirages de SNR suivant la loi gaussienne telle que définie précédemment. De plus, nous considérons des erreurs d'estimation, suivant la loi gaussienne, de moyennes nulles et de variances données

par les MCRB de l'équation (6.15). Nous ne retenons que les démodulations ne présentant aucune erreur. Contrairement à la génération actuelle du système Argos où on perd les données de la balise secondaire, le détecteur SIC permet, en présence des erreurs d'estimation, de démoduler sans erreurs jusqu'à plus de 80% (à titre indicatif) des balises reçues. Ceci montre l'intérêt du détecteur SIC à deux étages dans le cadre des évolutions du système Argos.

6.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les impacts d'une estimation imparfaite sur les performances du détecteur SIC du système Argos. Nous avons étudié les conditions dans lesquelles il est possible de démoduler un ou plusieurs balises en fonction des différents paramètres, avec un certain niveau de performances en termes de TEB. Des schémas de performances ont été tracés dans ce but là. Ces schémas sont tracés dans le cas d'une estimation parfaite et puis une estimation imparfaite est considérée. Une estimation imparfaite de l'amplitude, de la phase, ainsi du retard ont été considérées. Par contre, nous avons considéré une estimation parfaite de la fréquence porteuse. Nous avons montré que le détecteur SIC est robuste vis-à-vis des erreurs d'amplitude et de phase et beaucoup plus sensible à une erreur de retard. Enfin, nous avons formulé les performances analytiques, en termes de TEB, du détecteur SIC.

Contrairement à la génération actuelle du système Argos où nous ne récupérons pas plus que 50% des balises reçues, le détecteur SIC permet, en absence des erreurs d'estimation, de récupérer jusqu'à plus de 98% des balises reçues. Par contre, en présence des erreurs d'estimation, le pourcentage de balises parfaitement démodulées est supérieur à 80%. Ceci montre l'avantage du détecteur SIC dans les futures générations du système Argos.

La dernière étape de notre travail consiste à implanter les différents estimateurs à bord des satellites dans le système Argos. Ces estimateurs permettent d'extraire les différents paramètres des signaux nécessaires au détecteur SIC. Ceci fait l'objet du dernier chapitre.

Chapitre 7

Estimateurs Numériques dans le Système Argos

7.1 Introduction

La dernière partie de notre travail consiste à extraire du signal reçu les paramètres nécessaires au détecteur SIC. Cette étape est essentielle dans le système Argos puisque le signal reçu est constitué de signaux de différentes balises émises, chacune d'entre elles étant caractérisée par des paramètres propres. L'estimation de ces différents paramètres peut être menée de façon théorique par une approche optimale fondée sur le critère du maximum de vraisemblance [H.Kobayashi, 1971]. Ceci consiste à estimer conjointement les symboles reçus, les retards, les fréquences, les phases à l'origine ainsi que les amplitudes des différents signaux. Bien que des performances optimales en termes de TEB soient obtenues à l'aide de ce critère, il est plus simple en pratique de séparer ces différents problèmes.

L'estimation de ces paramètres est d'une grande importance dans le domaine de synchronisation pour le récepteur numérique du système Argos. Cette étape est réalisée avant l'implantation du détecteur SIC. La précision des estimations conditionne le bon fonctionnement du détecteur SIC.

Les estimateurs classiques des différents paramètres sont fondés généralement sur des systèmes bouclés permettant l'extraction d'une information d'erreur, utilisée comme signal de rétroaction [F.Gardner, 1976], [D'Andrea, et al., 1983], [J.P.Costas, 1956]. Ces estimateurs fonctionnent parfaitement et sont bien adaptés aux transmissions en mode continu pour lesquelles le temps d'acquisition de la synchronisation n'est pas critique. Cependant, pour des transmissions en mode paquet comme dans le système Argos, l'acquisition de la synchronisation doit être réalisée à chaque nouveau paquet, même pour les paquets courts. Les systèmes bouclés ne disposant alors pas d'un temps suffisant pour converger, ne sont pas adaptés à notre système. Ainsi, des estimateurs non bouclés doivent être envisagés.

Lorsque la transposition en bande de base ainsi que l'échantillonnage sont réalisés, des estimateurs non bouclés des phases à l'origine et d'amplitudes sont utilisés. Ces estimateurs non bouclés permettent la synchronisation à partir d'un petit nombre d'échantillons du signal reçu. Deux types d'estimateurs non bouclés existent : les estimateurs de type DD qui utilisent les décisions prises sur les symboles reçus et ceux de type NDA qui ne demandent aucune connaissance a priori des données transmises.

Dans notre travail, nous envisageons seulement les estimateurs de type NDA. L'avantage de ces types d'estimateurs réside de ne pas avoir besoin à aucune connaissance a priori des symboles émis. Les performances des différents estimateurs proposés sont évaluées en comparant leurs variances d'erreurs aux bornes de MCRB. Nous supposons dans ce chapitre que le signal ayant la puissance reçue P_1 arrivant à $\tau_1 = 0$ est le signal le plus fort, tandis que le signal ayant la puissance reçue P_2 arrivant à τ_2 est celui le plus faible.

7.2 Principe du maximum de vraisemblance

La première étape de la synchronisation consiste à récupérer la fréquence porteuse du signal à démoduler et à le transposer ensuite en bande de base. Cette étape de synchronisation génère un écart de fréquence résiduel noté $\widetilde{\delta f}_l$ avec $l \in [1,2]$. Cet écart de fréquence résiduel représente l'erreur sur la fréquence porteuse reçue du signal l . Dans le système actuel d'Argos, cette étape est effectuée à partir d'une analyse spectrale [M.Monnerat, et al., 1999]. Numériquement, d'après cette analyse spectrale, l'erreur sur la fréquence porteuse reçue du signal l est de $\widetilde{\delta f}_l/R_b \leq 2,5 \cdot 10^{-2}$ ($\widetilde{\delta f}_l \leq 10\text{Hz}$).

L'utilisation du critère de maximum de vraisemblance permet d'obtenir l'expression des différents estimateurs. Soit le signal $r(t)$ à l'entrée des circuits de synchronisation donné par l'expression (5.1). Le signal $r(t)$ en bande de base s'écrit sous la forme :

$$r(t) = s_t(b_1, \tau_1, \theta'_1, \widetilde{\delta f}_1) + \eta(t) \quad (7.1)$$

avec :

$$\begin{aligned} s_t(b_1, \tau_1, \theta'_1, \widetilde{\delta f}_1) = & A_1 \left[\cos(m) + j \sin(m) \sum_{n=0}^{M-1} b_1(n)h(t - nT_b - \tau_1) \right] \exp[j(2\pi \widetilde{\delta f}_1 t + \theta'_1)] \\ & + A_2 \left[\cos(m) + j \sin(m) \sum_{n=0}^{M-1} b_2(n)h(t - nT_b - \tau_2) \right] \exp[j(2\pi (\Delta f + \widetilde{\delta f}_1) t + \theta'_2)] \end{aligned} \quad (7.2)$$

Nous sommes confrontés à un problème d'estimation d'un vecteur de paramètres :

$$\Phi_1 = \{b_1, \tau_1, \theta'_1, \widetilde{\delta f}_1\} \quad (7.3)$$

Un critère optimal en termes de TEB est celui du maximum de vraisemblance. Ceci consiste à faire une recherche exhaustive sur toutes les séquences possibles $\widetilde{\Phi}_1$ du vecteur Φ_1 de l'équation (7.3) afin de trouver celle qui est la plus probable, notée par $\widehat{\Phi}_1$. L'estimée du vecteur de paramètres Φ_1 est donnée par :

$$\widehat{\Phi}_1 = \underset{\widetilde{\Phi}}{\text{argmax}} \{ P[r(t) | \widetilde{\Phi}_1] \} \quad (7.4)$$

Dans le cas du canal gaussien, l'équation (7.4) revient à maximiser la probabilité suivante :

$$P\{r(t) | \widetilde{\Phi}_1\} = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \right) \exp \left[\int_{T_0} -\frac{1}{2\sigma^2} \|r(t) - s_t(\widetilde{\Phi}_1)\|^2 dt \right] \quad (7.5)$$

où T_0 représente l'intervalle de temps d'observation. En développant l'équation (7.5) et en négligeant les termes indépendants des paramètres du vecteur $\widetilde{\Phi}_1$, Gardner a montré que la fonction à maximiser s'écrit sous la forme [F.M.Gardner, 1988] :

$$\Lambda(\tilde{\Phi}_1) = \exp \left\{ \sum_{u=u_0}^{u_0+L_p-1} \tilde{b}_1(u) \operatorname{Im} [s'_u(\tilde{\tau}_1, \tilde{\theta}'_1, \tilde{\delta f}_1)] \right\} \quad (7.6)$$

$$s'_u(\tilde{\tau}_1, \tilde{\theta}'_1, \tilde{\delta f}_1) = y'_1(u, \tilde{\tau}_1) \exp \{ -j [2\pi (\tilde{\delta f}_1/R_b) u + \tilde{\theta}'_1] \}$$

où L_p représente le nombre des échantillons dans l'intervalle de temps T_0 et $y'_1(u, \tilde{\tau}_1)$ représente la sortie du filtre adapté aux instants $uT_b + \tilde{\tau}_1$ avec $0 \leq \tilde{\tau}_1 < T_b$.

Dans notre travail, nous allons nous limiter aux algorithmes de type NDA. Ces algorithmes n'utilisent pas les estimés des symboles. Ils sont obtenus en moyennant la fonction de vraisemblance $\Lambda(\tilde{\Phi}_1)$ de l'équation (7.6) sur l'ensemble des symboles $\tilde{b}_1(u)$.

7.3 Expression NDA de la fonction de vraisemblance

Afin de calculer l'expression de la fonction de vraisemblance pour les estimateurs NDA, notée $\Lambda_{\text{NDA}}(\tilde{\Phi}_1)$, nous moyennons l'équation (7.6) sur l'ensemble des symboles $\tilde{b}_1(u) \in \{-1, +1\}$. Ainsi, nous écrivons :

$$E_{\tilde{b}_1}[\Lambda(\tilde{\Phi}_1)] = P[\tilde{b}_1(u) = +1] \Lambda(\tilde{\Phi}_1 | \tilde{b}_1(u) = +1) + P[\tilde{b}_1(u) = -1] \Lambda(\tilde{\Phi}_1 | \tilde{b}_1(u) = -1) \quad (7.7)$$

Nous obtenons alors :

$$E_{\tilde{b}_1}[\Lambda(\tilde{\Phi}_1)] = \frac{1}{2} \left[\exp \left\{ \sum_{u=u_0}^{u_0+L_p-1} \operatorname{Im} [s'_u(\tilde{\tau}_1, \tilde{\theta}'_1, \tilde{\delta f}_1)] \right\} + \exp \left\{ \sum_{u=u_0}^{u_0+L_p-1} -\operatorname{Im} [s'_u(\tilde{\tau}_1, \tilde{\theta}'_1, \tilde{\delta f}_1)] \right\} \right] \quad (7.8)$$

En écrivant l'équation (7.8) sous la forme d'un produit, nous aurons :

$$E_{\tilde{b}_1}[\Lambda(\tilde{\Phi}_1)] = \frac{1}{2} \left[\prod_{u=u_0}^{u_0+L_p-1} \left(\exp \{ \operatorname{Im} [s'_u(\tilde{\tau}_1, \tilde{\theta}'_1, \tilde{\delta f}_1)] \} + \exp \{ -\operatorname{Im} [s'_u(\tilde{\tau}_1, \tilde{\theta}'_1, \tilde{\delta f}_1)] \} \right) \right] \quad (7.9)$$

Étant donné la fonction cosinus hyperbolique par la définition suivante :

$$\cosh(x) = \frac{\exp^x + \exp^{-x}}{2} \quad (7.10)$$

L'équation (7.9) s'écrit alors :

$$E_{\tilde{b}_1}[\Lambda(\tilde{\Phi}_1)] = \prod_{u=u_0}^{u_0+L_p-1} \cosh \{ \operatorname{Im} [s'_u(\tilde{\tau}_1, \tilde{\theta}'_1, \tilde{\delta f}_1)] \} \quad (7.11)$$

Pour maximiser le terme de l'équation (7.11), il est possible de maximiser toute fonction monotone de la fonction comme la fonction logarithmique. Dans ce cas, cette équation se transforme en une somme plus simple. Nous obtenons alors :

$$\Lambda_{\text{NDA}}(\tilde{\Phi}_1) = \log \{ E_{\tilde{b}_1}[\Lambda(\tilde{\Phi}_1)] \} = \sum_{u=u_0}^{u_0+L_p-1} \log(\cosh \{ \operatorname{Im} [s'_u(\tilde{\tau}_1, \tilde{\theta}'_1, \tilde{\delta f}_1)] \}) \quad (7.12)$$

Pour développer la fonction $\Lambda_{\text{NDA}}(\tilde{\Phi}_1)$, nous allons nous fonder sur le développement limité suivant :

$$\log[\cosh(x)] = \frac{x^2}{2!} - \frac{x^4}{4!} + \dots + O(x^{2k}) \quad (7.13)$$

En particulier, pour l'estimation du retard et d'après l'équation (7.6), la fonction de vraisemblance correspondante $\Lambda_{\text{NDA}}(\tilde{\tau}_1)$ à maximiser s'écrit sous la forme :

$$\Lambda_{\text{NDA}}(\tilde{\tau}_1) \approx \sum_{u=u_0}^{u_0+L_p-1} |s'_u(\tilde{\tau}_1, \tilde{\theta}'_1, \tilde{\delta f}_1)|^2 \approx \sum_{u=u_0}^{u_0+L_p-1} |y'_1(u, \tilde{\tau}_1)|^2 \quad (7.14)$$

L'équation ci-dessus ne dépend que de $\tilde{\tau}_1$ et donc l'algorithme de récupération du retard est indépendant de la récupération de la phase de la porteuse. Ceci justifie l'utilisation des algorithmes NDA. Ainsi, dans un récepteur numérique, le circuit de récupération du retard est souvent implanté avant les circuits de correction de la porteuse.

7.4 Estimation du retard : algorithme de recherche

Afin d'estimer le retard du signal 1, il suffit d'appliquer l'algorithme de recherche sur la fonction de vraisemblance de l'équation (7.14) pour différentes valeurs de $\tilde{\tau}_1$ et de choisir la valeur qui maximise la fonction de vraisemblance $\Lambda_{\text{NDA}}(\tilde{\tau}_1)$. Nous obtenons alors le retard estimé $\hat{\tau}_1$ de la façon suivante :

$$\hat{\tau}_1 = \underset{\tilde{\tau}_1}{\operatorname{argmax}} [\Lambda_{\text{NDA}}(\tilde{\tau}_1)] \quad (7.15)$$

Ci-dessous, nous illustrons le schéma de récupération du retard du signal 1 le plus fort.

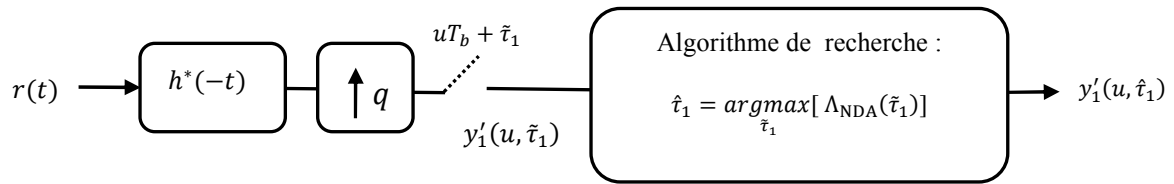


Figure 7.1 : Circuit de récupération du retard par l'algorithme de recherche suivant le critère de maximum de vraisemblance.

Pour l'estimation du retard $\hat{\tau}_2$ du faible signal, le même algorithme de recherche est appliqué au deuxième étage du détecteur SIC et ainsi les échantillons $y'_2(u, \hat{\tau}_2)$ sont obtenus.

Le principe de l'algorithme de recherche de la Figure 7.1 est le suivant :

- nous interpolons la sortie du filtre adapté pour obtenir le nombre d'échantillons nécessaire à la précision souhaitée. Pour cela, le signal en sortie du filtre de réception $h^*(-t)$ est

échantillonné à q fois le débit binaire R_b avec $q \in \mathbb{N}$. Dans ce cas, les valeurs possibles de $\tilde{\tau}_1$ à tester sont $\tilde{\tau}_1 = \left\{ \varepsilon \frac{T_b}{q}, \varepsilon = 0, 1, \dots, q - 1 \right\}$.

- nous calculons la fonction de vraisemblance de l'équation (7.21) pour les q valeurs possibles de $\tilde{\tau}_1$.
- nous choisissons la valeur de $\tilde{\tau}_1$ qui maximise la fonction de vraisemblance. Cette valeur représente le retard estimé $\hat{\tau}_1$.

La valeur de q choisie donne une précision sur le retard de l'ordre de $1/2q$. Ainsi, pour $q = 40$ échantillons par symbole, la précision sur le retard est de l'ordre de 1,25%. Inversement, pour une précision sur le retard de l'ordre de 2,5%, une valeur minimale de $q = 20$ est nécessaire. Etant donné la complexité croissante de cet algorithme qui croît avec le nombre d'échantillons q par symbole, nous considérons, dans notre travail, une valeur de $q = 20$. Cette valeur représente un bon compromis entre une faible complexité d'une part et des bonnes performances d'autre part (cf. Figure 6.10).

De plus, en cas de glissement lent du retard τ_1 dû à des fréquences d'horloge d'émission et de réception qui ne sont pas rigoureusement égales, il est nécessaire de rafraîchir périodiquement l'estimation du retard. L'écart de fréquence $\tilde{\delta f}_1$ résiduel revient à utiliser un filtre de réception dont la réponse en fréquence est décalée de celle du filtre d'émission de $\tilde{\delta f}_1$ Hz. Ceci crée des interférences inter symboles IIS (Inter Symbol Interference). Cependant, les résultats de la Figure 7.2 ont montré qu'un décalage fréquentiel $\tilde{\delta f}_1/R_b \leq 2,5 \cdot 10^{-2}$ ne modifie que très peu les performances de l'estimateur et ainsi l'estimation du retard n'est pas sensible vis à vis d'un écart de fréquence résiduel dans cette gamme de fréquences ($\tilde{\delta f}_1/R_b \leq 2,5 \cdot 10^{-2}$).

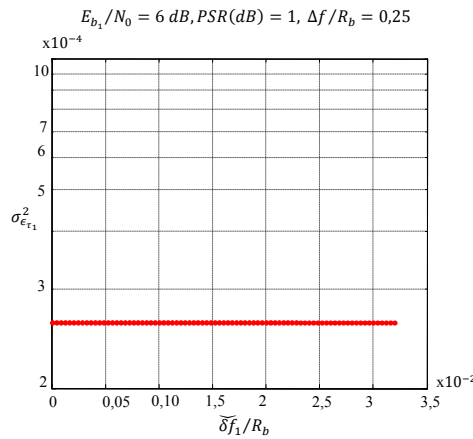


Figure 7.2 : Effet d'un écart de fréquence $\tilde{\delta f}_1/R_b$ sur la variance de l'estimateur du retard pour $q = 20$.

L'estimateur de retard proposé représente un estimateur à valeurs discrètes. En d'autres termes, l'estimateur choisit la valeur de $\hat{\tau}_1$ parmi les q valeurs possibles de $\tilde{\tau}_1$ qui maximise la fonction de vraisemblance. L'erreur sur le retard générée par cet estimateur est donnée par :

$$\epsilon_{\tau_1} = \frac{\hat{\tau}_1 - \tau_1}{T_b} \quad (7.16)$$

L'erreur ϵ_{τ_1} représente une variable continue aléatoire uniformément répartie sur $[-1/2q, 1/2q]$.

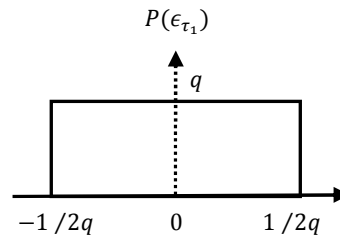


Figure 7.3 : Densité de probabilité de l'erreur de retard.

D'après les propriétés d'une variable aléatoire uniforme, nous déduisons que l'erreur sur le retard suit une loi uniformément répartie de moyenne nulle et de variance $\sigma_{U.C}^2$ égale à :

$$\sigma_{U.C}^2 = \frac{1}{12q^2} \quad (7.17)$$

Pour vérifier la loi de distribution de l'erreur ϵ_{τ_1} sur le retard, nous allons tracer la variance $\sigma_{\epsilon_{\tau_1}}^2$ de l'estimateur du retard en fonction du rapport signal à bruit du signal fort. Nous allons comparer le résultat obtenu à la variance définie dans l'équation (7.21). Nous obtenons les résultats suivants :

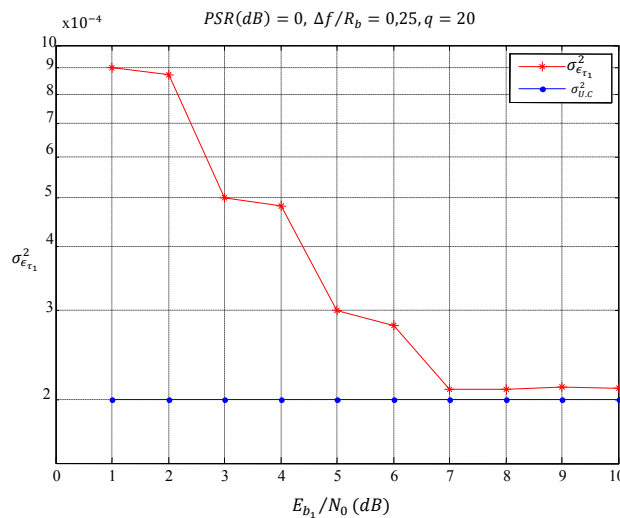


Figure 7.4 : Comparaison de la variance $\sigma_{\epsilon_{\tau_1}}^2$ à la variance d'une loi uniforme continue.

D'après la Figure 7.4, nous remarquons que la variance de l'estimateur de retard est une fonction en escalier. Ceci est dû au caractère discret de l'estimateur illustré dans la Figure 7.1. À titre d'exemple, pour un rapport signal à bruit E_{b_1}/N_0 entre 3 dB et 4 dB, la valeur estimée $\hat{\tau}_1$ d'une valeur $\tau_1 \in [(\epsilon - 1) \frac{T_b}{q}, \epsilon \frac{T_b}{q}]$ avec $\epsilon \in \{1, \dots, q - 1\}$ est toujours constante. D'où la présence des paliers constants illustrés sur la figure. En outre, nous remarquons que pour un rapport $E_{b_1}/N_0 \geq 7$ dB, la variance de l'estimateur tend vers l'équation (7.21). D'où la distribution uniforme de l'erreur du retard.

7.5 Estimation de l'écart fréquentiel

Une autre étape de la synchronisation du récepteur Argos est la récupération de la porteuse. Lorsque la transposition en bande de base est réalisée et après récupération du retard, la récupération de la porteuse consiste à acquérir l'information de phase des échantillons restitués. Etant donné l'effet Doppler et l'incertitude des oscillateurs utilisés à l'émission et à la réception, les échantillons sont affectés d'un faible écart fréquentiel normalisé, noté $\widehat{\delta f}_l/R_b$. L'acquisition de l'information de phase est réalisée en deux étapes d'estimation :

- une première estimation grossière $\widehat{\delta f}_l/R_b$ de l'écart fréquentiel $\widehat{\delta f}_l/R_b$. Cette estimation nécessite un échantillon par symbole à son entrée.
- une estimation des phases $\hat{\theta}'_l$ après compensation de la phase des échantillons par le résultat de la première estimation de fréquence.

Ainsi, la précision de l'estimation de $\widehat{\delta f}_l/R_b$ conditionne le fonctionnement de l'estimateur de phase. Le choix de l'estimateur de fréquence est alors important. Un estimateur de fréquence [F.Classen, 1993] est choisi parmi divers estimateurs [Mengali, et al., 1997], [(A.Tretter, 1985), [S.Bellini, et al., 1990], [S.Bellini, 1993], [S.Bellini, 1994], [M.Luise, et al., 1992], [M.P.Fitz, 1994]. Cet estimateur choisi est dérivé du critère de maximum de vraisemblance. Il est a été étudié dans le cadre d'une transmission mono utilisateur et nous allons l'adapter dans le cas de détection multi utilisateurs. Cet estimateur est implanté après avoir reçu les échantillons $y'_1(u, \hat{\tau}_1)$ de la Figure 7.1. Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, nous abordons cette étape avec une connaissance de la fréquence reçue porteuse à 10 Hz près.

En supposant obtenir de très bonnes performances en termes de variance pour l'estimateur du retard, les échantillons $y'_1(u, \hat{\tau}_1)$ à la sortie de cet estimateur sont élevés au carré. Cette opération permet d'enlever l'effet de la modulation sur ces échantillons. Nous obtenons alors :

$$z_1(u, \hat{\tau}_1) = [y'_1(u, \hat{\tau}_1)]^2 \quad (7.18)$$

L'estimateur de fréquence proposé dans [F.Classen, 1993] est basé sur le calcul des différences de phases entre deux échantillons consécutifs. L'estimateur proposé est basé sur l'algorithme NDA et il est donné par :

$$2\pi \frac{\widehat{\delta f}_1}{R_b} = \frac{1}{2} \sum_{u=u_0+1}^{u_0+L_p-1} \arg[z_1(u, \hat{\tau}_1) \cdot z_1^*(u-1, \hat{\tau}_1)] \quad (7.19)$$

$$-\pi \leq \arg(x + jy) \leq \pi$$

Pour l'estimation de l'écart $\widehat{\delta f}_2$ du faible signal, le même estimateur est appliqué au deuxième étage du détecteur SIC sur les échantillons $y'_2(u, \hat{\tau}_2)$.

Classen a montré que l'estimateur ci-dessus est non biaisé. Ainsi, pour analyser ses propriétés, nous allons comparer sa variance d'erreur à la borne MCRB. La borne MCRB d'un estimateur de fréquence non biaisé est donnée par [Delmas, 2008] :

$$MCRB(\widehat{\delta f_p}) = \frac{3 R_b^2}{2\pi^2 L_p^3 (E_{b_p}/N_0) \sin^2(m)} \quad (7.20)$$

Enfin, nous définissons l'erreur de fréquence sous la forme suivante :

$$\epsilon_{\widehat{\delta f_p}} = \frac{\widehat{\delta f_p} - \delta f_p}{R_b} = \frac{\delta f_p}{R_b} \quad (7.21)$$

L'estimateur de fréquence défini ci-dessus est illustré sur la Figure 7.5.

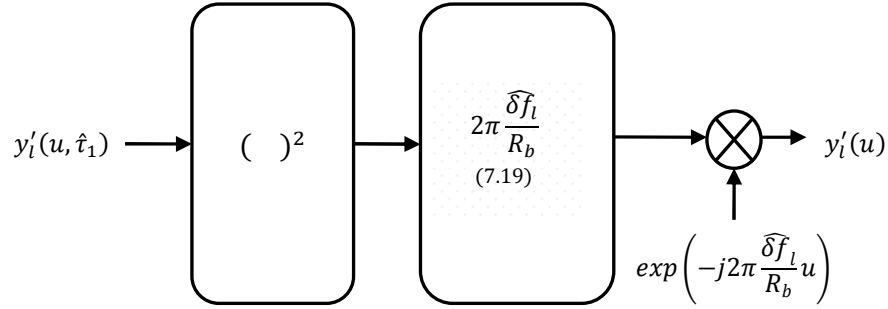


Figure 7.5 : Estimation de l'écart fréquentiel $\widehat{\delta f_l}$ du signal l .

Nous allons tracer maintenant la variance de l'estimateur de fréquence en fonction de la longueur L_p de la fenêtre. Nous obtenons les résultats suivants :

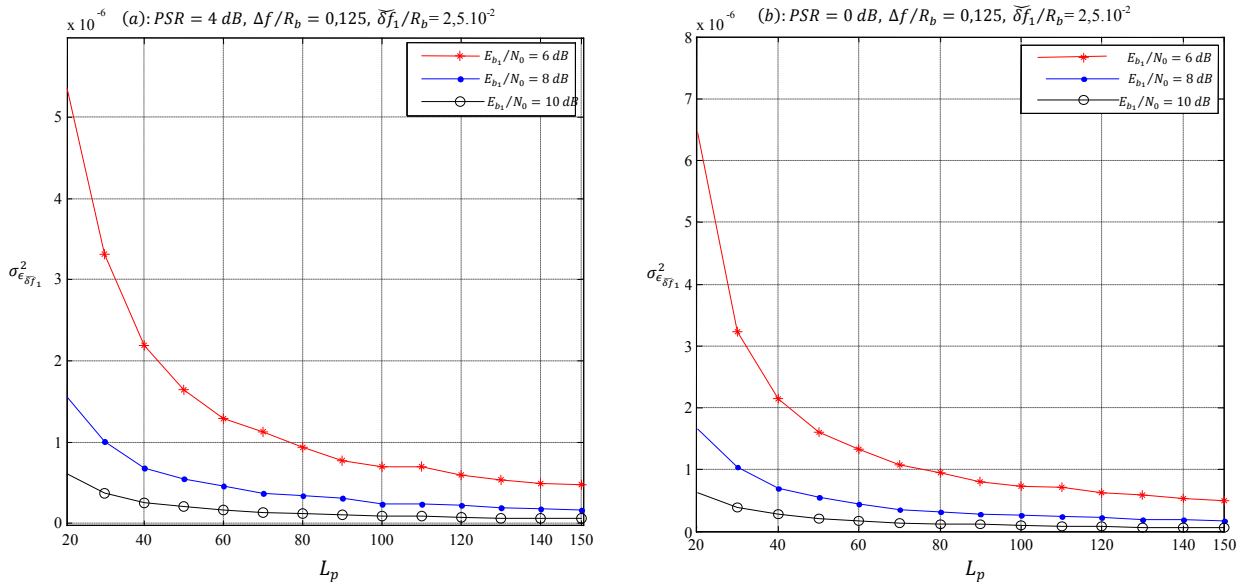


Figure 7.6 : Tracés de la variance de l'estimateur de fréquence en fonction de L_p .

D'après la Figure ci-dessus, nous remarquons que la variance de l'estimateur de fréquence proposé est décroissante avec la longueur L_p de la fenêtre. Ceci est dû à la réduction de l'influence du bruit gaussien en moyennant sur un nombre d'échantillons plus grand. Ceci suppose en outre que l'écart fréquentiel $\widehat{\delta f_1}$ à estimer demeure constant tout le long de la fenêtre d'estimation.

D'autre part, nous traçons la variance de l'estimateur en fonction du rapport SNR et nous comparons les résultats obtenus à la borne MCRB. Ceci nous permet de déduire sur l'efficacité de cet estimateur dans le système Argos. Nous obtenons les résultats suivants :

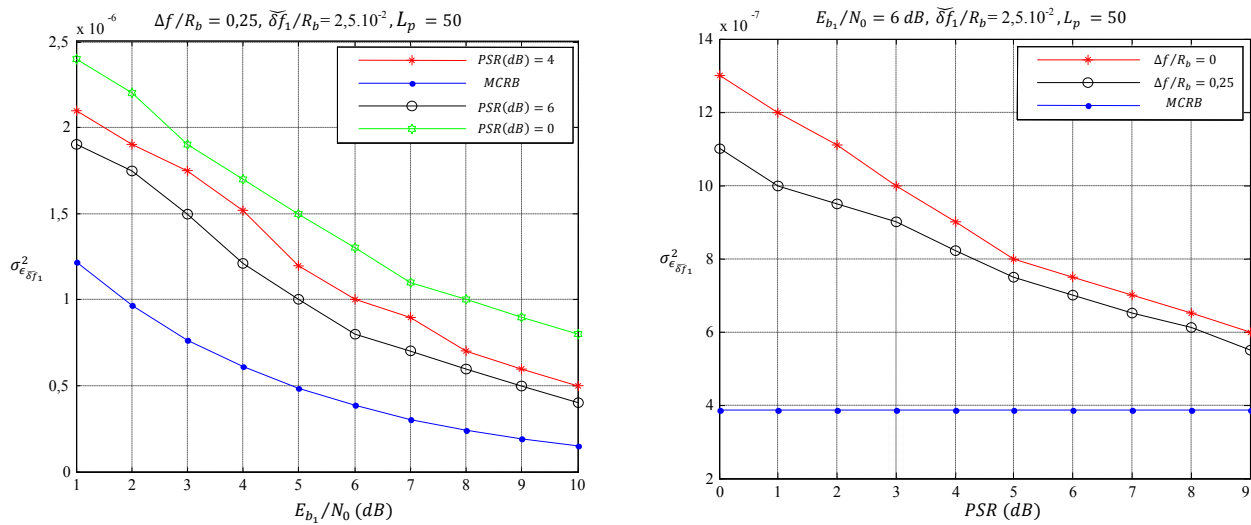


Figure 7.7 : Comparaison de la variance de l'estimateur de fréquence à la borne de Cramer Rao modifiée.

Malgré les performances obtenues en termes de variances, nous remarquons d'après la Figure 7.7 que l'estimateur de fréquence proposé atteint difficilement la borne de Cramer Rao modifiée. Ceci est le cas même pour des grandes valeurs de PSR . Ainsi, d'autres estimateurs de fréquence pourront être proposés pour le système Argos. Ceci fait l'objet des prochains travaux.

7.6 Estimation de phase et d'amplitude : Algorithme de Viterbi-Viterbi

Parmi les estimateurs de phases rencontrés dans la littérature [Kaleh, 1993], [F.Daffara, et al., 1994], l'estimateur de Viterbi-Viterbi [Viterbi, et al., 1983] est celui qui présente le meilleur compromis entre la complexité et les performances pour un fonctionnement dans une liaison satellite en mode paquet. Cet estimateur est dérivé du critère de maximum de vraisemblance et il a été étudié dans le cadre d'une transmission mono utilisateur. Dans notre travail, nous allons adapter cet estimateur pour une transmission MUD dans le système Argos. A chaque étage du détecteur SIC, l'estimateur Viterbi-Viterbi permet d'estimer la phase à l'origine du signal en cours de démodulation ainsi que son amplitude. L'estimation de la phase et de l'amplitude est effectuée après avoir estimé le retard et la fréquence. Cet estimateur nécessite un échantillon par symbole à son entrée.

Nous considérons les échantillons $y'_1(u)$ avec $u \in [0, M - 1]$ à la sortie de l'estimateur de fréquence du paragraphe 7.5. D'après l'équation (5.51), ces échantillons s'écrivent sous la forme :

$$\begin{aligned} y'_1(u) = & \cos(m) [A_1 \hat{\rho}'_{1,1}(u) + A_2 \hat{\rho}'_{1,2}(u)] \\ & + j \sin(m) \{A_1 b_1(u) \hat{\rho}_{1,1}(u, u) + A_2 b_2(u) \hat{\rho}_{1,2}(u, u) \\ & + A_2 b_2(u - 1) \hat{\rho}_{1,2}(u, u - 1)\} + n_1(u) \end{aligned} \quad (7.22)$$

où les coefficients $\hat{\rho}'_{1,k}(u)$ et $\hat{\rho}_{1,k}(u, n)$ avec $k \in [1, 2]$ tiennent compte des erreurs d'estimations de retard et de fréquence. Pour éliminer l'effet de la modulation, nous élevons au carré les échantillons de l'équation (7.22). Ensuite, nous faisons la moyenne des échantillons sur une fenêtre de longueur $L_p \leq M$. Cette moyenne est faite sur la partie réelle et la partie imaginaire séparément. Ceci revient à filtrer les échantillons par un moyennage du bruit. Nous obtenons alors :

$$\begin{aligned} E_u [y'_1(u)]^2 \approx & \cos^2(m) \{A_1^2 E_u [\hat{\rho}'_{1,1}(u)] + A_2^2 E_u [\hat{\rho}'_{1,2}(u)]\} - \sin^2(m) \{A_1^2 E_u [\hat{\rho}_{1,1}(u, u)] \\ & + A_2^2 E_u [\hat{\rho}_{1,2}(u, u)] + A_2^2 E_u [\hat{\rho}_{1,2}(u, u - 1)]\} + E_u [n_1^2(u)] \end{aligned} \quad (7.23)$$

où la moyenne temporelle d'un nombre complexe $z(u)$ est définie par :

$$E_u [z(u)] = E_u \{Re[z(u)]\} + j E_u \{Im[z(u)]\} \quad (7.24)$$

En négligeant les coefficients $\rho'_{l,k}(u)$ de l'équation (5.10) devant les coefficients $\rho_{l,k}(u, n)$, l'équation (7.23) s'écrit :

$$-\frac{E_u [y'_1(u)]^2}{\sin^2(m)} \approx A_1^2 E_u [\hat{\rho}_{1,1}^2(u, u)] + A_2^2 E_u [\hat{\rho}_{1,2}^2(u, u)] + A_2^2 E_u [\hat{\rho}_{1,2}^2(u, u - 1)] + E_u [n_1^2(u)] \quad (7.25)$$

D'après le calcul analytique des coefficients $\rho_{1,2}(u, n)$ du paragraphe 5.2.2 où $n \in \{u, u - 1\}$, ces coefficients dépendent du terme $f_{1,2}(a, b, u)$ avec :

$$f_{1,2}(a, b, u) = \exp\{j [\pi (\Delta f + \delta f_1)(a + b + 2u T_b) + \theta_2']\} \quad (7.26)$$

où $f_{1,2}(a, b, u)$ est définie dans l'équation (4.12) et δf_1 étant l'écart de fréquence résiduel après correction de $\bar{\delta f}_1$ par sa valeur estimée $\widehat{\delta f}_1$ à l'aide de l'estimateur de fréquence placé en amont de l'estimateur de phase. Pour des écarts fréquentiels $\Delta f > \Delta f_0$, les moyennes $E_u[\hat{\rho}_{1,2}^2(u, u)]$ et $E_u[\hat{\rho}_{1,2}^2(u, u-1)]$ de l'équation (7.25) deviennent presque négligeables. Ceci est dû à la moyenne des fonctions sinus et cosinus qui est nulle. L'équation (7.25) s'écrit alors :

$$-\frac{E_u[y_1'(u)]^2}{\sin^2(m)} \approx A_1^2 E_u[\hat{\rho}_{1,1}^2(u, u)] + E_u[n_1^2(u)] \quad (7.27)$$

En outre, nous supposons que les estimateurs de retard et de fréquence présentent de très bonnes performances en termes de variances. Le coefficient $\hat{\rho}_{1,1}(u, u)$ s'exprime alors par :

$$\hat{\rho}_{1,1}(u, u) \approx \exp\left[j\pi \frac{\delta f_1}{R_b} (1 + 2u)\right] \exp[j\theta_1'] \quad (7.28)$$

D'après l'équation (7.27), nous remarquons la similitude entre l'estimateur Viterbi-Viterbi dans le cas MUD du système Argos et celui appliqué en transmission mono utilisateur [Viterbi, et al., 1983]. La phase et l'amplitude du signal 1 sont alors estimées par :

$$\hat{\theta}_1' = \frac{1}{2} \arg\left(\operatorname{Re}\{-E_u[y_1'(u)]^2\} + j \operatorname{Im}\{-E_u[y_1'(u)]^2\}\right) \quad (7.29)$$

$$-\pi \leq \arg(x + jy) \leq \pi$$

$$\hat{A}_1 = \frac{1}{\sin^2(m)} \sqrt{\left(\operatorname{Re}^2\{E_u[y_1'(u)]^2\} + \operatorname{Im}^2\{E_u[y_1'(u)]^2\}\right)}$$

Pour l'estimation $\hat{\theta}_2'$ du signal 2, l'estimateur de Viterbi-Viterbi est appliqué aux échantillons $y_2'(u)$ définis dans l'équation (5.51). Les phases $\hat{\theta}_1'$ et $\hat{\theta}_2'$ appartiennent à l'intervalle $[-\pi/2, \pi/2]$. L'estimateur Viterbi-Viterbi est illustré sur la Figure 7.8.

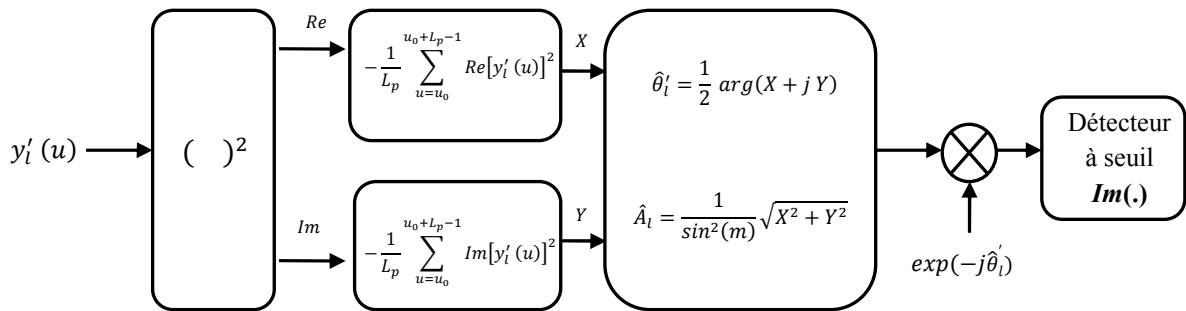


Figure 7.8 : Estimation de la phase et de l'amplitude du signal l à l'aide de l'algorithme Viterbi-Viterbi.

7.6.1 Statistiques de l'estimateur d'amplitude

Nous allons tout d'abord tracer la variance de $\sigma_{\epsilon_{A_1}}^2$ de l'estimateur Viterbi-Viterbi en fonction de l'écart fréquentiel $\Delta f/R_b$ entre les deux signaux. Ceci nous permet de fixer une valeur de Δf_0 pour laquelle l'équation (7.27) est vérifiée. Voici quelques résultats :

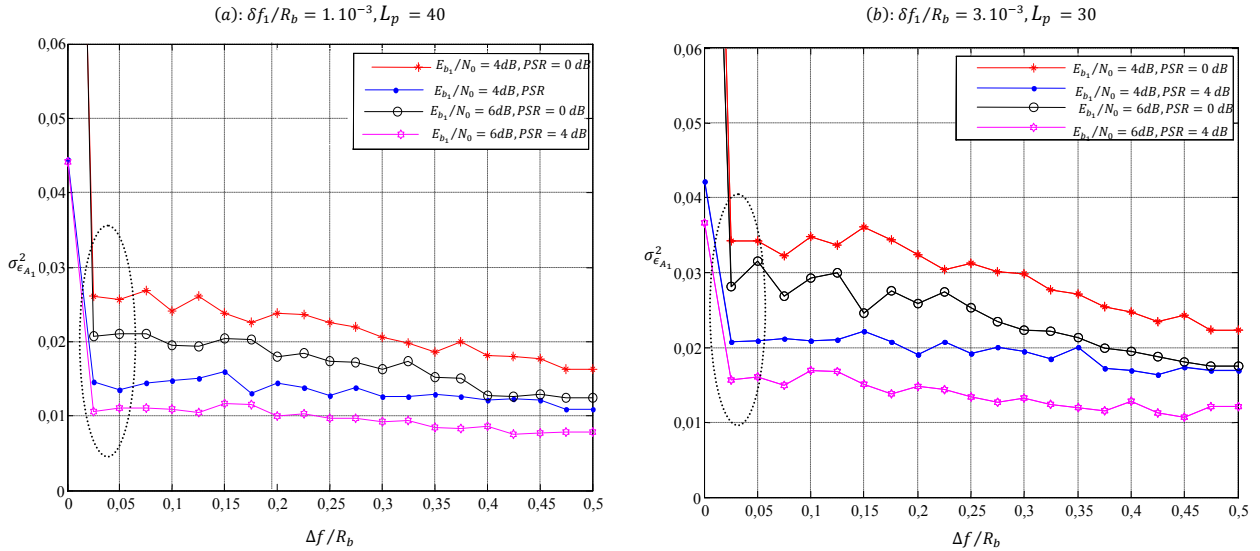


Figure 7.9 : Tracés de la variance $\sigma_{\epsilon_{A_1}}^2$ de l'estimateur Viterbi-Viterbi en fonction de $\Delta f/R_b$.

D'après la Figure 7.9, nous remarquons que l'estimateur de Viterbi-Viterbi donne de bons résultats pour l'estimation de l'amplitude à partir des écarts fréquenciel $\Delta f_0/R_b \geq 0,025$. Pour des écarts fréquenciel inférieurs à cette valeur, les moyennes $E_u[\hat{\rho}_{1,2}^2(u, u)]$ et $E_u[\hat{\rho}_{1,2}^2(u, u - 1)]$ de l'équation (7.25) ne sont plus négligeables et donc l'équation (7.27) n'est plus vérifiée. Par la suite, nous travaillons dans cette gamme des écarts fréquenciel.

D'après l'équation (7.28), nous remarquons que la longueur optimale de la fenêtre d'estimation pour un écart de fréquence résiduel $\delta f_1/R_b$ ne peut pas être choisie arbitrairement grande. En effet, pour de faibles écarts résiduels $\delta f_1/R_b$, l'augmentation du nombre d'échantillons dans la fenêtre de filtrage améliore la variance de l'estimateur. Ceci est dû à la réduction de l'influence du bruit gaussien en moyennant sur un nombre d'échantillons plus grand. Par contre, pour de forts écarts résiduels $\delta f_1/R_b$, la variance de l'estimateur décroît avec la longueur de la fenêtre. Ceci est dû à la réduction de la composante utile à la sortie du filtre moyennant. Par conséquent, pour chaque écart de fréquence résiduel, il existe une longueur de fenêtre optimale qui minimise la variance de l'estimateur.

Nous allons tracer maintenant la variance $\sigma_{\epsilon_{A_1}}^2$ de l'estimateur Viterbi-Viterbi en fonction de la longueur L_p de la fenêtre, pour différentes valeurs des écarts de fréquences résiduels $\delta f_1/R_b$. Pour chacun de ces écarts résiduels $\delta f_1/R_b$, nous observons la longueur de la fenêtre optimale. Nous obtenons les résultats suivants :

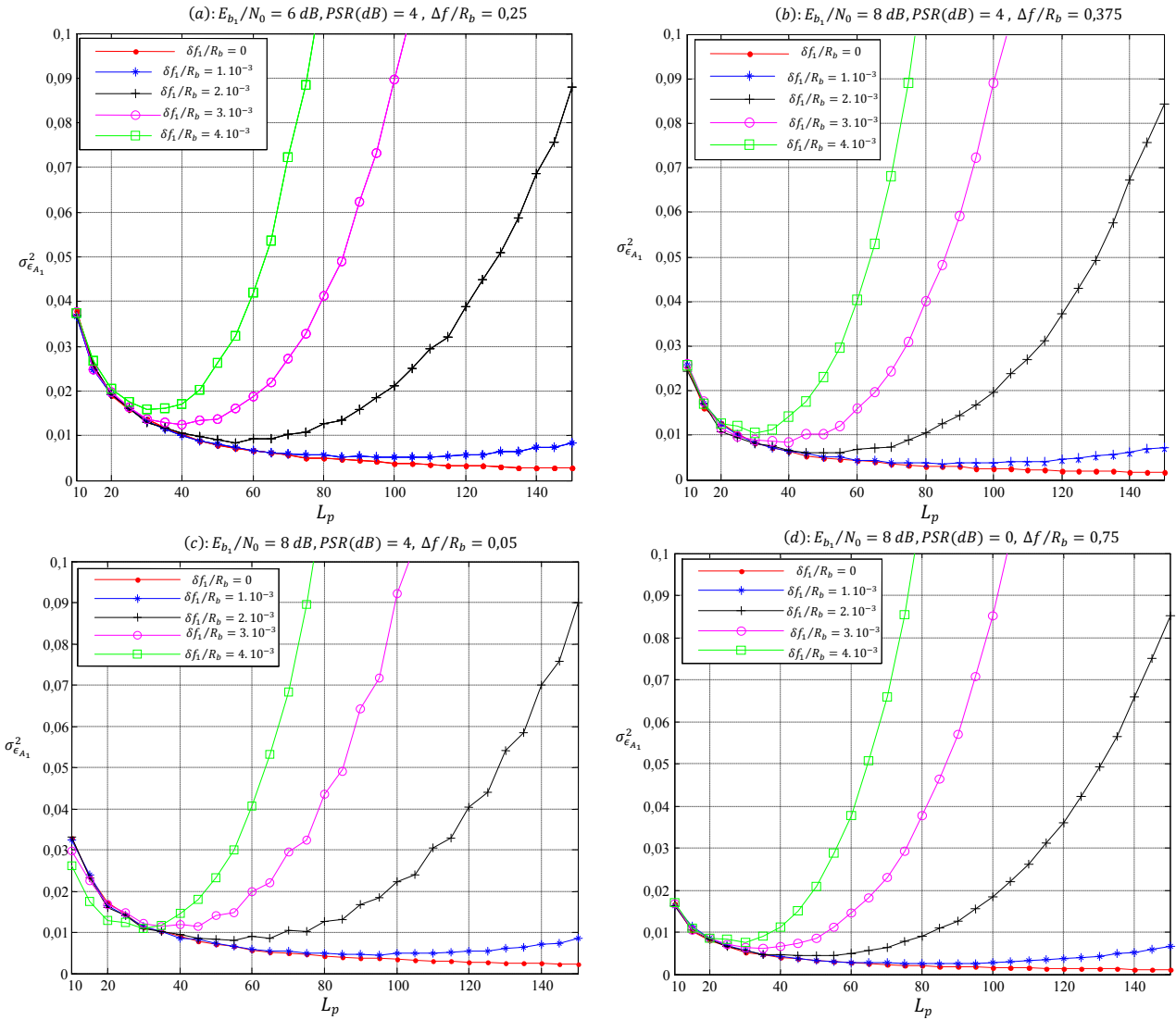


Figure 7.10 : Tracés de la variance $\sigma_{\epsilon_{A1}}^2$ en fonction de L_p , pour différentes valeurs des écarts de fréquences résiduels $\delta f_1/R_b$.

D'après les schémas de la Figure 7.10, nous remarquons l'existence d'une longueur optimale $L_{p_{opt}}$ de la fenêtre pour chaque écart de fréquence résiduel $\delta f_1/R_b$. Cette longueur optimale correspond à la longueur de la fenêtre qui minimise la variance de l'estimateur. D'après ces mêmes schémas, cette longueur $L_{p_{opt}}$ vaut approximativement 25 pour $\delta f_1/R_b = 4 \cdot 10^{-3}$, 33 pour $\delta f_1/R_b = 3 \cdot 10^{-3}$, 50 pour $\delta f_1/R_b = 2 \cdot 10^{-3}$ et 85 pour $\delta f_1/R_b = 1 \cdot 10^{-3}$. En absence d'un écart résiduel, la variance de l'amplitude décroît toujours avec la longueur de la fenêtre.

A l'aide des plusieurs résultats de simulation, nous avons remarqué la relation qui relie la longueur optimale $L_{p_{opt}}$ à celle de l'écart de fréquence résiduel $\delta f_1/R_b$. Celle-ci s'écrit sous la forme :

$$0,08 \leq L_{p_{opt}} \cdot (\delta f_1/R_b) \leq 0,12 \quad (7.30)$$

L'équation (7.30) montre que la longueur optimale $L_{p_{opt}}$ est inversement proportionnelle à l'écart de fréquence résiduel $\delta f_1/R_b$.

Pour finir l'étude de l'estimateur d'amplitude, nous allons tracer la variance $\sigma_{\hat{\epsilon}_{A_1}}^2$ en fonction des différents paramètres. Nous allons comparer les résultats obtenus à la borne MCRB définie dans le paragraphe 6.4.1. Les résultats sont tracés pour une longueur de fenêtre de $L_p = 50$. Nous obtenons les résultats suivants :

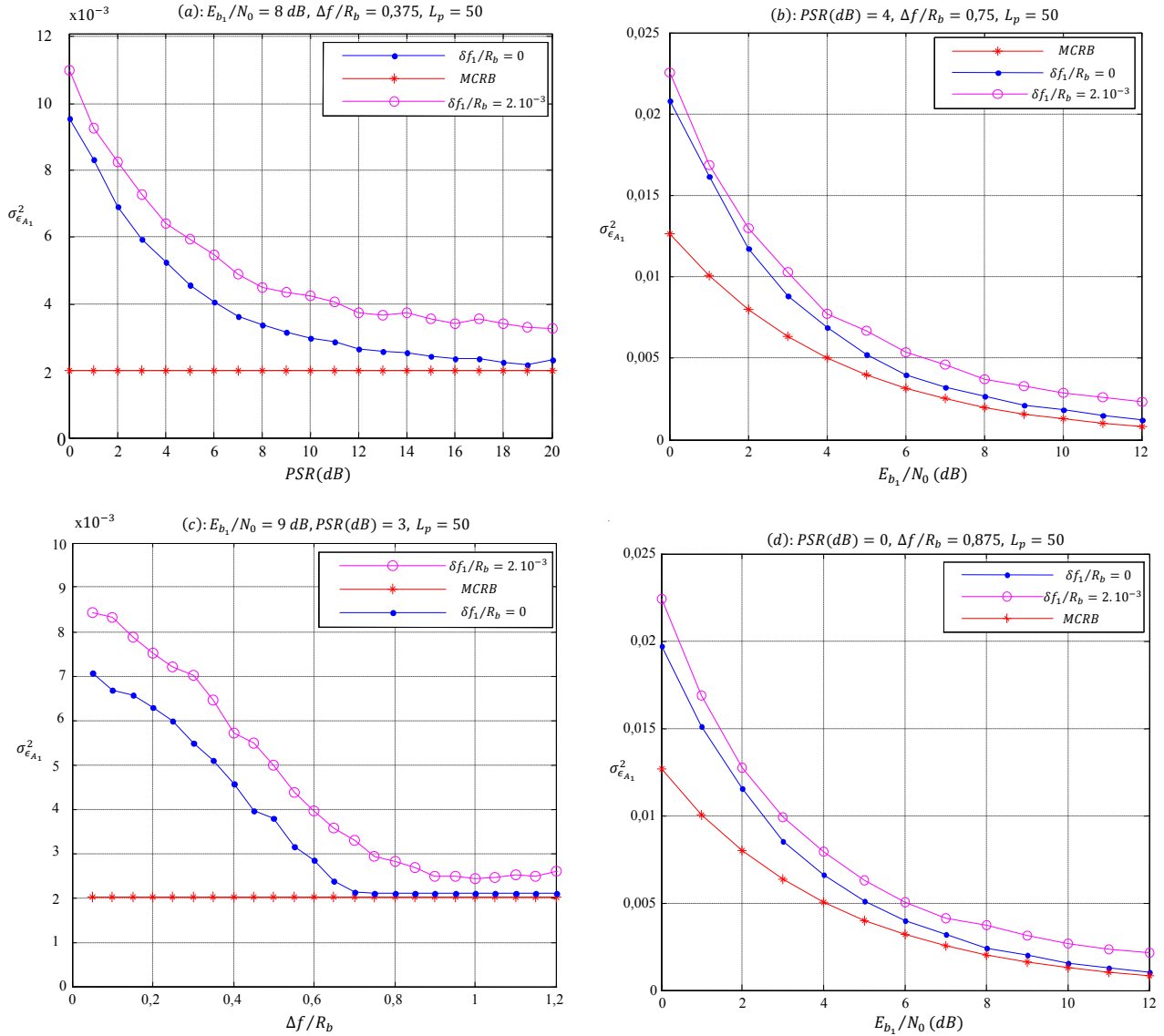


Figure 7.11 : Comparaison de la variance $\sigma_{\hat{\epsilon}_{A_1}}^2$ à la borne de Cramer Rao modifiée.

D'après les schémas (b) et (d) de la Figure 7.11, nous remarquons que l'estimateur d'amplitude donne de bonnes performances proches de la borne MCRB pour des valeurs de E_{b_1}/N_0 supérieures à 8 dB. Ceci est vrai pour les valeurs de $\Delta f/R_b$ données dans ces schémas. Pour l'influence de ces écarts fréquentiels $\Delta f/R_b$, ceci est illustrée sur le schéma (c). Quand l'écart fréquentiel croît, les moyennes $E_u[\hat{\rho}_{1,2}^2(u, u)]$ et $E_u[\hat{\rho}_{1,2}^2(u, u - 1)]$ de l'équation (7.25) diminuent. Les performances de l'estimateur Viterbi-Viterbi tendent alors vers les performances obtenues dans le cas d'une transmission mono utilisateur.

7.6.2 Statistiques de l'estimateur de phase

Dans le cas de l'estimation de la phase, deux types de fenêtres peuvent être envisagées :

- une estimation par fenêtre glissante (notée GWA pour Gidding Window Accumulator) qui fournit une phase estimée au rythme binaire T_b . Dans ce cas, la phase estimée représente l'estimation de la phase située au milieu de la fenêtre de longueur L_p .
- une estimation par fenêtres disjointes (notée BWA pour Block Window Accumulator) qui fournit une phase estimée tous les L_p symboles et oblige à considérer le résultat de l'estimation pour l'ensemble des L_p échantillons de la fenêtre. En présence d'un écart résiduel de fréquence non nul, un biais est alors introduit.

En absence d'un écart résiduel de fréquence $\delta f_1/R_b$, les deux types de fenêtres fournissent les mêmes résultats de variance. En revanche, lorsque les échantillons reçus sont affectés d'un écart résiduel de fréquence non nul, la présence de biais dégrade les performances de l'estimateur avec la fenêtre BWA par rapport à celles de l'estimateur avec une fenêtre GWA. En conséquence, nous nous limiterons dans la suite du travail à l'étude de l'estimation par fenêtre GWA.

Viterbi [Viterbi, et al., 1983] a montré que l'expression (7.29) est celle d'un estimateur non biaisé de la phase de l'échantillon du centre de la fenêtre GWA, même en présence d'un écart résiduel de fréquence.

Un autre point important dans l'estimateur de phase réside dans l'estimation fournie $\hat{\theta}'_l$ qui appartient à l'intervalle $[-\pi/2, \pi/2]$. Cependant, la valeur θ'_l à l'entrée de l'estimateur de Viterbi-Viterbi appartient à l'intervalle $[-\pi, \pi]$. Ainsi, la phase estimée est affectée d'une ambiguïté de phase de $\pm\pi$.

Afin de comparer les phases θ'_l à l'entrée de l'estimateur aux phases estimées $\hat{\theta}'_l$, ces dernières doivent être restituées entre $-\pi$ et $+\pi$. Ainsi, un post traitement de la phase estimée est nécessaire. Pour cela, nous avons recours au déroulement de la phase $\hat{\theta}'_l$. La phase déroulée de $\hat{\theta}'_l$ est notée par $\check{\theta}'_l$. Le déroulement de la phase est présenté sous la forme suivante [Bergogne, 1996] :

Soit $\hat{\theta}'_l(u)$ la phase estimée du signal l à l'instant uT_b avec $l \in [1,2]$, $u \in [0, M - 1]$ et $\check{\theta}'_l(u)$ la phase déroulée correspondante. Nous notons par $\Delta\hat{\theta}'_l(u)$ le terme suivant :

$$\Delta\hat{\theta}'_l(u) = \hat{\theta}'_l(u) - \check{\theta}'_l(u - 1) \quad (7.31)$$

La phase déroulée s'obtient alors sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\hat{\theta}'_l(u) > \pi/2 : \check{\theta}'_l(u) = \check{\theta}'_l(u - 1) + \Delta\hat{\theta}'_l(u) - \pi \\ \text{si } \Delta\hat{\theta}'_l(u) < -\pi/2 : \check{\theta}'_l(u) = \check{\theta}'_l(u - 1) + \Delta\hat{\theta}'_l(u) + \pi \\ \check{\theta}'_l(0) = \hat{\theta}'_l(0) \end{cases} \quad (7.32)$$

Ce type de déroulement fournit une phase estimée $\check{\theta}'_i \in [-\pi, \pi]$ qui est comparée à $\theta'_i \in [-\pi, \pi]$ afin de calculer la variance de l'estimateur. Nous illustrons ci-dessous la phase estimée ainsi que son déroulement :

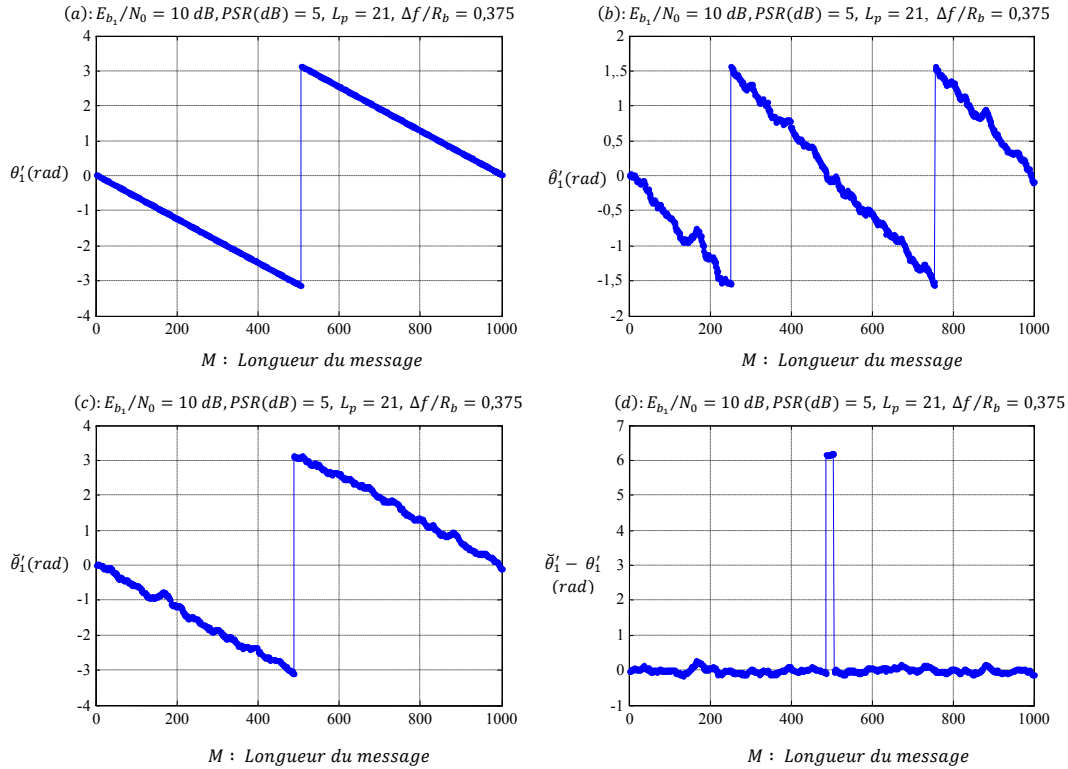


Figure 7.12 : Illustration de la phase initiale et de la phase estimée ainsi que de son déroulement pour $\delta f_1/R_b = 3.10^{-3}$.

D'après la Figure 7.12, nous illustrons l'effet de déroulement de la phase $\hat{\theta}'_1$. Le déroulement permet le passage à l'intervalle $[-\pi, \pi]$ comme cela est montré au schéma (c). En comparant la phase initiale θ'_1 du signal 1 à la phase déroulée $\check{\theta}'_1$, le schéma (d) montre une ambiguïté de phase de $\pm 2\pi$. Cette ambiguïté n'est pas gênante puisque la correction par la phase déroulée affectée de cette ambiguïté n'influe pas sur la décision des symboles. Mathématiquement et en absence de bruit, nous obtenons :

$$\exp[j\check{\theta}'_i(u)] = \exp[j\theta'_i(u)] \underbrace{\exp[\pm j2\pi]}_{+1} \quad (7.33)$$

Toutefois, cette technique de post traitement pour la suppression des sauts de l'estimation peut engendrer le phénomène des sauts de cycle. En effet, le post traitement a pour but de supprimer les fluctuations intempestives de l'estimation de la phase par comparaison des estimations successives. Il arrive que ce déroulement soit réalisé à tort en détectant un saut d'estimation qui n'existe pas en réalité, ou bien en omettant d'en détecter un. Nous supposons, dans notre travail, la robustesse de l'estimateur vis-à-vis des sauts de cycle. En pratique, ces sauts de cycle n'apparaissent qu'à très faible rapport signal à bruit ($E_b/N_0 < 2 \text{ dB}$) [Bergogne, 1996].

Conformément à la Figure 7.9, nous allons considérer des écarts fréquentiels $\Delta f/R_b \geq 0,025$. Pour des écarts fréquentiels inférieurs à cette valeur, l'équation (7.27) n'est plus vérifiée. Nous allons tracer la variance $\sigma_{\epsilon'_{\theta_1}}^2$, de l'estimateur Viterbi-Viterbi en fonction des différents paramètres. Nous allons comparer les résultats obtenus à la borne MCRB définie dans le paragraphe 6.4.1. Les résultats sont tracés pour une longueur de fenêtre de $L_p = 51$. Nous obtenons les résultats suivants :

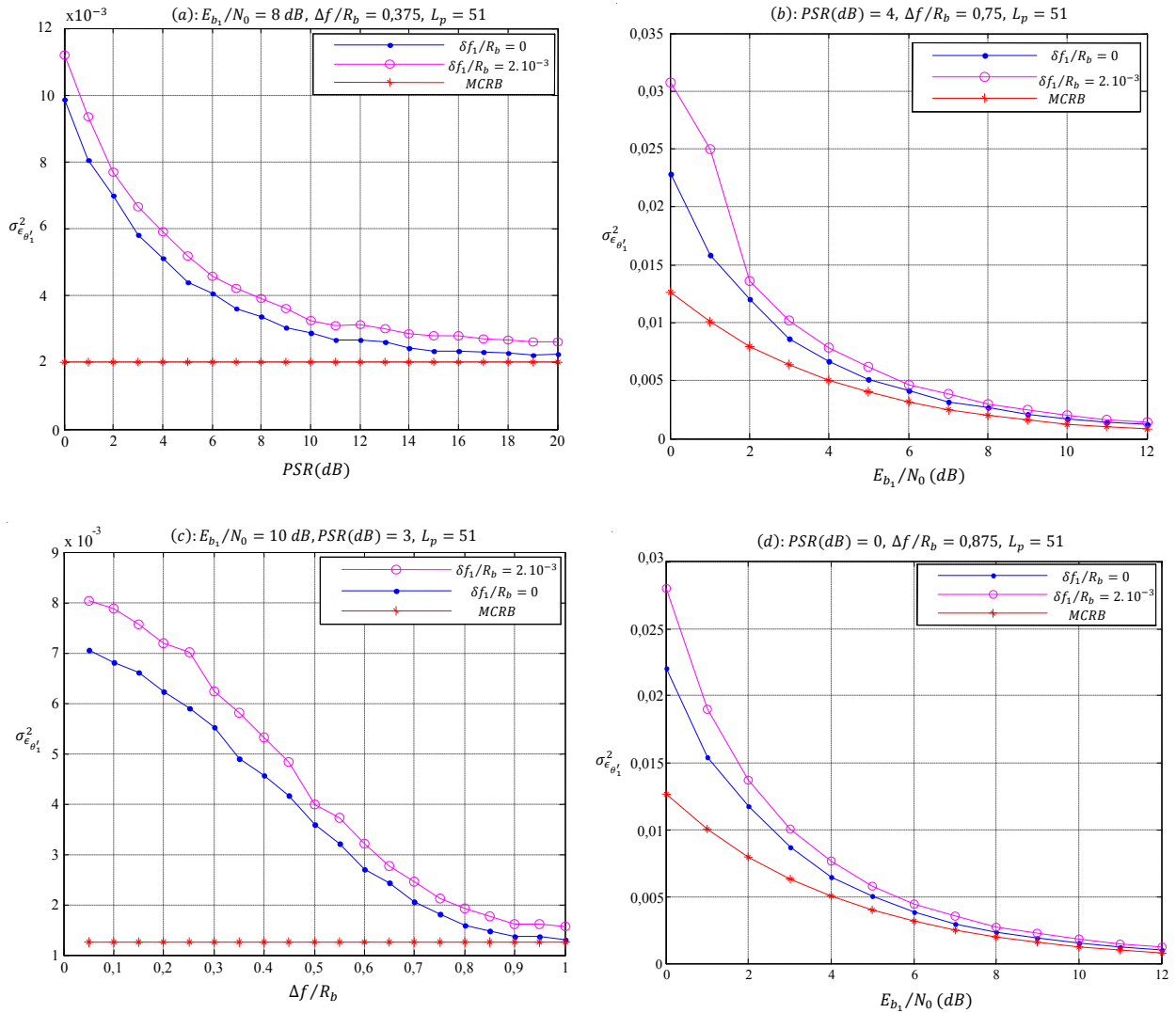


Figure 7.13 : Comparaison de la variance $\sigma_{\epsilon'_{\theta_1}}^2$ à la borne de Cramer Rao modifiée.

D'après les résultats obtenus, nous remarquons que l'estimateur de phase proposé donne de bonnes performances proches de la borne MCRB. Ceci nous montre l'efficacité de cet estimateur de phase dans le cas du système Argos.

Nous allons maintenant tracer la variance $\sigma_{\epsilon'_{\theta_1}}^2$, de l'estimateur Viterbi-Viterbi en fonction de la longueur L_p de la fenêtre glissante et pour différentes valeurs des écarts de fréquences résiduels $\delta f_1/R_b$. Dans la suite du travail, nous nous limitons au cas des écarts de fréquences résiduels $\delta f_1/R_b \leq 3 \cdot 10^{-3}$. L'estimateur de fréquence en amont de l'estimateur de Viterbi-

Viterbi permet de ramener l'écart de fréquence $\overline{\delta f_1}/R_b$ à un écart $\delta f_1/R_b$ de cet ordre de grandeur. Nous obtenons ainsi les résultats suivants :

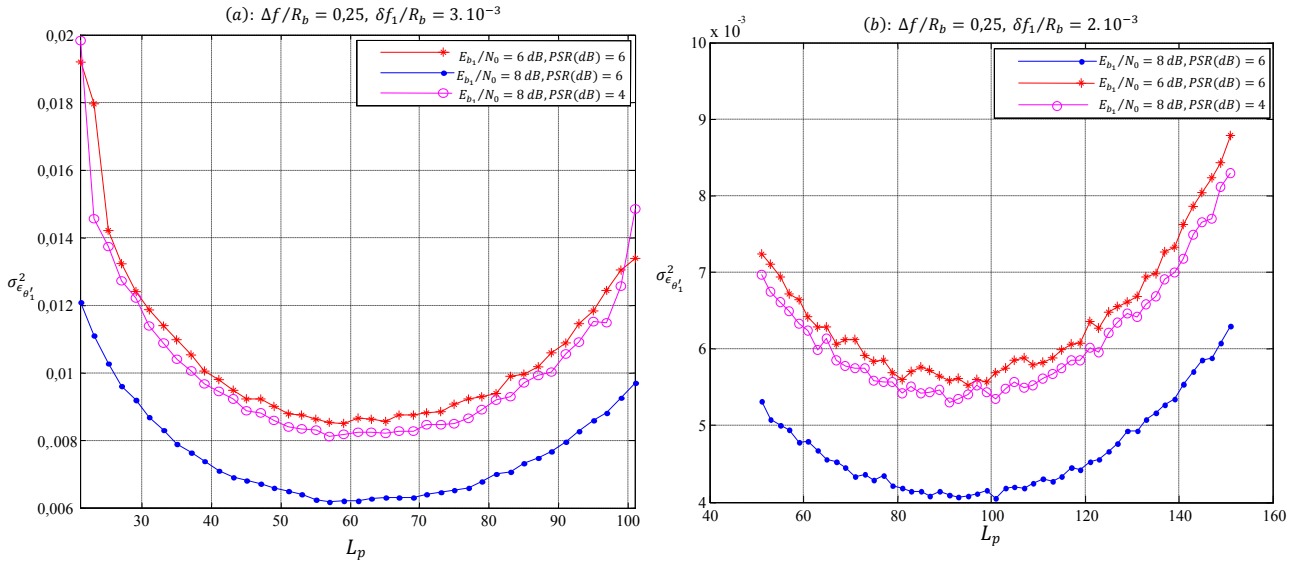


Figure 7.14 : Tracés de la variance $\sigma_{\epsilon_{\theta'_1}}^2$ en fonction de L_p , pour différentes valeurs des écarts de fréquences résiduels $\delta f_1/R_b$.

D'une façon similaire à la Figure 7.10, la Figure 7.14 montre l'existence d'une longueur optimale $L_{p_{opt}}$ de la fenêtre pour chaque écart de fréquence résiduel $\delta f_1/R_b$. Cette longueur $L_{p_{opt}}$ vaut approximativement 61 pour $\delta f_1/R_b = 3 \cdot 10^{-3}$ et 101 pour $\delta f_1/R_b = 2 \cdot 10^{-3}$. Ces valeurs de la longueur optimale permettent de minimiser la variance de la phase $\sigma_{\epsilon_{\theta'_1}}^2$.

Nous remarquons, d'après les Figure 7.10 et Figure 7.14, que la longueur optimale pour minimiser la variance de la phase est approximativement deux fois celle pour minimiser la variance d'amplitude. À titre d'exemple, pour un écart fréquentiel résiduel de $\delta f_1/R_b = 2 \cdot 10^{-3}$, la longueur optimale pour minimiser la variance de l'amplitude est de 50 tandis qu'elle est de 101 pour minimiser la variance de la phase.

L'interprétation de ce résultat s'explique par le fait que l'amplitude, supposée constante sur la durée du message, est estimée pour toute la fenêtre de longueur L_p . La présence d'un écart de fréquence résiduel affecte chaque échantillon u de la fenêtre où $u \leq L_p$ d'une valeur $(\delta f_1 \cdot u)/R_b$. Ainsi, les échantillons aux extrémités de la fenêtre sont affectés d'une valeur maximale de $(\delta f_1 \cdot L_p)/R_b$.

Par contre, pour l'estimation de la phase sur la fenêtre de longueur L_p , la phase estimée représente l'estimation de l'échantillon situé au centre de la fenêtre (GWA). Cet échantillon central est affecté d'une valeur maximale de $(\delta f_1 \cdot L_p)/(2 \cdot R_b)$. Ceci permet d'expliquer les résultats obtenus dans les simulations.

Pour finir avec l'estimateur de phase, nous allons tracer la variance $\sigma_{\epsilon_{\theta'_2}}^2$ en fonction des différents paramètres. La phase estimée $\hat{\theta}'_2$ est obtenue après avoir soustraite l'interférence provenant du signal le plus fort. Nous allons comparer ainsi les résultats obtenus à la valeur de

MCRB. Les résultats sont tracés pour une longueur de fenêtre de $L_p = 51$. Nous obtenons les résultats suivants :

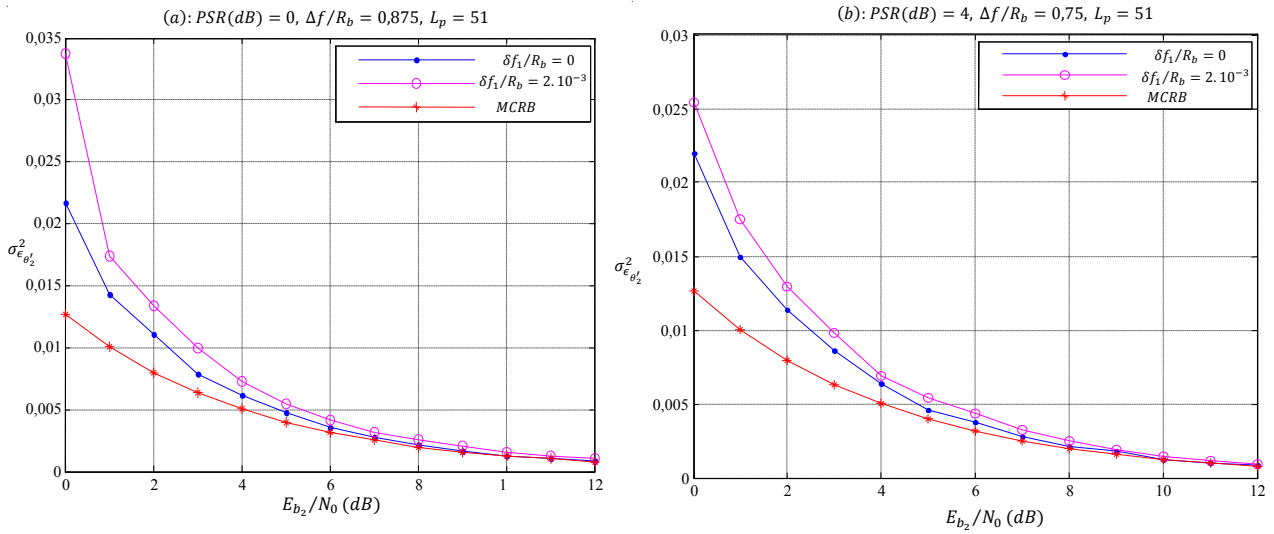


Figure 7.15 : Comparaison de la variance $\sigma_{\epsilon_{\theta_2}^2}$ à la borne de Cramer Rao modifiée.

Dans la Figure 7.15, nous montrons la variance du faible signal 2 après la démodulation du signal le plus fort et puis son annulation. Nous remarquons que l'estimateur de Viterbi-Viterbi fournit des bonnes performances dans le cas MUD du système Argos. Ceci est dû toujours aux moyennes $E_u[\hat{\rho}_{1,2}^2(u, u)]$ et $E_u[\hat{\rho}_{1,2}^2(u, u - 1)]$ de l'équation (7.25) qui diminuent quand l'écart fréquentiel $\Delta f/R_b$ entre les deux utilisateurs augmente. Dans ce cas, l'estimateur de Viterbi-Viterbi est bien performant dans une transmission mono utilisateur que dans une transmission multi utilisateurs.

7.7 Conclusion

Nous avons proposé, dans ce chapitre, différents estimateurs numériques pour le système Argos. Les estimateurs choisis sont de type NDA car ces derniers présentent l'avantage de ne pas besoin à aucune connaissance a priori des données transmises. Les estimateurs proposés sont dérivés du critère du maximum de vraisemblance et sont conçus à la base pour une transmission mono utilisateur. Nous les avons adaptés avec succès dans le cadre d'une transmission multi utilisateurs du système Argos.

Contrairement au récepteur analogique, le circuit de récupération du retard vient en premier lieu dans un récepteur numérique. Ceci est dû à sa fonction de vraisemblance qui est indépendante des paramètres de la phase. L'estimation du retard est fondée sur un algorithme de recherche qui permet de trouver la valeur du retard qui maximise la fonction de vraisemblance. Les performances de cet estimateur dépendent du facteur de sur-échantillonnage du signal en bande de base à son entrée. Le choix de ce facteur représente un compromis entre les bonnes performances d'une part et la complexité d'implantation d'autre part. Après avoir estimé le retard, l'étape de récupération de la porteuse débute. Ceci consiste à acquérir l'information de phase des échantillons restitués à la sortie de l'estimateur du retard. L'acquisition de l'information de phase est réalisée en deux étapes d'estimation. Tout

d'abord, un estimateur de fréquence est implanté qui permet d'estimer l'écart de fréquence résiduel du signal transposé en bande de base. L'estimateur proposé est fondé sur un calcul de différence des phases entre deux échantillons consécutifs. Cet estimateur est adapté dans notre travail pour un détecteur SIC à deux étages. Les performances de cet estimateur sont présentées en comparant sa variance d'erreur à la valeur MCRB. Les résultats obtenus ont montré un fonctionnement modeste de cet estimateur dans le cas du système Argos. D'autres estimateurs pourront être proposés dans les prochains travaux. La deuxième étape de la récupération de la porteuse permet d'estimer les phases à l'origine après compensation de la phase des échantillons par le résultat de la première estimation de fréquence. L'estimateur proposé est l'estimateur Viterbi-Viterbi. Ce dernier présente un bon compromis entre les bonnes performances en termes de variances des erreurs d'une part et sa complexité d'implantation d'autre part. Cet estimateur utilise une fenêtre glissante qui permet de poursuivre la phase estimée. L'influence de la longueur de la fenêtre sur les performances de l'estimateur est aussi présentée. Nous avons montré la présence d'une longueur optimale pour chaque écart de fréquence résiduel. Cette longueur optimale permet de diminuer la variance de l'erreur de phase de cet estimateur. En outre, cet estimateur permet aussi d'estimer l'amplitude des différents signaux. Les performances de cet estimateur sont présentées en comparant les variances des erreurs d'amplitude et de phase aux bornes MCRB correspondantes. Les résultats obtenus ont montré que cet estimateur donne des performances proches de la valeur MCRB. Ainsi, cet estimateur représente un bon choix pour l'estimation de l'amplitude et de la phase dans le système Argos.

Chapitre 8

Conclusion Générale et Perspectives

8.1 Conclusion générale

Cette étude aborde les enjeux liés à la réception multi utilisateurs dans les générations actuelles du système Argos. En effet, le système Argos actuel permet de décoder un seul signal à un instant donné. Le pourcentage des balises traitées est faible par rapport au nombre de balises vues par le satellite. La solution proposée dans notre travail consiste à implanter des techniques MUD, au niveau du récepteur, capables de décoder simultanément tous les signaux reçus.

Parmi les différentes techniques MUD présentées, les détecteurs fondés sur les annulations d'interférences (SIC, PIC, MMSE-PIC) présentent un bon compromis entre la complexité d'une part et les performances en termes de TEB d'autre part. Ces détecteurs présentent l'avantage de démoduler, avec de bonnes performances en termes de TEB, des signaux à faibles puissances ainsi que des signaux à puissances fortes. Ces détecteurs ont été développés dans le cadre d'une transmission synchrone ainsi qu'une transmission asynchrone. En particulier, nous avons focalisé notre travail sur le détecteur SIC. Celui-ci présente une moindre complexité d'implantation par rapport au MMSE-PIC et une meilleure performance en termes de TEB par rapport au PIC pour décoder des signaux avec des fréquences porteuses reçues proches. Des schémas de performances et de dégradations sont présentés afin de valider l'efficacité du choix du détecteur SIC.

Les performances du détecteur SIC sont étudiées dans le cas d'une estimation parfaite des paramètres au niveau du récepteur, ainsi dans le cas d'une estimation imparfaite des paramètres. Les résultats obtenus ont montré la robustesse du détecteur SIC vis-à-vis des erreurs d'amplitude et de phase, par contre une sensibilité plus grande vis-à-vis d'une erreur de retard. De plus, les résultats obtenus ont montré que le détecteur SIC pourra traiter maintenant plus que 80% des cas possibles. Ceci tient compte des différentes erreurs d'estimation. Ainsi, le détecteur SIC a permis l'augmentation du taux de balises traités.

La dernière étape de notre travail est consacrée à la synchronisation du récepteur numérique du système Argos. Différents estimateurs sont proposés dans ce chapitre. Les estimateurs envisagés sont des estimateurs non bouclés qui permettent la synchronisation à partir d'un petit nombre d'échantillons du signal reçu. Ces estimateurs non bouclés ne nécessitent aucun temps d'accrochage et donc ils sont adaptables pour les transmissions en mode paquet comme dans le système Argos.

Pour l'estimateur de retard, nous avons proposé l'estimateur basé sur le critère de maximum de vraisemblance. Cet estimateur utilise un algorithme de recherche qui cherche à trouver la valeur estimée parmi plusieurs valeurs possibles en maximisant une fonction de vraisemblance. La raison de notre choix réside dans les bonnes performances obtenues par

cet estimateur d'une part et de la sensibilité du détecteur SIC vis-à-vis d'une erreur de retard d'autre part. Pour l'estimateur de l'écart fréquentiel résiduel, nous avons proposé l'estimateur fondé sur la différence des phases entre deux échantillons consécutifs. Malgré ses bonnes performances dans une transmission mono utilisateur, cet estimateur présente des performances modestes dans le cas de multi utilisateur du système Argos. Ces performances sont évaluées en leur comparant à la valeur de MCRB. Pour la phase et l'amplitude, nous avons proposé l'algorithme de Viterbi-Viterbi. Ce dernier représente un bon compromis entre la complexité d'une part et les performances obtenues d'autre part. Les résultats ont montré des performances proches de la valeur de MCRB. L'estimateur Viterbi-Viterbi utilise une fenêtre glissante capable de poursuivre la phase.

8.2 Perspectives

Dans le paragraphe ci-joint, nous envisageons les perspectives des prochains travaux :

- dans notre travail, nous avons supposé a priori la réception de deux balises et nous avons évalué les performances du détecteur SIC dans ce cas d'étude. De prochains travaux doivent étendre cette étude pour détecter le nombre K des balises reçues et puis évaluer les performances des estimateurs proposés et celles du détecteur SIC pour ce nombre K de balises.
- nous avons ignoré, dans notre travail, l'évolution de la fréquence Doppler (la dérive Doppler) ainsi que la présence de la porteuse pure existante au début du message réel. De prochains travaux doivent étudier l'influence de cette dérive sur les estimations des différents paramètres. De même, les prochains travaux doivent considérer la possibilité de la superposition de la fréquence porteuse pure d'une balise donnée avec les données d'autres balises.
- les prochains travaux peuvent proposer d'autres estimateurs de fréquence. Ces nouveaux estimateurs doivent donner des performances en termes de variance proches de la valeur de MCRB. Ceci est important pour assurer le bon fonctionnement de l'estimateur de Viterbi-Viterbi.
- l'étude faite dans notre travail peut être adaptée aux balises Nouvelles Générations (NG). Dans ce cas d'étude, les différents estimateurs proposés doivent subir des modifications pour les adapter à une modulation QPSK.

Annexe A

Algorithme de Viterbi

Nous présentons dans cette annexe la description du treillis, du découpage de la métrique ainsi que le développement de l'algorithme de Viterbi.

1- Expression de la métrique de transition

Nous allons nous intéresser, dans ce paragraphe, au paramètre $\Omega'(\tilde{b})$ de l'équation (5.47). Pour décomposer ce paramètre de manière exploitable dans la construction du treillis et des métriques de transition, nous allons tout d'abord changer la double somme $\sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{M-1}$ de l'équation (5.47) en une somme simple $\sum_{q=1}^{KM}$ grâce au changement d'indice $q = nK + k$ avec $q \in [1, KM]$. Ainsi, le premier terme du paramètre $\Omega'(\tilde{b})$ s'écrit :

$$\begin{aligned}\Omega'_1(\tilde{b}) &= 2 \operatorname{Im} \left[\sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{M-1} A_k \sin(m) \tilde{b}_k(n) y_k(n) \right] \\ \Omega'_1(\tilde{b}) &= 2 \operatorname{Im} \left[\sum_{q=1}^{KM} A_{q \bmod K} \sin(m) \tilde{b}_q y_q \right]\end{aligned}\tag{A.1}$$

où les vecteurs b et y sont définis dans l'équation (5.33) et l'opérateur \bmod est défini par:

$$q \bmod K = \begin{cases} q \text{ modulo } K & \text{si } (q \text{ modulo } K) \neq 0 \\ K & \text{si } (q \text{ modulo } K) = 0 \end{cases}\tag{A.2}$$

De même, nous considérons le deuxième terme du paramètre $\Omega'(\tilde{b})$ désigné par $\Omega'_2(\tilde{b})$ et nous remplaçons la double somme $\sum_{l=1}^K \sum_{n'=0}^{M-1}$ par une somme simple $\sum_{q'=1}^{KM}$ grâce au changement d'indice $q' = n'K + l$ avec $q' \in [1, KM]$. Ainsi, nous écrivons :

$$\begin{aligned}\Omega'_2(\tilde{b}) &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K \sum_{n=0}^{M-1} \sum_{n'=0}^{M-1} A_k A_l \sin^2(m) \tilde{b}_k(n) \tilde{b}_l(n') \rho_{l,k}(n', n) \\ &= \sum_{q=1}^{KM} \sum_{q'=1}^{KM} A_{q \bmod K} A_{q' \bmod K} \sin^2(m) \tilde{b}_q \tilde{b}_{q'} \rho_{q' \bmod K, q \bmod K}(q' \text{ quot } K, q \text{ quot } K)\end{aligned}\tag{A.3}$$

où $x \text{ quot } y$ désigne le quotient entier de la division de x par y .

En développant l'équation (A.3), le terme $\Omega'_2(\tilde{b})$ s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}& \sum_{q=1}^{KM} \left[(A_{q \bmod K})^2 \rho_{k,k}(n, n) \sin^2(m) \right. \\ & \left. + \sum_{q'=1, q' \neq q}^{KM} A_{q \bmod K} A_{q' \bmod K} \sin^2(m) \tilde{b}_q \tilde{b}_{q'} \rho_{q' \bmod K, q \bmod K}(q' \text{ quot } K, q \text{ quot } K) \right]\end{aligned}\tag{A.4}$$

où le coefficient $\rho_{k,k}(n, n)$ représente l'énergie du filtre de mise en forme $h(t)$. Sachant que les coefficients $\rho_{l,k}(n', n)$ sont nuls pour $|n' - n| > 1$ (cf. Figure 5.1) et les $\rho_{l,k}(n - 1, n)$, $\rho_{l,k}(n + 1, n)$ sont nuls pour $l > k$ et $l < k$ respectivement et présentent des propriétés hermitiennes définies par l'équation (5.6), le terme $\Omega'_2(\tilde{b})$ de l'équation (A.4) s'écrit alors :

$$\sum_{q=1}^{KM} \left[(A_{q \bmod K})^2 \rho_{k,k}(n, n) \sin^2(m) + \sum_{q'=q-(K-1)}^{q-1} A_{q \bmod K} A_{q' \bmod K} \sin^2(m) \tilde{b}_q \tilde{b}_{q'} \rho_{q' \bmod K, q \bmod K}(q' \text{ quot } K, q \text{ quot } K) \right] \quad (\text{A.5})$$

Enfin, nous considérons le troisième terme du paramètre $\Omega'(\tilde{b})$ de l'équation (5.47), désigné par $\Omega'_3(\tilde{b})$:

$$\begin{aligned} \Omega'_3(\tilde{b}) &= \frac{2}{M} \text{Im} \left[\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^K \sum_{n=0}^{M-1} \sum_{n'=0}^{M-1} A_k A_l \cos(m) \sin(m) \tilde{b}_k(n) \rho'_{l,k}(n) \right] \\ &= \frac{2}{M} \text{Im} \left[\sum_{q=1}^{KM} \sum_{q'=1}^{KM} A_{q \bmod K} A_{q' \bmod K} \cos(m) \sin(m) \tilde{b}_q \rho'_{q' \bmod K, q \bmod K}(q \text{ quot } K) \right] \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Ayant les trois termes du paramètre $\Omega'(\tilde{b})$ dans les équations (A.1), (A.5) et (A.6), le paramètre $\Omega'(\tilde{b})$ à maximiser se met sous la forme d'une somme de KM métriques de transition $m_t(\tilde{b}_q, s_{q-1})$:

$$\Omega'(\tilde{b}) = \sum_{q=1}^{KM} m_t(\tilde{b}_q, s_{q-1}) \quad (\text{A.7})$$

où :

$$\begin{aligned} m_t(\tilde{b}_q, s_{q-1}) &= 2 \text{Im} [A_{q \bmod K} \sin(m) \tilde{b}_q y_q] \\ &- \sin^2(m) \left[(A_{q \bmod K})^2 \rho_{k,k}(n, n) + 2 \text{Re} \left(\sum_{q'=q-(K-1)}^{q-1} A_{q \bmod K} A_{q' \bmod K} \tilde{b}_q \tilde{b}_{q'} \rho''(q', q) \right) \right] \\ &+ 2 \text{Im} \left[\sum_{q'=1}^K A_{q \bmod K} A_{q'} \cos(m) \sin(m) \tilde{b}_q \rho'_{q', q \bmod K}(q \text{ quot } K) \right] \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

où le vecteur \tilde{b} représente une combinaison possible du vecteur b défini dans l'équation (5.33) et $\rho''(q', q)$ est le coefficient défini par :

$$\rho''(q', q) = \rho_{q' \bmod K, q \bmod K}(q' \text{ quot } K, q \text{ quot } K) \quad (\text{A.9})$$

Nous nous apercevons que pour connaître la métrique $m_t(\tilde{b}_q, s_{q-1})$ correspondante au symbole \tilde{b}_q , nous devons connaître les $(K - 1)$ symboles précédents. Nous avons donc un effet mémoire d'ordre $K - 1$.

La notation $m(\tilde{b}_q, s_{q-1})$ représente la métrique de transition d'un état s_{q-1} représentant l'état contenant les valeurs des $(K - 1)$ symboles précédents, donc défini par $s_{q-1} = [\tilde{b}_{q-K+1}, \tilde{b}_{q-K+2}, \dots, \tilde{b}_{q-1}]$ à un état s_q représentant l'état contenant les valeurs des $(K - 2)$ symboles précédents et la valeur du symbole \tilde{b}_q , donc défini par $s_q = [\tilde{b}_{q-K+2}, \tilde{b}_{q-K+3}, \dots, \tilde{b}_{q-1}, \tilde{b}_q]$.

2- Définition et propriétés du treillis

Nous remarquons que l'équation (A.7) peut être assimilée à un treillis qui comporte $KM + 1$ étapes. Une étape q est caractérisée par un calcul des métriques de transition $m_t(\tilde{b}_q, s_{q-1})$ du symbole $\tilde{b}_q \in \{-1, +1\}$ où $q = nK + k$ avec $k \in [1, K]$ qui représente le numéro de la balise et $n \in [0, M - 1]$ qui représente le numéro du symbole émis par la balise k . La première étape est une étape fictive pour d'initialisation.

À chaque calcul d'une métrique de transition $m_t(\tilde{b}_q, s_{q-1})$, nous passons d'un état s_{q-1} à un état s_q . Un état quelconque s_q du treillis est composé du symbole \tilde{b}_q et des $(K - 2)$ symboles précédents. Il y a donc 2^{K-1} états différents s_q à chaque étape q . Un état quelconque s_q est donné par $s_q = [\tilde{b}_{q-K+2}, \tilde{b}_{q-K+3}, \dots, \tilde{b}_{q-1}, \tilde{b}_q]$.

De chaque état s_{q-1} partent deux et seulement deux chemins vers deux états différents. Ces deux chemins correspondent aux deux valeurs possibles de $\tilde{b}_q \in \{-1, +1\}$. À chaque état s_q convergent deux et seulement deux chemins venant des deux états différents s_{q-1} (cf. Figure A.1). Ainsi, les deux états $s_{q-1} = [\tilde{b}_{q-K+1} = -1, \tilde{b}_{q-K+2}, \dots, \tilde{b}_{q-1}]$ et $s_{q-1} = [\tilde{b}_{q-K+1} = +1, \tilde{b}_{q-K+2}, \dots, \tilde{b}_{q-1}]$ convergent vers un même état $s_q = [\tilde{b}_{q-K+2}, \tilde{b}_{q-K+3}, \dots, \tilde{b}_{q-1}, \tilde{b}_q]$.

La métrique cumulée d'un état quelconque s_q à une étape q est calculée en additionnant toutes les métriques de transition du chemin qui arrivent à cet état et qui maximise cette somme (car il existe deux chemins possibles sur chaque état s_q). Elle est représentée par $m_c(s_q)$.

Au niveau de complexité du calcul et à chaque étape q du treillis, le nombre de métriques de transition est égal au produit du nombre d'états 2^{K-1} à cette étape q et du nombre de métriques de transitions par chaque état. Ainsi, à chaque étape, nous calculons $2 \cdot 2^{K-1}$ métriques de transition. Pour les KM étapes du treillis, nous avons donc $KM \cdot 2 \cdot 2^{K-1}$ métriques de transitions à calculer pour démoduler les KM symboles. Par contre, dans le cas d'une recherche exhaustive, nous prenons en compte les 2^{KM} chemins possibles et l'équation (A.7) montre que nous calculons $KM \cdot 2^{KM}$ métriques de transition. Ainsi, l'algorithme de Viterbi apporte un gain en complexité de calcul de $2^{K(M-1)}$ [Verdu, 1998].

La Figure A.1 représente le treillis construit dans le cas de la démodulation des signaux de trois balises ($K = 3$). Ce treillis est formé de quatre états. Une flèche pleine correspond à la métrique de transition pour un symbole de valeur $+1$, par contre une flèche pointillée correspond à la métrique de transition pour un symbole de valeur -1 . Pour les symboles non existants ($\tilde{b}_{-1}, \tilde{b}_0$) des premières étapes, nous leur affectons une valeur fictive de 0.

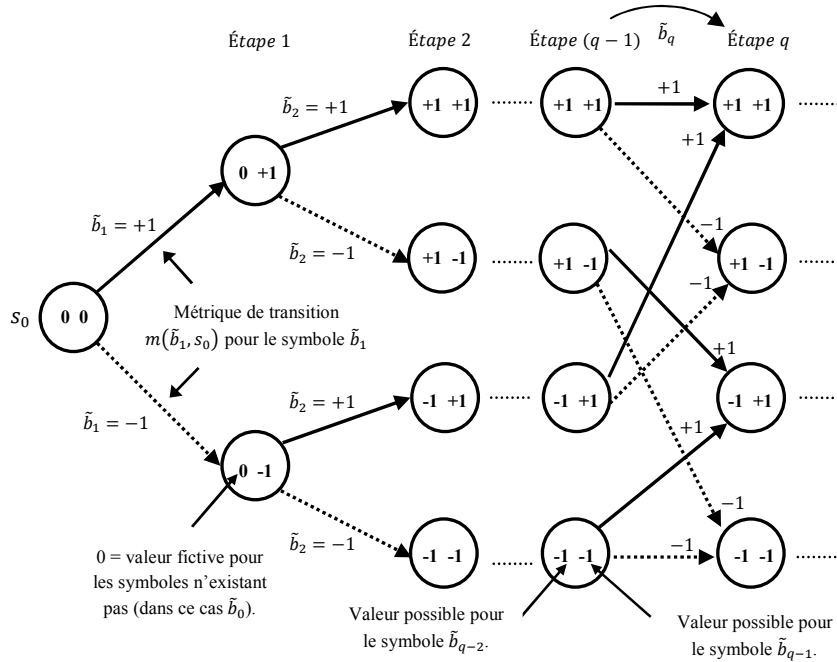


Figure A.1 : Treillis construit dans le cas de trois balises.

3- Déroulement de l'algorithme de Viterbi

Après la définition du treillis et de la métrique de transition, nous allons appliquer ensuite l'algorithme de Viterbi pour choisir le chemin qui maximise la valeur du paramètre $\Omega'(\tilde{b})$ de l'équation (A.7).

Pour cela, nous partons de l'état initial s_0 et nous calculons les métriques cumulées de tous les états, aux différentes étapes du treillis. À l'étape q , dès que deux chemins convergent à un état quelconque s_q , nous gardons le chemin qui correspond à la métrique cumulée la plus grande et nous supprimons l'autre chemin. À la fin du treillis, nous conservons le chemin ayant la métrique cumulée la plus grande parmi tous les 2^{K-1} états et nous décidons que la séquence émise est la séquence correspondant à ce chemin.

Dans la suite, nous décrivons en détail le fonctionnement de l'algorithme de Viterbi à une étape donnée q . Soit $m_c(s_q)$ la métrique cumulée d'un état quelconque s_q avec $q = nK + k$ et $q \in [1, KM]$. Nous rappelons que le symbole \tilde{b}_q correspond au symbole n émis par la balise k avec $n \in [0, M - 1]$ et $k \in [1, K]$.

- Pour chaque état s_q , deux métriques cumulées possibles sont calculées pour chacun des deux chemins possibles entre un état s_{q-1} et l'état s_q :

$$\begin{aligned}
m_{c,1}(s_q) &= m_c(s_{q-1}) + m_t(\tilde{b}_q, s_{q-1}) \\
m_{c,2}(s_q) &= m_c(s_{q-1}) + m_t(\tilde{b}_q, s_{q-1})
\end{aligned}
\tag{A.10}$$

où $m_t(\tilde{b}_q, s_{q-1})$ représente la métrique de transition d'un état s_{q-1} à l'état s_q , pour tous les chemins possibles entre ces deux états.

- Ensuite, nous regardons pour chaque état s_q quel est l'état s_{q-1} qui maximise l'une des métriques cumulées calculées dans l'équation (A.10). Nous définissons alors la métrique cumulée de l'état s_q par :

$$m_c(s_q) = \max[m_{c,1}(s_q), m_{c,2}(s_q)] \tag{A.11}$$

- Pour chaque état s_q , nous ne conservons que le chemin correspondant à l'état s_{q-1} maximisant la métrique cumulée suivant l'équation (5.49) et nous faisons disparaître l'autre chemin. Le chemin conservé s'appelle le chemin survivant.
- Enfin, ayant toutes les métriques cumulées pour tous les états s_q , nous parcourons le long du treillis jusqu'à arriver à l'étape KM du treillis. À cette étape, nous comparons les métriques cumulées des 2^{K-1} états différents et nous ne gardons que la métrique cumulée ayant la valeur maximale. La décision des symboles émis correspond alors au chemin survivant de cette métrique cumulée maximale.

4- Profondeur de décodage

En principe, comme déjà mentionné précédemment, il faut chercher le chemin maximisant le paramètre $\Omega'(\tilde{b})$ sur toute la séquence b de symboles émis. Cependant, nous pouvons prendre une décision sur une certaine partie des symboles avant d'avoir reçu toute la séquence de symboles. Ceci conduit à ce que nous appelons la profondeur de décodage [Verdu, 1998].

En pratique, nous n'allons pas essayer de chercher un chemin sur toute la séquence b de symboles émis. En d'autres termes, s'il existe toujours plusieurs chemins possibles au bout d'un certain nombre d'étapes p_d telles que $p_d \leq KM$, nous allons choisir le chemin ayant la métrique cumulée maximale parmi tous ces chemins possibles. Sur le chemin choisi, nous prenons une décision sur le symbole correspondant au début du chemin. Nous allons ensuite conserver les métriques cumulées et étudier les nouveaux chemins en supprimant de la recherche le symbole sur lequel nous venons juste de prendre une décision, et en ajoutant le symbole suivant le dernier symbole du chemin précédent. Le nombre p_d est appelé la profondeur de décodage du treillis. En pratique, nous nous limitons à une profondeur de décodage p_d égale à $\alpha(K - 1)$ avec $3 \leq \alpha \leq 5$ [Verdu, 1998].

5- Application de Viterbi dans le cas de deux balises

Afin de bien comprendre l'application de l'algorithme de Viterbi, il est intéressant de l'étudier dans le cas le plus simple avec $K = 2$ balises. Dans ce cas, la métrique de transition s'écrit sous la forme simplifiée suivante :

$$\begin{aligned}
m_t(\tilde{b}_q, s_{q-1}) &= 2 \operatorname{Im} [A_{q \bmod 2} \sin(m) \tilde{b}_q y_q] \\
&- \sin^2(m) \{ (A_{q \bmod 2})^2 \rho_{k,k}(n, n) + 2 \operatorname{Re} [A_{q \bmod 2} A_{(q-1) \bmod 2} \tilde{b}_q \tilde{b}_{(q-1)} \rho''(q-1, q)] \} \\
&+ 2 \operatorname{Im} \left[\sum_{q'=1}^2 A_{q \bmod 2} A_{q' \bmod 2} \cos(m) \sin(m) \tilde{b}_q \rho'_{q' \bmod 2, q \bmod 2}(q \text{ quot } 2) \right]
\end{aligned} \tag{A.12}$$

Suivant la valeur de $q = 2n + k$ avec $n \in [0, M - 1]$ et $k \in [1, K]$, nous avons le suivant :

- pour q pair ($k = 2$), nous aurons :

$$\begin{aligned}
m_t(\tilde{b}_q, s_{q-1}) &= 2 \operatorname{Im} [A_2 \sin(m) \tilde{b}_q y_q] \\
&- \sin^2(m) \{ A_2^2 \rho_{k,k}(n, n) + 2 \operatorname{Re} [A_2 A_1 \tilde{b}_q \tilde{b}_{(q-1)} \rho_{1,2}(n, n)] \} \\
&+ 2 \operatorname{Im} \left[\sum_{q'=1}^2 A_2 A_{q' \bmod 2} \cos(m) \sin(m) \tilde{b}_q \rho'_{q' \bmod 2, 2}(n) \right]
\end{aligned} \tag{A.13}$$

- pour q impair ($k = 1$), nous aurons :

$$\begin{aligned}
m_t(\tilde{b}_q, s_{q-1}) &= 2 \operatorname{Im} [A_1 \sin(m) \tilde{b}_q y_q] \\
&- \sin^2(m) \{ A_1^2 \rho_{k,k}(n, n) + 2 \operatorname{Re} [A_2 A_1 \tilde{b}_q \tilde{b}_{(q-1)} \rho_{2,1}(n-1, n)] \} \\
&+ 2 \operatorname{Im} \left[\sum_{q'=1}^2 A_1 A_{q' \bmod 2} \cos(m) \sin(m) \tilde{b}_q \rho'_{q' \bmod 2, 1}(n) \right]
\end{aligned} \tag{A.14}$$

Nous supposons maintenant que chacun des deux balises va émettre successivement trois symboles. Le treillis correspondant est représenté sur la Figure A.2, où des valeurs de métriques (valeurs en rouge) de transition sont données de manière aléatoire.

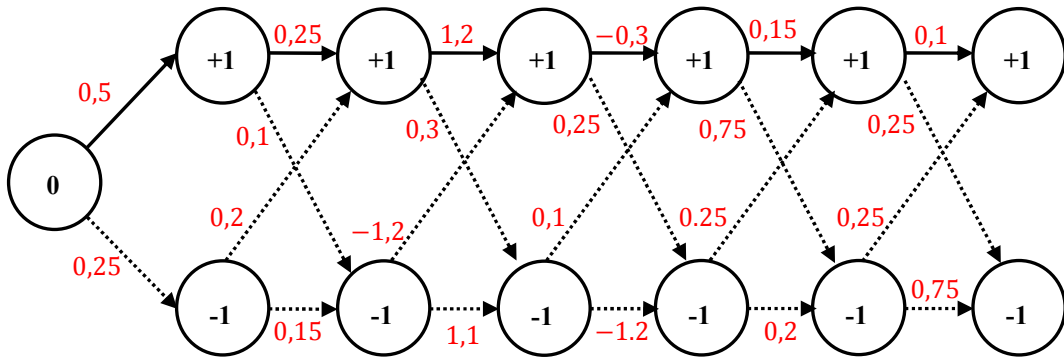


Figure A.2 : Exemple d'un treillis pour deux balises avec des valeurs de métriques de transition.

Ayant les métriques de transition à chaque étape du treillis, nous calculons les métriques cumulées (valeurs en bleu) de chaque état et nous ne gardons que celle ayant la valeur la plus grande. Ceci est défini par l'équation (A.11). Nous obtenons alors :

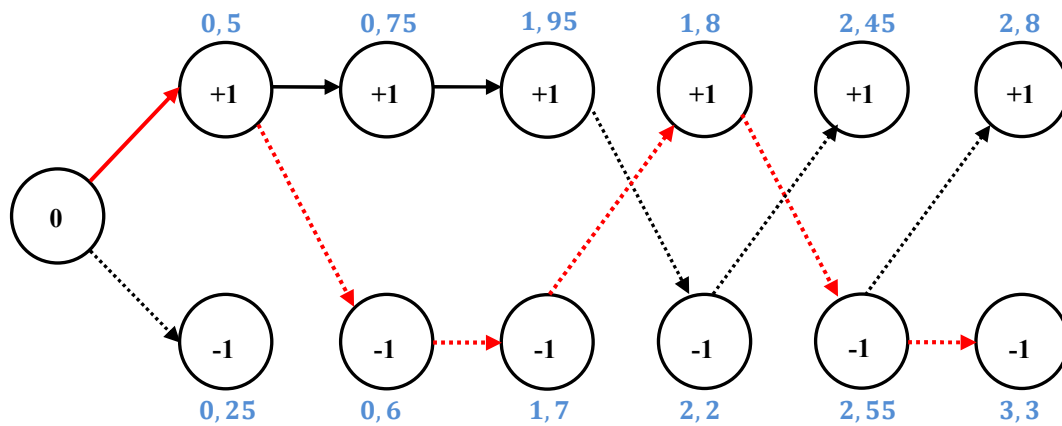


Figure A.3 : Calcul des métriques cumulées de chaque état, à toutes les étapes.

Ainsi, d'après la Figure A.3, nous allons garder le chemin survivant (en rouge) qui correspond au chemin ayant une métrique cumulée maximale de valeur 3,3. Ce chemin correspond à la séquence estimée la plus probable $\hat{b} = (\hat{b}_1, \hat{b}_2, \hat{b}_3, \hat{b}_4, \hat{b}_5, \hat{b}_6)^T$ égale à $(+1, -1, -1, -1, -1, -1)^T$ ce qui signifie que la balise 1 a émis les symboles $(+1, -1, -1)$ et la balise 2 a émis les symboles $(-1, -1, -1)$.

6- Application de la profondeur de décodage dans la démodulation

Afin de comprendre la notion de la profondeur de décodage, nous reprenons le treillis de la Figure A.3 et nous considérons une profondeur de décodage p_d égale à 3 (cf. Figure A.4). Dans ce cas, lorsque nous arrivons à la troisième étape du treillis, nous avons deux chemins différents. Le premier chemin (en rouge) qui arrive à l'état +1 et ayant une métrique cumulée de valeur 1,95, et le deuxième chemin (en vert) qui arrive à l'état -1 et ayant une métrique cumulée de valeur 1,7. Ainsi, nous allons dans ce cas prendre une décision sur le premier symbole \hat{b}_1 . Le symbole estimé \hat{b}_1 sera le symbole appartenant au chemin ayant la métrique cumulée la plus grande (chemin rouge) et nous décidons alors $\hat{b}_1 = +1$.

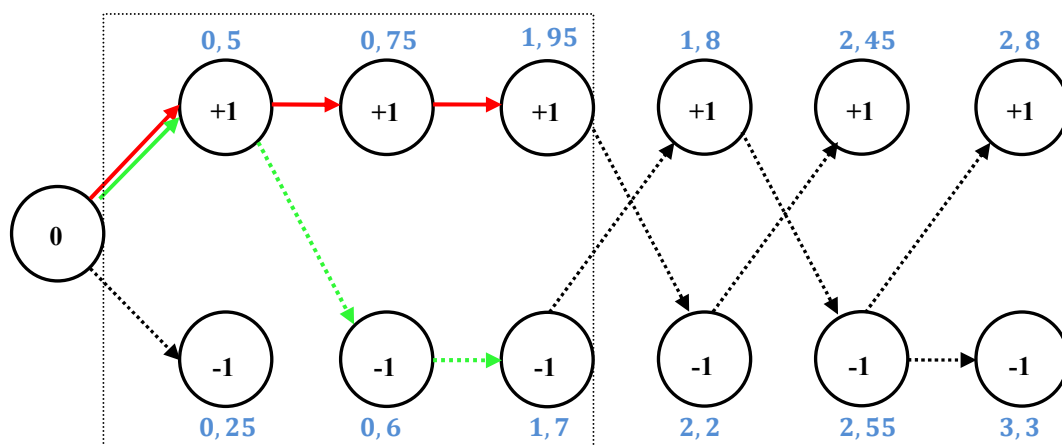


Figure A.4 : Illustration du treillis pour deux balises avec une $p_d = 3$.

Ensuite, nous supprimons l'étape 1 de la recherche en gardant les valeurs métriques cumulées, et puis nous ajoutons l'étape suivante de notre treillis à la nouvelle recherche (cf. Figure A.5).

Ainsi, nous estimons le second symbole \hat{b}_2 qui appartient au début du chemin ayant la nouvelle métrique cumulée la plus grande (chemin rouge) et alors $\hat{b}_2 = +1$.

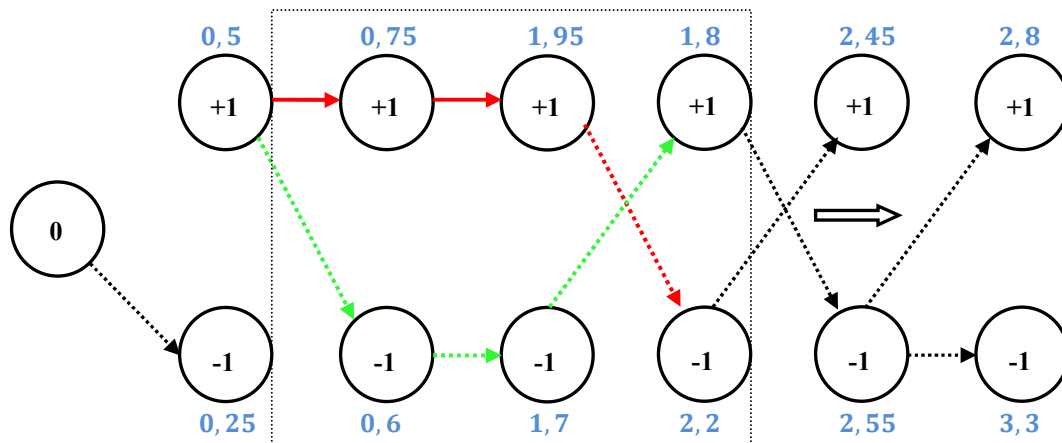


Figure A.5 : Parcours du treillis pour deux balises avec une $p_d = 3$.

Au fur et à mesure que nous parcourons le treillis, nous commençons alors à estimer les symboles \hat{b}_k l'un après l'autre et nous aurons enfin $\hat{b} = (+1, +1, -1, -1, -1, -1)^T$. En comparant cette séquence estimée \hat{b} avec celle estimée sans prendre en compte la profondeur de décodage (cf. Figure A.3), nous remarquons que les deux séquences estimées pourront être différentes. D'où, le treillis à une valeur petite de p_d aura un effet d'une dégradation supplémentaire par rapport au treillis de la Figure A.3.

Annexe B

Performances analytiques du détecteur SIC

Afin de mieux décrire le détecteur SIC, nous formulons, dans cette partie, les performances analytiques en termes de TEB du détecteur SIC. Nous décrivons tout d'abord les performances du signal le plus fort et ensuite celles du faible signal. Nous supposons aussi que la valeur de PSR de l'équation (6.1) est supérieure à 1. Ainsi, le signal ayant la puissance reçue P_1 arrivant à $\tau_1 = 0$ est le signal le plus fort tandis que le signal ayant la puissance reçue P_2 arrivant à $\tau_2 = \Delta\tau$ est celui le plus faible.

1- Performances du signal fort

D'après l'équation (5.51), nous remarquons que les symboles utiles se trouvent dans la partie imaginaire des échantillons reçus. Ainsi, le signal le plus fort à l'entrée du détecteur à seuil, en ne tenant compte que de cette partie imaginaire, s'écrit sous la forme suivante :

$$y'_1(u) = \bar{\mu}_1(u) + \sin(m) \{A_1 b_1(u) \text{Re}[\hat{\rho}_{1,1}(u, u)] + A_2 b_2(u) \text{Re}[\hat{\rho}_{1,2}(u, u)] + A_2 b_2(u-1) \text{Re}[\hat{\rho}_{1,2}(u, u-1)]\} + \text{Im}[n_1(u)] \quad (\text{B.1})$$

où $\bar{\mu}_1(u)$ représente le terme indépendant des symboles et les coefficients $\hat{\rho}_{1,1}(u, u)$ et $\hat{\rho}_{1,2}(u, n)$ avec $n \in \{u, u-1\}$ représentent les coefficients de corrélation tenant compte de l'erreur de phase $\epsilon_{\theta'_1}$ et celle du retard ϵ_{τ_1} . Le terme $\bar{\mu}_1(u)$ s'écrit sous la forme :

$$\bar{\mu}_1(u) = \cos(m) \text{Im} [A_1 \hat{\rho}'_{1,1}(u) + A_2 \hat{\rho}'_{1,2}(u)] \quad (\text{B.2})$$

La probabilité d'erreur $P_1(u)$ sur le symbole émis par le fort signal 1 à l'instant uT_b est définie par :

$$P_1(u) = \frac{1}{2} \{P[\hat{b}_1(u) = +1 | b_1(u) = -1] + P[\hat{b}_1(u) = -1 | b_1(u) = +1]\} \quad (\text{B.3})$$

$$P_1(u) = \frac{1}{2} \{P[y'_1(u) > 0 | b_1(u) = -1] + P[y'_1(u) < 0 | b_1(u) = +1]\}$$

Vue la répartition symétrique de la loi statistique du bruit gaussien, l'équation (B.3) s'écrit :

$$P_1(u) = P[y'_1(u) > 0 | b_1(u) = -1] \quad (\text{B.4})$$

En utilisant l'équation (B.1), la probabilité d'erreur $P_1(u)$ s'écrit alors :

$$P_1(u) = P\{ \text{Im}[n_1(u)] > -\bar{\mu}_1(u) + A_1 \sin(m) \gamma(u) \} \quad (\text{B.5})$$

où $\gamma(u)$ est donné par :

$$\gamma(u) = \text{Re}[\hat{\rho}_{1,1}(u, u)] - \alpha \{ b_2(u)\text{Re}[\hat{\rho}_{1,2}(u, u)] + b_2(u-1)\text{Re}[\hat{\rho}_{1,2}(u, u-1)] \} \quad (\text{B.6})$$

$$\alpha = \frac{A_2}{A_1} = \frac{1}{\sqrt{PSR}}$$

Sachant que nous avons quatre choix possibles du couple $\{b_2(u), b_2(u-1)\}$, nous aurons alors quatre valeurs possibles équiprobables $\gamma_i(u)$ de $\gamma(u)$ avec $i \in \{1,2,3,4\}$. La probabilité d'erreur $P_1(u)$ s'écrit alors :

$$P_1(u) = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 Q \left(\sqrt{\frac{2E_{b_1}}{N_0} \{ \sin^2(m) \gamma_i(u) - \cos^2(m) [\text{Im}(\hat{\rho}'_{1,1}(u)) + \text{Im}(\hat{\rho}'_{1,2}(u))] \}} \right) \quad (\text{B.7})$$

où la fonction $Q(x)$ représente la fonction de Marcum définie dans l'équation (3.19). Analytiquement, en se fondant sur le terme de l'équation (4.12), les coefficients $\rho'_{l,k}(u)$ de l'équation (5.10) sont négligeables par rapport aux coefficients de $\rho_{l,k}(u, u)$ et donc nous simplifions l'équation (B.7) :

$$P_1(u) \approx \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 Q \left(\sqrt{\frac{2E_{b_1}}{N_0} \sin^2(m) \gamma_i(u)} \right) \quad (\text{B.8})$$

Enfin, la probabilité d'erreur sur le signal le plus fort est obtenue en moyennant sur tous les symboles et nous obtenons :

$$TEB_{fort} = \frac{1}{M} \sum_{u=0}^{M-1} P_1(u) \quad (\text{B.9})$$

Remarque :

- dans le cas où $PSR < 1$, la probabilité d'erreur $P_2(u)$ sur le symbole émis par le fort signal 2 émis à l'instant uT_b s'écrit par analogie :

$$P_2(u) \approx \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 Q \left(\sqrt{\frac{2E_{b_2}}{N_0} \sin^2(m) \gamma'_i(u)} \right) \quad (\text{B.10})$$

où :

$$\gamma'(u) = \text{Re}[\hat{\rho}_{2,2}(u, u)] - \frac{1}{\alpha} \{ b_1(u)\text{Re}[\hat{\rho}_{2,1}(u, u)] + b_1(u+1)\text{Re}[\hat{\rho}_{2,1}(u, u+1)] \} \quad (\text{B.11})$$

- pour tenir compte de l'erreur de phase $\epsilon_{\theta'_1}$, il suffit tout simplement de remplacer la phase θ'_1 par $\hat{\theta}'_1 = \theta'_1 + 2\pi\epsilon_{\theta'_1}$ dans le terme $\gamma_i(u)$ de l'équation (B.8) Ainsi, les coefficients $\hat{\rho}_{1,k}(u, n)$ de l'équation (B.6) seront égaux à $\rho_{1,k}(u, n) \cdot \exp^{-j\epsilon_{\theta'_1}}$. Pour $PSR < 1$, les coefficients $\hat{\rho}_{2,k}(u, n)$ de l'équation (B.11) seront égaux à $\rho_{2,k}(u, n) \cdot \exp^{-j\epsilon_{\theta'_2}}$.
- pour tenir compte de l'erreur de retard ϵ_{τ_1} , il suffit de remplacer le retard τ_1 par $\hat{\tau}_1 = \tau_1 + \epsilon_{\tau_1}T_b$ dans les coefficients $\rho_{1,k}(u, n)$ calculés dans le paragraphe 5.2.2.

Pour $PSR < 1$, le retard τ_2 est remplacé par $\hat{\tau}_2 = \tau_2 + \epsilon_{\tau_2} T_b$ dans les coefficients $\rho_{2,k}(u, n)$.

2- Performances du signal faible

Après démodulation du signal fort et sa soustraction du signal d'origine, le signal faible à l'entrée du détecteur à seuil, en ne tenant compte que de la partie imaginaire, s'écrit sous la forme suivante :

$$y'_2(u) = \bar{\mu}_2(u) + \sin(m) \{ A_2 b_2(u) \text{Re}[\rho_{2,2}(u, u)] + A_1 b_1(u) \text{Re}[\rho_{2,1}(u, u)] + A_1 b_1(u+1) \text{Re}[\rho_{2,1}(u, u+1)] - \hat{A}_1 \hat{b}_1(u) \text{Re}[\hat{\rho}_{2,1}(u, u)] - \hat{A}_1 \hat{b}_1(u+1) \text{Re}[\hat{\rho}_{2,1}(u, u+1)] \} + \text{Im}[n_2(u)] \quad (\text{B.12})$$

où $\bar{\mu}_2(u)$ est similaire à l'équation (B.2) en permutant les indices 1 et 2 et les coefficients $\hat{\rho}_{2,1}(u, n)$ représentent les coefficients de corrélation qui tiennent compte de l'erreur de phase $\epsilon_{\theta'_1}$ et celle du retard ϵ_{τ_1} .

D'une façon similaire à l'équation (B.4), la probabilité d'erreur $P_2(u)$ sur le symbole émis par le faible signal 2 à l'instant uT_b est définie par :

$$P_2(u) = P[y'_2(u) > 0 | b_2(u) = -1] \quad (\text{B.13})$$

En se basant sur les équations (B.12) et (B.13), nous écrivons :

$$P_2(u) = P[b_1(u)] P[b_1(u+1)] \lambda_1(u) \lambda_2(u) \lambda_3(u) = \frac{1}{4} \lambda_1(u) \lambda_2(u) \lambda_3(u) \quad (\text{B.14})$$

où nous notons les définitions suivantes :

$$\begin{aligned} \lambda_1(u) &= P[\hat{b}_1(u) | b_2(u) = -1, b_1(u), b_1(u+1)] \\ \lambda_2(u) &= P[\hat{b}_1(u+1) | b_2(u) = -1, \hat{b}_1(u), b_1(u), b_1(u+1)] \\ \lambda_3(u) &= P[y'_2(u) > 0 | b_2(u) = -1, \hat{b}_1(u+1), \hat{b}_1(u), b_1(u), b_1(u+1)] \end{aligned} \quad (\text{B.15})$$

Nous commençons tout d'abord à développer le terme $\lambda_3(u)$ de l'équation (B.15). D'une façon similaire à l'équation (B.5), le terme $\lambda_3(u)$ s'écrit :

$$\lambda_3(u) = P[\text{Im}[n_2(u)] > -\bar{\mu}_2(u) + A_2 \sin(m) \gamma_3(u)] \quad (\text{B.16})$$

où $\gamma_3(u)$ est donné par :

$$\begin{aligned} \gamma_3(u) &= \text{Re}[\rho_{2,2}(u, u)] \\ &\quad - \frac{1}{\alpha} \{ b_1(u) \text{Re}[\rho_{2,1}(u, u)] + b_1(u+1) \text{Re}[\rho_{2,1}(u, u+1)] \\ &\quad - (1 + \epsilon_{A_1}) \hat{b}_1(u) \text{Re}[\hat{\rho}_{2,1}(u, u)] - (1 + \epsilon_{A_1}) \hat{b}_1(u+1) \text{Re}[\hat{\rho}_{2,1}(u, u+1)] \} \end{aligned} \quad (\text{B.17})$$

où α est défini dans l'équation (B.6). Nous présentons maintenant les 16 combinaisons possibles $C_i(u)$ de $\{\hat{b}_1(u+1), \hat{b}_1(u), b_1(u), b_1(u+1)\}$ avec $i \in \{1, 2, \dots, 16\}$. Nous avons alors :

$$C_i(u) = \begin{Bmatrix} \hat{b}_1^{(i)}(u+1) \\ \hat{b}_1^{(i)}(u) \\ b_1^{(i)}(u) \\ b_1^{(i)}(u+1) \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} +1 \\ +1 \\ +1 \\ +1 \end{Bmatrix}, \begin{Bmatrix} +1 \\ +1 \\ -1 \\ -1 \end{Bmatrix}, \begin{Bmatrix} +1 \\ +1 \\ -1 \\ +1 \end{Bmatrix}, \begin{Bmatrix} +1 \\ +1 \\ -1 \\ -1 \end{Bmatrix}, \begin{Bmatrix} +1 \\ -1 \\ +1 \\ +1 \end{Bmatrix}, \begin{Bmatrix} +1 \\ -1 \\ +1 \\ -1 \end{Bmatrix}, \begin{Bmatrix} +1 \\ -1 \\ -1 \\ +1 \end{Bmatrix}, \begin{Bmatrix} +1 \\ -1 \\ -1 \\ -1 \end{Bmatrix},$$

$$\begin{Bmatrix} -1 \\ +1 \\ +1 \\ +1 \end{Bmatrix}, \begin{Bmatrix} -1 \\ +1 \\ -1 \\ -1 \end{Bmatrix}, \begin{Bmatrix} -1 \\ +1 \\ -1 \\ +1 \end{Bmatrix}, \begin{Bmatrix} -1 \\ +1 \\ -1 \\ -1 \end{Bmatrix}, \begin{Bmatrix} -1 \\ -1 \\ +1 \\ +1 \end{Bmatrix}, \begin{Bmatrix} -1 \\ -1 \\ +1 \\ -1 \end{Bmatrix}, \begin{Bmatrix} -1 \\ -1 \\ -1 \\ +1 \end{Bmatrix}, \begin{Bmatrix} -1 \\ -1 \\ -1 \\ -1 \end{Bmatrix}$$

Pour chaque combinaison possible de $C_i(u)$ avec $i \in \{1,2, \dots, 16\}$ et en négligeant le terme $-\bar{\mu}_2(u)$ de l'équation (B.16), nous aurons le terme $\lambda_3(u)$ pour chaque $C_i(u)$ tels que :

$$\lambda_3(u)|C_i(u) \approx Q \left(\sqrt{\frac{2E_{b_2}}{N_0} \sin^2(m) [\gamma_3(u)|C_i(u)]} \right) \quad (\text{B.18})$$

Ensuite, nous allons développer le terme $\lambda_1(u)$ de l'équation (B.15) pour chaque combinaison $C_i(u)$. Sachant que la décision de $\hat{b}_1(u)$ ne dépend pas de $b_1(u+1)$ comme il est montré dans l'équation (B.1), le terme $\lambda_1(u)$ devient alors :

$$\lambda_1(u) = \frac{1}{2} \{ P[\hat{b}_1(u) | b_2(u) = -1, b_1(u), b_2(u-1) = +1] + P[\hat{b}_1(u) | b_2(u) = -1, b_1(u), b_2(u-1) = -1] \} \quad (\text{B.19})$$

Pour calculer $\lambda_1(u)$, nous allons définir deux groupes $G_1(u)$ et $G_2(u)$ sous la forme suivante :

$$G_1(u) = \{ C_i(u) | \hat{b}_1^{(i)}(u) \neq b_1^{(i)}(u) \} \quad (\text{B.20})$$

$$G_2(u) = \{ C_i(u) | \hat{b}_1^{(i)}(u) = b_1^{(i)}(u) \}$$

Le groupe $G_1(u)$ est l'ensemble de toutes les combinaisons possibles de $C_i(u)$ avec $i \in \{1,2, \dots, 16\}$ telles que $\hat{b}_1^{(i)}(u) \neq b_1^{(i)}(u)$. D'autre part, Le groupe $G_2(u)$ est l'ensemble de toutes les combinaisons possibles de $C_i(u)$ telles que $\hat{b}_1^{(i)}(u) = b_1^{(i)}(u)$. Pour chacun de ces deux groupes de l'équation (B.20), nous distinguons deux cas possibles suivant les valeurs de $b_1^{(i)}(u)$.

Pour $b_1^{(i)}(u) = -1$ d'une combinaison $C_i(u)$ de $G_1(u)$, nous avons d'après l'équation (B.19) :

$$\lambda_1(u) \Big| [C_i(u) \in G_1(u), b_1^{(i)}(u) = -1]$$

$$= \frac{1}{2} \left\{ P[\hat{b}_1^{(i)}(u) = +1 | b_2(u) = -1, b_1^{(i)}(u) = -1, b_2(u-1) = +1] + P[\hat{b}_1^{(i)}(u) = +1 | b_2(u) = -1, b_1^{(i)}(u) = -1, b_2(u-1) = -1] \right\} \quad (\text{B.21})$$

En se basant sur les équations (B.5) et (B.6), nous écrivons :

$$\begin{aligned} \lambda_1(u) \Big| [C_i(u) \in G_1(u), b_1^{(i)}(u) = -1] \\ = \frac{1}{2} \left[Q \left(\sqrt{\frac{2E_{b_1}}{N_0} \sin^2(m) \gamma_1(u)} \right) + Q \left(\sqrt{\frac{2E_{b_1}}{N_0} \sin^2(m) \gamma_2(u)} \right) \right] \end{aligned} \quad (\text{B.22})$$

où les termes $\gamma_1(u)$ et $\gamma_2(u)$ sont obtenus en remplaçant dans l'équation (B.6) le couple $\{b_2(u), b_2(u-1)\}$ par $\{-1, +1\}$ et $\{-1, -1\}$ respectivement.

Pour $b_1^{(i)}(u) = -1$ d'une combinaison $C_i(u)$ de $G_2(u)$, nous avons d'après l'équation (B.19) :

$$\begin{aligned} \lambda_1(u) \Big| [C_i(u) \in G_2(u), b_1^{(i)}(u) = -1] \\ = \frac{1}{2} \left\{ P \left[\hat{b}_1^{(i)}(u) = -1 \mid b_2(u) = -1, b_1^{(i)}(u) = -1, b_2(u-1) = +1 \right] \right. \\ \left. + P \left[\hat{b}_1^{(i)}(u) = -1 \mid b_2(u) = -1, b_1^{(i)}(u) = -1, b_2(u-1) = -1 \right] \right\} \end{aligned} \quad (\text{B.23})$$

Nous obtenons alors :

$$\lambda_1(u) \Big| [C_i(u) \in G_2(u), b_1^{(i)}(u) = -1] = 1 - \lambda_1(u) \Big| [C_i(u) \in G_1(u), b_1^{(i)}(u) = -1] \quad (\text{B.24})$$

Pour $b_1^{(i)}(u) = +1$ d'une combinaison $C_i(u)$ de $G_1(u)$, nous avons d'après l'équation (B.19) :

$$\begin{aligned} \lambda_1(u) \Big| [C_i(u) \in G_1(u), b_1^{(i)}(u) = +1] \\ = \frac{1}{2} \left\{ P \left[\hat{b}_1^{(i)}(u) = -1 \mid b_2(u) = -1, b_1^{(i)}(u) = +1, b_2(u-1) = +1 \right] \right. \\ \left. + P \left[\hat{b}_1^{(i)}(u) = -1 \mid b_2(u) = -1, b_1^{(i)}(u) = +1, b_2(u-1) = -1 \right] \right\} \end{aligned} \quad (\text{B.25})$$

En utilisant la propriété $Q(x) = 1 - Q(-x)$, nous obtenons alors :

$$\begin{aligned} \lambda_1(u) \Big| [C_i(u) \in G_1(u), b_1^{(i)}(u) = +1] \\ = \frac{1}{2} \left[Q \left(\sqrt{\frac{2E_{b_1}}{N_0} \sin^2(m) \gamma_3(u)} \right) + Q \left(\sqrt{\frac{2E_{b_1}}{N_0} \sin^2(m) \gamma_4(u)} \right) \right] \end{aligned} \quad (\text{B.26})$$

où les termes $\gamma_3(u)$ et $\gamma_4(u)$ sont obtenus en remplaçant dans l'équation (B.6) le couple $\{b_2(u), b_2(u-1)\}$ par $\{+1, -1\}$ et $\{+1, +1\}$ respectivement.

Pour $b_1^{(i)}(u) = +1$ d'une combinaison $C_i(u)$ de $G_2(u)$, nous obtenons :

$$\lambda_1(u) \Big| [C_i(u) \in G_2(u), b_1^{(i)}(u) = +1] = 1 - \lambda_1(u) \Big| [C_i(u) \in G_1(u), b_1^{(i)}(u) = +1] \quad (\text{B.27})$$

La dernière étape consiste à calculer le terme $\lambda_2(u)$ de l'équation (B.15) pour chaque combinaison $C_i(u)$. Sachant que la décision de $\hat{b}_1(u+1)$ ne dépend pas de $b_1(u)$ et de $\hat{b}_1(u)$ comme il est montré dans l'équation (B.1), le terme $\lambda_2(u)$ devient alors :

$$\begin{aligned} \lambda_2(u) = \frac{1}{2} \left\{ \left[\hat{b}_1(u+1) \mid b_2(u) = -1, b_1(u+1), b_2(u+1) = +1 \right] \right. \\ \left. + \left[\hat{b}_1(u+1) \mid b_2(u) = -1, b_1(u+1), b_2(u+1) = -1 \right] \right\} \end{aligned} \quad (\text{B.28})$$

Nous distinguons deux cas possibles suivant les valeurs de $b_1^{(i)}(u+1)$. Pour $b_1^{(i)}(u+1) = -1$ d'une combinaison $C_i(u)$ du groupe $G_1(u)$, nous avons d'après l'équation (B.28) :

$$\begin{aligned} \lambda_2(u) | [C_i(u) \in G_1(u), b_1^{(i)}(u+1) = -1] \\ = \frac{1}{2} \{ P[\hat{b}_1^{(i)}(u+1) = +1 | b_2(u) = -1, b_1^{(i)}(u+1) = -1, b_2(u+1) = +1] \\ + P[\hat{b}_1^{(i)}(u+1) = +1 | b_2(u) = -1, b_1^{(i)}(u+1) = -1, b_2(u+1) = -1] \} \end{aligned} \quad (\text{B.29})$$

D'une façon similaire à l'équation (B.22), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \lambda_2(u) | [C_i(u) \in G_1(u), b_1^{(i)}(u+1) = -1] \\ = \frac{1}{2} \left[Q \left(\sqrt{\frac{2E_{b_1}}{N_0} \sin^2(m) \gamma_3(u+1)} \right) + Q \left(\sqrt{\frac{2E_{b_1}}{N_0} \sin^2(m) \gamma_2(u+1)} \right) \right] \end{aligned} \quad (\text{B.30})$$

où les termes $\gamma_3(u)$ et $\gamma_2(u)$ sont obtenus dans les équations (B.26) et (B.22).

Pour $b_1^{(i)}(u+1) = -1$ d'une combinaison $C_i(u)$ du $G_2(u)$, nous avons d'après l'équation (B.28) :

$$\begin{aligned} \lambda_2(u) | [C_i(u) \in G_2(u), b_1^{(i)}(u+1) = -1] \\ = \frac{1}{2} \{ P[\hat{b}_1^{(i)}(u+1) = -1 | b_2(u) = -1, b_1^{(i)}(u+1) = -1, b_2(u+1) = +1] \\ + P[\hat{b}_1^{(i)}(u+1) = -1 | b_2(u) = -1, b_1^{(i)}(u+1) = -1, b_2(u+1) = -1] \} \end{aligned} \quad (\text{B.31})$$

Nous obtenons alors :

$$\lambda_2(u) | [C_i(u) \in G_2(u), b_1^{(i)}(u+1) = -1] = 1 - \lambda_2(u) | [C_i(u) \in G_1(u), b_1^{(i)}(u+1) = -1] \quad (\text{B.32})$$

Pour $b_1^{(i)}(u+1) = +1$ d'une combinaison $C_i(u)$ du $G_1(u)$, nous avons d'après l'équation (B.28) :

$$\begin{aligned} \lambda_2(u) | [C_i(u) \in G_1(u), b_1^{(i)}(u+1) = +1] \\ = \frac{1}{2} \{ P[b_1^{(i)}(u+1) = -1 | b_2(u) = -1, b_1^{(i)}(u+1) = +1, b_2(u+1) = +1] \\ + P[b_1^{(i)}(u+1) = -1 | b_2(u) = -1, b_1^{(i)}(u+1) = +1, b_2(u+1) = -1] \} \end{aligned} \quad (\text{B.33})$$

En utilisant la propriété $Q(x) = 1 - Q(-x)$, nous obtenons alors :

$$\begin{aligned} \lambda_2(u) | [C_i(u) \in G_1(u), b_1^{(i)}(u+1) = +1] \\ = \frac{1}{2} \left[Q \left(\sqrt{\frac{2E_{b_1}}{N_0} \sin^2(m) \gamma_1(u+1)} \right) + Q \left(\sqrt{\frac{2E_{b_1}}{N_0} \sin^2(m) \gamma_4(u+1)} \right) \right] \end{aligned} \quad (\text{B.34})$$

D'une façon similaire à l'équation (B.32), Pour $b_1^{(i)}(u+1) = +1$ d'une combinaison $C_i(u)$ du $G_2(u)$, nous obtenons :

$$\lambda_2(u) | [C_i(u) \in G_2(u), b_1^{(i)}(u+1) = +1] = 1 - \lambda_2(u) | [C_i(u) \in G_1(u), b_1^{(i)}(u+1) = +1] \quad (\text{B.35})$$

Ayant les différents termes de l'équation (B.14), la probabilité $P_2(u)$ s'écrit alors :

$$P_2(u) = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^{16} [\lambda_1(u)|C_i(u)] [\lambda_2(u)|C_i(u)] [\lambda_3(u)|C_i(u)] \quad (\text{B.36})$$

Enfin, la probabilité d'erreur sur le faible signal est obtenue en moyennant sur tous les symboles et nous obtenons :

$$TEB_{faible} = \frac{1}{M} \sum_{u=0}^{M-1} P_2(u) \quad (\text{B.37})$$

Les équations (B.8) et (B.36) permettent de calculer analytiquement les performances en termes de TEB du détecteur SIC. Ces performances tiennent compte du rapport E_b/N_0 du signal p , du rapport PSR , de l'écart fréquentiel relatif $\Delta f/R_b$, du retard relatif $\Delta\tau/T_b$, de l'erreur d'amplitude ϵ_{A_p} , de l'erreur de phase ϵ_{θ_p} et de l'erreur du retard ϵ_{τ_p} . L'exactitude de ces formules a été vérifiée en le comparant aux performances obtenues par simulation.

Références

- A.Tretter, Steven. 1985.** *Estimating the Frequency of a Noisy Sinusoid by Linear Regression.* IEEE Transactions on Information Theory. 1985. pp. 832-835. Vols. IT-31.
- Alrustamani, Amina and Vojcic, Branimir R. 2002.** *A New Approach to Greedy Multiuser Detection.* IEEE Transactions on Communications. 2002. pp. 1326-1336. Vol. 50.
- Arslan, Huseyin and Molnar, Karl. 2001.** *Cochannel Interference With Successive Cancellation in Narrow-band Systems.* IEEE Communications Letters. 2001. pp. 37-39. Vol. 5.
- Bergogne, Christian. 1996.** *Transmission en mode paquet à faible rapport signal à bruit.* 1996. Thèse présentée pour obtenir le grade de docteur de ENST Paris.
- Biradar, G.S and Kurnar, R.V.Raja. 2002.** *A Recursive Least Squares Blind Multiuser Detector for Wireless Systems.* Dept of Electronics and Communication Engineering P.D College of Eng. Gulbarga-India. 2002. pp. 1000-1003.
- Brugeaud, Claire Goursaud. 2006.** *Réception Multi utilisateurs Par Annulation Parallèle d'Interférences Dans Les Systèmes CDMA Optiques.* 2006. pp. 1-237, Thèse, Université de Limoges.
- Buzzi, Stefano et Poor, Vincent. 2003.** *On Parameter Estimation in Long Code DS-CDMA Systems: Cramer Rao Bounds and Least Squares Algorithms.* IEEE Transactions on Signal Processing. 2003. pp. 545-559. Vol. 51.
- CLS. 2008.** Manuel Utilisateur Argos. [En ligne] Octobre 2008. http://www.argos-system.org/html/userarea/manual_fr.html.
- CNES. 2009.** Argos, un oeil vigilant sur notre planète. [En ligne] Aout 2009. <http://www.cnes.fr/web/CNES-fr/479-argos.php>.
- . **2006.** *Platform Transmitter Terminal (PTT-A2) and Platform Message Transceiver (PMT-A2) - Physical Layer System Requirements.* 2006. pp. 1-15, Confidential. AS3-SP-516-2098-CNES Ed.2/Rev.2.
- . **2006.** *Platform Transmitter Terminal (PTT-A3, including PTT-ZE) and Platform Message Transceiver (PMT-A3)- Physical Layer System Requirements.* 2006. pp. 1-22, Confidential. AS3-SP-516-274-CNES Ed.4/Rev.2.
- . **2006.** *Services and Message Formats - General Specifications .* 2006. pp. 1-76, Confidential. AS3-SP-516-2095-CNES Ed.2/Rev.3.
- Courville, Nicolas. 2000.** *Rapport d'études détaillé : La détection Multi-Utilisateurs.* 2000. pp. 1-120, Rapport de stage.

- D'Andrea, A. and Russo, F. 1983.** *Noise Analysis of a PSK Carrier Recovery DPLL*. IEEE Transactions on Communications. 1983. Vol. COM 31.
- Delmas, Jean Pierre. 2008.** *Closed Form Expressions of the Exact Cramer Rao Bound for Parameter Estimation of BPSK, MSK, or QPSK Waveforms*. IEEE Signal Processing Letters. 2008. pp. 405-408. Vol. 15.
- Escrig, Benoit, et al. 2010.** *Impact of Imperfect Parameter Estimation on the Performance of Multi-User ARGOS Receivers*. IEEE Global Communications Conference (Globecom 2010) - Miami. 2010.
- F.Classen. 1993.** *Maximum Likelihood Open Loop Carrier Synchronizer for Digital Radio*. ICC'93. 1993. pp. 493-497. Vol. 1.
- F.Daffara and J.Lamour. 1994.** *Comparison Between Digital Phase Recovery Techniques in the Presence of a Frequency Shift*. 1994. pp. 940-945. Vol. 2.
- F.Fares, et al. 2010.** *Multiuser Detection For Asynchronous Argos Signals*. IEEE, IET International Symposium on Communications Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP 2010). 2010. pp. 1-5.
- . **2009.** *Multiuser Detection for Time Synchronous ARGOS Signals*. AIAA International Communications Satellite Systems Conference (ICSSC 2009), Edinburgh, Scotland, UK. 2009. pp. 1-5.
- F.Gardner. 1976.** *Carrier and Clock Synchronizer for TDMA Digital Communications*. ESA TM 169. 1976.
- F.M.Gardner. 1988.** *Demodulator Reference Techniques Suited for Digital Implementation*. 1988. Final report, ESTEC contract 8022/88/NL/DG, Part 2.
- G.J.M.Janssen. 1993.** *Receiver Structure For Simultaneous Reception of Two BPSK Modulated Cochannel Signals*. Electronics Letters. 1993. pp. 1095-1097. Vol. 29.
- G.Janssen. 1995.** *A Dual Receiver for Narrowband DPSK Modulation With Co-Channel Interference Cancellation*. IEEE Proceedings on Communications and Vehicular Technology in the Benelux. 1995. pp. 115-121.
- G.Strom, Erik, et al. 1996.** *Propagation Delay Estimation in Asynchronous Direct Sequence CDMA Systems*. IEEE Transactions on Communications. 1996. pp. 84-93. Vol. 44.
- G.Ungerboeck. 1974.** *Adaptive Maximum Likelihood Receiver for Carrier Modulated Data Transmission Systems*. IEEE Transactions on communications. 1974.
- G.Vrckovnik and Carter, C.R. 1991.** *406 MHz ELT Signal Spectra for SARSAT*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1991. pp. 398-407. Vol. 27.
- Garg, G. 2008.** *Low Correlation Sequences for CDMA*. Networking and Communications Conference, 2008. INCC 2008. IEEE International . 2008. p. 4.

- Gini, Fulvio, Reggiannini, Ruggero et Mengali, Umberto. 1998.** *The Modified Cramer Rao Bound in Vector Parameter Estimation.* IEEE Transactions on Communications. 1998. pp. 52-60. Vol. 46.
- Guillon, Hervé. 2007.** *Note technique de synthèse des analyses de suppression des interférences entre balises proches.* 2007. pp. 1-31, Confidentiel. DCT/RF/TT-2007.8010.
- Guinand, P.S, Kerr, R.W and M.Moher. 1999.** *Serial Interference Cancellation for Highly Correlated Users.* Communications Research Center, 3701 Carling Avenue Ottawa, Canada. 1999. pp. 133-136.
- H.Kobayashi. 1971.** *Simultaneous Adaptive Estimation and Decision Algorithm for Carrier Modulated Data Transmission Systems.* IEEE Transactions on Communications. 1971. pp. 268-280. Vol. COM 19.
- Hunter, M. 2002.** *The basics of radio system design.* IEE Training Course . 2002.
- J.Goldman. 1971.** *Multiple Error Performance of PSK Systems with Cochannel Interference and Noise.* IEEE Trans.Comm.Techno. 1971. pp. 420-430. Vols. COM-19.
- J.M.Holtzman. 1994.** *Successive Interference Cancellation for Direct Sequence Code Division Multiple Access.* IEEE. 1994.
- J.M.Janssen, Gerard and Slimane, Slimane Ben. 2002.** *Symbol Error Probability Analysis of a Multiuser Detector for M-PSK Signals Based on Successive Cancellation.* IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2002. pp. 330-338. Vol. 20.
- J.P.Costas. 1956.** *Synchronous Communications.* 1956. pp. 1713-1718. Vol. 44.
- Janssen, Gerard J.M. 1997.** *Enhancement of a Dual Signal Receiver Using Predetection Microdiversity for Narrowband and Wideband Signals.* Telecommunications and Traffic Control Systems Group. 1997. pp. 1084-1089.
- K.C.Lai, et al. Successive Interference Cancellation for the IS-95 Uplink.**
- K.Moon, Todd, et al. 1994.** *Parameter Estimation in a Multi User Communication System.* IEEE Transactions on Communication. 1994. pp. 2553-2560. Vol. 42.
- Kaleh, G.Kawas. 1993.** *Joint Carrier Phase Estimation and Symbol Decoding of Treillis Codes.* 1993. Vol. 4.
- Kramer, Herbert J. 2002.** Argos DCS (Data Collection System). [Online] 2002. http://www.eoportal.org/directory/pres_ObservationoftheEarthanditsEnvironment.html.
- Kucar, A.D. 2002.** *Mobile radio: An overview.* IEEE Communications Society. 2002. pp. 72-85. Vol. 29.

- Li, Junqiang, Letaeif, Khaled Ben and Cao, Zhigang. 2004.** *A Reduced Complexity Maximum Likelihood Method for Multiuser Detection.* IEEE Transactions on Communications. 2004. pp. 289-295. Vol. 52.
- Lim, Teng joon and K.Rasmussen, Lars. 1997.** *Adaptive Symbol and Parameter Estimation in Asynchronous Multiuser CDMA Detectors.* IEEE Transactions on Communications. 1997. pp. 213-220. Vol. 45.
- Luise, Marco et Reggiannini, Ruggero. 1995.** *Carrier Frequency Recovery in All Digital Modems for Burst Mode Transmissions.* IEEE Transactions on Communications. 1995. pp. 1169-1178.
- Lupas, R. and S.Verdu. 1989.** *Linear Multiuser Detectors For Synchronous Code Division Multiple Access Channels.* IEEE Transactions on Information Theory. 1989. pp. 123-136.
- Lupas, Ruxandra and Verdu, Servio. 1990.** *Near Far Resistance of Multiuser Detector in Asynchronous Channels.* IEEE Transactions Communications. 1990. pp. 496-508. Vol. 38.
- M.Fitz. 1991.** *Equivocation in Nonlinear Digital Carrier Synchronizer.* IEEE Transaction on Communications. 1991. Vol. COM 39.
- M.Luise and R.Reggiannini. 1992.** *A Fast Carrier Frequency Estimation Algorithm for Burst Mode M-PSK Satellite Transmission.* 3rd International Workshop on Digital Processing Techniques Applied to Space Communications. 1992. pp. 4.21-4.34.
- M.Monnerat et Journo, S. 1999.** *Rapport d'étude des traitements Phase B.* 1999. pp. 1-161, Confidentiel. AS3-DJ-100-505/ASPI Ed.0/Rév.0.
- M.Moretti and U.M. Pezzano, G.J.M Janssen, D. Sparreboom. 1999.** *Performance Evaluation of a Mobile Communication System Implementing the dual Signal Receiver.* Telecommunications and traffic Control System Group. 1999. pp. 482-486.
- M.Moretti, G.Janssen and R.Prasad. 1998.** *Performance Evaluation of the Dual Signal Receiver for a Quadrature Modulation Scheme.* IEEE. 1998.
- M.P.Fitz. 1994.** *Further Results in the Fast Estimation of a Single Frequency.* IEEE on Communications. 1994.
- M.Shihabi, Mazen, Nguyen, Tien Manh and M.Hinedi, Sami. 1994.** *A Comparison of Telemetry Signals in the Presence of a Subcarrier.* IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 1994. pp. 60-73. Vol. 36.
- Member, Zhenhua Xie, et al. 1993.** *Joint Signal Detection and Parameter Estimation in Multiuser Communications.* IEEE Transactions on Communication. 1993. pp. 1208-1216. Vol. 41.
- Mengali, Umberto et M.Morelli. 1997.** *Data Aided Frequency Estimation for Burst Digital Transmission.* IEEE Transactions on Communications. 1997. pp. 23-25. Vol. 45.

- Moeneclaey, Marc. 1998.** *On the True and Modified Cramer Rao Bounds for the Estimation of a Scalar Parameter in the Presence of Nuisance Parameters.* IEEE Transactions on Communications. 1998. pp. 1536-1543. Vol. 46.
- Moon, Todd, Xie, Zhenhua and K.Rushforth, Craig. 1990.** *DS/SSMA Amplitude and Phase Estimation with Unknown Bits Using a Correlation Matrix.* Department of Electrical Engineering University of Utah. 1990. pp. 0394-0398.
- Moretti, Marco, et al. 1999.** *A Frequency Estimation Scheme for a Two Signal Environment.* Telecommunications and Traffic Control System Group. 1999. pp. 1800-1804.
- Moretti, Marco, Janssen, Gerard J.M. and Prasad, Ramjee. 1998.** *Performance Evaluation of the Dual Signal Receiver for a Quadrature Modulation Scheme.* Telecommunications and Traffic Control System Group. 1998. pp. 3542-3547.
- Moshavi, Shimon. 1996.** *Multiuser Detection for DS-CDMA Communications.* IEEE Communications Magazine. 1996. pp. 124-136.
- N.D'Andrea, Aldo, Mengali, Umberto et Reggiannini, Ruggero. 1994.** *The Modified Cramer Rao Bound and Its Application to Synchronization Problems.* IEEE Transactions on Communications. 1994. pp. 1391-1399. Vol. 42.
- Nguyen, Anh-Minh Ngoc. 2005.** *High-Quality Detection in Heavy-Traffic Avionic Communication System Using Interference Cancellation Techniques.* Dissertation submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy. 2005. pp. 1-152.
- P.Patel and J.Holtzman. 1994.** *Analysis of a Simple Successive Interference Cancellation Scheme in a DS-CDMA System.* IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 1994. Vol. 12.
- R.Howard. 2003.** *Power Spectral Density Analysis.* IEEE. 2003. pp. 92-137.
- S.Bellini. 1993.** *Digital Frequency Estimators for M-PSK Modulation.* 1993. pp. 362-366.
- . **1994.** *Frequency Estimator for M-PSK Operating at One Symbol Per Symbol.* IEEE Globecom. 1994. pp. 962-966. Vol. 2.
- S.Bellini, C.Molinari et G.Tartara. 1990.** *Digital Frequency Estimation in Burst Mode QPSK Transmission.* IEEE Transactions on communications. 1990. pp. 959-961. Vol. 38.
- S.W.Wales. 1995.** *Technique for Cochannel Interference Suppression in TDMA mobile Radio Systems.* IEEE Proc Communications. 1995. pp. 106-114. Vol. 142.
- Schneider, K.S. 1976.** *Optimum Detection of Code Division Multiplexed Signals.* IEEE Transactions on Aerospace And Electronic Systems, AES-15. 1976.

Slimane, S.Ben, S.Naik, Siddharth and T.Toyserkani, Arash. 2005. *An Improved Successive Interference Cancellation Multiuser Detector for Narrowband Signals.* IEEE. 2005.

Steinberg, Yossef and Poor, H.Vincent. 1994. *Sequential Amplitude Estimation in Multiuser Communications.* IEEE Transactions on Information Theory. 1994. pp. 11-20. Vol. 40.

Varanasi, M.M. et Aazhang. 1990. *Multistage Detection in Asynchronous Code Division Multiple Access Communications.* IEEE Transactions on Communications. 1990. pp. 509-519. Vol. 38.

Verdu, Sergio. *Adaptive Multiuser Detection.* pp. 43-50.

—. **1986.** *Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple Access Channels.* IEEE Transactions On Information Theory. 1986. pp. 85-97. Vols. IT-32.

—. **1998.** *Multi User Detection.* Cambridge University Express. 1998. p. 451.

Viterbi, A.J. and A.M.Viterbi. 1983. *Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier Phase with Applications to Burst Digital Transmission.* IEEE Transactions on Transformation Theory. 1983. pp. 543-551. Vol. IT 29.

Xie, Zhenhua, et al. 1990. *A Tree Search Algorithm for Signal Detection and Parameter Estimation in Multiuser Communications.* Department of electrical Engineering University of Utah. 1990. pp. 0796-0800.

Zheng, Dunmin, et al. 1997. *An Efficient Code Timing Estimator for DS-CDMA Signals.* IEEE Transactions on Signal Processing. 1997. pp. 82-89. Vol. 45.

Zhenghui, Gu and Gunawan, Erry. 2000. *Cramer Rao Bound for Joint Direction of Arrival Time Delay Estimation in DS-CDMA Systems.* School of Electrical and Electronic Engineering. 2000. pp. 614-618.

Zurabov, Y.G., Ivanov, K.K. and Kuropyatnikov, A.D. 1998. *COSPAS-SARSAT satellite system.* 1998. pp. 156-158. Vol. 1.