



# THÈSE

En vue de l'obtention du

## DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

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

---

**Présentée et soutenue par :**

**Florian COLLARD**

**le** mardi 23 septembre 2014

**Titre :**

Etude et optimisation du protocole E-SSA, méthode d'accès multiples à haute efficacité spectrale pour système de communications par satellite

---

**École doctorale et discipline ou spécialité :**

ED MITT : Réseaux, télécom, système et architecture

**Unité de recherche :**

Équipe d'accueil ISAE-ONERA SCANR

**Directeur(s) de Thèse :**

M. Michel BOUSQUET (directeur de thèse)

Mme Marie-Laure BOUCHERET (co-directrice de thèse)

**Jury :**

M. Michel BOUSQUET - Directeur de thèse

Mme Marie-Laure BOUCHERET - Co-directeur de thèse

M. Orazio PULVIRENTI

M. Sébastien HOUCHE - Rapporteur

M. Francesco VATALARO - Rapporteur

M. Mathieu DERVIN



## Remerciements

Il n'est jamais facile d'énumérer toutes les personnes à remercier tellement la liste est longue après plusieurs années de travail. En rédigeant ce manuscrit, je me suis rendu compte que ce cheminement personnel qu'est une thèse constitue aussi un aboutissement collectif à travers les collaborations, conseils ou différentes aides que j'ai pu avoir.

Je tiens à remercier chaleureusement mes deux directeurs de thèse Michel Bousquet et Marie-Laure Boucheret qui m'ont guidé dans cette grande, et parfois difficile aventure qu'est la thèse. Leurs précieux conseils, leur enthousiasme et leur confiance ont toujours été au rendez-vous lorsque j'en avais besoin.

Je remercie toute l'équipe Innovation d'Eutelsat et son directeur Antonio Arcidiacono qui m'ont accueilli et intégré au sein de leur département. Les différents membres de l'équipe, à travers leurs qualités et leurs compétences, m'ont permis un épanouissement professionnel et personnel au quotidien. Je tiens particulièrement à remercier Orazio pour son soutien et ses conseils, Daniele pour son sens critique et sa justesse et Annamaria pour sa générosité et son professionnalisme.

Je remercie Riccardo de Gaudenzi de l'agence spatiale Européenne qui a pris beaucoup de son temps pour me guider dans les méandres théoriques des protocoles à accès aléatoires. Ces longues discussions ont permis de construire le cœur de mon travail de recherche.

Je remercie la société italienne MBI avec laquelle j'ai beaucoup collaboré.

Je remercie mes proches pour leur soutien et leurs encouragements même lors de la longue et difficile épreuve de la rédaction de ce manuscrit.

Je remercie mes parents et mon frère sans qui je n'en serais pas là.

Je remercie les relecteurs et le jury de thèse d'avoir accepté d'analyser et de discuter mon travail de recherche.

Je remercie enfin les équipes de l'ISAE et le personnel d'Eutelsat pour m'avoir accueilli dans leurs différentes équipes et m'avoir permis de réaliser ce doctorat.

Florian Collard  
Juillet 2014



## Liste des notations et abréviations

3GPP : Third Generation Partnership Project  
AWGN : Additive White Gaussian Noise  
C : Capacité en bits/s/Hz  
CDMA : Code Division Multiple Access  
CRC : Cyclic Redundancy Check  
DA : Data-Aided  
DAC : Digital-to-Analog Converter  
DVB : Digital Video Broadcasting  
 $E_b/N_0$  : Rapport d'énergie par bit du signal sur densité spectral de puissance de bruit  
 $E_s/N_0$  : Rapport d'énergie par symbole du signal sur densité spectral de puissance de bruit  
EIRP : Equivalent Isotropically Radiated Power  
ESA : European Space Agency  
E-SSA : Enhanced-Spread Spectrum ALOHA  
FEC : Forward Error Correction  
F-SIM : Fixed Satellite Interactive Multimedia  
GPU : Graphics Processing Unit  
HPA : High Power Amplifier  
IC : Interference Cancellation  
I-SIC : Interference Successive Interference Cancellation  
LOS : Line of Sight  
 $L_w$  : Facteur d'étalement  
M2M : Machine-to-machine  
MAC : Media Access Control  
NDA : Non Data-Aided  
OVSF : Orthogonal Variable Spreading Factor  
PCCH : Physical Control Channel  
PDCH : Physical Data Channel  
PLR : Packet Loss Ratio  
PPM : Parts Per Million  
RACH : Random Access Channel  
RF : Radio Frequency  
SA : Slotted ALOHA  
SSA : Spread Spectrum ALOHA  
SDR : Software Defined Radio  
SIC : Successive Interference Cancellation  
S-MIM : S-band Satellite Interactive Multimedia  
SNR : Signal to Noise Ratio  
SNIR : Signal to Noise plus Interference Ratio  
TFI : Transport Format Indication

## Table des matières

### Chapitre 1 : Introduction

---

1.1. Présentation de la problématique et des objectifs .....	12
1.2. Organisation du document.....	14

### Chapitre 2 : Etat de l'art et notions fondamentales sur l'E-SSA

---

2.1. Revue des protocoles à accès aléatoires .....	16
2.2. Historique du protocole E-SSA .....	18
2.3. La description technique du protocole E-SSA .....	20
2.3.1. Concept général .....	20
2.3.2. La modulation d'un paquet E-SSA .....	20
2.3.3. La démodulation du trafic E-SSA .....	22
2.3.3.1. La détection de paquets .....	23
2.3.3.2. L'estimation du canal.....	25
2.3.3.3. Le turbo-décodage .....	25
2.3.3.4. Le processus de SIC .....	27

### Chapitre 3 : Du simulateur aux premiers tests en mobilité

---

3.1. Introduction à la voie retour par satellite en bande S .....	30
3.2. Les outils de simulations et de tests .....	31
3.2.1. Le simulateur développé par l'ESA.....	31
3.2.2. La première plate-forme développée par Eutelsat .....	32
3.2.3. Les différences entre simulateur et plate-forme.....	33
3.2.3.1. Architectures : fenêtre glissante et pipeline.....	33
3.2.3.2. L'interférence résiduelle.....	36
3.2.4. Comparaison et caractérisation des performances.....	38
3.3. Caractérisation des paramètres critiques du système .....	39
3.3.1. L'impact du SNR sur le système .....	39
3.3.2. L'étalement en puissance des terminaux .....	40

3.3.3.	L'impact fréquentiel sur le système .....	43
3.3.4.	Un système non-limité par la collision .....	45
3.4.	La modélisation en conditions réelles bande S .....	46
3.4.1.	Plate-forme de tests par satellite .....	46
3.4.2.	Tests par satellite .....	47
3.4.3.	Intégration d'un modèle réel de canal mobile .....	49
3.4.4.	L'intégration d'un algorithme de contrôle de puissance .....	50
3.4.5.	Analyse et performance .....	51

## Chapitre 4 : Optimisation de l'E-SSA pour des terminaux fixes

---

4.1.	Capacité maximale pour l'E-SSA .....	55
4.1.1.	Modèle canonique du CDMA synchrone .....	55
4.1.2.	CDMA avec séquences aléatoires .....	57
4.1.3.	CDMA asynchrone .....	59
4.1.4.	CDMA avec SIC .....	60
4.1.5.	Introduction du facteur d'annulation d'interférences .....	62
4.1.6.	Conclusion .....	64
4.2.	Optimisation de la distribution en puissance .....	65
4.2.1.	Hypothèses et scénarios .....	65
4.2.2.	Scénario 1 : Condition imposée par $[E_s/N_t]_{FEC}$ .....	66
4.2.3.	Scénario 2 : Condition imposée par $[E_s/N_t]_{SIC}$ .....	69
4.2.3.1.	Puissance résiduelle nulle .....	70
4.2.3.2.	Puissance résiduelle non nulle .....	72
4.2.4.	Validité du modèle de la distribution uniforme .....	74
4.2.5.	La distribution réelle .....	76

## Chapitre 5 : Etude et résultats sur la distribution uniforme en dB

---

5.1.	Caractéristiques de la distribution uniforme en dB .....	78
5.1.1.	Calcul du SNIR d'une distribution uniforme avant démodulation .....	78
5.1.2.	Calcul du SNIR d'une distribution uniforme durant le processus de SIC .....	79
5.1.3.	Caractéristiques du seuil de SIC $[E_s/N_t]_{SIC}$ .....	83

5.1.4.	Processus analytique simulant la SIC .....	84
5.1.5.	Analyse globale .....	88
5.2.	Performance et analyse .....	90
5.2.1.	Annulation idéale d'interférences .....	90
5.2.2.	Annulation incomplète d'interférences .....	95
5.2.3.	Le nombre d'itérations de SIC .....	98

## Chapitre 6 : Application à un système réel en bande Ka

---

6.1.	Adaptation du contrôle de puissance .....	101
6.1.1.	Un système limité en puissance .....	101
6.1.2.	Stratégies d'optimisation .....	104
6.1.3.	Algorithme de contrôle en puissance .....	106
6.2.	Adaptation des différents modes E-SSA .....	108
6.2.1.	Les modes E-SSA .....	108
6.2.2.	Une optimisation en fonction du bilan de liaison .....	109
6.2.3.	Une optimisation en fonction de la charge et des services.....	109
6.3.	Mise en pratique et performances.....	112
6.3.1.	Système étudié .....	112
6.3.2.	Simulateur de performances E-SSA.....	114
6.3.3.	Considérations sur la gestion de la flotte de terminaux E-SSA .....	117
6.3.4.	Optimisation de la flotte de terminaux .....	118
6.3.4.1.	Hypothèses.....	118
6.3.4.2.	Choix des modes et contrôle de puissance par le hub .....	119
6.3.4.3.	Adaptation du terminal .....	121
6.3.4.4.	Synthèse .....	122

## Chapitre 7 : Conclusion et perspectives

---

7.1.	Une optimisation théorique du protocole .....	124
7.2.	Application à travers des stratégies de gestion des puissances .....	125

## Annexe 1 : Relations fondamentales liées au protocole E-SSA.....129

**Annexe 2 : Différences entre S-MIM et F-SIM.....130**

**Annexe 3 : Fonction MATLAB simulant les performances de l'E-SSA en bande  
Ka .....134**

## Table des figures

Figure 1 : Vue d'ensemble des scénarios de voie retour étudiés.....	13
Figure 2 : Performances de l'ALOHA et du Slotted-ALOHA.....	17
Figure 3 : Système Safetrip intégrant l'E-SSA pour la voie retour par satellite.....	19
Figure 4 : Structure du paquet E-SSA.....	20
Figure 5 : Architecture d'une modulation E-SSA.....	21
Figure 6 : Processus de démodulation du trafic E-SSA.....	22
Figure 7 : Performance de la détection de paquets E-SSA.....	24
Figure 8 : Caractéristique de décodage de turbo codes pour des paquets de 100 bits.....	26
Figure 9 : Caractéristique de décodage de turbo codes pour des paquets de 1200 bits.....	27
Figure 10 : Processus de SIC du protocole E-SSA.....	28
Figure 11 : Modélisation d'une itération de SIC (pipeline et fenêtre glissante).....	34
Figure 12 : Schéma représentant une taille de fenêtre insuffisante.....	35
Figure 13 : Puissance résiduelle en fonction du SNR (bruit blanc gaussien).....	37
Figure 14 : Performances comparées entre théorie (simulateur) et implémentation (distribution log-normal avec $\sigma=3\text{dB}$ et $\text{SNR}=-19\text{dB}$ ).....	38
Figure 15 : Résultats obtenus pour différents SNR.....	40
Figure 16 : Distributions log-normales en fonction du SNR.....	42
Figure 17 : Comparaison des performances en fonction de la distribution de puissance.....	42
Figure 18 : Comparaison des performances en fonction du décalage en fréquence.....	44
Figure 19 : plate-forme satellite E-SSA.....	46
Figure 20 : Puissance résiduelle selon les environnements.....	48
Figure 21 : Résultats de tests du protocole E-SSA par satellite.....	48
Figure 22 : Résultats sur l'utilisation ou non du contrôle de transmission.....	53
Figure 23 : Résultats en fonction des différents scénarios.....	54
Figure 24 : Limites théoriques de systèmes CDMA.....	58
Figure 25 : Capacités maximales possibles en fonction du taux de codage.....	59
Figure 26 : Performances du CDMA avec SIC pour différents code rates.....	62
Figure 27 : Capacités théoriques maximales avec $r=1/3$ pour différents $\beta$ .....	63
Figure 28 : Capacités maximales possibles en fonction de $\beta$ .....	64
Figure 29 : Distribution optimale théorique (Scénario 1).....	68
Figure 30 : Différence entre distributions optimale et uniforme (Scénario 1).....	69
Figure 31 : Distribution optimale théorique (scénario 2, $\beta=0$ ).....	71
Figure 32 : Différence entre distributions optimale et théorique (scénario 2, $\beta=0$ ).....	72
Figure 33 : Distributions optimales théoriques (scénario 2, $\beta\neq 0$ ).....	74
Figure 34 : $[E_s/N_t]$ d'une distribution uniforme en dB avant SIC.....	79
Figure 35 : $[E_s/N_t]$ des terminaux pour différentes capacités ( $\beta=0$ ).....	82
Figure 36 : $[E_s/N_t]$ des terminaux pour différentes capacités ( $\beta=0.05$ ).....	82
Figure 37 : $[E_s/N_t]$ des distributions uniforme et constante.....	84
Figure 38 : Processus analytique de SIC au cours d'une itération.....	86
Figure 39 : Distribution idéale avec $[E_s/N_0]_{\min}=-2.8\text{dB}$ et $[E_s/N_0]_{\max}=5.2\text{dB}$ .....	89
Figure 40 : Résultats analytiques et expérimentaux avec SIC parfaite.....	91

Figure 41 : Comparaison entre résultats E-SSA (100 bits) et limite théorique de Shannon .....	92
Figure 42 : Performance de Turbo code avec paquets de 5114 bits.....	93
Figure 43 : Résultats issus du processus semi-analytiques avec 100 itérations de SIC ( $r=1/3$ ) .....	94
Figure 44 : Résultats issus du processus semi-analytiques avec 10 itérations de SIC ( $r=1/3$ ) .....	94
Figure 45 : Résultats semi-analytiques pour différents taux de codage .....	95
Figure 46 : Résultats analytiques et expérimentaux avec $\beta$ non nul.....	96
Figure 47 : Comparaison entre résultats théoriques et E-SSA pour $\beta=0.01$ .....	97
Figure 48 : Résultats semi-analytiques pour différents $\beta$ ( $r=1/3$ et paquets de 5114 bits) .....	98
Figure 49 : Nombre d'itérations de SIC pour une distribution uniforme en dB .....	99
Figure 50 : Visualisation du processus de SIC à très haute charge .....	99
Figure 51 : Performance E-SSA en fonction de la dynamique de puissance ( $r=1/3$ , 1200 bits).....	102
Figure 52 : Valeurs possibles de $P_{\min}$ pour $\beta=0$ .....	103
Figure 53 : Valeurs possibles de $P_{\min}$ pour $\beta=0.05$ .....	103
Figure 54 : Différentes stratégies pour $[E_b/N_0]_{\min}$ optimal .....	105
Figure 55 : Optimisation avec une différence minimale entre les SNIR des utilisateurs .....	106
Figure 56 : Schéma bloc du contrôle de puissance .....	107
Figure 57 : Distribution temporelle des paquets E-SSA par utilisateur (service 1) .....	111
Figure 58 : Distribution temporelle des paquets E-SSA par utilisateur (service 2) .....	111
Figure 59 : Gain d'antenne du satellite sur la zone couverte.....	113
Figure 60 : Distribution typique en puissance reçue au satellite .....	113
Figure 61 : Résultats sans contrôle de puissance .....	116
Figure 62 : Résultats avec contrôle de puissance.....	116
Figure 63 : Exemple d'application du contrôle de puissance .....	123
Figure 64 : S-MIM modes .....	130
Figure 65 : Modes F-SIM (2.5MHz).....	131
Figure 66 : Modes F-SIM (5 MHz) .....	132
Figure 67 : Modes F-SIM (10 MHz) .....	133

## Liste des tables

Table 1 : Bilans de liaison pour l'E-SSA en bande S .....	31
Table 2 : Taille et pas de fenêtre glissante requis en fonction de la charge .....	36
Table 3 : Vitesses des terminaux mobiles par environnement .....	52
Table 4 : Validité de la distribution uniforme aléatoire en fonction du facteur d'étalement.....	75
Table 5 : Caractéristiques des deux distributions comparées.....	83
Table 6 : Calcul du seuil de SIC avec $\beta=0$ et $[E_s/N_0]_{\min}=[E_s/N_0]_{FEC}$ .....	87
Table 7 : Exemple de modes E-SSA pouvant être utilisés .....	110
Table 8 : Bilan de liaison pour l'E-SSA en bande Ka.....	114
Table 9 : Liste des différents modes E-SSA à utiliser (5MHz) .....	119

# Chapitre 1 : Introduction

---

## 1.1. Présentation de la problématique et des objectifs

Depuis la naissance des premiers systèmes de télécommunications par satellite, l'un des enjeux majeurs a été d'augmenter la quantité d'information circulant sur un canal tout en assurant une fiabilité de service maximale. Aujourd'hui, à la faveur du développement de réseaux à grande échelle supportant un trafic de plus en plus élevé, cette problématique se complexifie avec la demande d'une connexion « partout et tout le temps » et la recherche d'un coût toujours plus bas, devenues les priorités de marchés très concurrentiels. Cette réalité se traduit notamment à travers l'émergence de nouveaux types de service comme les applications « Machine-to-Machine » ou les technologies liées au concept de « Télévision connectée ». Ces nouvelles opportunités doivent pouvoir permettre au secteur des télécommunications par satellite d'accroître son champ d'action en parallèle des réseaux terrestres. Cela nécessite le déploiement de terminaux interactifs à faible coût capables de s'adapter à différentes conditions de trafic. La latence imposée par une communication satellite pouvant considérablement dégrader les techniques de détection de canaux et de retransmission de paquets couramment utilisés dans les réseaux terrestres, la voie retour par satellite dédiée à ces nouvelles applications doit privilégier l'utilisation de protocoles spécifiques pour la couche physique. C'est dans cette optique que les protocoles à accès aléatoires récemment développés peuvent s'avérer très intéressants. Alors qu'historiquement, ce type de protocoles admettait des performances relativement modestes (ALOHA, Slotted-ALOHA), l'emploi de techniques telles que l'élimination d'interférences ou les codes correcteurs d'erreurs a permis d'en faire apparaître de nouveaux présentant des performances bien meilleures : c'est le cas notamment du « Contention Resolution Direct Slotted-ALOHA (CRDSA) » et de l'« Enhanced-Spread Spectrum ALOHA (E-SSA) ». Ce dernier sera l'objet du travail de recherche présenté dans ce manuscrit de thèse.

L'E-SSA est un protocole créé par l'Agence Spatiale Européenne en 2009. Il s'agit d'une technique qui permet à un terminal d'envoyer des messages courts par satellite de manière totalement asynchrone. L'intérêt est de maximiser l'efficacité spectrale tout en gardant une complexité minimale du terminal grâce aux techniques d'étalement de spectre et d'annulation d'interférences. Alors qu'au départ le protocole E-SSA avait pour but d'apporter un support physique pour des applications destinées à des terminaux mobiles en bande S, les développements se sont récemment étendus à une gamme de terminaux fixes dans des

bandes de fréquence différentes (C, Ku ou Ka). À partir de ces deux modèles d'utilisation de l'E-SSA présentés dans la Figure 1, notre travail de recherche se concentre sur la mise en place de solutions techniques permettant de maximiser la capacité globale du système. Cela n'est possible qu'à travers l'exploration des différentes caractéristiques du protocole et notamment du postulat de départ suivant : l'E-SSA est d'autant plus efficace que l'écart-type entre les puissances des terminaux est important. En mobilité, il est difficile d'exploiter totalement cette particularité étant donné que le système est soumis à un bilan de liaison limité par des puissances d'émission relativement faibles et à un canal de propagation introduisant des variations importantes du rapport signal sur bruit. Dans ces conditions, seules des solutions partielles peuvent être proposées. En revanche, en projetant le protocole E-SSA sur des terminaux fixes, une optimisation pointue de la gestion des puissances des terminaux devient envisageable.

À partir d'une discussion sur les notions fondamentales introduites par l'E-SSA, nous proposerons un modèle de mise en application du protocole pour des terminaux mobiles en bande S. Ensuite, nous étudierons les paramètres des terminaux permettant de maximiser l'efficacité spectrale du système. Ceci nous amènera à développer une méthode permettant d'optimiser la configuration d'une flotte de terminaux fixes en bande Ka. Pour valider expérimentalement les capacités théoriques trouvées dans chacun des scénarios, nous disposons de deux outils de simulations et de tests : le simulateur E-SSA développé en MATLAB par l'ESA (European Space Agency) et la première implémentation basée sur une architecture software réalisée par la société MBI sous la direction d'Eutelsat. Ces deux visions de l'E-SSA fonctionnent sur le même principe général mais présentent des différences dans les paramètres internes utilisés. Ces deux outils permettront d'affiner notre analyse théorique et de la confronter à des conditions réelles.

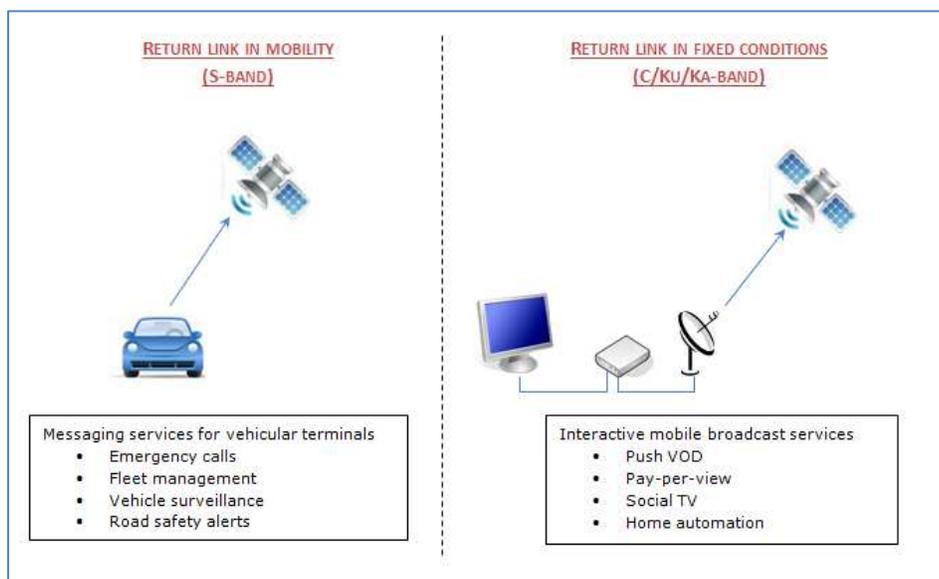


Figure 1 : Vue d'ensemble des scénarios de voie retour étudiés

## 1.2. Organisation du document

En dehors de l'introduction et de la conclusion, le travail de thèse est découpé en cinq chapitres principaux :

- État de l'art et notions fondamentales sur l'E-SSA

Dans ce chapitre, il s'agit tout d'abord de comprendre le contexte de développement de l'E-SSA [1] pour ensuite explorer les principales problématiques techniques mises en place dans le protocole [2]. Cela permet d'étudier de manière synthétique l'ensemble des paramètres du système qui vont conditionner l'optimisation de l'E-SSA dans des conditions réelles.

- Du premier simulateur aux tests en mobilité

Ce chapitre décrit les résultats obtenus avec le premier simulateur émulant un trafic E-SSA ainsi que ceux recueillis lors des phases de développement et de validation du premier prototype. Cela met en évidence une série de résultats extrêmement intéressants non seulement dans le cadre d'une utilisation réelle du protocole mais aussi de manière générale pour un système de voie retour par satellite [3]. Enfin, cela soulève une discussion approfondie sur l'introduction des paramètres d'un canal mobile et d'une stratégie de contrôle des transmissions de paquets E-SSA. [4]

- Optimisation de l'E-SSA pour des terminaux fixes

Dans ce chapitre, il s'agit de déterminer les capacités théoriques maximales pour l'E-SSA en fonction des paramètres généraux du système. Dans cette optique, nous recherchons d'abord la capacité maximale d'un système CDMA (Code Division Multiple Access) synchrone pour discuter ensuite des caractères asynchrones et aléatoires propres à l'E-SSA. Nous affinons alors le modèle en introduisant le processus de SIC (Successive Interference Cancellation) optimisé à partir de la méthode proposée par Viterbi [5]. Cela nous amène à définir précisément les conditions optimales d'utilisation de l'E-SSA à partir de systèmes algébriques dépendant notamment de la caractéristique des codes correcteurs d'erreurs utilisés et de la puissance résiduelle laissée après suppression d'interférences.

- Etude et résultats sur la distribution uniforme en dB

Après avoir montré que la distribution uniforme en dB est très proche de la distribution en puissance optimale pour le système, nous allons pouvoir l'étudier en détails et dégager

ses caractéristiques les plus intéressantes. Cela va nous amener à concevoir un processus permettant d'obtenir une étude de performances qui sera ensuite comparée aux performances théoriques et à différentes simulations.

➤ Application à un système à multiple faisceaux en bande Ka

Le but de ce chapitre est de mettre en pratique les résultats théoriques définis précédemment à travers un système de contrôle de puissance approprié. Dans ce cadre, nous prendrons en compte les limites pouvant être imposées par le lien en bande Ka et la puissance maximale du terminal. Enfin, nous proposerons un modèle de gestion des modes de fonctionnement de l'E-SSA adapté aux conditions de service.

## Chapitre 2 : Etat de l'art et notions fondamentales sur l'E-SSA

---

Pour bien comprendre les contributions proposées dans ce manuscrit de thèse, il est indispensable de rappeler le contexte de développement du protocole E-SSA et d'en expliquer les principales caractéristiques techniques. Cela servira à mettre en place l'environnement de recherche utilisé pour les différents développements proposés dans les chapitres suivants.

### 2.1. Revue des protocoles à accès aléatoires

Le premier protocole à accès aléatoires est ALOHA. C'est la méthode la plus simple pour un terminal d'envoyer une information. Le terminal transmet un paquet de données quand il le souhaite. Si le paquet entre en collision avec un autre paquet de données, le terminal retransmet plus tard. En prenant l'hypothèse d'un trafic de Poisson, N. Abramson (le créateur du protocole) calcule la probabilité de recevoir correctement un paquet en fonction de la charge du réseau [6]. Il en déduit alors le débit propre à cette méthode d'accès.

$$S_{ALOHA} = Ge^{-2G} \quad (2.1)$$

où  $G$  représente la charge du réseau exprimée en nombre moyen de paquets transmis sur la durée de transmission d'un paquet et  $S$  le débit normalisé.

Pour améliorer les performances du protocole original, le Slotted-ALOHA introduit la synchronisation des terminaux, ces derniers ne pouvant émettre qu'à certains intervalles de temps réguliers appelés slots. Cela permet d'accroître la capacité du système. Le débit peut alors être calculé grâce à la formule (2.2).

$$S_{S\_ALOHA} = Ge^{-G} \quad (2.2)$$

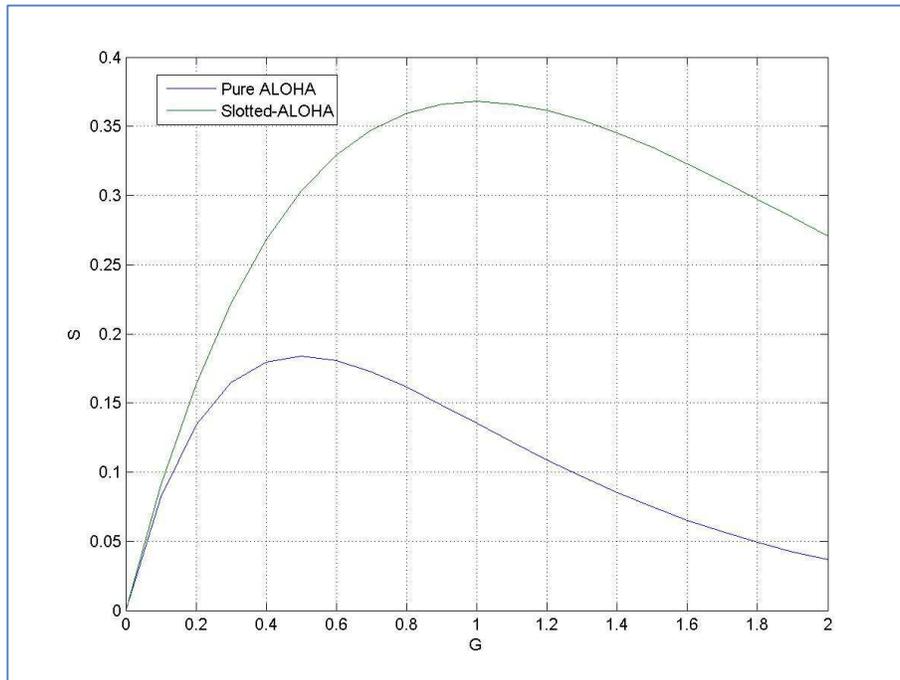


Figure 2 : Performances de l'ALOHA et du Slotted-ALOHA

Afin d'améliorer les performances du Slotted-ALOHA, un moyen possible est d'envoyer plusieurs fois le paquet sur des fréquences ou des slots de temps différents. Cette méthode est appelée Diversity Slotted-ALOHA. Elle permet d'augmenter le débit dans les systèmes à faible charge mais conserve des performances relativement modestes à charge plus élevée.

D'un autre côté, il est possible d'utiliser des techniques d'étalement de spectre afin d'améliorer les performances du protocole ALOHA original. Le système est alors appelé Spread ALOHA [7]. Le principe est d'étalement en fréquence les utilisateurs grâce à une ou plusieurs séquences d'étalement. Le système va alors être limité par l'interférence produit par les utilisateurs émettant simultanément. Cela permet d'accroître l'efficacité spectrale en limitant le temps de latence de l'ALOHA ou du Slotted-ALOHA.

Ces deux visions différentes (la version synchrone avec le Diversity Slotted ALOHA et la version asynchrone avec le Spread ALOHA) vont permettre la conception de deux nouveaux protocoles à savoir le CRDSA et l'E-SSA. Le CRDSA améliore lui la version «Diversity Slotted » en intégrant une répétition de paquets à intervalles aléatoires. Cela signifie que plusieurs répliques du paquet sont envoyées à l'intérieur de slots choisis aléatoirement. Chaque réplique contient une information de signalisation (pointeurs) permettant de connaître les positions des autres. Lorsqu'une réplique du paquet est détectée, les autres répliques sont alors effacées de manière à retirer les interférences créées par les répétitions. La version initiale du protocole permet d'atteindre des débits normalisés de l'ordre de 0.6 (selon les

paramètres de configuration choisis). En appliquant des techniques d'annulation d'interférences, on peut même monter au-dessus de 1 [1].

De son côté, l'E-SSA améliore la version « Spread » en introduisant les techniques de SIC. Les paquets présentant un meilleur SNIR (Signal-to-Noise-plus-Interference Ratio) sont d'abord démodulés puis effacés pour permettre la démodulation de paquets avec des SNIR inférieurs.

## 2.2. Historique du protocole E-SSA

Le protocole E-SSA est issu d'un brevet dont la version finale [2] a été déposée en 2011 par Riccardo de Gaudenzi et Oscar del Rio Herrero de l'Agence Spatiale Européenne. Comme mentionné précédemment, l'E-SSA est une évolution du Spread ALOHA développé dans [7]. Il s'agit donc de conserver le caractère totalement asynchrone du système de base en ajoutant des techniques de SIC à l'intérieur d'une fenêtre glissante qui stocke les paquets en attente de démodulation. On utilise des turbo-codes avec un faible taux de codage (rapport entre le nombre de bits utiles et le nombre de bits total). Le système s'appuie sur une modulation robuste (BPSK) afin de maximiser le nombre d'utilisateurs transmettant simultanément dans le système. Enfin, le protocole réutilise le standard 3GPP de manière à faciliter l'intégration du protocole dans un système global. La première plate-forme de démodulation implémentant la technologie E-SSA a été développée par la société MBI sous la direction d'Eutelsat. Elle intègre le protocole initial dans une architecture SDR (Software Design Radio) mettant en pratique différentes itérations de SIC via des GPU (Graphics Processing Unit) en cascade.

En parallèle, le protocole E-SSA a été intégré dans le standard ETSI S-MIM [8] permettant notamment l'utilisation de services de messagerie par satellite pour des terminaux interactifs embarqués à bord de véhicules. Pour pouvoir utiliser efficacement le protocole E-SSA à l'intérieur de ce standard, on a cherché à gagner en flexibilité. En effet, si dans la définition initiale de l'E-SSA un unique jeu de paramètres déterminait le système, le standard S-MIM intègre plusieurs modes de fonctionnement chacun défini par des paramètres physiques différents (voir 2.3.1 et Annexe 2). Cela présente l'avantage d'adapter la bande passante utilisée ou le débit binaire par utilisateur aux besoins du système.. Dans la pratique, le standard S-MIM a été utilisé pour la première fois dans le cadre du projet européen Safetrip qui a permis le développement d'applications satellitaires pour la gestion des urgences, les alertes de trafic, la sécurité routière et la prévention des incidents [9]. A cette occasion, les premiers tests de terminaux envoyant des paquets E-SSA ont pu être réalisés [10]. Ils ont permis de valider expérimentalement le bon fonctionnement du protocole. La Figure 3 illustre le système mis en place. Il représente un exemple type

d'intégration de l'E-SSA dans un système satellitaire avec un véhicule équipé d'une antenne satellite envoyant des messages à un centre de contrôle.

Enfin, la dernière avancée est très récente. Il s'agit de la définition d'un nouveau système appelé F-SIM, une norme utilisant le protocole E-SSA avec des terminaux fixes en voie retour pour différentes bandes de fréquence. Comme pour les terminaux en bande S, plusieurs modes (cependant différents de S-MIM) sont utilisés de manière à pouvoir adapter le débit binaire de chaque utilisateur et la capacité globale du système tout en réutilisant certaines spécificités du standard 3GPP. Le standard F-SIM est actuellement utilisé dans le développement du « smart LNB » chez Eutelsat. Il s'agit de mettre en place des terminaux fixes incluant une solution de voie retour simple et économique pour l'utilisateur dans le but de répondre à l'émergence de nouveaux services dans le domaine de la « télévision connectée » ou des connexions « machines-to-machines (M2M) ».

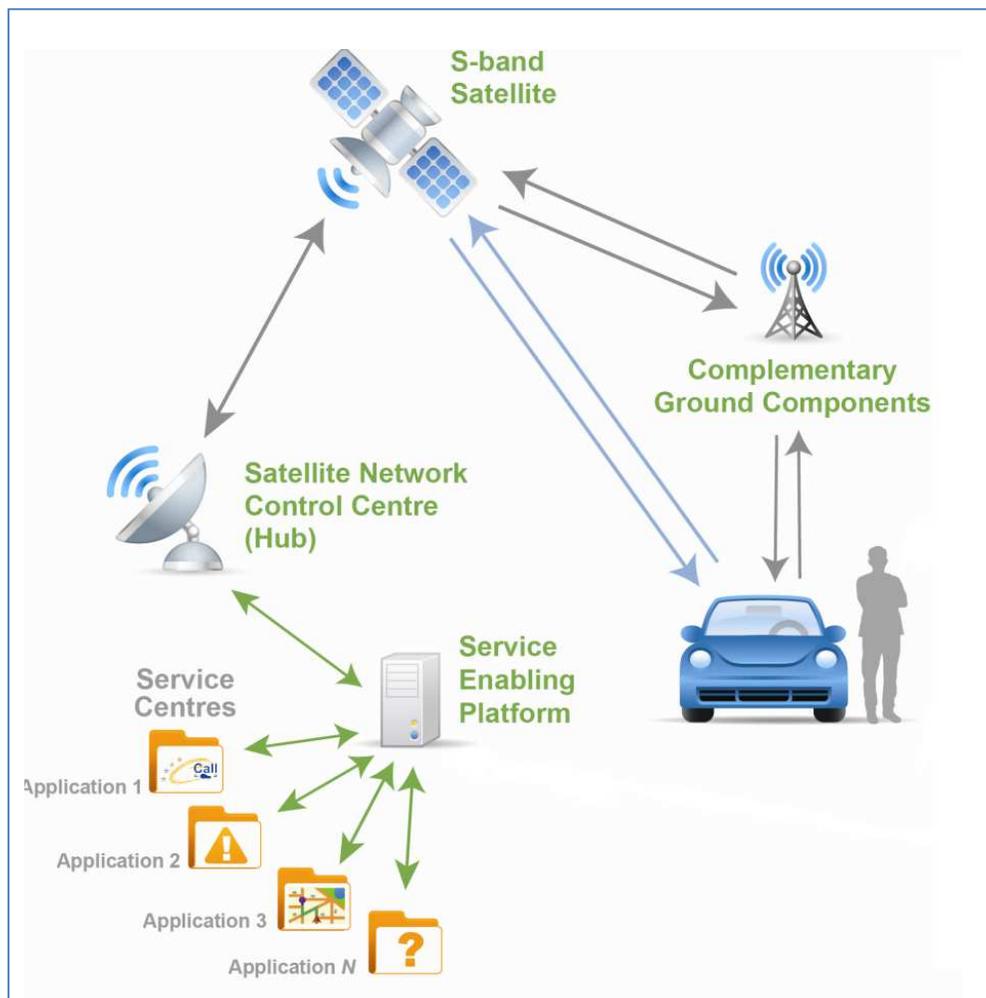


Figure 3 : Système Safetrip intégrant l'E-SSA pour la voie retour par satellite

## 2.3. La description technique du protocole E-SSA

Les différentes étapes de développement associées au protocole E-SSA (brevet, standardisation, plate-forme de démodulation, premiers terminaux) ont permis de définir puis d'affiner les différents procédés à mettre en place que ce soit du côté modulation ou démodulation. Cette partie a pour but d'en résumer les principes fondamentaux.

### 2.3.1. Concept général

Le protocole se présente comme un système aléatoire et asynchrone à étalement de spectre utilisant la méthode dite de « Successive Interference Cancellation » à travers un processus itératif et une fenêtre glissante. Dans ce système, un terminal peut envoyer un paquet E-SSA lorsqu'il le souhaite. Du côté du démodulateur, chaque paquet est détecté, démodulé puis annulé à l'intérieur du trafic reçu. Le canal de transport est unique et se nomme RACH (Random Access Channel). Il est principalement caractérisé par une taille de paquet. La structure physique du paquet E-SSA met quant à elle en œuvre deux canaux physiques, celui de données (PDCH) et celui de contrôle (PCCH), ce dernier transportant la signalisation de la couche physique et des symboles de référence pouvant être utilisés pour mieux évaluer le canal de transmission. Le canal de données intègre un CRC (Cyclic Redundancy Check) permettant de vérifier l'intégrité des données reçues. Pour compléter cette structure, un préambule doit être inséré au début de chaque paquet afin de permettre la détection de celui-ci.



Figure 4 : Structure du paquet E-SSA

### 2.3.2. La modulation d'un paquet E-SSA

L'architecture fonctionnelle de l'émission d'un paquet E-SSA et les différentes étapes de modulation sont décrites dans la Figure 5.

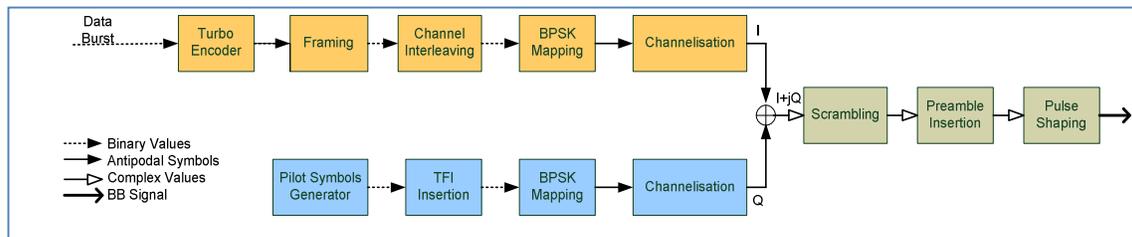


Figure 5 : Architecture d'une modulation E-SSA

Les deux canaux PDCH et PCCH sont modulés séparément. Les données brutes sont, elles, codées à partir d'un turbo code avec un faible taux de codage. Ce choix a été réalisé afin de donner un caractère robuste à un système de terminaux pouvant opérer en conditions mobiles et/ou ne bénéficiant pas de gain d'antennes très élevés. Ensuite, un algorithme d'adaptation de débit permet d'adapter le nombre de bits à la sortie du turbo-codeur au nombre de bits correspondant au format défini par le canal de transport. En effet, comme on doit ajouter des bits de CRC indispensables lors de l'étape de démodulation, l'adaptation de débit est une étape nécessaire afin de rester cohérent avec la définition du RACH. Le canal de données subit alors une opération de « framing », c'est-à-dire que le paquet de données est divisé en plusieurs trames. Le nombre de trames varie en fonction de la longueur du paquet. Le CRC dont la longueur est susceptible de dépendre de la configuration E-SSA choisie est alors inclus. Finalement, ce sont deux entrelaceurs qui terminent l'opération d'encodage l'un en agissant sur toutes les données et l'autre en agissant trame par trame. Le canal de contrôle est lui créé à partir de symboles pilotes (qui serviront lors de l'estimation du canal) dans lesquels sont insérées les tables TFI (Transport Format Indication) qui transportent toutes les informations liées aux caractéristiques du paquet E-SSA. Cette table TFI subit un codage de canal spécifique et peut être répétée plusieurs fois à l'intérieur d'intervalles de temps appelés slots afin de garantir une fiabilité maximale de ces informations cruciales en réception.

Avant d'être additionnés, les symboles des deux canaux sont mis en correspondance avec une constellation BPSK puis sont multipliés par une séquence d'étalement ce qui transforme les séquences de symboles en séquences de chips. Pour réaliser cette opération, des codes OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor) sont utilisés permettant d'assurer l'orthogonalité des deux canaux physiques. Ensuite, les deux canaux sont additionnés en utilisant un coefficient de multiplication  $\alpha$  pour le canal de contrôle. Ce coefficient compris entre 0 et 1 représente le facteur de gain du canal de contrôle, ce dernier ayant généralement une puissance inférieure au canal de données de manière à ne pas « consommer » trop de puissance utile. Pour assurer une optimisation permanente du système, la valeur de ce coefficient peut être envoyée par la voie aller. Une fois les deux canaux réunis, les chips sont mélangés à partir d'une opération de scrambling. C'est une solution similaire à celle utilisée dans la norme 3GPP WCDMA qui a été choisie à la différence près que l'on n'utilise pas une période de code limitée à 38400 chips. Un

préambule doit alors être inséré pour permettre la détection du paquet côté démodulateur. Les structures de préambules seront discutées dans la partie 2.3.3.1.

### 2.3.3. La démodulation du trafic E-SSA

Du côté du démodulateur, le trafic qui est une accumulation de paquets E-SSA est stocké dans une mémoire glissante. Le début de chaque paquet E-SSA est alors détecté grâce à son préambule. Une estimation des paramètres du canal doit alors être réalisée pour que chaque paquet puisse ensuite être correctement démodulé. Une fois la démodulation terminée, si le CRC du paquet est correctement vérifié, alors le paquet peut être généré une nouvelle fois puis annuler dans le trafic initial. On répète alors ces différentes étapes de démodulation sur le paquet détecté suivant. Le schéma de la Figure 6 illustre ce processus.

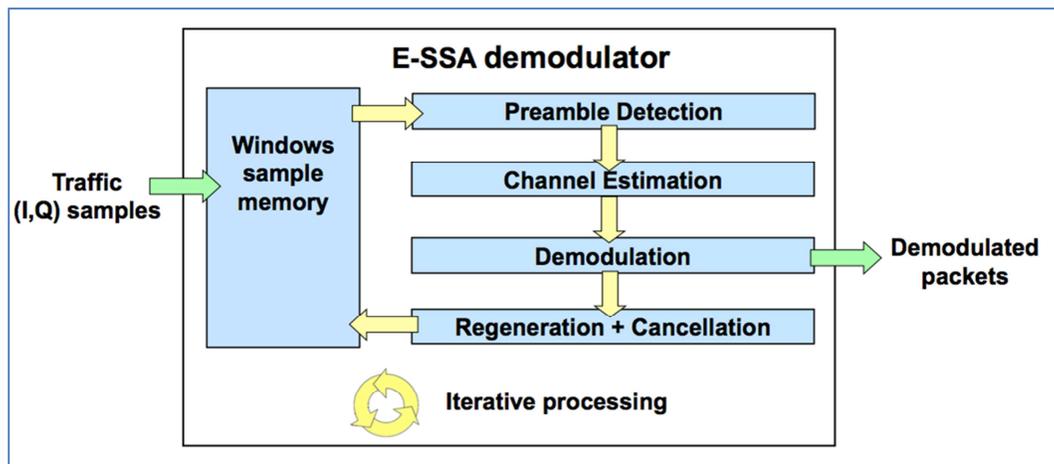


Figure 6 : Processus de démodulation du trafic E-SSA

Le principal critère de performance du processus est le PLR (Packet Loss Ratio). Il est défini par le rapport entre nombre de paquets perdus et le nombre de paquets envoyés. Il vient alors la relation évidente :

$$PLR = 1 - \frac{S}{G}$$

où  $G$  est le débit entrant (nombre moyen de paquets envoyés par seconde) et  $S$  le débit sortant (nombre moyen de paquets correctement démodulés par seconde).

On peut aussi définir la capacité du système exprimé en bits/s/Hz à partir de la formule suivante :

$$C = \frac{S * L}{B}$$

où  $L$  est le nombre de bits utiles d'un paquet et  $B$  la bande passante utilisé par le système.

### 2.3.3.1. La détection de paquets

Pour pouvoir être démodulé, chaque paquet E-SSA doit être préalablement détecté. Evidemment, cette étape de détection doit être la plus fiable possible de manière à limiter le nombre de fausses alarmes (c'est-à-dire le nombre de « faux » paquets détectés) tout en assurant qu'une quantité infime de paquets est « oubliée » par le démodulateur. Cette tâche est d'autant plus difficile que le nombre de paquets peut être très élevé et est inconnu pour le démodulateur (transmission aléatoire et asynchrone). Pour évaluer l'efficacité de détection, nous nous appuyons sur deux paramètres statistiques :

- La probabilité de détection manquée
- La probabilité de fausse alarme

L'algorithme de détection est basé sur des opérations de corrélation successives effectuées à chaque « temps chip » entre les données reçues et la séquence définissant le préambule d'un paquet. La fonction résultante va alors laisser apparaître des pics d'auto-corrélations qui correspondent au début de chaque préambule d'un paquet. Le préambule pour tous les paquets est le même. Le choix de la longueur du préambule doit être un compromis entre la qualité de détection et la perte en termes d'efficacité spectrale introduit par cette quantité de symboles supplémentaires. De plus, le préambule doit pouvoir détecter des paquets qui ont subi un décalage en fréquence. Pour répondre au mieux à toutes ces conditions, la solution choisie est un préambule hiérarchique composé d'une séquence de  $P$  symboles étalée par une séquence dont le facteur d'étalement est  $N_c$ . La formule pour générer le préambule est alors :

$$p(k) = s_1(k \text{ div } N_c) * s_2(k \text{ mod } N_c) \text{ avec } p(k) = 0,1,2, \dots, P * N_c \quad (2.3)$$

où  $p(k)$  représente le symbole numéro  $k$  du préambule.

Dans toutes les configurations d'utilisation,  $P$  est fixé à 96 alors que  $N_c$  peut être variable. Dans le cas du S-MIM,  $N_c$  est dépendant du chip-rate alors que dans le cas du F-SIM il est dépendant du facteur d'étalement (voir Annexe 2). Cette différence vient du fait que dans la vision F-SIM, les terminaux peuvent utiliser simultanément des facteurs d'étalement différents (au contraire de S-MIM). Pour optimiser ce scénario et faciliter la démodulation de tous les paquets, il a été choisi d'avoir une relation linéaire entre facteur d'étalement et longueur de préambule.

La structure exacte du préambule est détaillée dans [8]. Avec ce type de préambule, la dégradation due au décalage en fréquence reste faible. En effet, les résultats de [11] montrent que pour 1.5 kHz de retard en fréquence, la perte sur la corrélation est inférieure à 1dB. L'efficacité du préambule exprimée par la probabilité de fausses alarmes en fonction de la probabilité de non-détection apparaît dans la Figure 7. On peut voir que les performances théoriques sont très bonnes car le détecteur est capable de maintenir des probabilités de

détections manquées et de fausses alarmes inférieures à  $10^{-2}$  pour  $[E_c/(N_0 + I_0)] = -30dB$ . Etant donné que dans une des études sur l'E-SSA [12] la valeur de  $[E_b/N_0]_{LOS}$  est égale à 13.7dB avec un facteur d'étalement de 256 et un taux de codage de 1/3, on peut alors calculer la contribution en termes de  $[E_c/N_0]$  en posant :

$$[E_c/N_0] = [E_b/N_0]_{LOS} - 10 * \log_{10}(L_w/r)$$

où  $r$  est le taux de codage et  $L_w$  le facteur d'étalement.

Cela donne une valeur  $[E_c/N_0] = -15.15dB$ . Nous pouvons donc estimer que  $[E_c/(N_0 + I_0)] = [E_c/I_0]$ . Si on reprend la valeur de -30dB au-dessus, cela signifie que le démodulateur peut gérer jusqu'à 1000 utilisateurs simultanés avec des probabilités de fausses alarmes et de détections manquées très faibles. Etant donné que la détection est une étape qui va être réalisée après chaque cycle d'annulation d'interférences, cette valeur de plusieurs centaines d'utilisateurs détectés simultanément permet de soutenir efficacement le processus de démodulation.

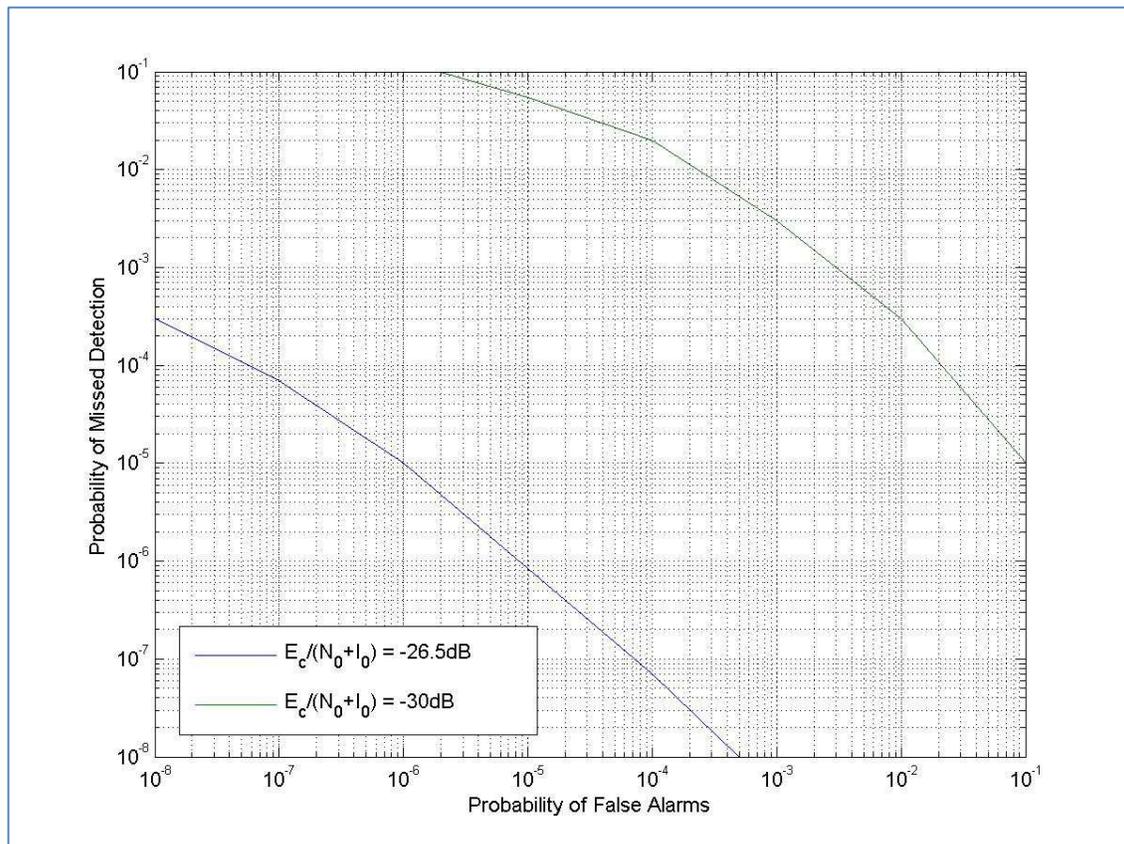


Figure 7 : Performance de la détection de paquets E-SSA

### 2.3.3.2. L'estimation du canal

L'estimation du canal consiste à estimer les paramètres du signal (la durée d'un chip, la fréquence, la phase et l'amplitude) de manière à démoduler un paquet puis pouvoir l'annuler dans le trafic initial. Il existe deux catégories d'algorithmes pouvant assurer cette fonction dans notre cas. La première est appelée « Data-Aided Channel Estimation ». Elle se sert de symboles pilotes envoyés en parallèle des données brutes pour générer une estimation du canal de propagation. [13] nous donne un exemple d'algorithme DA. La méthode opposée est appelée « Non Data-Aided Channel Estimation » et s'appuie sur les caractéristiques propres d'un signal pour pouvoir estimer le canal. Que ce soit l'une ou l'autre des méthodes, le paramètre le plus crucial de l'estimation de canal reste certainement la phase. En effet, c'est l'estimation la plus délicate car le système peut être soumis à un bruit de phase non négligeable. Vu que la durée des paquets E-SSA peut être assez longue en comparaison des variations de phase, il faut constamment évaluer cette valeur sur la durée du paquet.

Dans l'absolu, lorsqu'on utilise des symboles pilotes, l'erreur moyenne d'évaluation est normalement plus faible. Cependant, les symboles pilotes induisent forcément une charge supplémentaire à gérer pour le système. Les standards S-MIM et F-SIM restent très souples en la matière puisqu'on peut choisir d'utiliser ou non des symboles pilote. En effet, on peut très bien utiliser un algorithme NDA en initialisant à zéro la valeur du coefficient définissant la puissance du canal PCCH (et donc ne pas envoyer de symboles pilotes à travers ce canal). Cependant, dans le cas d'un algorithme DA, on peut envoyer les symboles pilotes à travers les trames du canal de contrôle. Le nombre de trames est alors variable selon la configuration choisie.

Quel que soit la méthode utilisée, l'important est de comprendre que cette estimation de canal va toujours engendrer une erreur globale lors de la reconstruction du paquet E-SSA pendant le processus de SIC. Cette erreur va alors laisser une puissance résiduelle dans le système (après la régénération et l'annulation du paquet) ce qui va générer une interférence supplémentaire pour les prochains paquets à être démodulés. (voir 3.2.3.2)

### 2.3.3.3. Le turbo-décodage

Le type de FEC utilisé dans le protocole E-SSA est un turbo-code avec un taux de codage égal à 1/3. Il a pour avantage de présenter des performances qui se rapprochent de la limite de Shannon. Une excellente présentation des turbo codes est réalisée dans [14]. Il est important de remarquer que la longueur du paquet E-SSA et le nombre d'itérations de décodage vont changer radicalement les performances du turbo-code. Or, il est clair que la caractéristique de l'efficacité du décodage d'un paquet E-SSA va jouer un rôle majeur dans la vision globale du protocole étant donné que dans notre processus itératif, chaque

démodulation a un impact sur les suivantes. Cette interaction sera discutée plus en détail dans les chapitres suivants. Cependant, nous pouvons déjà donner deux courbes de référence qui nous serviront d'exemples quand un point lié au turbo décodeur émergera. Il s'agit des résultats du standard 3GPP avec des paquets à l'entrée du décodeur de 100 bits (Figure 8) et 1200 bits (Figure 9) pour 9 itérations de décodage. On peut remarquer qu'une différence réelle existe pour ces deux dimensions de paquets. Si par exemple, on prend  $FER = 10^{-3}$  comme référence, alors la différence entre les deux est de 1.3dB. On remarque aussi que la probabilité de démodulation pour des valeurs de  $[E_b/N_0]$  très faibles (-0.5dB) est meilleure pour des paquets courts ( $\sim 0.2$  contre 0). Lorsque que l'on travaille avec un système sans SIC, cette caractéristique ne présente pas beaucoup d'importance car ce qui compte ce sont les performances pour des FER proches de 0.01 ou 0.001. En revanche, pour un système implémentant la SIC, ce comportement peut revêtir de l'importance. En effet, pour une itération de SIC, cette valeur de FER même faible représente un certain nombre de paquets que l'on va annuler à l'intérieur du trafic initial et donc des interférences en moins à prendre en considération dans l'itération suivante.

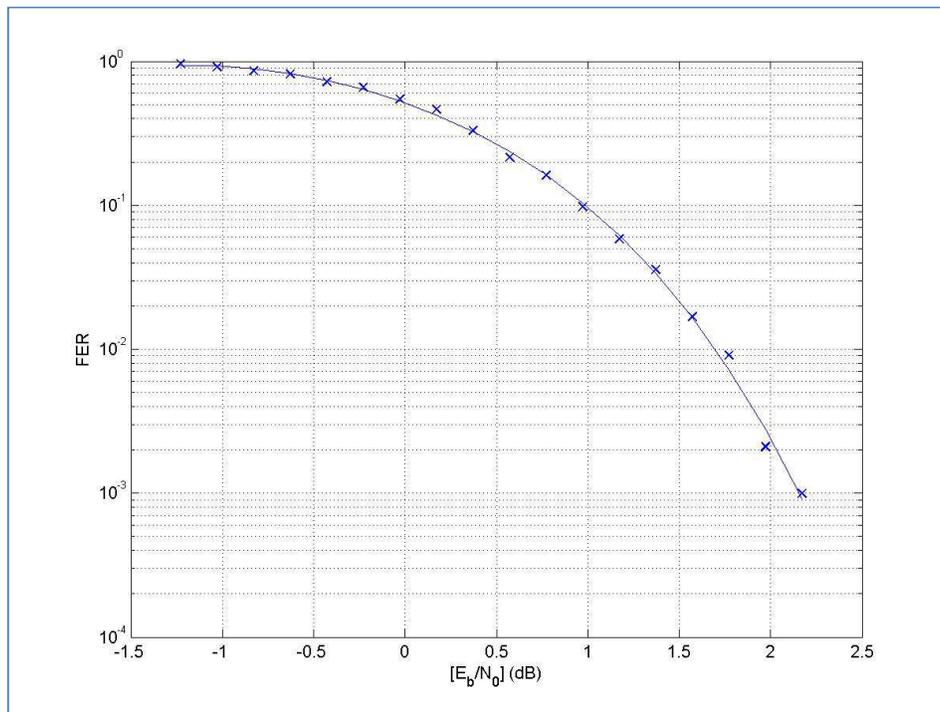


Figure 8 : Caractéristique de décodage de turbo codes pour des paquets de 100 bits

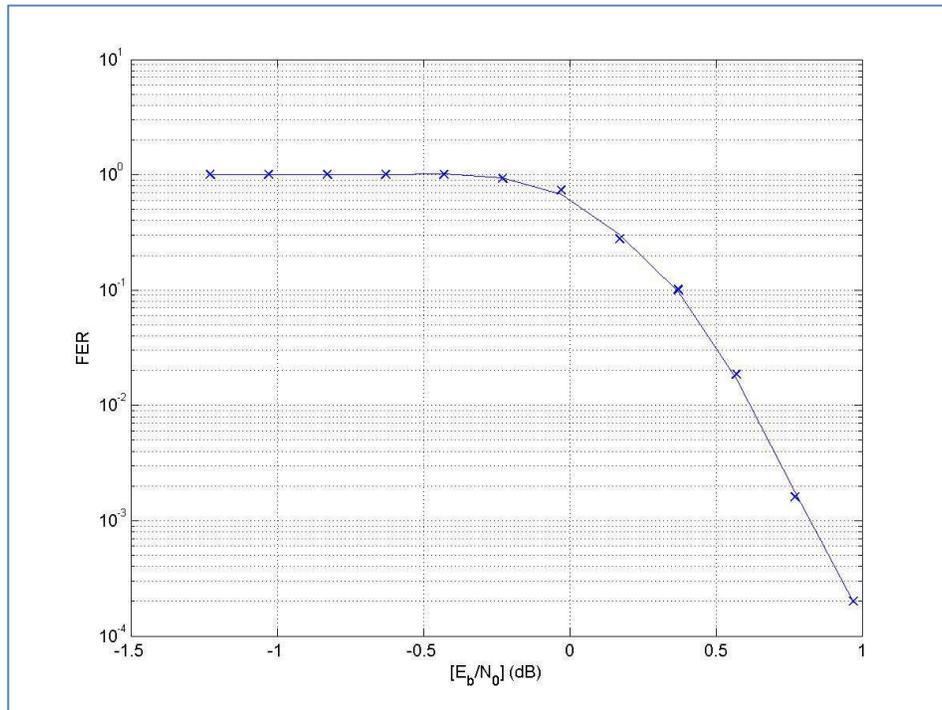


Figure 9 : Caractéristique de décodage de turbo codes pour des paquets de 1200 bits

#### 2.3.3.4. Le processus de SIC

Le processus de SIC est le cœur du protocole E-SSA. Une analyse conséquente en est réalisée dans [15]. La méthode utilisée pour l'appliquer à l'E-SSA est la suivante. Le trafic de paquets E-SSA est stocké dans une mémoire glissante. À partir de la fonction de corrélation utilisée dans la recherche de préambule, on peut avoir une première estimation du SNIR des différents paquets. Cela permet alors de classer les paquets du SNIR le plus élevé au plus faible. Le paquet ayant le SNIR le plus élevé est alors démodulé. Si la vérification de la valeur du CRC est correcte, alors le paquet est annulé dans le trafic contenu dans la mémoire. On essaye ensuite de démoduler le paquet ayant la seconde meilleure valeur de SNIR en réception puis on l'annule si le décodage est correct. L'opération est alors répétée pour l'ensemble des paquets détectés. Ensuite, une nouvelle détection de préambules est réalisée et un nouveau cycle de démodulations successives peut commencer. Le processus s'arrête lorsque l'on ne détecte plus de paquets. La mémoire peut alors « glisser » et introduire de nouveaux paquets E-SSA à démoduler. L'intérêt est que chaque paquet peut bénéficier du gain produit par l'annulation des autres paquets qui agissent comme des interférences.

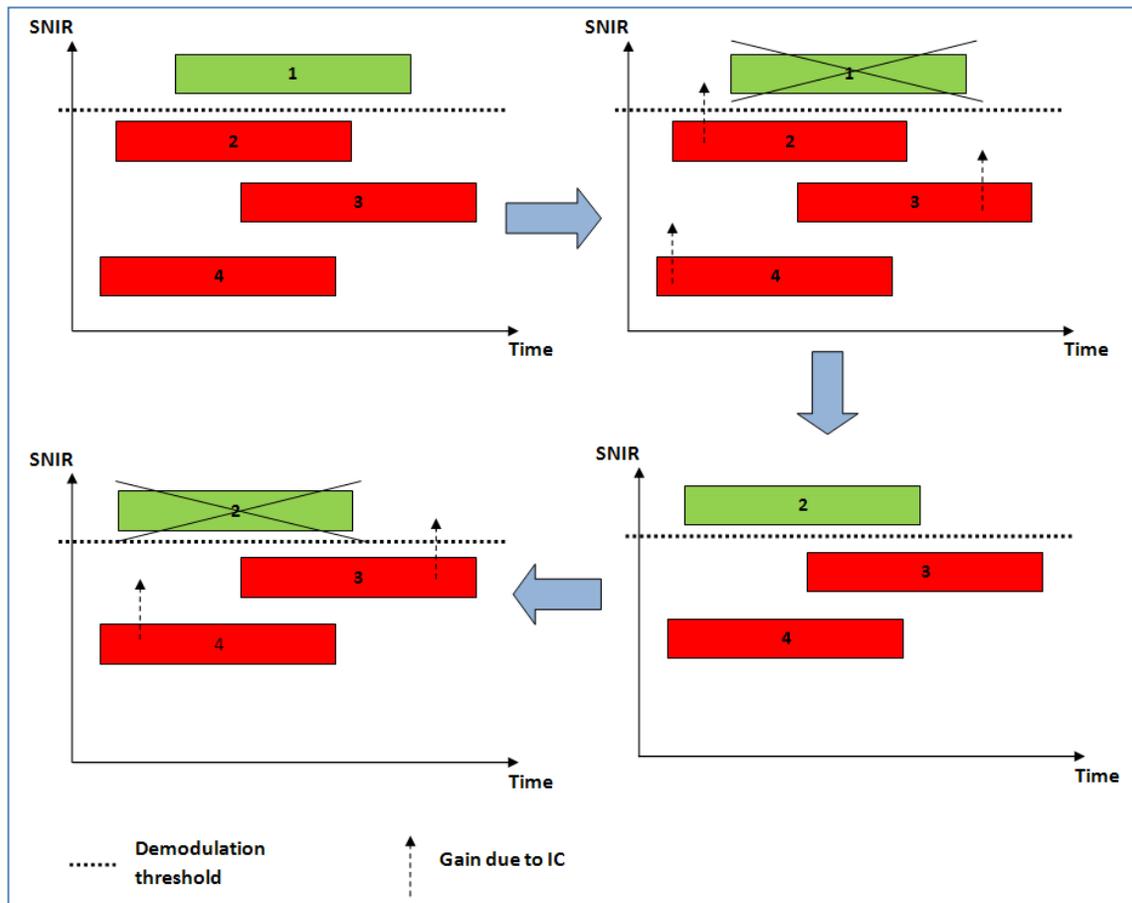


Figure 10 : Processus de SIC du protocole E-SSA

Afin de mieux comprendre le fonctionnement, nous pouvons le synthétiser en prenant en compte un nombre restreint de paquets comme dans la Figure 10. Nous pouvons voir que les paquets ont différentes valeurs de SNIR. Si cette valeur est supérieure au seuil de démodulation défini par les turbo-codes, alors le paquet peut être correctement décodé puis effacé dans le trafic initial. Dans un premier temps, seul le paquet numéro 1 satisfait cette condition. Il est donc démodulé et effacé. Cela a pour conséquence de remonter le SNIR des autres paquets. Le paquet numéro 2 est alors « visible » pour le démodulateur et on peut l'effacer. On peut alors démoduler de nouveaux paquets dont le SNIR est passé au-dessus du seuil critique de démodulation. Ces paquets vont être effacés ce qui va permettre de « voir » de nouveaux paquets E-SSA. Le processus continue jusqu'à ce que tous les paquets aient été effacés où que le démodulateur ne puisse plus effacer de paquets (SNIR trop faible). Il est important de remarquer que nous utilisons ici la notion de seuil de démodulation, concept qui est finalement une approximation de la réalité (voir 2.3.3.3). Cependant, cela permet de donner facilement une vue globale du processus de SIC.

Il est important de signaler que la technique de SIC est implémentée à l'intérieur d'un processus itératif. Cela va permettre au système de pouvoir garantir un meilleur rendement étant donné que l'on répète plusieurs fois l'opération. En toute rigueur, la méthode devrait donc être appelée I-SIC pour Iterative Successive Interference Cancellation afin de se différencier formellement de la méthode initiale proposée dans [15].

## Chapitre 3 : Du simulateur aux premiers tests en mobilité

---

Ce chapitre dresse un historique des étapes clés de développement liées au protocole E-SSA. Il revient tout d'abord sur le fonctionnement du premier simulateur pour ensuite expliquer la validation du premier prototype en bande S, ces étapes étant le point de départ d'une série de tests sur l'E-SSA en mobilité. Cela a permis de mettre en lumière des résultats très intéressants non seulement dans le cadre d'une utilisation réelle du protocole mais aussi de manière générale pour un système de voie retour par satellite. Enfin, le chapitre s'achève par la mise en place et l'étude d'un système de contrôle de puissance adapté aux conditions mobiles.

### 3.1. Introduction à la voie retour par satellite en bande S

La disponibilité des fréquences en bande S pour le développement de services mobiles par satellite (Mobile Satellite Services) sur l'ensemble de l'Europe a ouvert la voie à un système de communication véritablement innovant. Dans cette approche, l'utilisation de l'E-SSA en bande S a pour but de fournir des échanges bidirectionnels de données avec des récepteurs/émetteurs embarqués à bord de véhicules. La largeur de la bande S utilisable par satellite étant relativement étroite (quelques dizaines de MHz), l'E-SSA est parfaitement adapté. En effet, la version initiale du protocole [2] prévoyait l'utilisation de canaux de 5 MHz (complétés lors de la définition du standard S-MIM avec la création de canaux de 2.5 MHz). Cela permet d'utiliser des tailles d'antennes restreintes en travaillant avec des débits binaires de l'ordre de 5 kbits/s.

Le bilan de liaison associé est bien sûr un des points cruciaux qui va influencer sur les performances du protocole E-SSA. Dans le cadre de services mobiles en bande S, nous disposons de deux bilans de liaison de référence. Le premier est théorique et correspond aux conditions utilisées par Riccardo de Gaudenzi et Oscar del Rio Herrero lors des simulations de performances du protocole [12]. Le second correspond au scénario réel prévoyant l'utilisation du satellite Eutelsat10A et de terminaux émettant depuis Rambouillet. Ce bilan de liaison a été validé sur le terrain lors des tests des premiers terminaux [10]. La table 2 donne le récapitulatif des paramètres importants utilisés. Dans l'approche initiale, nous travaillions avec un SNR de -19 dB alors que dans le cas du bilan de liaison évalué par

Eutelsat, le SNR est de -16.35 dB ce qui représente dans les deux cas une marge largement significative (>10 dB) en comparaison des seuils approximatifs (entre 0 et 2 dB) de démodulations décrits par la Figure 9 ou la Figure 9. Cependant, ces bilans de liaison ne tiennent pas compte des pertes induites par la mobilité.

Parameter	Value (ESA)	Value (Eutelsat)
Uplink frequency	2.00125 MHz	2.00125 MHz
Occupied Bandwidth	4.68 MHz	4.68 MHz
Chip-Rate	3.84 Mchips/s	3.84 Mchips/s
Spreading Factor	256	256
Taux de codage	1/3	1/3
EIRP terminal	1 dBW	3 dBW
Terminal Location	Rome	Rambouillet
Free Space Loss	190.4 dB	190.25 dB
G/T	8.5 dB/K	9 dB/K
Uplink C/N terminal	-19 dB	-16.35 dB
Downlink C/N	20 dB	20 dB
Total C/N terminal	-19 dB	-16.35 dB
$E_c/N_0$ terminal	-18.1 dB	-15.45 dB
$E_b/N_0$ terminal	10.7 dB	13.35 dB

Table 1 : Bilans de liaison pour l'E-SSA en bande S

## 3.2. Les outils de simulations et de tests

### 3.2.1. Le simulateur développé par l'ESA

Le simulateur développé en Matlab par l'Agence Spatiale Européenne permet d'émuler un trafic E-SSA et de simuler les performances théoriques de celui-ci. Dans un premier temps, il s'agit de générer indépendamment les différents paquets E-SSA, chacun étant soumis à un délai de propagation et à un rapport signal sur bruit liés aux caractéristiques de leur voie retour. La distribution temporelle de ces paquets est une distribution de Poisson de manière à représenter un trafic aléatoire sur le canal. Tous les signaux résultants de la modulation de chaque paquet sont combinés avant qu'un bruit blanc gaussien soit ajouté. Le signal agrégé est alors démodulé avec le processus de SIC décrit dans 2.3.3.4. Le simulateur travaille paquet par paquet en utilisant un corrélateur parfait c'est-à-dire que l'on suppose que tous les paquets peuvent être détectés. L'ordre de ces détections suit une échelle

décroissante en termes de rapport signal sur bruit. La configuration initiale propose de travailler avec des paquets de 100 bits et un turbo code 1/3. Cette taille de paquet assez restreinte a été choisie afin d'éviter des temps de simulation trop longs. On suppose une puissance constante tout au long du paquet. Dans cette configuration, la puissance du canal de contrôle est nulle. Pour pouvoir simuler le phénomène de SIC, on calcule pour chaque paquet E-SSA une matrice d'interférences représentant l'interférence générée par tous les autres paquets sur chaque symbole du paquet en question. On peut alors simuler les symboles corrigés à la sortie du turbo-décodeur et vérifier si le message est correct en le comparant avec le message initial connu. Tout ce processus est très lourd à émuler d'autant que ce simulateur demande une synchronisation au « temps chip » près de plusieurs milliers de paquets simultanés. Cela aboutit à des temps de simulation qui peuvent être longs. Enfin, le nombre d'itérations est modifiable par l'utilisateur.

### **3.2.2. La première plate-forme développée par Eutelsat**

Contrairement au simulateur précédemment présenté, le prototype E-SSA implémente toute la chaîne d'opérations décrite dans 2.3.3 notamment la détection des paquets et l'estimation réelle du canal. Pour générer le trafic E-SSA, on utilise un émulateur de trafic semblable à celui du simulateur ESA. Chaque paquet est associé à un canal de propagation différent. On ajoute donc un bruit correspondant en conséquence. Par rapport au modèle théorique, de nouvelles fonctionnalités ont été introduites afin de se rapprocher du signal réellement produit par un terminal. L'utilisateur peut par exemple choisir le décalage en fréquence que subit chaque terminal lors de la transmission d'un message sur la chaîne satellite. Pour la démodulation, les paquets sont stockés au fur et à mesure dans une mémoire puis les étapes de détection et de démodulation sont réalisées à l'aide de GPU en cascade. Certains GPU sont dédiés à la détection alors que d'autres sont entièrement dédiés à la démodulation. Cette gestion est reconfigurable selon les besoins et les performances du système. De plus, le démodulateur donne la possibilité de choisir les caractéristiques liées à l'estimation du canal et à l'effacement des paquets. En effet, il est possible de limiter le nombre de paquets démodulés à chaque itération de SIC ou de choisir la durée d'estimation du canal sur chaque paquet afin de déterminer les variations de phase ou de fréquence. De plus, la configuration de la plate-forme de tests est différente de celle du simulateur car on travaille avec des paquets de 1200 bits d'informations et un préambule de 96 bits. Cela implique que le turbo-décodeur va avoir un comportement différent pour chaque paquet comme peuvent le montrer les différences entre les Figures 8 et 9. Même si cette différence reste faible (puisque les variations de PLR en fonction du  $E_S/N_t$  sont de l'ordre du dixième de dB), on ne peut pas évaluer de façon purement analytique l'impact que cela va avoir sur plusieurs centaines de paquets simultanés. Enfin, il est important de signaler que l'on peut travailler dans deux modes de fonctionnement sur cette plate-forme :

- Le premier est appelé mode local. Il s'agit de générer les échantillons I/Q de trafic E-SSA puis de les démoduler directement.
- Le second est appelé mode radio. Il s'agit de générer les échantillons I/Q de trafic E-SSA puis de produire le signal RF correspondant à l'aide d'un convertisseur numérique-analogique pour enfin le transmettre à un récepteur via la liaison radio que l'on souhaite (câble RF ou liaison satellite). Le récepteur réalisera l'opération inverse (conversion analogique-numérique) et transmettra les échantillons I/Q pour le démodulateur.

### **3.2.3. Les différences entre simulateur et plate-forme**

#### **3.2.3.1. Architectures : fenêtre glissante et pipeline**

Un des points cruciaux qui différencie les deux outils est l'architecture utilisée pour la démodulation. Dans le brevet initial [2] et dans le simulateur associé, on utilise une architecture de fenêtre glissante. Le principe de la fenêtre glissante permet au démodulateur de travailler de manière continue et de garantir de meilleures performances au système. Au lieu d'introduire totalement un nouvel échantillon de trafic E-SSA dans la mémoire, on fait « glisser » cette dernière, c'est-à-dire qu'on remplace seulement une partie de l'espace mémoire par un trafic E-SSA qui n'a pas encore été traité. De cette manière, non seulement le processus est efficace car on applique de nouvelles itérations de SIC sur un espace dans lequel il reste très peu d'interférences mais en plus l'interférence appliquée sur les nouveaux paquets E-SSA est fortement diminuée. Cependant, on doit alors utiliser une taille de fenêtre adaptée pour que cette technique respecte un juste équilibre entre vitesse et qualité de démodulation. Cette optimisation est possible à travers le choix de la dimension et du pas de la fenêtre. Dans l'implémentation, on utilise une architecture pipeline (plus appropriée avec l'utilisation de GPUs en cascade) c'est-à-dire que les bits reçus rentrent en continu dans une mémoire pouvant contenir une portion beaucoup plus grande de trafic que dans le cas de la fenêtre glissante. On démodule alors les paquets E-SSA au fur et à mesure qu'ils rentrent dans la mémoire. On rajoute donc une composante temporelle à la démodulation.

Ces deux architectures sont illustrées dans la Figure 11. On peut voir que l'ordre de démodulation des paquets est différent pour les deux modèles. En effet, d'un côté, on stocke les paquets en mémoire et on procède à une démodulation parfaitement ordonnée en fonction des niveaux de SNIR. De l'autre, on essaye de démoduler un paquet dès qu'il est détecté. Dans ce dernier cas, un paquet qui a un meilleur SNIR n'est pas forcément démodulé en premier par rapport à un paquet avec un SNIR plus faible. Le nombre de démodulations manquées lors d'un cycle de SIC peut alors augmenter sensiblement. En revanche, cela ne modifie pas le résultat final en termes de PLR mais force le démodulateur

à travailler avec un nombre d'itérations de SIC plus important. Dans la Figure 11 on voit un exemple de ce phénomène : il reste un paquet non démodulé avec l'architecture pipeline car au moment de sa démodulation ce paquet subit les interférences d'un paquet qui n'a pas encore été démodulé. La démodulation de ce paquet devra être effectuée lors de la prochaine itération de SIC.

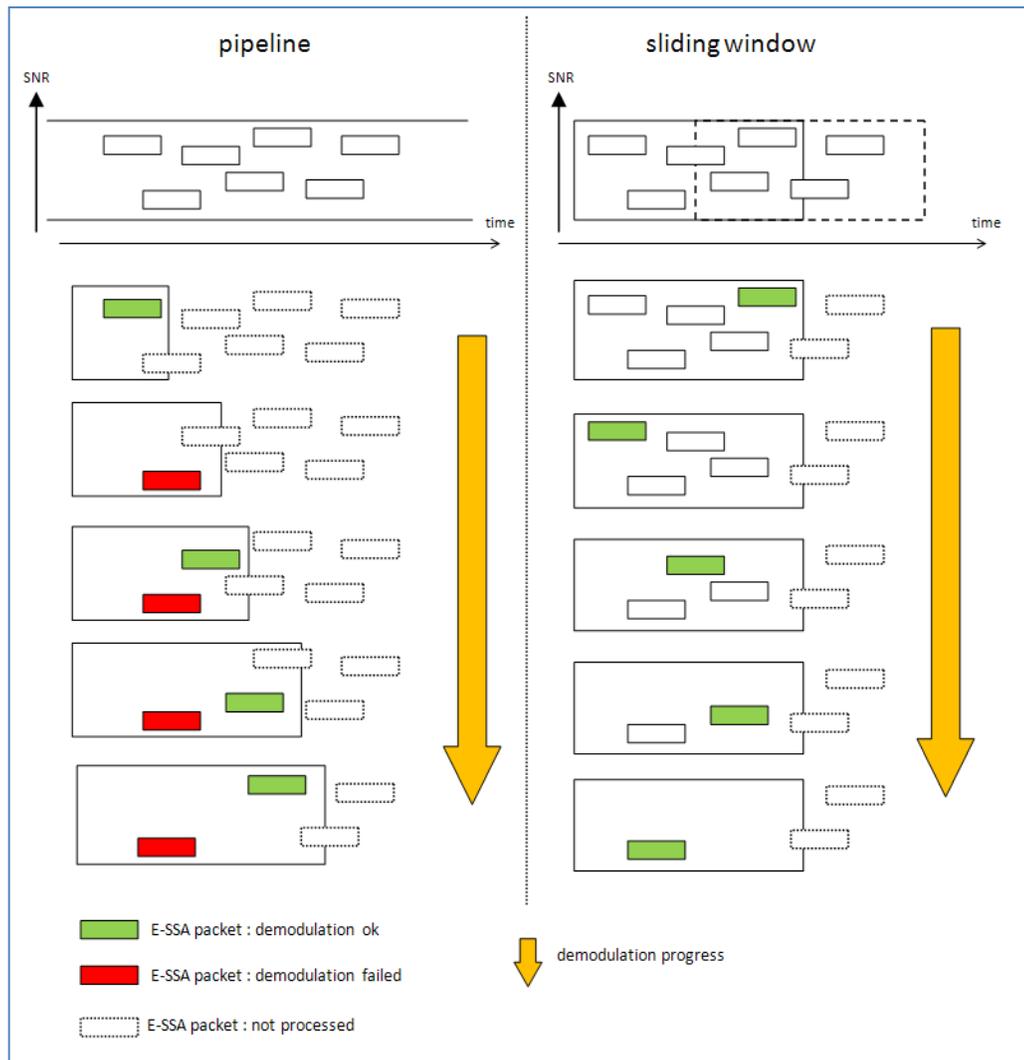


Figure 11 : Modélisation d'une itération de SIC (pipeline et fenêtre glissante)

L'avantage de l'architecture pipeline est de ne pas souffrir du problème de surcharge à haute capacité. Il est en effet important de souligner que pour obtenir des résultats à haute capacité ( $> 2$  bits/s/Hz) avec une fenêtre glissante, nous devons travailler avec une taille de fenêtre élargie et un pas de fenêtre glissante réduit en comparaison des valeurs données dans la description initiale du protocole donnée dans [12] (fenêtre glissante d'une longueur égale à 3 paquets et d'un pas de longueur égale à celle d'un seul paquet). En effet, si on ne

choisit pas une fenêtre temporelle suffisante, un effet « cascade » d'interférences va se produire et saturer le système. La Figure 12 illustre ce phénomène. On peut voir que les paquets contenus dans la fenêtre glissante  $n$  doivent attendre l'effacement de paquets avec un SNIR plus élevé contenus dans la fenêtre suivante. Cependant le processus de SIC dans la fenêtre glissante  $n+1$  doit lui-même attendre l'effacement d'autres paquets. Ces paquets vont être annulés lorsqu'on arrive à la fenêtre  $n+2$  mais certains paquets de la fenêtre  $n$  ne pourront jamais être démodulés car ils ne sont plus contenus dans la fenêtre actuelle de démodulation. Avec l'architecture pipeline, ce problème ne se pose pas car on travaille avec une mémoire pouvant contenir beaucoup plus de trafic qu'une fenêtre glissante ayant une longueur de quelques paquets.

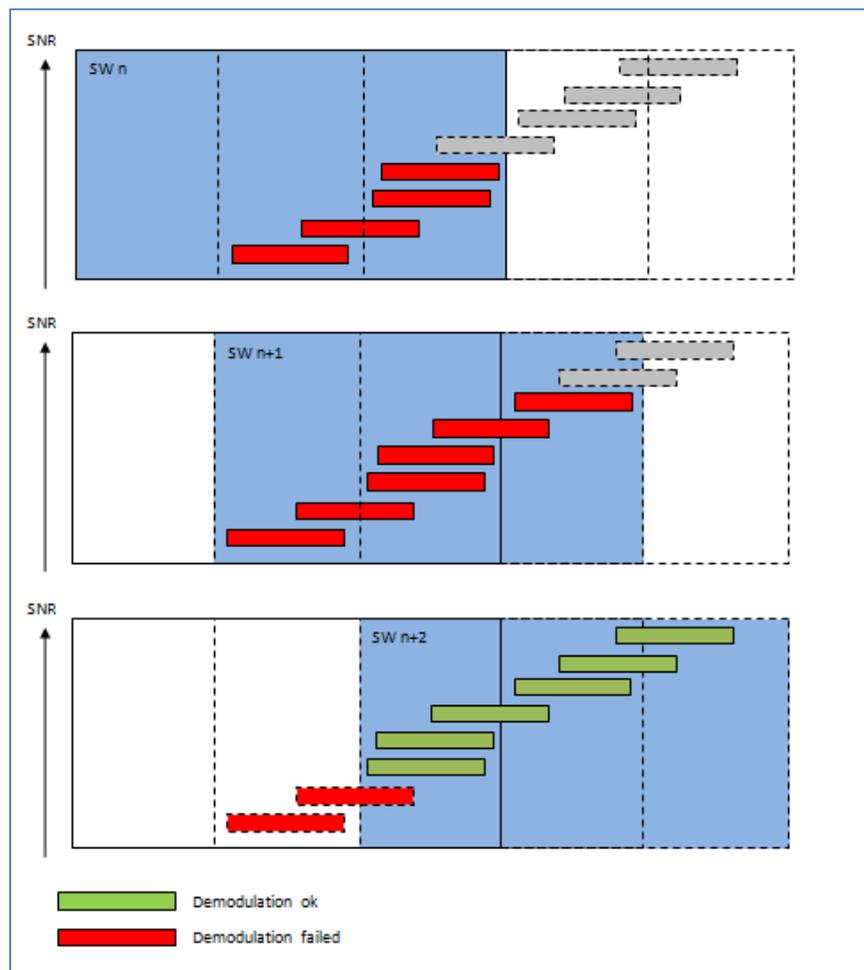


Figure 12 : Schéma représentant une taille de fenêtre insuffisante

La Table 2 montre les tailles de fenêtres utilisées pour obtenir des résultats à très haute efficacité spectrale. La taille de la fenêtre est proportionnelle à la taille d'un paquet alors que le pas de la fenêtre glissante est une fraction de la longueur d'un paquet.

Capacity (b/s/Hz)	1	1.5	2	3.6	5.3
Window size (packets)	3	3	4	5	8
Window step (packets)	1/2	1/2	1/2	1/2	1/4

**Table 2 : Taille et pas de fenêtre glissante requis en fonction de la charge**

On peut remarquer que c'est l'augmentation de charge du système qui impose une taille de fenêtre plus grande. Cela est en adéquation avec l'explication de la Figure 12. En effet, plus le nombre de paquets simultanés est élevé, plus la longueur d'un processus d'interférences en cascade peut être importante. Par exemple, à des capacités extrêmement élevées (5.3 bits/s/Hz), on est obligé de travailler avec une fenêtre glissante 3 fois plus grande que la fenêtre discutée dans la vision initiale de l'E-SSA [12]. De plus, utiliser un pas plus petit pour la fenêtre glissante peut s'avérer judicieux lorsqu'on approche les limites théoriques du système. Même si ce paramètre reste moins important que la taille de la fenêtre, cela permet d'améliorer les conditions de démodulation.

Par conséquent, les deux architectures doivent permettre d'obtenir des résultats similaires. Dans le cas de la fenêtre glissante, il faudra augmenter la taille de la fenêtre afin de pouvoir soutenir une capacité importante alors que dans le cas du pipeline, il faudra augmenter le nombre d'itérations de SIC.

### **3.2.3.2. L'interférence résiduelle**

Une autre différence majeure concerne l'annulation d'interférences. Comme expliqué dans la partie 2.3.3, lors de chaque élimination de paquets E-SSA, une puissance résiduelle est laissée due au fait que la chaîne de démodulation doit évaluer la fréquence, la phase et la puissance de chaque paquet pour l'éliminer. Cette estimation engendre une erreur représentée par la variable  $\beta$  qui donne le pourcentage de la puissance totale qu'il reste après l'élimination d'un paquet. Pour le simulateur ESA, le cadre de travail est théorique et donc l'annulation d'interférences est supposée parfaite. Nous avons donc une valeur de  $\beta$  égale à 0. En revanche, dans la plate-forme SDR implémentant l'E-SSA, l'estimation des paramètres est réelle. La valeur de  $\beta$  n'est donc pas nulle. La puissance résiduelle laissée par le système est dépendante du *SNR* du paquet lors de la démodulation de celui-ci. Dans un environnement où le terminal est seulement soumis à un bruit blanc gaussien, cette quantité est alors mesurable. La Figure 13 donne cette caractéristique pour des paquets de 1200 bits utiles, un facteur d'étalement de 256 et un chip-rate de 3.84 MChips/s. On remarque que plus un paquet a un *SNR* élevé lors de la démodulation plus la puissance résiduelle est faible lors de l'élimination du paquet.

Le phénomène devient plus difficile à évaluer lorsque l'on veut prendre en compte tous les composants d'une chaîne de transmission satellite. En effet le bruit de phase ou les possibles erreurs en fréquence introduits vont avoir un impact sur l'évaluation des paramètres du signal indispensables au bon fonctionnement du protocole. Ces dégradations vont non seulement être dépendantes des caractéristiques du phénomène perturbateur lui-même mais aussi de la stratégie d'évaluation choisie pour l'estimation du canal (clause 2.3.3.2). Par exemple, le temps d'évaluation durant lequel on estime les paramètres du canal doit être en relation avec les durées de variations des différentes dégradations induites par une chaîne satellite.

Quoiqu'il en soit, ce phénomène de puissance interférente est clairement un des points limitants du système car la puissance résiduelle laissée par chaque démodulation d'un paquet va générer une interférence supplémentaire sur tous les paquets démodulés ensuite. Même si cette puissance est relativement faible comme dans le cas de la Figure 13, le fait qu'elle puisse être appliquée sur des centaines de paquets reçus simultanément peut alors dégrader le processus. C'est donc un élément primordial à prendre en compte pour la démodulation E-SSA.

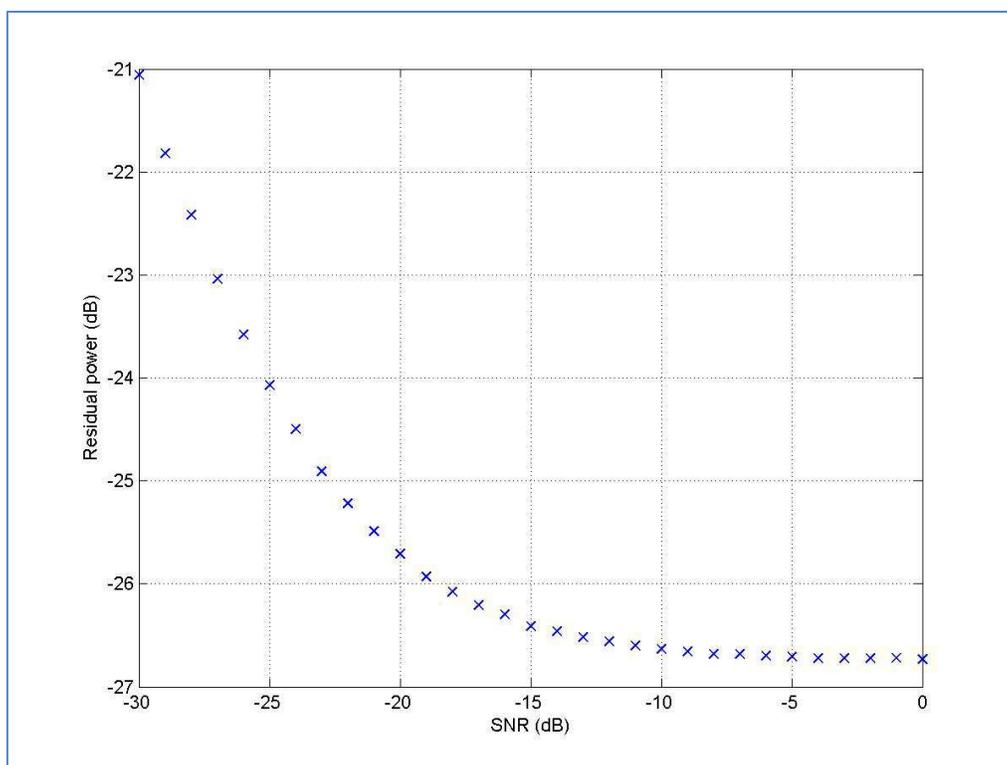


Figure 13 : Puissance résiduelle en fonction du SNR (bruit blanc gaussien)

### 3.2.4. Comparaison et caractérisation des performances

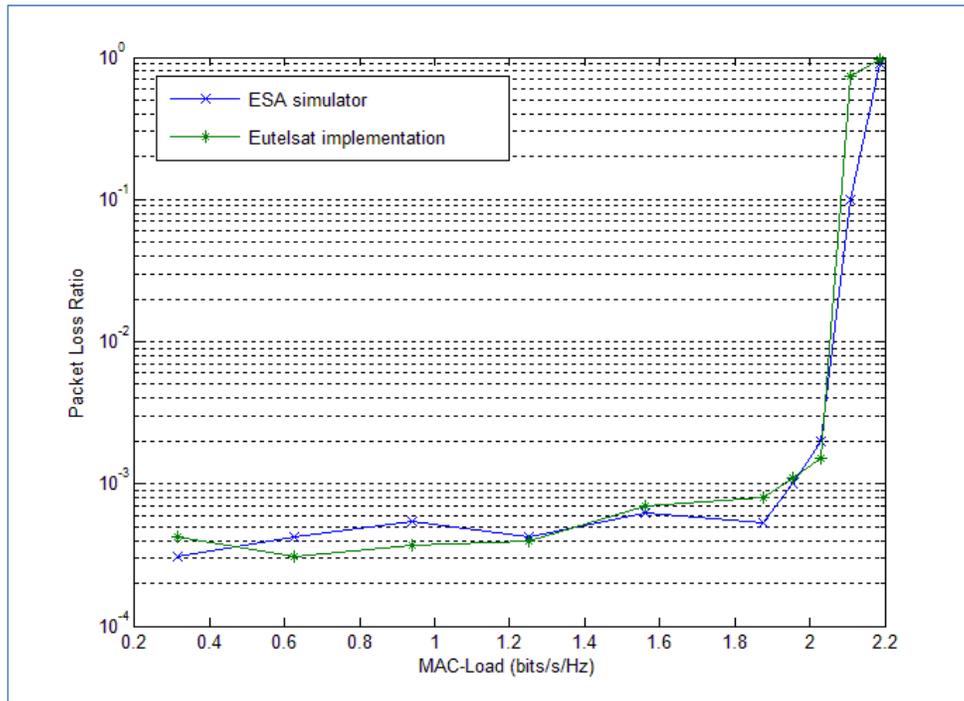


Figure 14 : Performances comparées entre théorie (simulateur) et implémentation (distribution log-normal avec  $\sigma=3\text{dB}$  et  $\text{SNR}=-19\text{dB}$ )

On peut finalement comparer en termes de performances le simulateur et l'implémentation. Pour cela nous allons reprendre les conditions données dans [12], c'est-à-dire que nous faisons l'hypothèse d'une distribution log-normale en puissance des terminaux avec un écart-type de 3dB. Cette distribution peut être considérée comme représentative d'une situation où les terminaux sont situés dans des régions différentes (i.e variations du G/T à l'intérieur d'un spot) et dans des conditions de propagation variant au cours du temps dues à la mobilité. Cependant, cela reste un scénario où tous les terminaux sont en condition LOS (Line of Sight). Nous verrons plus tard l'impact d'un modèle réel de canal mobile (voir 3.4.5). Le SNR moyen d'un terminal est de -19 dB afin de respecter les conditions définies dans l'étude initiale du protocole [12] et pouvoir valider les performances en accord avec le bilan de liaison théorique présenté au début de ce chapitre. Enfin, on choisit un grand nombre d'itérations de SIC qui suppose que le processus de suppression d'interférences est terminé. Dans ces conditions, la Figure 14 montre les résultats obtenus avec le simulateur et l'implémentation. On peut remarquer que les capacités maximales atteignables sont identiques (proche de 2 bits/s/Hz) et que les PLR sont très proches. En effet, avec l'implémentation en mode local, même s'il existe une puissance résiduelle après SIC, elle est tellement faible (Figure 13) qu'on ne voit pas la différence avec le simulateur théorique qui

lui utilise une suppression d'interférences parfaite. De plus, cela valide l'approche pipeline utilisé dans l'implémentation puisque les résultats sont équivalents.

### 3.3. Caractérisation des paramètres critiques du système

À partir de l'étude de la plate-forme E-SSA, nous pouvons dégager plusieurs résultats qui permettent d'affiner certains concepts ou de répondre à certaines interrogations énoncés dans la définition initiale du protocole [2]. Les résultats présentés sont réalisés en mode local (défini dans la partie 3.2.2) et normalisés sur la bande passante réelle de 4.68MHz (et non pas sur le chip-rate de 3.84Mchips/s comme dans la partie 3.2.4). Enfin, dans cette partie nous utiliserons le bilan de liaison correspondant au cas d'utilisation réel défini par Eutelsat (3.1).

#### 3.3.1. L'impact du SNR sur le système

Le premier point important à étudier est l'influence du SNR moyen d'un paquet E-SSA sur les performances du système. Pour cela nous allons regarder les différences de performances en fonction du SNR moyen. Nous allons garder la même hypothèse que précédemment à savoir une distribution log-normale en puissance des terminaux avec un écart-type de 3dB. Pour bien comprendre, le rapport entre le SNR moyen et les performances lors de la démodulation (Figure 8 et Figure 9), il est important de rappeler la relation suivante (on fait l'hypothèse d'une modulation BPSK) :

$$\left[ \frac{E_b}{N_0} \right] = SNR + 10 * \log_{10}(SF) - 10 * \log_{10}(r) \quad (3.1)$$

avec SF le facteur d'étalement choisi et r le taux de codage.

Il est facile de comprendre que plus le SNR est faible, plus le nombre de paquets se retrouvant avec un SNR proche du seuil de démodulation du turbo-code (voir au-dessous) est important. Pour confirmer cela, nous avons réalisé deux séries de tests avec l'implémentation utilisée en mode local. Chaque série de tests utilise deux scénarios différents : une charge faible (0.15 bits/s/Hz) et une charge élevée (1.5 bits/s/Hz). Ensuite, nous faisons varier le SNR moyen d'un terminal entre -25dB et -16dB. Le PLR augmente au fur et à mesure que le SNR se dégrade. De plus, nous pouvons remarquer que les valeurs de PLR sont finalement assez proches que ce soit pour une charge faible ou une charge plus importante. Les résultats de la Figure 15 montrent des performances en termes de PLR qui ne se dégradent pas beaucoup en fonction de la charge sauf évidemment quand le système arrive proche de la saturation. C'est un élément intéressant dans l'optique d'une utilisation réelle du protocole car on peut conserver un PLR constant même avec des charges du système qui varient.

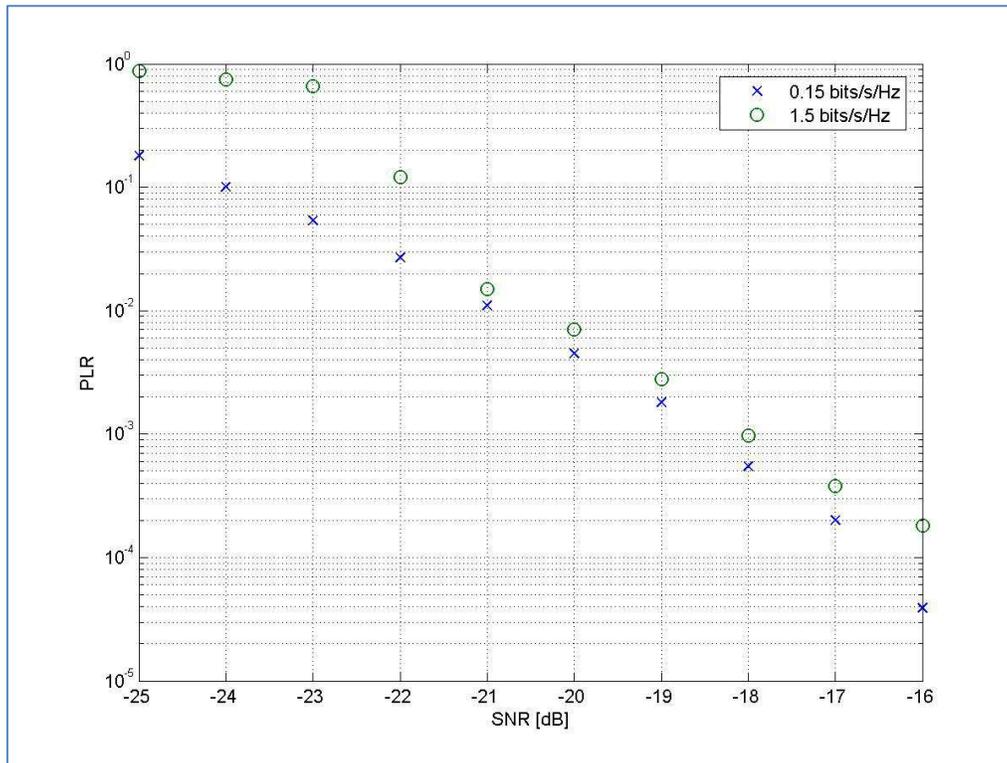


Figure 15 : Résultats obtenus pour différents SNR

### 3.3.2. L'étalement en puissance des terminaux

L'étalement en puissance des terminaux est le paramètre crucial du protocole vis-à-vis duquel les performances du système sont très sensibles. Pour étudier celui-ci, nous allons garder l'hypothèse d'une distribution log-normale en puissance des terminaux. Comme expliqué précédemment, cela représente le cas où tous les terminaux essaient d'émettre la même puissance en LOS mais subissent une atténuation différente sur le canal de propagation. C'est un cas typique pour des services en mobilité où le terminal émet à puissance maximale disponible. Cependant, les différences de G/T sur un même spot satellite et les conditions du canal de propagation pouvant varier fortement, des différences importantes peuvent exister au niveau des puissances reçues au démodulateur. Pour pouvoir mettre en évidence la dépendance entre l'étalement en puissance des terminaux et les performances en termes d'efficacité spectrale, nous allons procéder de la manière suivante. Nous fixons le SNR moyen des terminaux. Nous allons choisir de travailler avec des conditions réelles correspondant à un SNR de -16.35dB (3.1). Nous pouvons remarquer que la valeur de la charge (en bits/s/Hz) qui sature le système est de plus en plus élevée lorsque l'écart type en puissance entre les terminaux augmente.

Cela s'explique par le fait que si on classe les terminaux par ordre de puissance comme suit :

$$P_1 > P_2 > P_3 \dots > P_N$$

On peut alors calculer le SNIR du paquet le plus élevé en puissance avec :

$$SNIR_1 = P_1 / (N + I)$$

où  $N$  représente le bruit blanc (intégré sur la bande passante du signal) introduit par la chaîne satellite alors que  $I$  représente les interférences créées par les autres terminaux.

Quel que soit l'écart type choisi pour la distribution log-normale, la moyenne en puissance des terminaux reste la même ce qui fait que la somme des interférences de tous les terminaux est identique. En revanche la puissance la plus élevée augmente avec l'écart type. En effet, la probabilité qu'un terminal ait par exemple une puissance de 10dBW avec une distribution de moyenne 0 dBW et d'écart-type 1dB est bien inférieure à une distribution avec un écart-type de 5dB (Figure 16). Cela a pour conséquence de produire de meilleurs SNIR pour des distributions avec un écart-type important. Le processus de SIC peut alors plus facilement démarrer et donc la probabilité que le PLR converge vers une valeur très faible augmente sensiblement.

Il faut toutefois remarquer qu'en augmentant l'écart-type d'une distribution log-normale, le nombre de terminaux ayant une puissance faible augmente aussi. Cela a pour conséquence d'augmenter la valeur du PLR car le nombre de terminaux au-dessous du seuil de démodulation est plus important. Il s'agit alors de trouver l'équilibre entre la valeur de PLR souhaitée et la valeur de capacité atteignable par le système (Figure 17). De plus, on travaille avec les valeurs de puissance résiduelle après SIC donnée par la Figure 13 (bruit blanc en mode local). Or, il se peut que cette caractéristique soit un peu optimiste dans le cadre d'une liaison satellite réelle (bruit de phase, effets non linéaires) en comparaison d'un bruit blanc purement gaussien.

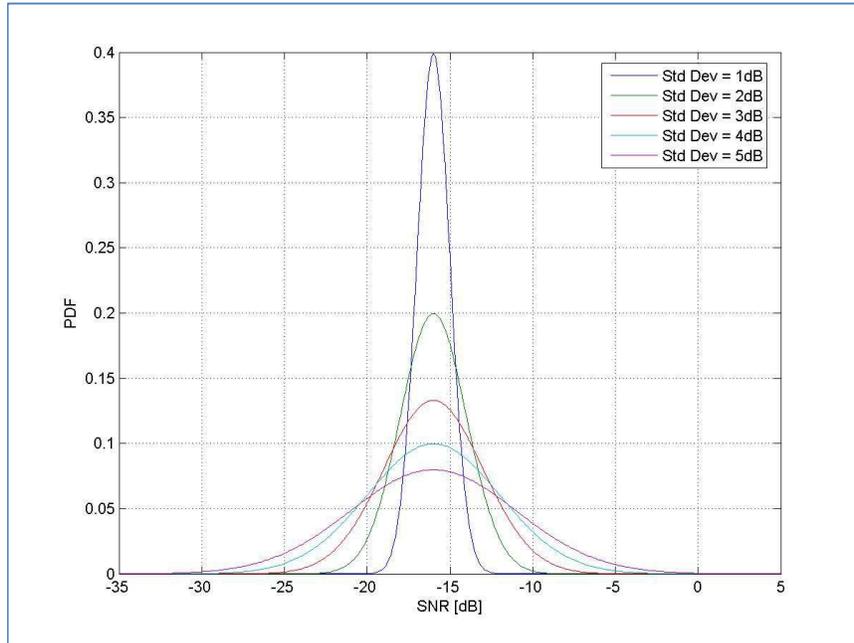


Figure 16 : Distributions log-normales en fonction du SNR

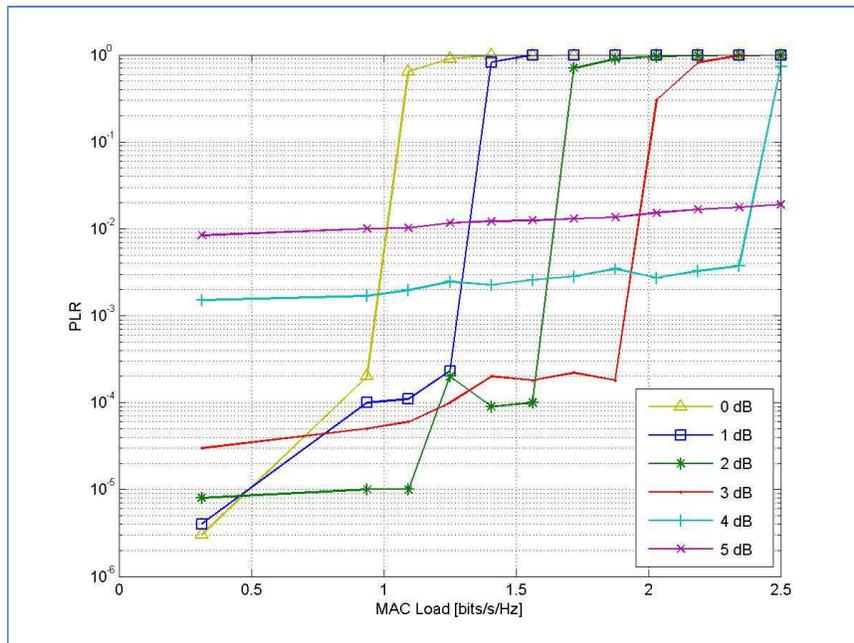


Figure 17 : Comparaison des performances en fonction de la distribution de puissance

### 3.3.3. L'impact fréquentiel sur le système

Plusieurs composants de la transmission par satellite peuvent introduire une erreur en fréquence :

- l'instabilité de l'horloge du terminal
- les conversions en fréquence à l'intérieur du satellite
- l'effet Doppler dû à la mobilité du terminal
- l'effet Doppler dû aux mouvements du satellite

Parmi cette liste, il est important de distinguer les erreurs de fréquence introduites par le satellite lui-même qui vont s'appliquer de manière identique sur l'ensemble des terminaux et celles introduites par les terminaux émetteurs qui sont différentes pour chaque terminal.

En ce qui concerne les erreurs introduites par le satellite, celles-ci peuvent être compensées de plusieurs manières. La première est d'envoyer un message pilote d'une station sol dont les caractéristiques en fréquence sont très stables. La différence en fréquence entre la valeur attendue théoriquement et la valeur réellement mesurée va permettre de connaître le décalage en fréquence introduit par le satellite. Une seconde solution est d'utiliser une méthode statistique à partir des terminaux émettant des paquets E-SSA. On calcule la fréquence moyenne des paquets E-SSA reçus. Ensuite, on fait la différence entre cette valeur et la valeur théorique attendue. Etant donné que les erreurs en fréquence créées par le terminal sont aléatoires, le résultat doit correspondre au décalage en fréquence introduit par le satellite. Il convient tout de même d'utiliser cette méthode uniquement si le nombre de terminaux est assez important pour pouvoir estimer statistiquement cette erreur en temps réel.

Ces solutions restent tout de même partielles puisqu'elles ne permettent pas de gérer les erreurs en fréquence liées au terminal. L'instabilité de l'horloge du terminal est causée par le fait que les produits sont pour la plupart destinés à une distribution en masse à bas coût. Par conséquent, ils n'intègrent pas forcément des oscillateurs en fréquence précis. Par exemple, pour une spécification de stabilité à 0.5ppm, cela donne une dérive en fréquence de:

$$\Delta f = 5 * 10^{-7} * 2 * 10^9 = 1000 \text{ Hz}$$

À cela s'ajoute l'effet Doppler causé par la mobilité du véhicule. Pour une vitesse de 100 km/h et en supposant le pire cas à savoir que le vecteur vitesse du véhicule est dans la même direction que le satellite, cela donne :

$$\Delta f = 5 * 10^{-7} * 2 * 10^9 = 200 \text{ Hz}$$

Le démodulateur E-SSA doit donc gérer une population de terminaux ayant une certaine distribution de fréquences en réception. Nous allons supposer que cette erreur en fréquence suit une distribution uniforme car cela représente le cas le plus pessimiste pour le système. De plus, cela semble en adéquation avec l'impact de l'effet Doppler d'un terminal mobile dont la vitesse et le sens de déplacement peuvent être totalement aléatoires.

La Figure 19 montre alors les résultats obtenus grâce à la première implémentation du protocole E-SSA pour une population de terminaux subissant un certain décalage en fréquence. Dans ces simulations, nous avons limité le nombre d'itérations à 32. Afin de garder une cohérence par rapport aux résultats précédents, nous travaillons toujours avec  $SNR = -16.35dB$ . Le seul paramètre qui varie est la distribution des fréquences par rapport à la fréquence moyenne. Par exemple, un décalage en fréquence de 200Hz correspond à une population de terminaux qui forme une distribution de fréquences entre  $f - 200$  Hz et  $f + 200$  Hz,  $f$  étant la fréquence idéale en réception. Nous pouvons remarquer que le système se comporte comme un filtre passe-bande jusqu'à 1 kHz jusqu'à 1.5 bits/s/Hz, c'est-à-dire que jusqu'à 1 kHz les paquets peuvent être détectés et démodulés. Par contre, au-dessus de cette valeur, le décalage en fréquence devient trop élevé et les paquets sont perdus. Cependant, à l'approche de la valeur de saturation du système, le PLR se dégrade en fonction de l'importance du décalage en fréquence.

Si on regarde les ordres de grandeur des différentes erreurs possibles pour des terminaux en bandes S [8], on peut remarquer que l'erreur résultante peut varier fortement (de 1 à 10kHz). Il s'agit donc d'être attentif dans la conception du terminal et de mettre en place un maximum de systèmes de correction d'erreurs pour que le système puisse gérer le décalage en fréquence de l'ensemble des terminaux.

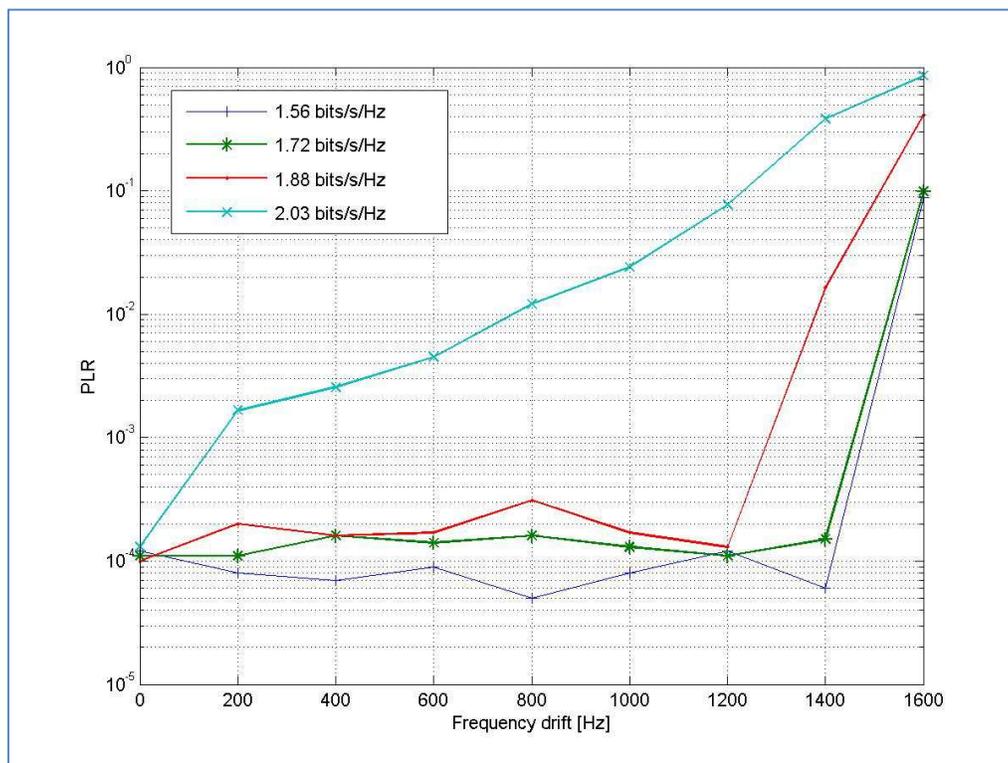


Figure 18 : Comparaison des performances en fonction du décalage en fréquence

### 3.3.4. Un système non-limité par la collision

Dans un système basé sur l'étalement de spectre, on appelle collision la réception de deux paquets avec la même séquence d'étalement dans le même « temps chip ». Les deux paquets ne sont alors plus différenciables. Dans le cas de l'E-SSA, avec la structure de préambule défini dans 2.3.3.1, deux paquets ne peuvent pas être distingués s'ils sont reçus à moins de deux « temps chip » d'intervalle. En effet, ils sont alors détectés à travers le même pic d'auto-corrélation et ne peuvent être distingués. Par conséquent, la probabilité de collision à l'intérieur d'un trafic de Poisson va pouvoir être calculé comme suit :

$$P_{coll} = 2 * \sum_{i=1}^{+\infty} f_{Poisson}(i + 1, \lambda)$$
$$f_{Poisson}(k, \lambda) = \frac{\lambda^k * \exp(-\lambda)}{k!}$$
$$\lambda = \frac{G}{L_i}$$

avec  $G$  la charge en bits/s/Hz,  $L_i$  la longueur du paquet  $i$  en bits du paquet et donc  $\lambda$  le taux d'arrivée en paquets/chip.

Il a pu être montré expérimentalement que la collision de paquets n'était pas une limite du système. Normalement, lorsque deux paquets entrent en collision, ils sont perdus. Cependant, dans le protocole E-SSA, grâce au caractère robuste des turbo-codes et à la présence des techniques de SIC, deux paquets peuvent être correctement démodulés même si ils rentrent en collision. Lors de l'étape de détection, la réception de deux paquets alignés au même instant est équivalente à avoir un seul paquet, dont la puissance du préambule est doublée. La détection est donc facilitée. Ensuite, lors de la démodulation, dans de bonnes conditions d'estimation de canal, une différence importante de puissance entre les deux paquets va permettre de démoduler et d'annuler d'abord le plus puissant d'entre eux. Ensuite, le second peut être trouvé par le dispositif de recherche de préambules lors d'une itération suivante. De plus, les différences de phase ou de fréquence peuvent être utiles pour différencier deux paquets reçus en même temps.

Même lorsque les puissances sont assez proches, la probabilité de bonne démodulation n'est pas encore nulle. L'explication vient de la structure du signal E-SSA qui est constitué à partir de la modulation BPSK. En fait, deux phénomènes vont s'opposer à l'intérieur du décodeur. D'une part, lorsque les bits simultanés des deux séquences sont identiques (tous deux sont à 1 ou les deux sont à 0) l'estimation du bit est susceptible d'être correcte car il bénéficie de l'agrégation des deux séquences. Inversement, lorsque les deux bits sont opposés, le décodeur sera dans l'indécision. Ensuite, la puissance des turbo-codes et le caractère probabiliste jouent un rôle fondamental dans le processus. Compte tenu de la longueur du paquet, le système va alors commencer à travailler avec la moitié des bits dont la probabilité de décodage est très élevée et l'autre moitié dans l'indécision. À partir des

bits à haute probabilité, le turbo-décodeur va faire des hypothèses sur ceux indécis. Pour résoudre ces indécisions, il va suffire d'une faible différence de puissance entre les deux paquets.

Il est difficile d'évaluer l'impact précis de ce phénomène. En effet, il dépend de la distribution en puissance, de la distribution en fréquence, de la longueur du paquet et des conditions de SNR choisies. Cependant, des simulations réalisées en faisant varier ces différents paramètres montrent qu'entre 90 et 100% des paquets en collision parviennent finalement à être démodulés. Étant donné que pour des longueurs de paquets supérieures ou égales à 100 bits et une charge inférieure à 3 bits/s/Hz, la probabilité de collision reste inférieure à  $10^{-3}$ , on peut considérer que le phénomène de collision n'est pas une limitation majeure de notre système. Il peut dans le pire des cas provoquer une dégradation du PLR. Dans cette optique, l'utilisation d'une séquence unique d'étalement paraît donc largement suffisante comme c'était prévu dans le brevet initial [2].

### 3.4. La modélisation en conditions réelles bande S

#### 3.4.1. Plate-forme de tests par satellite

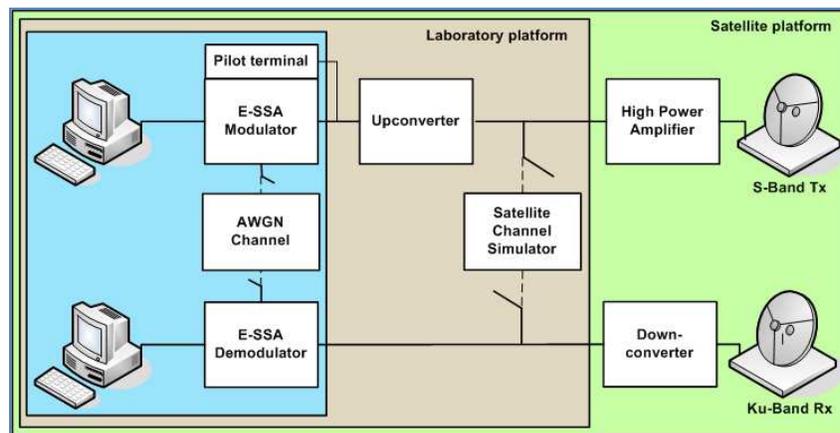


Figure 19 : plate-forme satellite E-SSA

Afin d'avoir des résultats expérimentaux qui se rapprochent de la réalité, une plate-forme par satellite en bande S a été mise en place sur le site de Rambouillet (Figure 19). La chaîne complète est constituée par une plate-forme de lien montant transmettant en bande S à travers le satellite Eutelsat10A et une réception en bande Ku. La liaison descendante comprend une antenne de 3.7m, un convertisseur basse-fréquences avec une sortie en

bande L et un démodulateur capable de travailler sur une gamme de fréquences allant de 50 à 2200 MHz.

Côté modulateur, l'émulateur de trafic implémenté avec une technologie en SDR est le premier élément de la chaîne. Comme expliqué précédemment, il constitue donc une sorte de terminal maître capable d'émuler une population d'émetteurs simultanés, chacun ayant son modèle de canal. Un terminal pilote a été ajouté en parallèle du modulateur afin de corriger les erreurs en fréquence induites par le satellite comme expliqué dans la partie 3.3.3.

De plus, la puissance du signal agrégé de paquets E-SSA est modifiable par l'utilisateur ce qui permet de simuler de nombreuses populations de terminaux. Pour compléter cette plate-forme satellitaire, un émulateur de canal a été utilisé dans le but de vérifier la cohérence des tests par satellite.

### 3.4.2. Tests par satellite

La plate-forme développée dans 3.4.1 permet d'établir une série de résultats expérimentaux allant jusqu'à la validation de l'E-SSA par satellite. Ces résultats apparaissent dans la Figure 21. Ils correspondent au bilan de liaison délivré par Eutelsat (3.1) et sont normalisés sur la bande passante réelle (4.68MHz) comme dans la partie 3.3. Pour mieux comprendre le fonctionnement du système, nous allons lancer des simulations sur la plate-forme E-SSA avec 3 modes de fonctionnement différents (voir 3.2.2) :

- Mode local
- Mode radio (câble RF)
- Mode radio (lien satellite)

Même si les capacités maximales obtenues dans chacun des trois modes de fonctionnement sont les mêmes, les résultats diffèrent par les valeurs de PLR. Cela provient du fait que la suppression d'interférences est moins efficace lors d'une liaison radio c'est-à-dire qu'on laisse plus de puissance résiduelle interférente. En effet, la caractéristique de la puissance résiduelle illustrée par la Figure 13 (correspondant uniquement au bruit blanc) subit alors une dégradation liée aux caractéristiques de l'environnement réel. Dans le cas simple d'une liaison par câble RF, c'est le bruit de phase de l'émetteur et du récepteur qui est la cause principale de cette perturbation. La Figure 20 montre la différence de puissance résiduelle entre le cas du bruit blanc idéal (local) et le cas d'un bruit blanc et d'un bruit de phase [27] conjoints (radio). Enfin dans le cas du satellite, cette caractéristique se dégrade encore avec l'introduction de nouveaux facteurs d'altération :

- bruit de phase introduit par les montées et descentes en fréquence
- compression du HPA

➤ effets non-linéaires du satellite

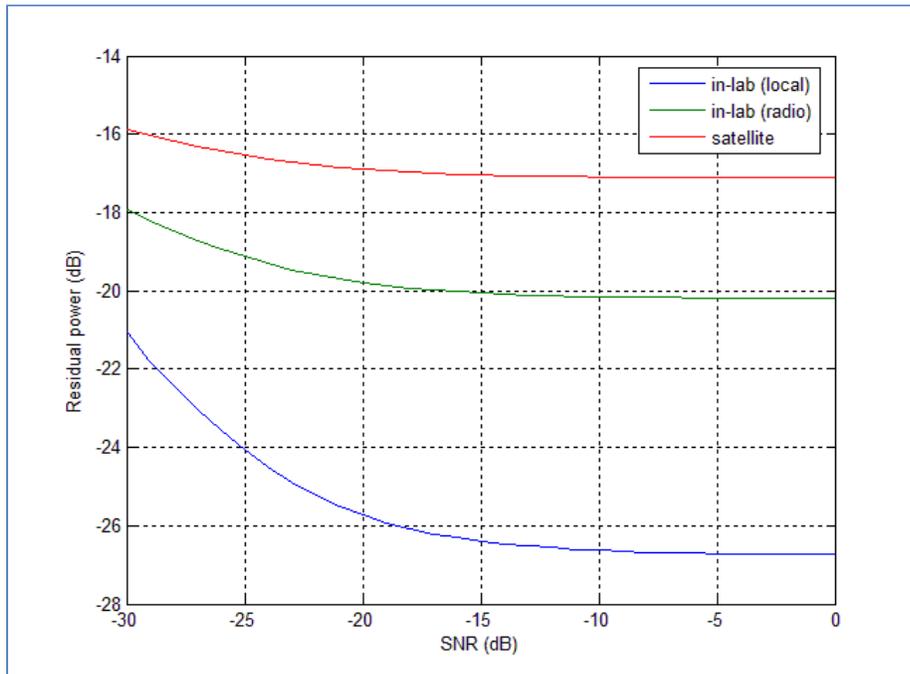


Figure 20 : Puissance résiduelle selon les environnements

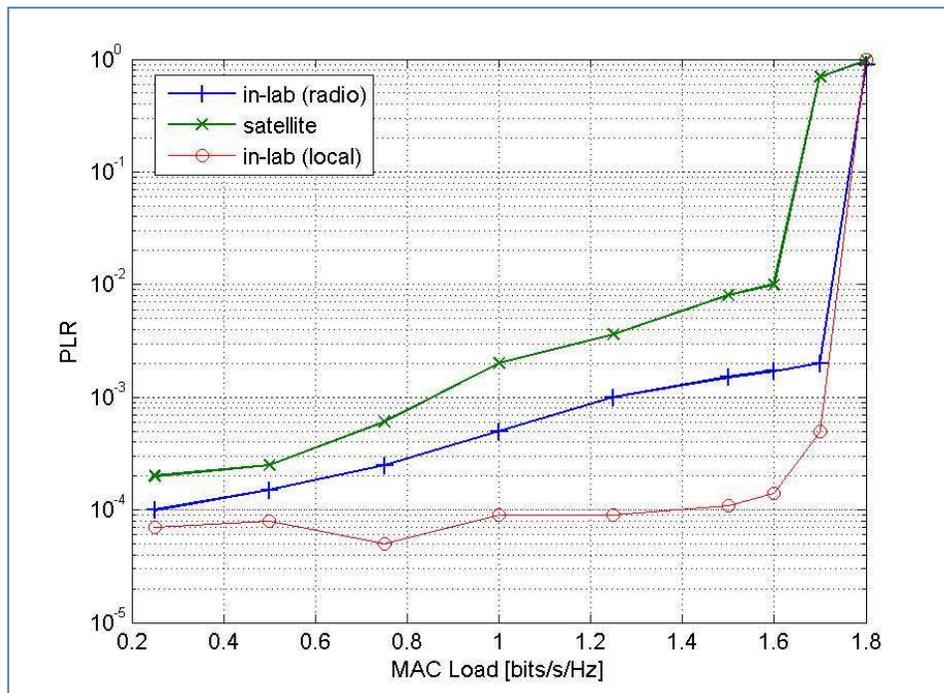


Figure 21 : Résultats de tests du protocole E-SSA par satellite

Cela a pour conséquence de réduire la probabilité de démodulation des paquets ayant un faible SNIR puisque ceux-ci souffrent d'interférences plus puissantes. Ce phénomène est d'autant plus important que la charge est élevée. En effet, plus le nombre de paquets à démoduler augmente, plus la puissance interférente laissée par l'ensemble des paquets sera importante dans le système. Cela aboutit à une réduction du SNIR pour les derniers paquets à démoduler (lors du processus de SIC) et donc à une montée du PLR en fonction de la charge du système. Notons tout de même que cette dégradation reste raisonnable dans l'optique d'une utilisation à travers un service satellite réel. On parvient à atteindre un taux de réussite pour les transmissions de 99.5% (au lieu de 99.9% en radio et 99.99% en théorie) en travaillant avec la charge maximale (2 bits/s/Hz). Les résultats sont ici normalisés par rapport à la bande passante réelle (4.68 MHz) car on se place dans les conditions d'un filtre possédant un roll-off de 0.22.

### 3.4.3. Intégration d'un modèle réel de canal mobile

Pour améliorer l'évaluation du protocole E-SSA, un canal de propagation mobile a été intégré dans l'émulateur de trafic. Plusieurs modèles existent dans la littérature, chacun d'entre eux décrivant très précisément le comportement d'un canal satellite dans différentes conditions. Afin de représenter au mieux et simplement le caractère mobile des terminaux, nous avons décidé de considérer le canal Land Mobile Satellite, déjà utilisé pour la bande S avec le DVB-SH [16]. Le modèle LMS à trois états est un modèle statistique permettant de configurer de nombreux scénarios en fonction des paramètres du système. Il utilise la distribution de Loo pour modéliser les amplitudes de signaux reçus dans le domaine temporel. Ce choix a l'avantage de caractériser la propagation directe du signal mais aussi les effets des multi-trajets. En fait, la distribution de Loo est issue de la composition d'une loi log-normale représentant le chemin direct et d'une distribution de Rayleigh représentant le composant multi-trajet.

La distribution log-normale est décrite par sa valeur moyenne  $\mu$  et l'écart-type  $\Psi$  alors que la distribution de Rayleigh peut être caractérisée par sa puissance moyenne  $\sigma^2$ . Le modèle est valable pour plusieurs angles d'élévation et pour cinq scénarios différents : « Open », « Suburban », « Urban », « Intermediate tree-shadowed » and « Heavy tree-shadowed ». Nous considérons que pour chaque environnement, trois conditions de propagation sont possibles qui se réfèrent à des situations dites « Line-Of-Sight », « évanouissement modéré » et « évanouissement profond ». Comme les paramètres peuvent changer durant le temps de simulation, selon les conditions de propagation, les résultats produits sont des processus aléatoires non stationnaires. Dans [16], les transitions parmi les états sont réglés par une chaîne de Markov dont le vecteur initial de probabilité et la matrice de transition des états ont été extraits à partir d'une large campagne de mesures

et sont fournis pour chacun des environnements proposés. La durée (en termes de longueur de route) de chaque condition de propagation dépend de la vitesse du terminal mobile.

D'un point de vue purement théorique, il est vrai que la propagation sur la voie retour n'est pas totalement symétrique par rapport à la voie aller. En effet, les multi-trajets sont différents puisque dans le cas de la voie retour, les obstacles sont situés proche de l'émetteur alors que pour la voie aller, les obstacles sont situés près du récepteur. En revanche, cela nous donne une bonne évaluation de la durée et de l'importance des évanouissements présents dans les différents types d'environnements. C'est cet effet qui va nous intéresser dans nos simulations.

#### **3.4.4. L'intégration d'un algorithme de contrôle de puissance**

Le but de l'algorithme de contrôle de puissance est d'établir, avant de transmettre un paquet, si les conditions de propagation sont en adéquation avec une transmission robuste. Cela peut être réalisé en observant le canal de propagation sur une période  $T_0$ . À partir de l'analyse du canal durant ce laps de temps, on peut alors décider de commencer la transmission de paquets ou de la reporter. Comme les canaux de propagation sont en général corrélés, lorsque l'algorithme décide de ne pas autoriser la transmission, le terminal attend un intervalle de temps  $T_w$  avant d'observer le canal une nouvelle fois. Le temps d'attente du terminal doit être lié au temps de cohérence  $T_c$  du canal qui représente le temps moyen durant lequel le canal ne subit pas de changements majeurs. Evidemment, cette durée est dépendante du type d'environnement choisi. Pour faire fonctionner l'algorithme, nous déciderons que le temps d'attente nécessaire correspond à 2 fois le temps de cohérence. Après cette période, on peut considérer que les conditions du canal ne sont plus corrélées avec celles de la transmission échouée. Cela signifie que quand la transmission n'est pas autorisée, une nouvelle observation du canal commence tous les  $T_0 + T_w \approx T_0 + 2T_c$  secondes. À partir de là, comme les observations consécutives du canal sont supposées ne plus être corrélées, on peut simuler un nouvel échantillon temporel de canal qui pourra être évalué. Expérimentalement, on a pu remarquer que l'intervalle d'observation (pour le système étudié) était optimal pour une valeur proche de 0.02 secondes.

L'algorithme de contrôle de transmission présenté ici est basé sur l'évaluation du canal sur une certaine durée appelée Average Fade Duration (AFD). L'AFD est strictement défini comme le pourcentage du temps durant lequel l'amplitude du canal est au-dessous d'un certain seuil. Selon l'algorithme mis en place, l'atténuation du canal  $P_c$  est observée durant le temps d'observation  $T_0$ . S'il reste au-dessus d'un certain niveau  $L$  durant un certain pourcentage du temps  $R_L$  de l'intervalle d'observation, la transmission est autorisée. Dans le cas contraire, la transmission est reportée.

Le seuil  $L$  peut être choisi à chaque test. Lorsque la puissance reçue passe au-dessous de ce seuil, le canal est considéré comme mauvais. La valeur du ratio  $R_L$  est strictement reliée au comportement du canal et en particulier à la vitesse des variations de ses paramètres physiques. Bien sûr, plus grand est la largeur  $R_L$ , plus la probabilité de prendre la bonne décision (sur le fait de transmettre ou non) est importante. Cependant, si  $R_L$  est trop large, le temps avant de rencontrer de bonnes conditions pour transmettre peut être très long. La conclusion est que la valeur de  $R_L$  est un compromis entre la précision de l'algorithme et la durée de la transmission. Dans nos différentes simulations,  $R_L$  a été ajusté expérimentalement entre 0.1 et 0.25 donnant un algorithme qui fonctionne correctement.

Finalement, cela donne le schéma suivant d'émulation de trafic :

1. L'émulateur de trafic génère des paquets E-SSA selon une distribution temporelle de Poisson et une charge définie par l'utilisateur
2. Chaque paquet du trafic agrégé est associé à un masque de réalisation LMS selon une distribution et un environnement définis par l'utilisateur.
3. Un profil de canal est créé pour chaque paquet à partir de l'environnement LMS choisi. Ce profil est divisé en deux parties : une pour le temps d'observation et l'autre pour le temps de transmission.
4. L'algorithme de contrôle de transmission estime si le paquet E-SSA est dans un « bon état » pour être envoyé
5. Deux cas sont alors possibles :
  - a. Si la transmission est OK, le paquet (avec le profil de canal) est ajouté à l'ensemble du trafic
  - b. Si la transmission n'est pas OK, le processus revient à l'étape 3 et un nouveau profil de canal est créé. Cette opération peut être répétée jusqu'à un nombre maximum d'itérations défini par l'utilisateur

### **3.4.5. Analyse et performance**

Dans cette partie, il s'agit maintenant d'évaluer les performances du contrôle de transmission à travers l'étude de plusieurs scénarios de service. Nous en avons défini trois en fonction des types de services possibles :

- Scénario 1 : La plupart des terminaux sont dans un environnement ouvert (« open ») et par conséquent ils sont soumis à des conditions de propagation favorables. Cela correspond à des services véhiculaires sur des grandes routes ou autoroutes.
- Scénario 2 : Le système fonctionne avec un nombre accru de terminaux placés dans des environnements plus restrictifs que dans le scénario 1. Cela correspond typiquement à des services pouvant avoir lieu sur des routes secondaires.

- Scénario 3 : Le système fonctionne avec une majorité de terminaux opérant avec des conditions de propagation difficiles. Cela correspond à des applications mobiles en scénario urbain.

De plus, chaque type d'environnement LMS est associé à une plage de vitesses de terminaux. Pour représenter chacun de ces caractéristiques, on a choisi d'utiliser une distribution uniforme dont les bornes sont donnés par la Table 3.

	<i>Terminals speed</i>
<i>open</i>	From 0 to 110 km/h
<i>ITS</i>	From 0 to 110 km/h
<i>suburban</i>	From 0 to 70 km/h
<i>urban</i>	From 0 to 50 km/h

**Table 3 : Vitesses des terminaux mobiles par environnement**

Concernant l'algorithme de contrôle en transmission, l'étude est basée sur l'implémentation décrite dans le chapitre précédent. La configuration de l'algorithme est définie avec les paramètres suivants :

- Nombre de tentatives de retransmissions : variable
- Seuil relatif aux conditions LOS : -10dB
- Temps d'observation du canal : 0.2s

Le seuil relatif aux conditions LOS et le temps d'observation du canal ont été fixés alors que le nombre nécessaire de retransmissions est variable car il est dépendant de la latence maximale possible pour les services.

La première analyse que nous pouvons faire porte sur l'étude de l'efficacité du protocole mis en place. Pour cela, nous allons nous contenter d'utiliser le premier scénario et de simplement regarder l'efficacité spectrale obtenue avec l'algorithme ou sans l'algorithme. La Figure 22 montre ces résultats. La différence de performances entre les deux courbes montre l'importance d'utiliser un algorithme de contrôle de transmission en mobilité. Cela est d'autant plus vrai que les résultats montrés sont ceux correspondant au scénario le plus favorable, c'est-à-dire celui avec un grand nombre de terminaux dans des conditions de propagation favorables.

La seconde analyse (Figure 23) porte sur la comparaison des performances en fonction des scénarios choisis. Pour cette simulation le nombre maximal de tentatives pour transmettre est de 20. Il est intéressant de remarquer que les résultats du scénario 1 sont meilleurs que ceux des scénarios 2 et 3 qui sont très similaires entre eux. En effet, si le PLR du scénario 1 reste largement inférieur à  $10^{-2}$  quel que soit la charge du système, celui des deux autres scénarios peut dépasser  $10^{-2}$  lorsqu'on travaille à charge

élevée. Cependant, cela reste des résultats bien meilleurs que les résultats obtenus sans contrôle de transmission.

Ces deux résultats montrent que l'utilisation de l'E-SSA à travers la mise en place de services mobiles par satellite est tout à fait possible. Elle implique tout de même des performances légèrement réduites en comparaison de celles théoriques.

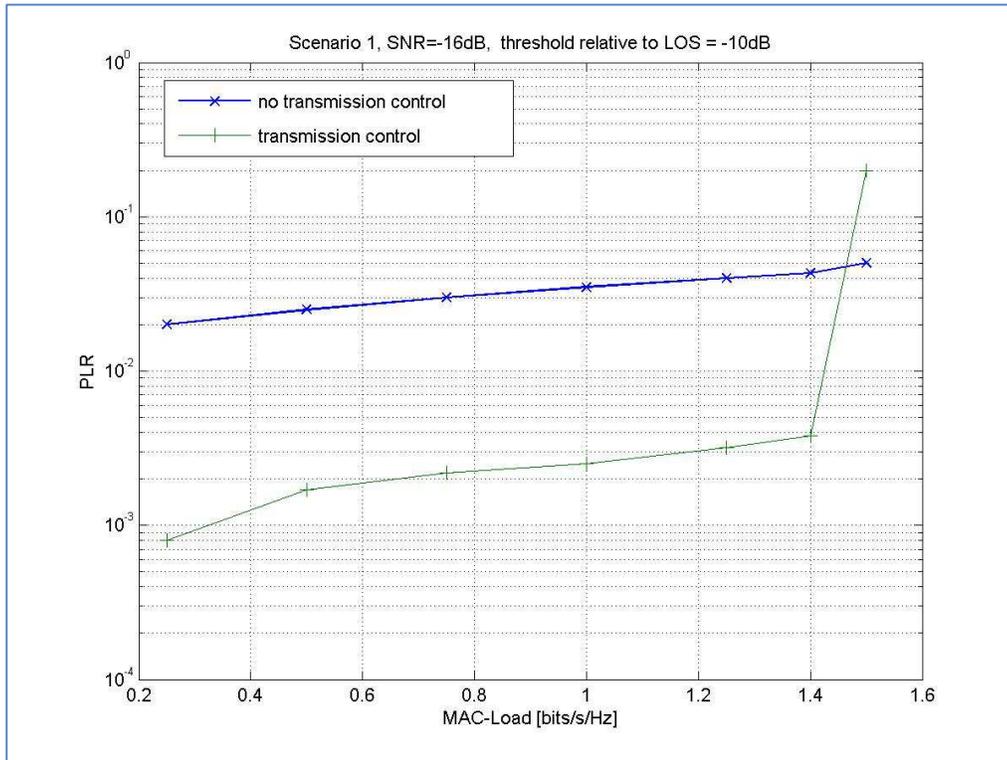


Figure 22 : Résultats sur l'utilisation ou non du contrôle de transmission

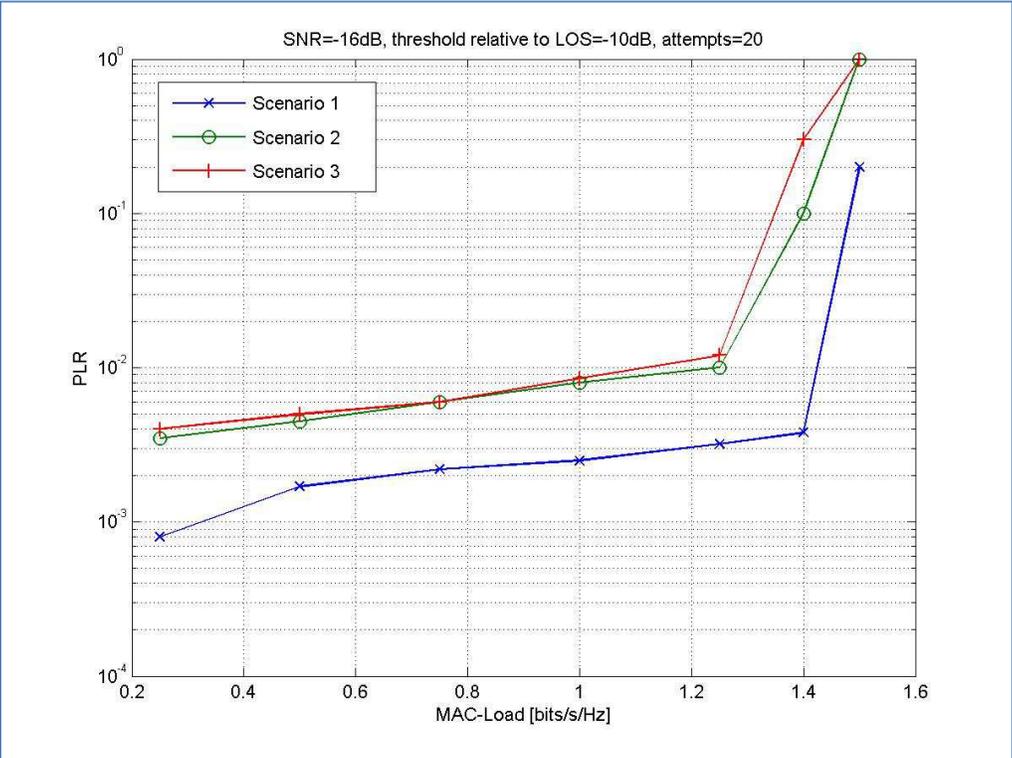


Figure 23 : Résultats en fonction des différents scénarios

# Chapitre 4 : Optimisation de l'E-SSA pour des terminaux fixes

---

Avec ce chapitre, il s'agit d'étudier les performances du protocole E-SSA à travers de nouvelles hypothèses de travail. En effet, nous allons envisager l'exploitation de ce protocole pour un système de terminaux fixes pouvant évoluer dans d'autres bandes de fréquences. Dans ces conditions, les terminaux peuvent bénéficier d'un gain en puissance supérieur, de conditions en LOS et d'une stabilité accrue du signal. Cela permet d'envisager une augmentation de la capacité totale du système. Pour cela, nous allons tout d'abord définir les capacités théoriques maximales pour ensuite proposer un modèle permettant d'optimiser les performances.

## 4.1. Capacité maximale pour l'E-SSA

Cette première partie sera consacrée à la recherche des capacités théoriques maximales de l'E-SSA en fonction des paramètres généraux du système. Dans cette optique, nous allons d'abord rechercher la capacité maximale d'un système CDMA synchrone pour ensuite discuter des caractères asynchrones et aléatoires propres à l'E-SSA. Enfin, nous affinerons le modèle en introduisant le processus de SIC optimisé à partir de la méthode proposée par Viterbi.

### 4.1.1. Modèle canonique du CDMA synchrone

Le modèle canonique d'un système CDMA à étalement de spectre sur un canal Gaussien à temps discrets peut être représenté sous la forme matricielle suivante :

$$y_i = S * W * d_i + n_i \quad i = 1, 2, \dots, K \quad (4.1)$$

Avec :

- $y_i$  et  $n_i$  deux vecteurs de dimension L représentant respectivement le signal reçu et le bruit blanc gaussien ajouté lors de la transmission
- K le nombre d'utilisateurs et L la dimension du système

- $S$  une matrice de dimension  $L \times K$  représentant les différentes séquences d'étalement de longueur  $L$  rangées par colonnes.
- $W$  la matrice diagonale de dimension  $K \times K$  représentant les amplitudes des différents utilisateurs  $\{w_1, w_2, \dots, w_K\}$
- $d$  un vecteur de dimension  $K$  représentant les symboles modulés de chaque utilisateur

Le bruit blanc gaussien est caractérisé par une variance  $\sigma_0^2$ .

On peut alors définir le rapport d'énergie par symbole du signal sur densité spectrale de puissance de bruit pour l'utilisateur  $j$  avec  $\gamma_j = \frac{w_j^2}{\sigma_0^2}$  et poser  $R_j$  le rendement pour l'utilisateur  $j$ , c'est-à-dire le nombre de bits par chip envoyés par cet utilisateur.

L'efficacité spectrale est alors donnée par :

$$C = \sum_{j=1}^K R_j \quad [\text{bits/s/Hz}] \quad (4.2)$$

Cela va nous amener à définir un  $\frac{E_b}{N_0}$  « système » qui va nous permettre de comparer notre modèle à un système où tous les  $SNR_j$  sont égaux :

$$\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{sys} = \frac{\sum_{j=1}^K SNR_j}{\sum_{j=1}^K R_j} = \frac{\sum_{j=1}^K \gamma_j}{C} \quad (4.3)$$

On va utiliser la loi de Shannon donnant la capacité maximale d'un canal Gaussien à accès multiples à savoir :

$$C^* = \log_2 \left( 1 + \frac{\sum_{j=1}^K P_j}{N} \right) \quad [\text{bits/s/Hz}]$$

où  $N$  représente le bruit blanc gaussien du système.

Il vient alors :

$$C^* = \log_2 \left( 1 + \sum_{j=1}^K \gamma_j \right) \quad [\text{bits/s/Hz}]$$

Cela donne donc l'équation :

$$C^* = \log_2 \left( 1 + C^* * \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{sys} \right) \quad [\text{bits/s/Hz}] \quad (4.4)$$

On peut écrire aussi :

$$\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{sys} = \frac{2^{C^*} - 1}{C^*} \quad [\text{dB}] \quad (4.5)$$

On retrouve donc le résultat fondamental suivant : dans un système CDMA où les puissances et les rendements de chaque utilisateur peuvent être différents, la capacité maximale totale est donc égale à la capacité maximale possible pour un seul utilisateur dans un canal gaussien.

#### 4.1.2. CDMA avec séquences aléatoires

L'E-SSA présente la particularité d'utiliser des séquences aléatoires. Il convient donc de prendre en compte le caractère aléatoire du signal. Cette caractéristique est largement développée dans [2] à travers l'étude des performances d'un système CDMA synchrone (implémenté avec un récepteur optimal) en fonction du rapport signal à bruit, du facteur d'étalement et du nombre d'utilisateurs. On montre notamment que les performances maximales atteignables sont définies par :

$$C_{rand} = \left( \frac{K}{L_w} * \log_2 \left( 1 + \gamma - \frac{1}{4} \varphi \left( \gamma_{sys}, \frac{K}{L_w} \right) \right) + \log_2 \left( 1 + \gamma_{sys} \frac{K}{L_w} - \frac{1}{4} \varphi \left( \gamma_{sys}, \frac{K}{L_w} \right) \right) - \frac{\log_2 e}{4\gamma} \varphi \left( \gamma_{sys}, \frac{K}{L_w} \right) \right)$$

[bits/s/Hz] (4.6)

$$\text{Avec } \varphi(x, z) = \left( \sqrt{x(1 + \sqrt{z})^2 + 1} + \sqrt{x(1 - \sqrt{z})^2 + 1} \right)^2$$

où K est le nombre d'utilisateurs,  $L_w$  le facteur d'étalement et  $\gamma_{sys}$  le SNR système défini par  $\gamma_{sys} = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K \gamma_j$  avec  $\gamma_j$  défini comme dans la partie 4.1.1.

Pour une meilleure lisibilité, on posera  $C_{rand} = \Omega \left( \frac{K}{L_w}, \gamma \right)$  [bits/s/Hz]

On peut alors en déduire que la différence de performances entre séquences aléatoires et séquences orthogonales est dépendante du rapport  $\frac{K}{L_w}$ . On montre en effet que :

$$\lim_{\frac{K}{L_w} \rightarrow 0} (C^* - C_{rand}) = 1$$

$$\lim_{\frac{K}{L_w} \rightarrow \infty} (C^* - C_{rand}) = 0$$

Plus le rapport  $\frac{K}{L_w}$  est élevé, plus la capacité se rapproche de la capacité optimale d'un CDMA synchrone.

L'E-SSA impose un système où tous les terminaux travaillent avec le même taux de codage et le même facteur d'étalement. Par conséquent, le rendement par utilisateur va être le même pour tous les terminaux. Dans ces conditions, nous pouvons exprimer le nombre d'utilisateurs simultanés du système comme une fonction de la capacité :

$$K = C_{rand} * L_w / r$$

où r est le taux de codage du système.

D'un autre côté, nous allons simplifier au maximum le modèle en utilisant une modulation binaire. En effet, le choix de modulation ne va pas changer le débit cumulé de tous les utilisateurs. Nous allons donc écrire la relation :

$$\left[ \frac{E_b}{N_0} \right] * r = \gamma$$

Cela va aboutir à une équation permettant d'obtenir la capacité maximale du système en fonction du taux de codage  $r$  et de  $\frac{E_b}{N_0}$  « système » défini précédemment :

$$C_{rand} = \Omega\left(\frac{C_{rand}}{r}, \left[\frac{E_b}{N_0}\right]_{sys} * r\right) \text{ [bits/s/Hz]} \quad (4.7)$$

Lorsque  $r=1$ , la Figure 24 montre que la différence entre  $C^*$  et  $C_{rand}$  reste faible surtout quand on travaille avec  $\left[\frac{E_b}{N_0}\right]_{sys}$  assez élevé. Lorsque  $r < 1$ , les performances d'un système CDMA composé par des signaux de nature aléatoire se rapprochent encore plus de la limite de Shannon comme le montre la Figure 25.

On peut donc en conclure que les performances maximales d'un système CDMA avec séquences aléatoires seront égales à la capacité maximale d'un canal Gaussien à accès multiples lorsque  $r \rightarrow 0$ .

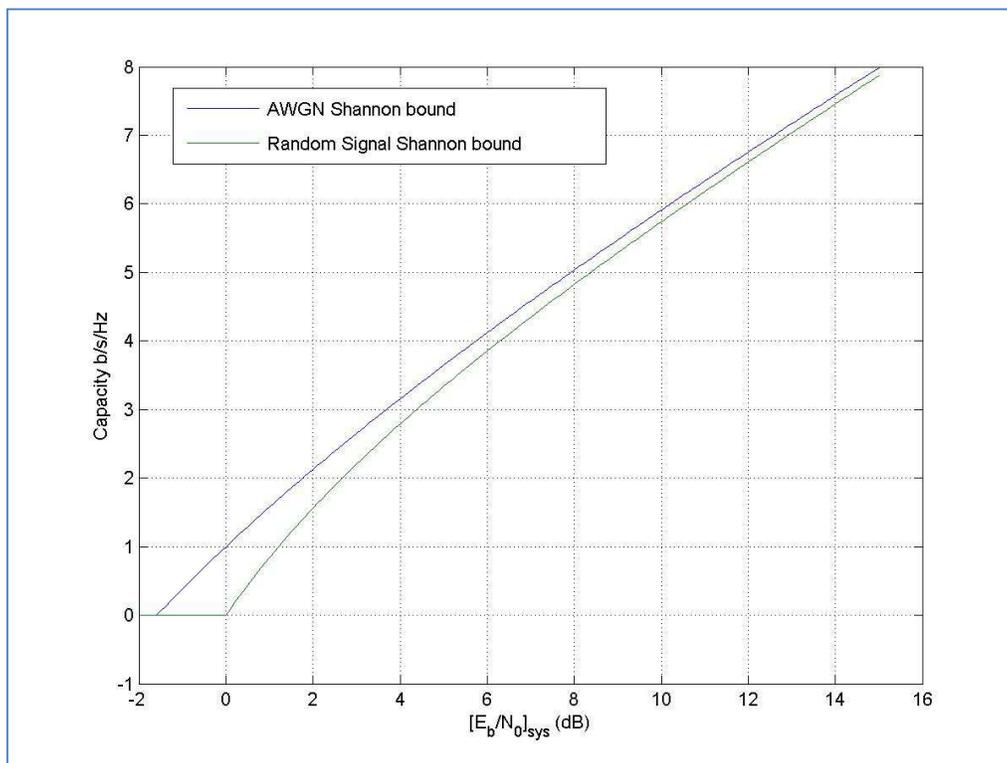


Figure 24 : Limites théoriques de systèmes CDMA

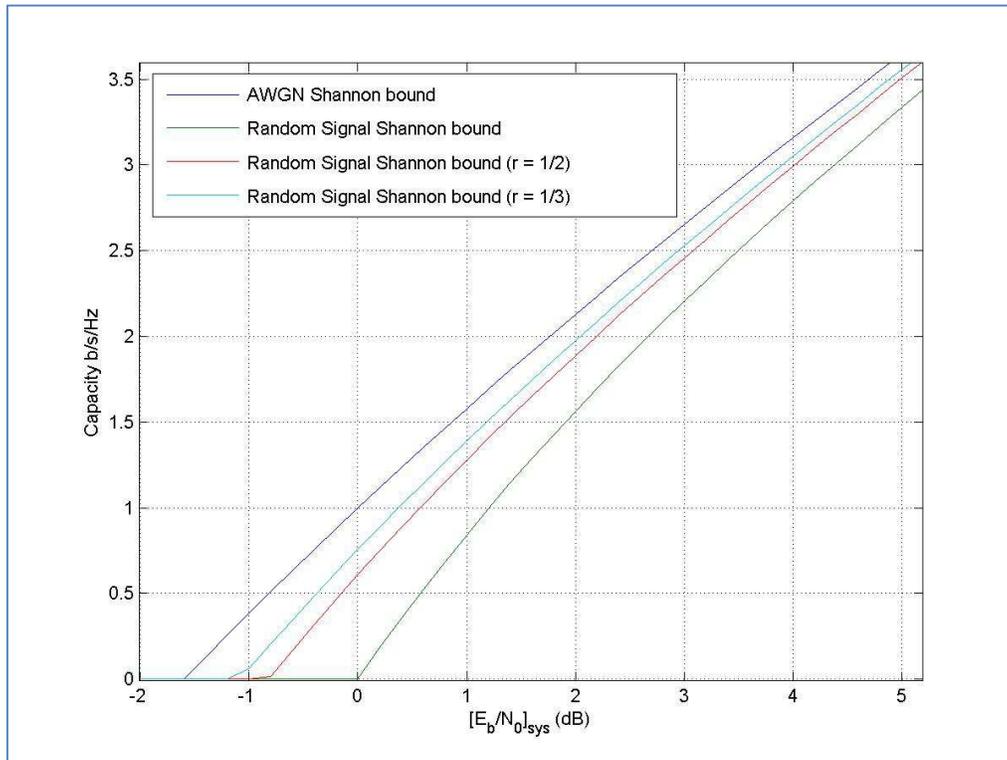


Figure 25 : Capacités maximales possibles en fonction du taux de codage

### 4.1.3. CDMA asynchrone

[4] présente une excellente discussion sur la comparaison entre système CDMA synchrone et asynchrone notamment sur le plan de l'efficacité spectrale. En utilisant la relation fondamentale entre information mutuelle et erreur quadratique moyenne dans un canal gaussien [11], il vient la relation :

$$C^{asyn}(\sigma, \gamma, \alpha) = \alpha * C^{syn}\left(\frac{\sigma}{\alpha}, \gamma\right) \quad (4.8)$$

Avec  $C^{syn}(x, y) = \Omega(x, y)$ ,  $\sigma = \frac{K}{L_w}$  et  $\alpha$  le rapport entre la bande passante réellement utilisée et la bande passante optimale au sens de Nyquist.

Il est évident que si  $\alpha = 1$ , alors l'efficacité spectrale maximale atteignable par un système asynchrone est identique à celle d'un système synchrone. Cela signifie, qu'en théorie, le caractère asynchrone de l'E-SSA n'engendre pas forcément une dégradation de performances. En revanche, cela ne nous renseigne pas sur la complexité nécessaire pour atteindre ce degré de performance. De plus, il est intéressant de noter que si  $\alpha = 1,22$  (correspondant au standard UMTS) alors un système asynchrone permet d'obtenir de meilleures performances maximales théoriques qu'un système synchrone et ceci d'autant plus que la charge  $\sigma$  est importante. Il faut toutefois noter que cette conclusion est vraie

uniquement si on travaille à chip-rate constant et que c'est uniquement la bande passante qui change.

#### 4.1.4. CDMA avec SIC

[1] propose un modèle théorique pour optimiser les performances d'un système CDMA avec SIC. Il prend comme hypothèse un système CDMA synchrone avec une transmission continue et l'utilisation de codes orthogonaux. Il démontre alors qu'une distribution exponentielle en puissance des terminaux suivant la formule suivante est optimale pour un tel système :

$$[E_s/N_0]_k = \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_l \left( 1 + \frac{1}{L_w} * \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_l \right)^{k-1} \quad (4.9)$$

Où  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_l$  représente le seuil de démodulation assurant une probabilité d'erreur quasi-nulle et  $L_w$  le facteur d'étalement du système.

À partir de la représentation de Viterbi, on peut déduire quelques résultats théoriques intéressants. En effet, pour définir  $\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_l$ , on utilise le fait que :

$$\sum_{k=1}^K [E_s/N_0]_k = K * \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{sys} \quad (4.10)$$

On peut alors en déduire que :

$$\begin{aligned} \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_l * \sum_{k=1}^K \left( 1 + \frac{1}{L_w} * \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_l \right)^{k-1} &= K * \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{sys} \\ \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_l * \frac{1 - \left( 1 + \frac{1}{L_w} * \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_l \right)^K}{1 - \left( 1 + \frac{1}{L_w} * \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_l \right)} &= K * \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{sys} \\ L_w * \left( \left( 1 + \frac{1}{L_w} * \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_l \right)^K - 1 \right) &= K * \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{sys} \\ \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_l &= L_w * \left( \left( 1 + \frac{K}{L_w} * \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{sys} \right)^{1/K} - 1 \right) \\ \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_l &= L_w * \left( e^{\frac{1}{K} * \log(1 + \frac{K}{L_w} * \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{sys})} - 1 \right) \quad (4.11) \end{aligned}$$

On sait que :

$$\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_l = r * \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_l \quad (4.12) \quad \text{et} \quad C = \frac{K*r}{L_w} \quad (4.13)$$

On obtient donc :

$$\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_l * r = L_w * \left( e^{\frac{r}{C * L_w} * \log(1 + C * \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{sys})} - 1 \right) \quad (4.14)$$

Si on utilise le second théorème fondamental de Shannon à savoir qu'il existe un code théorique avec un taux de codage  $r$  permettant d'atteindre une capacité  $C_{user} = r$ , on peut écrire :

$$\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_l = \frac{2^r - 1}{r} \quad (4.15)$$

Cela nous permet d'obtenir:

$$2^r - 1 = L_w * \left( e^{\frac{r}{C * L_w} * \log(1 + C * \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{sys})} - 1 \right) \quad (4.16)$$

On a maintenant une équation reliant la capacité, le taux de codage, le facteur d'étalement et le  $\left[ \frac{E_b}{N_0} \right]$  « système ».

Cependant, on peut extraire un cas particulier avec  $K \rightarrow \infty$ . En effet, on peut alors développer l'expression (4.16) en séries de Taylor en zéro à partir de :

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2} \dots + \frac{x^n}{n!} + o(x^n)$$

On obtient alors :

$$\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_l = \left( \frac{L_w}{K} \right) * \log\left(1 + \frac{K}{L_w} * \left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_{sys}\right) \quad (4.17)$$

Comme précédemment, on utilise :

$$\left[ \frac{E_s}{N_0} \right]_l = r * \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_l, \quad C_{tot} = \frac{K * r}{L_w} \text{ et donc } r \rightarrow 0$$

Cela donne :

$$\frac{2^r - 1}{r} = \left( \frac{1}{C_{tot}} \right) * \log\left(1 + C_{tot} * \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{sys}\right) \quad (4.18)$$

Or,  $\lim_{r \rightarrow 0} \frac{2^r - 1}{r} = \log(2)$  ce qui aboutit à :

$$C_{tot} = \log_2 \left( 1 + C_{tot} * \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{sys} \right) \quad (4.19)$$

On retrouve bien que la capacité totale d'un système CDMA avec SIC optimisé en puissance a pour limite la capacité maximale atteignable par un utilisateur unique dans un canal gaussien. Pour approcher cette capacité maximale, le système doit travailler avec un nombre de terminaux tendant vers l'infini émettant tous à un rendement infiniment petit avec  $r \rightarrow 0$ .

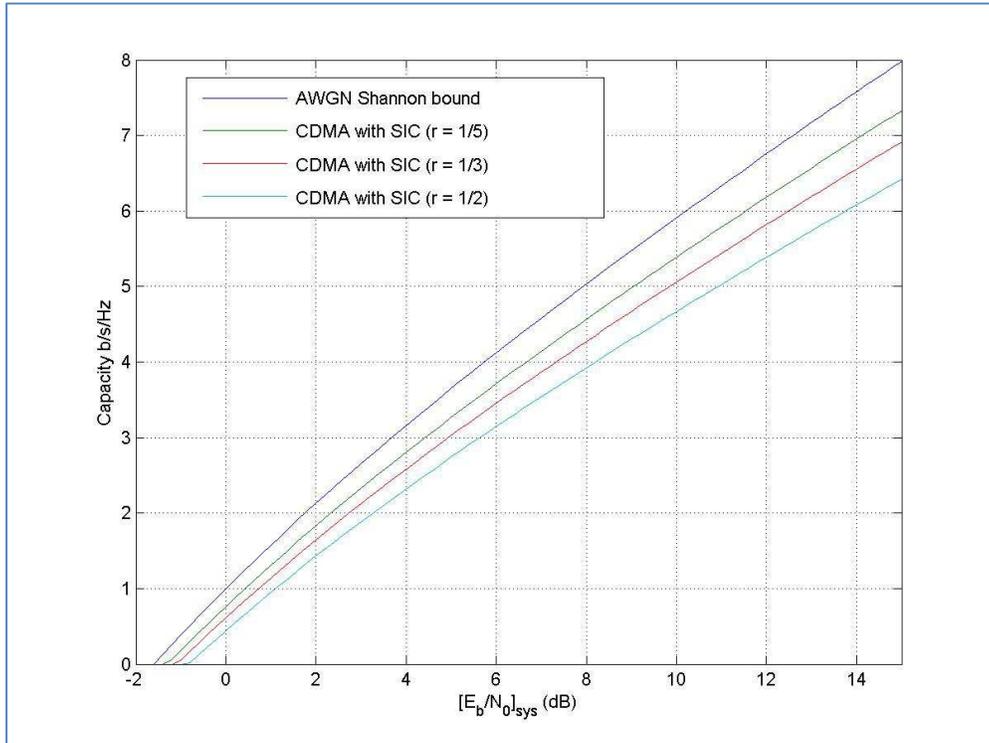


Figure 26 : Performances du CDMA avec SIC pour différents code rates

#### 4.1.5. Introduction du facteur d'annulation d'interférences

Nous allons maintenant approfondir l'étude précédente avec la prise en compte du fait que l'annulation d'interférences n'est pas parfaite. Pour cela, nous allons supposer que tous les terminaux fonctionnent avec la même erreur lors de l'évaluation des paramètres du paquet démodulé. Cette erreur sera représentée par une valeur  $\beta$ . Grâce à [1], on peut montrer que l'équation initiale (4.19) définissant la capacité maximale du système devient :

$$C_{tot} = \left(\frac{1}{1-\beta}\right) * \log_2 \left(\frac{(1+C_{tot}*[E_b/N_0]_{sys})}{(1+\beta*C_{tot}*[E_b/N_0]_{sys})}\right) \quad (4.20)$$

Où  $\beta$  représente le pourcentage de la puissance résiduelle après annulation d'interférences.

Comme précédemment, cette équation vient du fait que l'on considère un nombre infini d'utilisateurs émettant avec un taux de codage très proche de 0. En généralisant à un taux de codage quelconque, cela donne :

$$\frac{2^r-1}{r} = \left(\frac{1}{1-\beta}\right) * \left(\frac{1}{C_{tot}}\right) * \log\left(\frac{(1+C_{tot}*[E_b/N_0]_{sys})}{(1+\beta*C_{tot}*[E_b/N_0]_{sys})}\right) \quad (4.21)$$

La Figure 27 montre les performances obtenues pour un taux de codage de 1/3 pour différentes valeurs de  $\beta$ . On peut alors démontrer que si  $\beta$  est supérieur à 0, alors le système

ne peut dépasser une certaine capacité limite. En effet, si  $[E_b/N_0]_{sys}$  tend vers l'infini, on voit que la valeur de la capacité tend vers une valeur finie définie par l'équation

$$\max(C_{tot}) = \left(\frac{1}{1-\beta}\right) * \left(\frac{r}{2^r-1}\right) * \log\left(\frac{1}{\beta}\right) \quad (4.22)$$

La Figure 28 montre les capacités maximales atteignables pour différents taux de codage en fonction de  $\beta$ . Cela met clairement en évidence une dépendance plus forte par rapport à  $\beta$  qu'à  $r$ . En effet, les variations en terme de capacité maximale vont de l'infini à environ 3 bits/s/Hz pour des valeurs de  $\beta$  comprises entre 0 et 0.1 alors que les variations de capacité en fonction du taux de codage à  $\beta$  fixé sont beaucoup plus faibles.

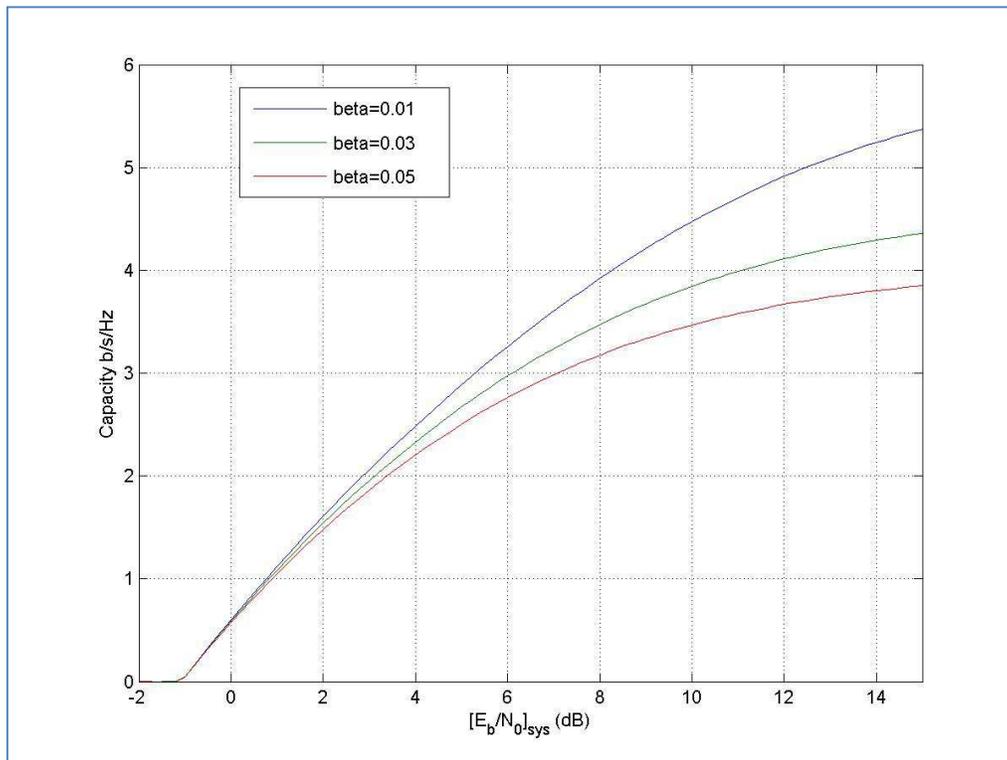


Figure 27 : Capacités théoriques maximales avec  $r=1/3$  pour différents  $\beta$

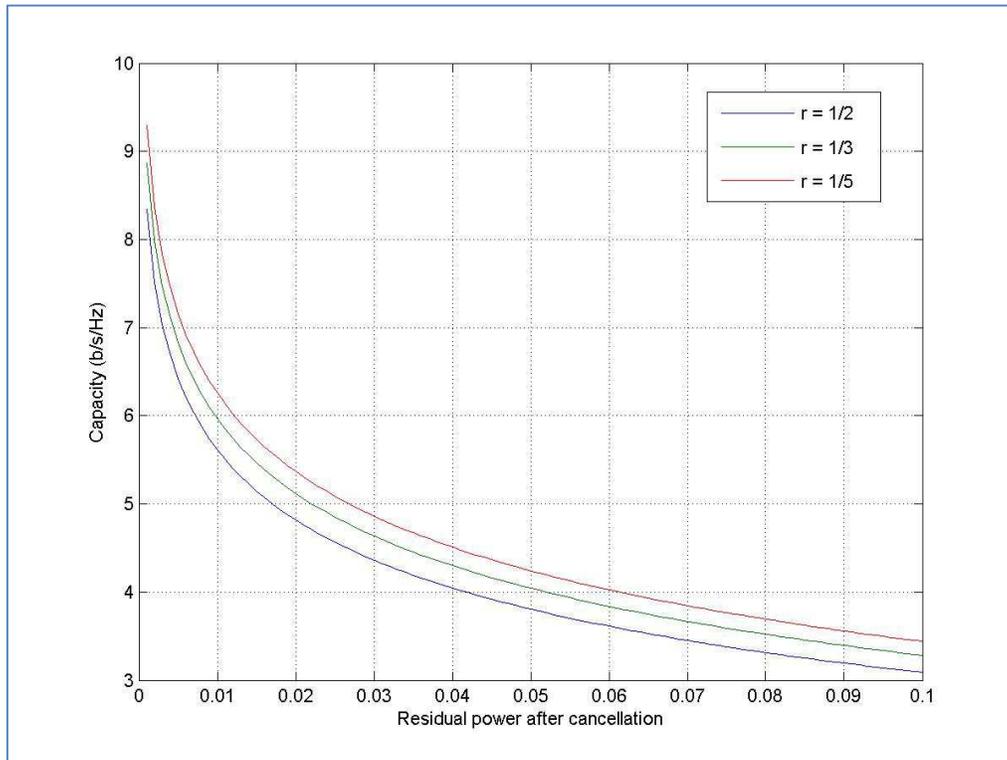


Figure 28 : Capacités maximales possibles en fonction de  $\beta$

#### 4.1.6. Conclusion

Cette partie a permis de mettre en évidence des résultats très intéressants en ce qui concerne l'E-SSA et ses différentes caractéristiques. Le premier d'entre eux est de montrer que l'utilisation de séquences aléatoires d'étalement permet d'obtenir des performances proches de la limite de Shannon. Dans ces conditions, plus on va travailler avec un taux de codage faible pour le système, plus on va s'approcher de la capacité maximale théorique. De plus, le caractère asynchrone de l'E-SSA n'est pas en théorie restrictif pour le système comparé au modèle synchrone. L'introduction du processus de SIC et l'optimisation des puissances des utilisateurs est une méthode pratique qui permet d'approcher la capacité maximale théorique au sens de Shannon à condition de travailler avec un taux de codage assez faible. Enfin, en affinant le modèle de SIC avec un facteur traduisant la puissance résiduelle après annulation d'interférences, on définit une limite maximale possible pour le système.

Nous avons donc mis en évidence deux paramètres significatifs du système avec le taux de codage  $r$  et le facteur d'annulation d'interférence  $\beta$  qui vont introduire une réduction de performances du protocole E-SSA par rapport à la limite de Shannon d'un système CDMA idéal. Cependant, il est clair que c'est  $\beta$  qui représente le paramètre critique car c'est lui qui est le facteur limitant principal. En effet, si on étudie les contributions de chacun des deux facteurs  $\beta$  et  $r$ , l'analyse des résultats montre que le système peut supporter :

- Entre 80 et 95% de la capacité théorique de Shannon pour des taux de codage entre 1/5 et 1/2.
- Entre 50 et 65% de la capacité théorique de Shannon pour des facteurs de puissance résiduelle après annulation d'interférences entre 0.01 et 0.05.

Par conséquent, l'impact de  $r$  va être plus limité et va dans un système réel affiner le fait qu'on s'approche ou non de la limite définie par  $\beta$  sauf si on parvient à travailler avec un  $\beta$  largement inférieur à 0.01.

## 4.2. Optimisation de la distribution en puissance

### 4.2.1. Hypothèses et scénarios

Pour réaliser la recherche de la distribution optimale en puissance pour l'E-SSA, nous devons définir un cadre de référence. Nous allons en fait représenter notre système par une population de terminaux générant en tout  $K$  paquets E-SSA de longueur  $L$  bits à l'intérieur d'une fenêtre de longueur  $2L$  bits avec une distribution temporelle de Poisson et avec une distribution de puissance  $\{P_1, P_2 \dots, P_j, \dots, P_K\}$  tel que  $\{P_K > P_{K-1} \dots > P_j > \dots > P_1\}$ . On suppose que les puissances sont constantes sur toute la durée d'émission du paquet. Cela engendre naturellement les deux distributions suivantes :

- $\{[E_S/N_0]_1, [E_S/N_0]_2, \dots, [E_S/N_0]_j, \dots, [E_S/N_0]_K\}$  exprimant pour chaque paquet la valeur moyenne du rapport entre l'énergie d'un symbole et la densité spectrale de bruit blanc gaussien. On a donc  $[E_S/N_0]_j = \frac{P_j}{R_S * N_0}$  avec  $R_S$  le débit symbole de la liaison.
- $\{[E_S/N_t]_1, [E_S/N_t]_2, \dots, [E_S/N_t]_j, \dots, [E_S/N_t]_K\}$  exprimant pour chaque paquet la valeur moyenne du rapport entre l'énergie d'un symbole et la densité totale de bruit (bruit blanc et paquets interférant) au moment de la démodulation du paquet.

Le facteur d'étalement est défini par  $L_w$ . Comme ce système est asynchrone et aléatoire, nous devons aussi définir  $\alpha(i, j)$  qui donnera le coefficient d'interférence entre le paquet  $i$  et le paquet  $j$ . (0 signifiant que les paquets ne s'interfèrent pas alors que 1 représente le cas où les paquets sont complètement superposés).

La recherche de la distribution optimale se traduit par la définition des valeurs  $\{P_1, P_2 \dots, P_j, \dots, P_K\}$  qui permettent de minimiser la puissance maximale  $P_K$  tout en assurant la démodulation correcte de tous les paquets. Pour réaliser cela, nous devons définir deux données importantes relatives au FEC utilisé. En effet, notre modélisation va consister à représenter la démodulation à travers 2 valeurs seuils. La première est la valeur de  $[E_S/N_t]$  correspondant à une valeur de PLR quasi-nulle ( $<10^{-3}$ ) à la sortie du décodeur. Ce paramètre sera appelé  $[E_S/N_t]_{FEC}$ . La seconde valeur est en rapport avec l'architecture du

système et est appelée  $[E_s/N_t]_{SIC}$ . Il s'agit de la valeur qui permet au système itératif de pouvoir fonctionner dans des conditions optimales. Cela signifie que même si cette valeur ne correspond pas à un PLR quasi-nulle sur une itération, elle va faire converger le PLR vers 0 pour un nombre fini d'itérations. Un exemple permet de mieux illustrer ce concept :

- Cas 1 : Lors de l'itération  $k$ , les paquets démodulés ont un  $[E_s/N_t]_A$  correspondant à un PLR de 0.95. Cela signifie que 95% des paquets ne vont pas être démodulés et donc pas être effacés. Cela risque de bloquer le processus d'itération car le gain apporté par l'effacement de 5% des paquets ne sera pas suffisant pour permettre la démodulation d'autres paquets aux cycles suivants. Le PLR obtenu à la fin d'un nombre fini d'itérations ne pourra pas converger vers 0.
- Cas 2 : Lors de l'itération  $k$ , les paquets démodulés ont un  $[E_s/N_t]_B$  correspondant à un PLR de 0.5. Cela signifie que 50% des paquets vont être démodulés et donc être effacés. Cela permet au processus itératif de continuer car les interférences effacées vont permettre aux paquets non démodulés de l'être aux cycles suivants. Le PLR obtenu à la fin d'un nombre fini d'itérations pourra alors converger vers 0.

La discussion de cette valeur  $[E_s/N_t]_{SIC}$  sera discutée dans le chapitre 5.

À partir de ces deux paramètres, nous pouvons dégager 2 scénarios pour le système :

- Le premier scénario reprend la stratégie de Viterbi [1] en supposant que tous les paquets doivent avoir un  $[E_s/N_t]$  supérieur au seuil de FEC lors de leur démodulation. Cela va nous assurer un PLR quasi-nulle pour le système mais paraît restrictif pour le processus de SIC.
- Le second scénario est de penser que les paquets doivent avoir un  $[E_s/N_t]$  supérieur au seuil de SIC lors de leur démodulation. Seul le paquet avec la plus petite puissance (soit le dernier paquet démodulé) devra avoir un  $[E_s/N_t]$  supérieur au seuil de FEC de manière à assurer un PLR minimal pour le système.

Cela va nous amener à procéder à une étude de cas en commençant par le scénario 1 et  $\beta = 0$  puis le scénario 2 avec  $\beta = 0$  et enfin terminer par le cas le plus complexe avec scénario 2 et  $\beta \neq 0$ .

#### 4.2.2. Scénario 1 : Condition imposée par $[E_s/N_t]_{FEC}$

Pour que la distribution soit optimale et minimise la puissance maximale  $P_k$ , la condition suivante doit être vérifiée :

$$\{[E_s/N_t]_j = [E_s/N_t]_{FEC}\}$$

où  $[E_s/N_t]_j$  représente le  $[E_s/N_t]$  du paquet  $j$  au moment de sa démodulation.

Cette condition signifie qu'au moment de sa démodulation un paquet doit avoir un  $[E_s/N_t]$  supérieur au seuil défini par le FEC. Dans ce premier cas, la suppression d'interférences est considérée comme parfaite. On travaille donc avec  $\beta = 0$ .

On fait l'hypothèse que les paquets de plus forte puissance que le paquet  $j$  ont déjà été démodulés lors de la démodulation du paquet  $j$ . Par conséquent, la valeur de  $[E_s/N_t]$  d'un paquet doit être calculée à partir des paquets de puissances plus faibles qui interfèrent avec le paquet en question [5] :

$$[E_s/N_t]_j = \frac{[E_s/N_0]_j}{1 + \left(\frac{1}{L_w}\right) * \left(\sum_{i=1}^{j-1} \alpha(i,j) * [E_s/N_t]_i\right)} \quad (4.23)$$

Cela donne donc le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} [E_s/N_0]_1 = [E_s/N_t]_{FEC} \\ [E_s/N_0]_2 = [E_s/N_t]_{FEC} * \left(1 + \left(\frac{1}{L_w}\right) * \alpha(1,2) * [E_s/N_0]_1\right) \\ [E_s/N_0]_3 = [E_s/N_t]_{FEC} \left(1 + \left(\frac{1}{L_w}\right) * \alpha(1,3) * [E_s/N_0]_1 + \left(\frac{1}{L_w}\right) * \alpha(2,3) * [E_s/N_0]_2\right) \\ \dots \\ \dots \\ [E_s/N_0]_K = [E_s/N_t]_{FEC} \left(1 + \sum_{i=1}^{K-1} \left(\frac{1}{L_w}\right) * \alpha(i,K) * [E_s/N_0]_i\right) \end{array} \right\} \quad (4.24)$$

Étant donné que la distribution temporelle obéit à une loi de Poisson, on peut représenter l'ensemble des  $\alpha(i,j)$  par des variables aléatoires suivant une distribution uniforme sur  $[0,1]$ . La distribution idéale en puissance correspond alors à la solution du système (4.24). Dans la réalité, la résolution pratique de ce système implique que chaque terminal doit connaître les coefficients d'interférence  $\alpha(i,j)$ . Cependant, comme les terminaux doivent fonctionner indépendamment les uns des autres (système asynchrone), cela n'est pas possible. Cependant, pour trouver un résultat approché, nous allons faire l'hypothèse que l'ensemble des  $\alpha(i,j)$  peuvent être approximées par leur valeur moyenne à savoir  $1/2$ . Dans ces conditions, le système d'équations (4.24) admet la formule de récurrence suivante :

$$[E_s/N_0]_{j+1} = [E_s/N_0]_{FEC} * \left(1 + \frac{1}{2} * \left(\frac{1}{L_w}\right) * \left[\frac{E_s}{N_t}\right]_j\right) \text{ pour } j > 0$$

On peut alors exprimer  $[E_s/N_0]_j$  uniquement en fonction de  $[E_s/N_t]_{FEC}$  :

$$[E_s/N_0]_j = [E_s/N_t]_{FEC} * \left(1 + \frac{1}{2} * \left(\frac{1}{L_w}\right) * [E_s/N_t]_{FEC}\right)^{j-1} \quad (4.25)$$

Nous retrouvons en fait la condition donnée par Viterbi pour un système synchrone.

Nous obtenons donc deux modélisations qui ont chacune leurs défauts. En effet, d'un côté, le système d'équations (4.24) donne bien la distribution optimale mais celle-ci est dépendante de coefficients  $\alpha(i,j)$  variant au cours du temps, coefficients que le terminal ne peut connaître à chaque instant. De l'autre côté, en remplaçant le jeu de coefficients  $\alpha(i,j)$  par sa valeur moyenne, l'équation (4.25) applique directement la condition d'optimisation de Viterbi pour un système synchrone sans tenir compte du caractère aléatoire de l'accès par un terminal.

Cela nous amène à entrevoir un modèle intermédiaire dans lequel chaque terminal génère une distribution en puissance uniforme en dB (i.e exponentielle en linéaire) entre  $[E_s/N_0]_{min}$  et  $[E_s/N_0]_{max}$  tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} [E_s/N_0]_{min} = [E_s/N_t]_{FEC} \\ [E_s/N_0]_{max} = [E_s/N_t]_{FEC} * (1 + \frac{1}{2} * (\frac{1}{L_w}) * [E_s/N_t]_{FEC})^{K-1} \end{array} \right\} \quad (4.26)$$

Pour l'appliquer numériquement, nous allons travailler avec  $K = 1000$ ,  $L_w = 128$  et  $[E_s/N_t]_{FEC} = -3.8\text{dB}$ . Cette dernière valeur correspond à une valeur de PLR  $< 10^{-3}$  (Figure 8) et coïncide avec la définition du seuil de FEC. La Figure 29 représente alors la distribution en puissance générée à partir d'un certain jeu aléatoire de coefficients  $\alpha(i, j)$ . Ensuite, pour valider le modèle, il s'agit de comparer la différence pour chaque terminal entre la solution du système d'équations (4.24) et les valeurs de puissance trouvées à partir de l'équation (4.26). Cette différence exprimée en dB apparait dans la Figure 30. L'écart type moyen est inférieur à 0.1dB. Cela signifie que dans cette configuration la variation moyenne de PLR (Figure 9) reste proche de valeurs quasi-nulles. On peut en déduire que, pour les hypothèses de ce cas d'utilisation, la distribution uniforme en dB est très proche de la distribution optimale pour le système. Nous regarderons dans la partie 4.2.4 la validité des hypothèses dans un cas général c'est-à-dire quelque soient les valeurs de K et de  $L_w$ .

Notre modélisation nous a en fait permis d'obtenir une transposition de la condition de Viterbi à un système asynchrone et aléatoire.

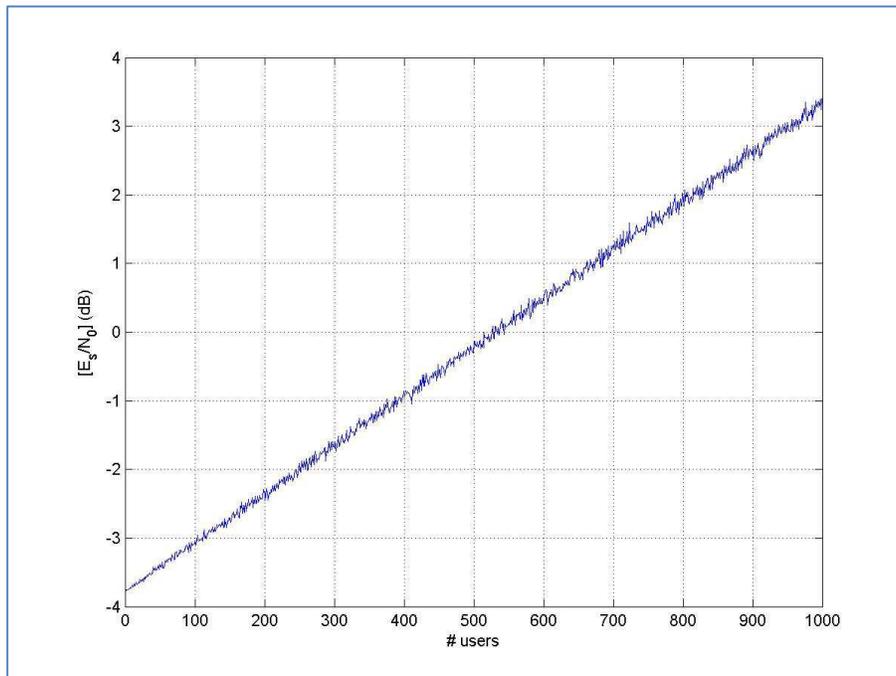


Figure 29 : Distribution optimale théorique (Scénario 1)

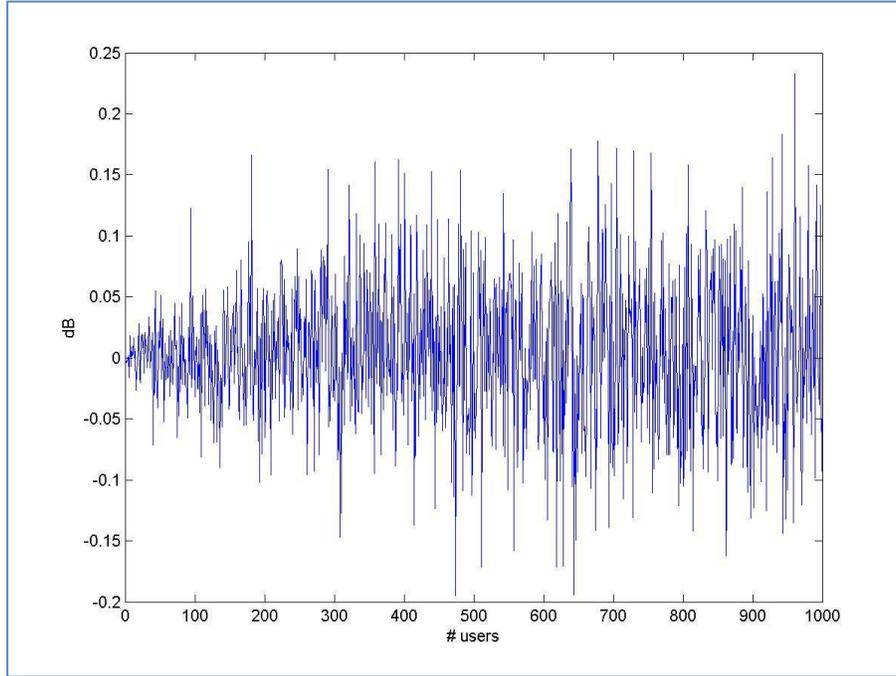


Figure 30 : Différence entre distributions optimale et uniforme (Scénario 1)

#### 4.2.3. Scénario 2 : Condition imposée par $[E_s/N_t]_{SIC}$

Pour que la distribution soit optimale et minimise la puissance maximale utilisée  $P_k$ , la condition suivante doit être vérifiée :

$$\left\{ \begin{array}{l} [E_s/N_t]_1 = [E_s/N_t]_{FEC} \\ [E_s/N_t]_j = \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{SIC} \quad (j \text{ si } j \neq 1) \end{array} \right\}$$

Cela signifie qu'au moment de sa démodulation un paquet doit avoir un  $[E_s/N_t]$  supérieur à  $\left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{SIC} (j)$ , le seuil minimal permettant au processus de SIC de continuer et de faire converger le PLR du système vers une valeur nulle ou quasi-nulle ( $<10^{-3}$ ). En fait, on estime que nous sommes dans un processus itératif et que si un paquet est détecté au cycle  $i$  mais que la démodulation n'est pas réussie, alors ce paquet sera détecté au cycle  $i+1$ . Il aura donc une nouvelle chance d'être démodulé avec un meilleur  $[E_s/N_t]$  sachant que d'autres paquets auront été effacés au cycle  $i$ . On estime donc qu'au moment de sa première démodulation, un paquet ne doit pas forcément avoir un  $[E_s/N_t]$  supérieur au seuil défini par le FEC mais plutôt à un seuil défini par le processus de SIC. En général, cette valeur de seuil dépend de  $j$  parce qu'au fur et à mesure du processus, le nombre de paquets dans le système diminue. Cependant, nous allons supposer  $\left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{SIC} (j) = \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{SIC} \forall j$ . Seul le dernier paquet doit avoir un  $[E_s/N_t]$  supérieur au seuil de FEC car il est forcément réalisé lors du

dernier cycle d'itération. Il ne bénéficie d'aucune autre tentative de démodulation à un cycle suivant.

#### 4.2.3.1. Puissance résiduelle nulle

Dans ce premier cas, on travaille avec  $\beta = 0$ . Comme précédemment, on fait l'hypothèse que les paquets de plus forte puissance que le paquet  $j$  ont déjà été démodulés. Par conséquent, la valeur du  $[E_s/N_t]$  d'un paquet doit être calculée à partir des paquets de puissances plus faibles qui interfèrent avec le paquet en question [5] :

$$[E_s/N_t]_j = \frac{[E_s/N_0]_j}{1 + \left(\frac{1}{L_w}\right) * \left(\sum_{i=1}^{j-1} \alpha(i,j) * [E_s/N_0]_i\right)}$$

Cela donne le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} [E_s/N_0]_1 = [E_s/N_t]_{FEC} \\ [E_s/N_0]_2 = [E_s/N_t]_{SIC} * \left(1 + \left(\frac{1}{L_w}\right) * \alpha(1,2) * [E_s/N_0]_1\right) \\ [E_s/N_0]_3 = [E_s/N_t]_{SIC} * \left(1 + \left(\frac{1}{L_w}\right) * \alpha(1,3) * [E_s/N_0]_1 + \left(\frac{1}{L_w}\right) * \alpha(2,3) * [E_s/N_0]_2\right) \\ \dots \\ \dots \\ [E_s/N_0]_K = [E_s/N_t]_{SIC} * \left(1 + \sum_{i=1}^{K-1} \left(\frac{1}{L_w}\right) * \alpha(i,K) * [E_s/N_0]_i\right) \end{array} \right\} \quad (4.27)$$

Comme dans le scénario 1, on peut voir que le résultat correspond à une distribution en puissance générée à partir des coefficients  $\alpha(i,j)$ . Dans la réalité, il est impossible qu'un terminal connaisse les  $\alpha(i,j)$ . En réutilisant l'hypothèse  $\alpha(i,j) = 1/2$ , le système complexe (4.27) admet alors la formule de récurrence suivante :

$$[E_s/N_0]_{j+1} = [E_s/N_0]_{SIC} * \left(1 + \frac{1}{2} * \left(\frac{1}{L_w}\right) * [E_s/N_t]_j\right) \quad (4.28)$$

On peut alors exprimer  $[E_s/N_0]_j$  uniquement en fonction de  $[E_s/N_t]_{SIC}$  et  $[E_s/N_t]_{FEC}$  pour  $j > 1$  :

$$[E_s/N_0]_j = [E_s/N_t]_{SIC} * \left(1 + \frac{1}{2} * \left(\frac{1}{L_w}\right) * \left[\frac{E_s}{N_t}\right]_{FEC}\right) * \left(1 + \frac{1}{2} * \left(\frac{1}{L_w}\right) * [E_s/N_t]_{SIC}\right)^{j-2} \quad (4.29)$$

Comme pour le scénario 1, on retrouve deux modèles décrit d'un côté par le système d'équations (4.27) et de l'autre par l'équation (4.29). Avec le même raisonnement que pour le scénario 1, nous pouvons développer un modèle intermédiaire entre les deux visions à savoir un système avec une population de terminaux générant une distribution en puissance uniforme en dB entre  $[E_s/N_0]_{min}$  et  $[E_s/N_0]_{max}$  tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} [E_s/N_0]_{min} = [E_s/N_t]_{FEC} \\ [E_s/N_0]_{max} = [E_s/N_t]_{SIC} * \left(1 + \frac{1}{2} * \left(\frac{1}{L_w}\right) * [E_s/N_t]_{FEC}\right) * \left(1 + \frac{1}{2} * \left(\frac{1}{L_w}\right) * [E_s/N_t]_{SIC}\right)^{K-2} \end{array} \right\} \quad (4.30)$$

Pour l'appliquer numériquement on prend les mêmes conditions que précédemment en ajoutant une valeur de  $[E_s/N_t]_{SIC} = -4.3\text{dB}$ . Cette dernière valeur correspond à un  $\text{PLR} > 10^{-3}$ . Cela donne le résultat présenté dans la Figure 31. Pour valider ensuite le modèle, nous allons regarder la différence en dB entre la distribution de puissance parfaite (créée à partir des coefficients  $\alpha(i, j)$ ) et la distribution uniforme en dB. L'écart type est inférieur à 0.1dB. Les variations de PLR engendrées vont être réduites si l'on se réfère aux Figures 8 et 9. Par conséquent, on peut en déduire que la distribution uniforme aléatoire dans est très proche de la distribution optimale pour le système avec les hypothèses réalisés. Comme pour le scénario 1, l'étude du cas général sera réalisée dans 4.2.4.

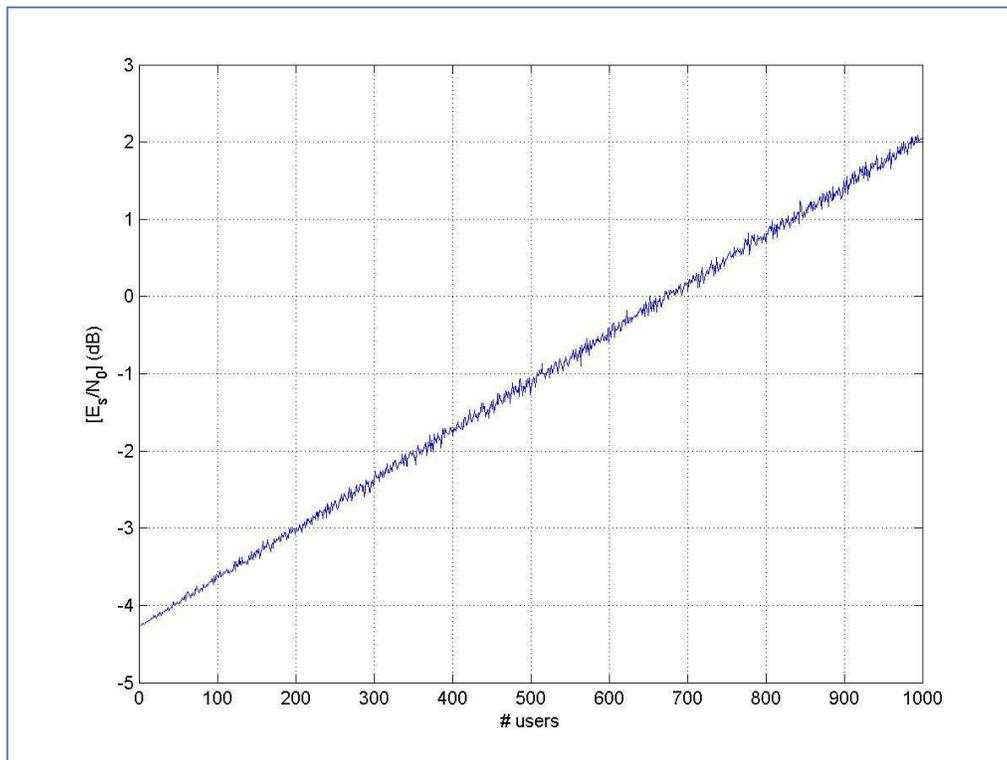


Figure 31 : Distribution optimale théorique (scénario 2,  $\beta=0$ )

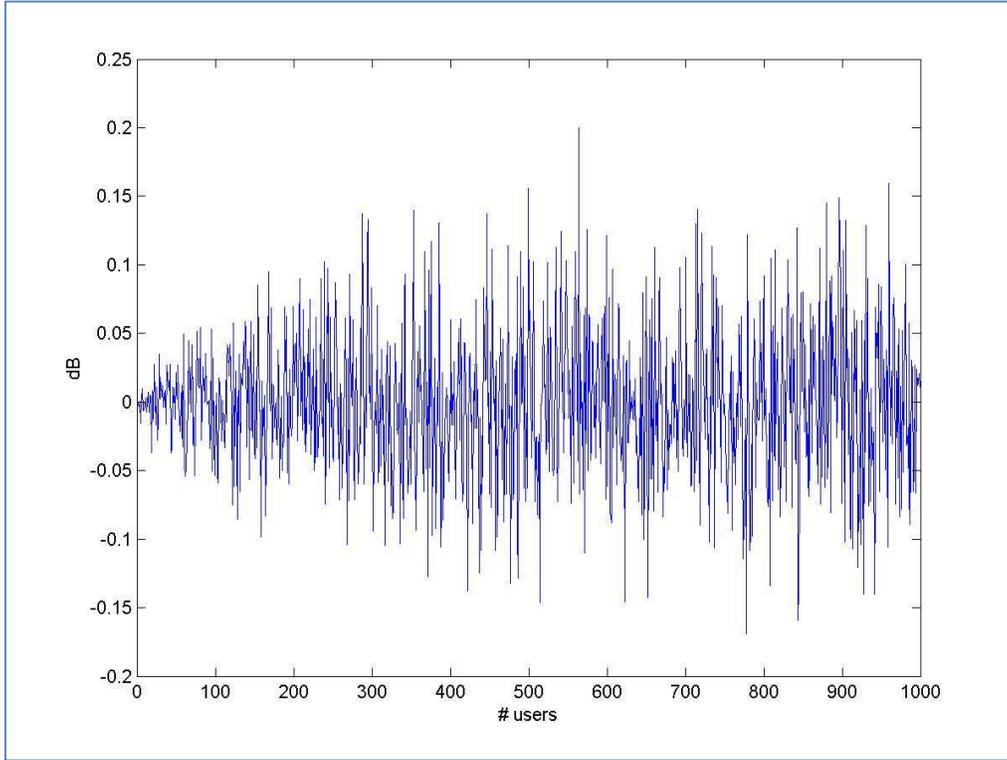


Figure 32 : Différence entre distributions optimale et théorique (scénario 2,  $\beta=0$ )

#### 4.2.3.2. Puissance résiduelle non nulle

Il s'agit maintenant de reprendre le cas précédent en travaillant avec un facteur d'annulation d'interférences non nul. Cette fois-ci le calcul de la valeur de  $[E_s/N_t]_j$  est définie par l'équation (4.31).

$$[E_s/N_t]_j = \frac{[E_s/N_0]_j}{1 + \left(\frac{1}{L_w}\right) * ((\sum_{i=1}^{j-1} \alpha(i,j) * [E_s/N_0]_i) + \beta * (\sum_{i=j+1}^K \alpha(i,j) * [E_s/N_0]_i))} \quad (4.31)$$

On peut écrire la formule (4.31) sous la forme :

$$[E_s/N_t]_j = \frac{[E_s/N_0]_j}{1 + \left(\frac{1}{L_w}\right) * ((1 - \beta) * (\sum_{i=1}^{j-1} \alpha(i,j) * [E_s/N_0]_i) + \beta * (\sum_{i=1}^K \alpha(i,j) * [E_s/N_0]_i))}$$

Cela amène au système (4.32) définissant la distribution en puissance idéale :

$$\left\{ \begin{array}{l} [E_s/N_0]_1 = [E_s/N_t]_{FEC} * (1 + \left(\frac{1}{L_w}\right) * \beta * (\sum_{i=1}^K \alpha(i,1) * [E_s/N_0]_i)) \\ [E_s/N_0]_2 = [E_s/N_t]_{SIC} * (1 + \left(\frac{1}{L_w}\right) * ((1 - \beta) * \alpha(1,2) * [E_s/N_0]_1 + \beta * \sum_{i=1}^K \alpha(i,2) * [E_s/N_0]_i)) \\ \dots \\ \dots \\ [E_s/N_t]_K = [E_s/N_t]_{SIC} * (1 + (1 - \beta) * \left(\frac{1}{L_w}\right) * \sum_{i=1}^K \alpha(i,K) * [E_s/N_0]_i) \end{array} \right\} \quad (4.32)$$

À partir de là on a un système dont la solution est la distribution en puissance optimale. On garde l'hypothèse que l'ensemble des  $\alpha(i,j)$  suit une distribution uniforme sur  $[0,1]$ . Comme précédemment, nous allons prendre  $\alpha(i,k) = 0.5$  dans le but de simplifier le système (4.32). Nous pouvons alors poser :

$$S = 1 + \beta * \left(\frac{1}{L_w}\right) * \left(\sum_{i=1}^K \left(\frac{1}{2}\right) * [E_s/N_0]_i\right)$$

S représente en fait l'augmentation de la valeur du seuil de démodulation due à la présence de  $\beta$  par rapport à la même valeur en l'absence de puissance résiduelle lors du processus de SIC.

Le système se simplifie alors en :

$$\left\{ \begin{array}{l} [E_s/N_0]_1 = [E_s/N_t]_{FEC} * S \\ [E_s/N_0]_2 = [E_s/N_t]_{SIC} * \left(S + \left(\frac{1}{L_w}\right) * (1 - \beta) * \left(\frac{1}{2}\right) * [E_s/N_0]_1\right) \\ \dots \\ \dots \\ [E_s/N_t]_K = [E_s/N_t]_{SIC} * \left(S + \left(\frac{1}{L_w}\right) * (1 - \beta) * \sum_{i=1}^K \left(\frac{1}{2}\right) * [E_s/N_0]_i\right) \end{array} \right\}$$

On obtient alors la relation de récurrence :

$$[E_s/N_t]_{j+1} = [E_s/N_t]_j * S * \left(1 + \frac{1}{2} * \left(\frac{1}{L_w}\right) * (1 - \beta) * [E_s/N_t]_{SIC}\right) \quad (4.33)$$

On peut alors exprimer  $[E_s/N_0]_j$  uniquement en fonction de  $[E_s/N_t]_{SIC}$ ,  $[E_s/N_t]_{FEC}$  et  $S$  :

$$[E_s/N_0]_j = [E_s/N_t]_{SIC} * S * \left(1 + \frac{1}{2} * \left(\frac{1-\beta}{L_w}\right) * \left[\frac{E_s}{N_t}\right]_{FEC}\right) * \left(1 + \frac{1}{2} * \left(\frac{1-\beta}{L_w}\right) * [E_s/N_t]_{SIC}\right)^{j-2} \quad (4.34)$$

En suivant un raisonnement similaire aux deux cas précédents, nous pouvons créer une population de terminaux générant une distribution en puissance uniforme et aléatoire entre  $[E_s/N_0]_{min}$  et  $[E_s/N_0]_{max}$  tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} [E_s/N_0]_{min} = [E_s/N_t]_{FEC} * S \\ [E_s/N_0]_{max} = [E_s/N_t]_{SIC} * S * \left(1 + \frac{1}{2} * \left(\frac{1-\beta}{L_w}\right) * [E_s/N_t]_{FEC}\right) * \left(1 + \frac{1}{2} * \left(\frac{1-\beta}{L_w}\right) * [E_s/N_t]_{SIC}\right)^{K-2} \\ S = 1 + \beta * \left(\frac{1-\beta}{L_w}\right) * \left(\sum_{i=1}^K \left(\frac{1}{2}\right) * [E_s/N_0]_i\right) \end{array} \right\} \quad (4.35)$$

Pour valider ce modèle, nous allons résoudre le système pour différentes valeurs de  $\beta$  en choisissant les mêmes valeurs numériques que précédemment. Les résultats sont présentés dans la Figure 33.

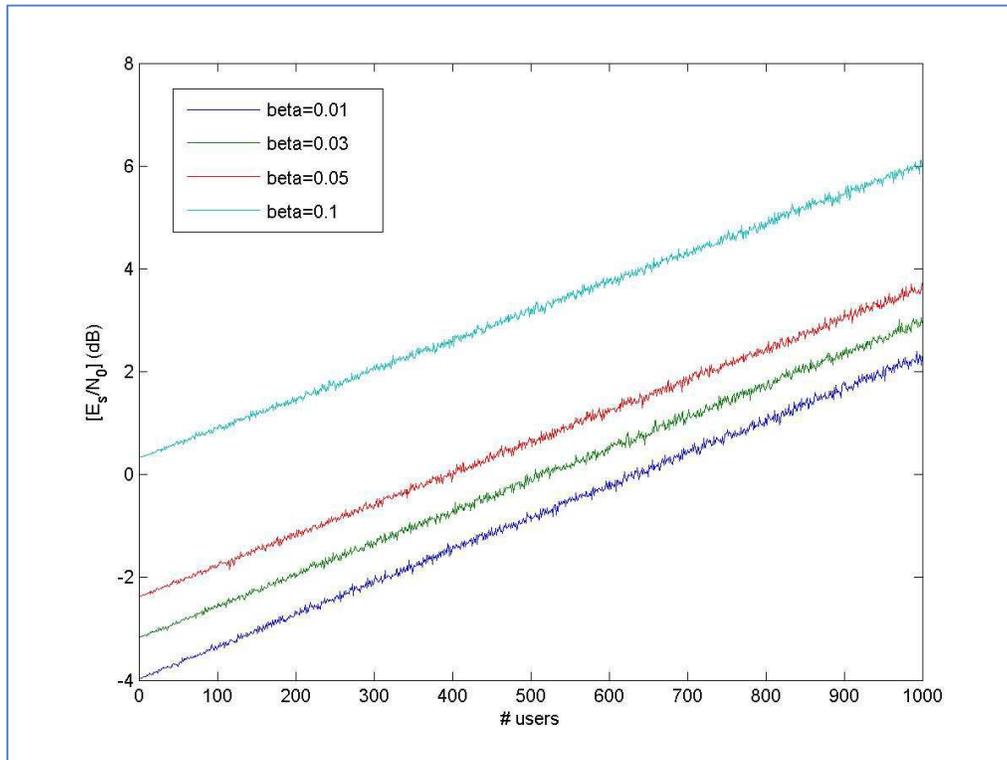


Figure 33 : Distributions optimales théoriques (scénario 2,  $\beta \neq 0$ )

Comme pour les scénarios précédents, les distributions uniformes en dB sont très proches des distributions optimales. La puissance moyenne de chacune d'entre elles augmente en fonction de  $\beta$ . Nous pouvons remarquer aussi qu'avec des valeurs de  $\beta$  très élevées (ex : 0.5), le système n'a plus de solution. En effet, les conditions portant sur les  $[E_s/N_t]$  ne peuvent aboutir à une solution.

#### 4.2.4. Validité du modèle de la distribution uniforme

A travers l'étude de cas précédente, nous avons pu dégager :

- 3 systèmes d'équations (4.24), (4.27) et (4.32) dont la résolution donne la distribution optimale en puissance à un instant donné.
- 3 distributions uniformes en dB définies par (4.26), (4.30) et (4.35) approchant les solutions réelles des systèmes (4.24), (4.27) et (4.32) quel que soit la configuration temporelle des paquets.

Si cette dernière série de modélisations paraissait valable pour des applications numériques particulières, il s'agit maintenant de questionner la validité de ces modèles dans un cadre général. La principale approximation réalisée a été de remplacer les valeurs des coefficients  $\alpha(i, k)$  par leur valeur moyenne à savoir 0.5. En fait, cette approximation est dépendante du nombre d'utilisateurs  $N$  dans le système. En effet, plus  $N$  est important, plus l'écart-type

entre les valeurs du modèle idéal et les valeurs du modèle de distribution uniforme en dB grandit. Si cela est difficile à démontrer de manière formelle étant donné la complexité des systèmes d'équations, on peut analyser ce comportement d'un point de vue statistique. En effet, lorsque nombre d'utilisateurs est élevé, l'effet principale de l'interférence générée par les autres paquets sur un paquet numérotée k est donnée par :

$$I(k) = \sum_{i=1}^{k-1} \alpha(i, k) * [E_s/N_0]_i$$

Notre approximation correspond à dire que :

$$\tilde{I}(k) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{k-1} [E_s/N_0]_i$$

Par conséquent, étant donné que les  $\alpha(i, k)$  sont définis à partir d'une distribution uniforme sur [0,1], la quantité  $\frac{I(k)-\tilde{I}(k)}{I(k)}$  représentant l'erreur sur l'interférence due à notre approximation va diminuer lorsque les valeurs de k augmentent. La variable k pouvant être compris entre 1 et K, la quantité moyenne  $\frac{I-\tilde{I}}{I}$  prenant en compte l'ensemble des terminaux va tendre vers 0 lorsque K tend vers l'infini. Pour résumer, plus K est grand, plus le système asynchrone se rapproche du comportement d'un système synchrone et donc plus l'approximation sur les  $\alpha(i, k)$  est juste. La Table 4 donne une illustration des valeurs d'écart-type (entre la distribution idéale et la distribution modélisée) pour une capacité de 1 bits/sec/Hz, un taux de codage égale à 1/3 et différents facteurs d'étalement (de 4 à 256). La valeur de  $\beta$  est nulle et on utilise le scénario 2 de notre étude de cas.

$L_w$	4	8	16	32	64	128	256	512
N	12	24	48	96	192	384	768	1536
Écart-type(dB)	0.42	0.32	0.22	0.1537	0.1136	0.0806	0.0561	0.0398

**Table 4 : Validité de la distribution uniforme aléatoire en fonction du facteur d'étalement**

Or, le nombre de paquets simultanés est dépendant de  $L_w$ , de  $r$  le taux de codage pour une certaine capacité selon :

$$N = \frac{L_w}{r} * C$$

Cela signifie que plus on utilisera un facteur d'étalement grand ou un taux de codage faible pour une capacité donnée, plus la distribution uniforme sera proche de la distribution optimale.

Pour ensuite évaluer l'impact de l'écart type trouvé, il faut se référer aux Figures 8 et 9 donnant l'efficacité du turbo-décodage. En effet, on va pouvoir traduire cet écart type en variations en termes de probabilité de démodulation. Si il est clair que les valeurs trouvées pour les facteurs d'étalement élevés (128, 256 ou 512), il est clair que l'on aura une dégradation de performances pour des facteurs d'étalement plus faibles. On sera obligé de réévaluer les valeurs de seuils (SIC et FEC) utilisées. Cependant, on peut considérer que la modélisation proposée est utilisable même avec un nombre limité d'utilisateurs.

#### 4.2.5. La distribution réelle

Nous pouvons donc établir que les distributions optimales en puissance pour le protocole E-SSA correspondent à des distributions uniformes s'étalant d'une valeur minimale  $[E_s/N_0]_{min}$  à une valeur  $[E_s/N_0]_{max}$  définies par les paramètres suivants :

- $[E_s/N_t]_{SIC}$
- $[E_s/N_t]_{FEC}$
- $\beta$  le facteur de puissance résiduelle après annulation d'interférences
- $K$  le nombre de terminaux émettant simultanément (lié intrinsèquement à la capacité du système)

Parmi ces 4 composantes, 3 peuvent être facilement déterminables car elles correspondent à des paramètres utilisées dans un système de télécommunications standard. En effet,  $\beta$  est lié à l'estimation du paquet alors que  $[E_s/N_0]_{FEC}$  est dépendant du type de FEC utilisé. Enfin,  $K$  est lié à la capacité et au facteur d'étalement. En revanche,  $[E_s/N_0]_{SIC}$  est totalement dépendant de l'architecture choisie pour la SIC. C'est cette valeur qui va conditionner pour beaucoup l'efficacité du système.

Nous pouvons maintenant conserver uniquement le dernier cas étudié (scénario 2 et  $\beta \neq 0$ ) car les deux autres cas sont des cas particuliers de ce dernier. Le système d'équations définissant la distribution en puissance la plus adapté pour le protocole E-SSA et pour un nombre  $K$  d'utilisateurs simultanés est finalement le système (4.35) :

$$\left\{ \begin{array}{l} [E_s/N_0]_{min} = [E_s/N_t]_{FEC} * S \\ [E_s/N_0]_{max} = [E_s/N_t]_{SIC} * S * \left( 1 + \frac{1}{2} * \left( \frac{1-\beta}{L_w} \right) * [E_s/N_t]_{FEC} \right) * \left( 1 + \frac{1}{2} * \left( \frac{1-\beta}{L_w} \right) * [E_s/N_t]_{SIC} \right)^{K-2} \\ S = 1 + \beta * \left( \frac{1-\beta}{L_w} \right) * \left( \sum_{i=1}^K \left( \frac{1}{2} \right) * [E_s/N_0]_i \right) \end{array} \right. \quad (4.35)$$

Cependant, dans un système réel, le nombre  $K$  d'utilisateurs peut varier au cours du temps. En conséquence, la puissance que devra émettre un terminal pourra changer au cours du temps. Le terminal devra en fait utiliser une puissance qui suit la formule (4.36).

$$[E_s/N_0]_{j,dB} = [E_s/N_t]_{FEC,dB} + ([E_s/N_0]_{max,dB} - [E_s/N_0]_{min,dB}) * rand(0,1) \quad (4.36)$$

où  $rand(0,1)$  représente la loi de distribution uniforme sur  $[0,1]$

Le calcul de  $[E_s/N_0]_{\min}$  et  $[E_s/N_0]_{\max}$  est dépendant de de l'expression de S elle-même dépendante du nombre d'utilisateurs simultanés. Sachant que l'ensemble des  $[E_s/N_0]_j$  forme une distribution uniforme en dB, on reconnaît l'expression d'une somme des termes d'une suite géométrique lorsque l'on somme tous les  $[E_s/N_0]_i$ . Cela nous permet d'écrire :

$$\sum_{i=1}^K [E_s/N_0]_i = \frac{(1 + (\frac{1}{2}) * (\frac{1-\beta}{L_w}) * (\frac{[E_s/N_0]_{\max} - [E_s/N_0]_{\min}}{K-1}))^{K-1} - 1}{(\frac{1}{2}) * (\frac{1-\beta}{L_w}) * (\frac{[E_s/N_0]_{\max} - [E_s/N_0]_{\min}}{K-1})}$$

On notera :

$$\sum_{i=1}^K [E_s/N_0]_i = R([E_s/N_0]_{\min}, [E_s/N_0]_{\max})$$

Nous pouvons alors déduire le système suivant pour le calcul de  $[E_s/N_0]_{\min}$  et  $[E_s/N_0]_{\max}$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} [E_s/N_0]_{\min} = [E_s/N_t]_{FEC} * S \\ [E_s/N_0]_{\max} = [E_s/N_t]_{FEC} * S * (1 + \frac{1}{2} * (\frac{1-\beta}{L_w}) * [E_s/N_t]_{SIC})^{K-1} \\ S = 1 + \beta * (\frac{1}{L_w}) * (\frac{1}{2}) * R([E_s/N_0]_{\min}, [E_s/N_0]_{\max}) \end{array} \right\} \quad (4.37)$$

Nous avons donc finalement appliqué le principe de Viterbi au protocole E-SSA et nous avons pu exprimer le résultat sous une forme simple et utilisable dans un système réel. Il nous reste maintenant à déterminer le  $[E_s/N_t]_{SIC}$  de notre système pour pouvoir appliquer pratiquement la distribution uniforme comme la distribution optimale de notre système.

# Chapitre 5 : Etude et résultats sur la distribution uniforme en dB

---

Après avoir défini la distribution uniforme en dB comme la distribution optimale du système, nous allons regarder de manière plus précise comment l'E-SSA se comporte avec une telle distribution en puissance. Pour atteindre ce but, nous allons réutiliser le modèle élaboré dans le chapitre précédent et l'affiner grâce à un processus simulant les techniques de SIC. Ensuite, nous confronterons nos considérations théoriques avec les résultats expérimentaux obtenus grâce au simulateur de l'ESA et à l'implémentation SDR du protocole E-SSA.

## 5.1. Caractéristiques de la distribution uniforme en dB

### 5.1.1. Calcul du SNIR d'une distribution uniforme avant démodulation

La valeur du  $[E_s/N_t]$  de chaque paquet d'une distribution uniforme définie par  $[E_s/N_0]_{\min}$  et  $[E_s/N_0]_{\max}$  est assez facile à calculer et répond à la formule suivante. Elle représente en fait le calcul d'une distribution uniforme sur laquelle le processus de SIC n'est pas appliqué :

$$[E_s/N_t]_j = \frac{[E_s/N_0]_j}{1 + \left(\frac{1}{LW}\right) * (\sum_{i=1}^K \alpha(i,j) * [E_s/N_0]_i)} \quad (5.1)$$

avec  $[E_s/N_0]_j = \frac{P_j}{R_s * N_0}$ ,  $R_s$  étant le débit symbole,  $P_j$  la puissance du paquet  $j$ ,  $K$  le nombre de paquets simultanés du système et  $\alpha(i, i) = 0$

En tenant compte de l'approximation  $\alpha(i, j) = 1/2$ , on peut écrire qu'une distribution uniforme aléatoire est très proche de la formule définie par (5.2) à condition que  $K$  soit suffisamment grand.

$$[E_s/N_0]_{j,dB} = [E_s/N_0]_{\min,dB} + j * \frac{[E_s/N_0]_{\max,dB} - [E_s/N_0]_{\min,dB}}{K} \quad (5.2)$$

Pour simplifier l'expression de  $[E_s/N_t]_j$ , on peut calculer le  $[E_s/N_0]$  « moyen » défini par

$$[E_s/N_0]_{moy} = \left(\frac{1}{2 * K}\right) * \sum_{i=1}^K [E_s/N_0]_i$$

La formule (5.2) se transforme en (5.3) :

$$[E_s/N_t]_{j,dB} = [E_s/N_0]_{min,dB} - 10 \log_{10} \left(1 + \frac{K * [E_s/N_0]_{moy}}{L_w}\right) + j * \frac{[E_s/N_0]_{max,dB} - [E_s/N_0]_{min,dB}}{K}$$

(5.3)

On reconnaît une fonction affine comme le montre la Figure 34 réalisée avec les hypothèses suivantes :  $[E_s/N_0]_{min,dB} = 2dB$ ,  $[E_s/N_0]_{max,dB} = 12dB$ ,  $K = 2000$ ,  $L_w = 256$ .

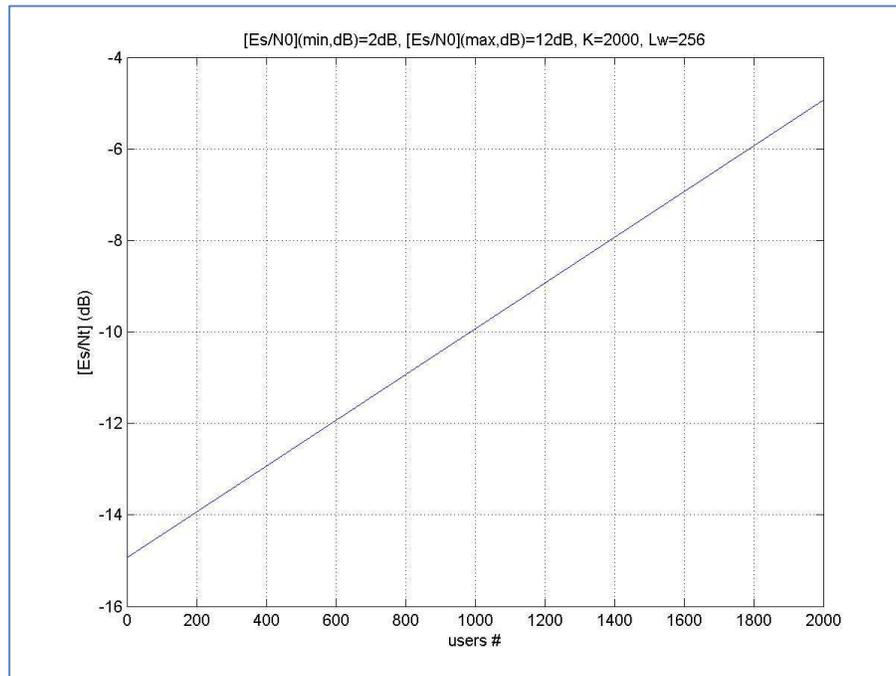


Figure 34 :  $[E_s/N_t]$  d'une distribution uniforme en dB avant SIC

### 5.1.2. Calcul du SNIR d'une distribution uniforme durant le processus de SIC

Dans le chapitre précédent,  $K$  était fixé et nous faisons varier les puissances de chaque utilisateur afin d'optimiser le système. Maintenant, il s'agit de fixer les bornes de la distribution uniforme et de regarder l'impact du nombre d'utilisateurs sur le système. Cette étude va nous permettre de mieux comprendre les stratégies à mettre en place dans un système réel où la charge en nombre d'utilisateurs peut subir des variations importantes. La première étape est de calculer le SNIR moyen d'un paquet E-SSA au moment de sa démodulation à partir des caractéristiques de la distribution uniforme en dB.

L'hypothèse est la même que précédemment : nous travaillons avec une population de terminaux dont la distribution en puissance est uniforme caractérisée par une puissance minimale  $P_{min}$  et une puissance maximale  $P_{max}$  avec  $\{P_1 < P_2 \dots < P_j < \dots < P_K\}$  les puissances

des différents utilisateurs. Nous savons que le paquet  $j$  est démodulé une fois que les paquets allant de  $k + 1$  à  $N$  ont été effacés. Cela donne l'expression suivante pour le SNIR par symbole :

$$[E_s/N_t]_j = \frac{[E_s/N_0]_j}{1 + \left(\frac{1}{L_w}\right) * \left(\sum_{i=1}^{j-1} [E_s/N_0]_i * \alpha(j,i) + \beta * \sum_{i=j+1}^K [E_s/N_0]_i * \alpha(j,i)\right)} \quad (5.4)$$

Nous allons en fait rechercher le SNIR par symbole moyen d'un paquet lors de sa démodulation en posant les hypothèses suivantes :

- $\alpha(i, j) = \frac{1}{2}$
- $[E_s/N_0]_{j,dB} = [E_s/N_0]_{min,dB} + j * \frac{[E_s/N_0]_{max,dB} - [E_s/N_0]_{min,dB}}{K}$
- $\Delta l_{dB} = \frac{[E_s/N_0]_{max,dB} - [E_s/N_0]_{min,dB}}{K}$
- $\Delta l = 10^{\frac{[E_s/N_0]_{max,dB} - [E_s/N_0]_{min,dB}}{10 * K}}$

On peut alors écrire :

$$[E_s/N_0]_j = [E_s/N_0]_{min} * 10^{j * \Delta l_{dB}/10}$$

On va maintenant étudier  $[E_s/N_0]_j$  comme une fonction de la variable  $j$ . On utilisera la notation  $\Omega(j)$ .

Ce qui donne :

$$\Omega(j) = \frac{[E_s/N_0]_{min} * 10^{j * \Delta l_{dB}/10}}{1 + \left(\frac{1}{2 * L_w}\right) * \left(\sum_{i=1}^{j-1} [E_s/N_0]_{min} * 10^{i * \Delta l_{dB}/10} + \beta * \sum_{i=j+1}^K [E_s/N_0]_{min} * 10^{i * \Delta l_{dB}/10}\right)}$$

$$\Omega(j) = \frac{[E_s/N_0]_{min} * 10^{j * \Delta l_{dB}/10}}{1 + \left(\frac{[E_s/N_0]_{min}}{2 * L_w}\right) * \left(\sum_{i=1}^{j-1} 10^{i * \Delta l_{dB}/10} + \beta * \sum_{i=j+1}^K 10^{i * \Delta l_{dB}/10}\right)}$$

En utilisant les résultats sur une somme d'éléments appartenant à une suite géométrique, on obtient :

$$\Omega(j) = \frac{[E_s/N_0]_{min} * \Delta l^j}{1 + \left(\frac{[E_s/N_0]_{min}}{2 * L_w * (1 - \Delta l)}\right) * (1 - \Delta l^j + \beta * (1 - \Delta l^{(K-j)}))} \quad (5.5)$$

Pour une meilleure lisibilité, on peut donc écrire :

$$\left[\frac{E_s}{N_t}\right]_{j,dB} = \left[\frac{E_s}{N_0}\right]_{min,dB} + j * \Delta l_{dB} - 10 \log_{10} \left(1 + \left(\frac{[E_s/N_0]_{min}}{2 * L_w * (1 - \Delta l)}\right) * (1 - \Delta l^j + \beta * (1 - \Delta l^{(K-j)}))\right) \quad (5.6)$$

Nous pouvons étudier le signe de la dérivée de la fonction  $\Omega(j)$ . Cela revient à regarder le signe de l'expression :

$$A * \log|\Delta l| * \Delta l^j + A * B * (1 + \beta) * \log|\Delta l| * \Delta l^j \quad (5.7)$$

avec  $A = [E_s/N_0]_{min}$  et  $B = \frac{[E_s/N_0]_{min}}{2 * L_w * (1 - \Delta l)}$

Sachant que  $\Delta l > 1$  et  $A > 1$ , le signe de la dérivée est le même que celui de  $1 + B * (1 + \beta)$  qui est une constante. Par conséquent, la fonction  $[E_s/N_t]_j$  est monotone sur l'intervalle  $[1, K]$ . Nous pouvons même trouver la valeur de  $K$  qui rend  $[E_s/N_t]_j$  constante sur  $[1, K]$ . Il faut résoudre l'équation  $\Psi = 0$  avec :

$$\Psi = 1 + \frac{[E_s/N_0]_{min} * (1 + \beta)}{2 * L_w * (1 - \left(\frac{[E_s/N_0]_{max}}{[E_s/N_0]_{min}}\right)^{\frac{1}{K}})} \quad (5.8)$$

Ce qui donne :

$$2 * L_w * \left( \left( \frac{[E_s/N_0]_{max}}{[E_s/N_0]_{min}} \right)^{\frac{1}{K}} - 1 \right) = [E_s/N_0]_{min} * (1 + \beta)$$

$$\frac{1}{K} * \log \left( \frac{[E_s/N_0]_{max}}{[E_s/N_0]_{min}} \right) = \log \left( \frac{[E_s/N_0]_{min} * (1 + \beta)}{2 * L_w} + 1 \right)$$

$$K = \frac{\log \left( \frac{[E_s/N_0]_{max}}{[E_s/N_0]_{min}} \right)}{\log \left( \frac{[E_s/N_0]_{min} * (1 + \beta)}{2 * L_w} + 1 \right)} \quad (5.9)$$

On peut donc en conclure que pour une distribution uniforme en dB définie par des valeurs  $[E_s/N_0]_{min}$  et  $[E_s/N_0]_{max}$ , il existe une valeur de  $K$  que l'on va appeler  $K_{cons}$  défini par (5.9) qui donne  $[E_s/N_t]_j$  une fonction constante de  $j$ . Si on a  $K < K_{cons}$ , alors la fonction  $[E_s/N_t]_j$  est croissante mais si  $K > K_{cons}$ , alors la fonction  $[E_s/N_t]_j$  est décroissante. On est donc capable de connaître la caractéristique des  $[E_s/N_t]_j$  par rapport au nombre  $K$  d'utilisateurs dans le système. Par conséquent, on peut connaître les utilisateurs qui sont démodulés avec les meilleurs ou les pires valeurs de  $[E_s/N_t]$ . À partir de là, on peut facilement étudier le comportement d'une distribution uniforme en dB par rapport à la charge du canal. Rappelons que la charge est reliée aux nombres d'utilisateurs par la formule :

$$C = \frac{r}{L_w} * K$$

Nous sommes donc en mesure de définir les caractéristiques d'une distribution uniforme en dB en fonction de la charge imposée sur le système. La Figure 35 et la Figure 36 représentent deux exemples de ces caractéristiques l'un avec  $\beta = 0$  et l'autre avec  $\beta \neq 0$ . Dans ces deux figures, le paquet 1 représente le paquet à la puissance la plus faible alors que le dernier est celui avec la puissance reçue la plus élevée. Pour la Figure 35 par exemple, nous pouvons voir qu'au-dessus de 1.4 bits/s/Hz la fonction devient décroissante. On obtient même une valeur minimale pour les  $[E_s/N_t]_j$  que l'on va pouvoir comparer au seuil de démodulation minimal  $[E_s/N_t]_{SIC}$  valeur référente pour le bon déroulement du processus de SIC. Cela va permettre d'avoir une approximation sur le fait que la démodulation soit possible ou non.

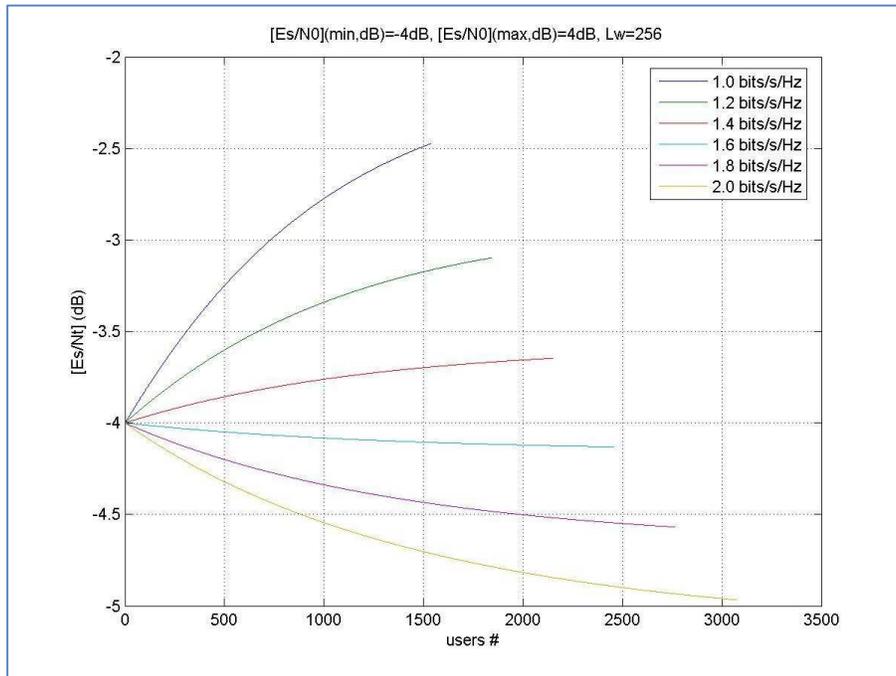


Figure 35 :  $[E_s/N_t]$  des terminaux pour différentes capacités ( $\beta=0$ )

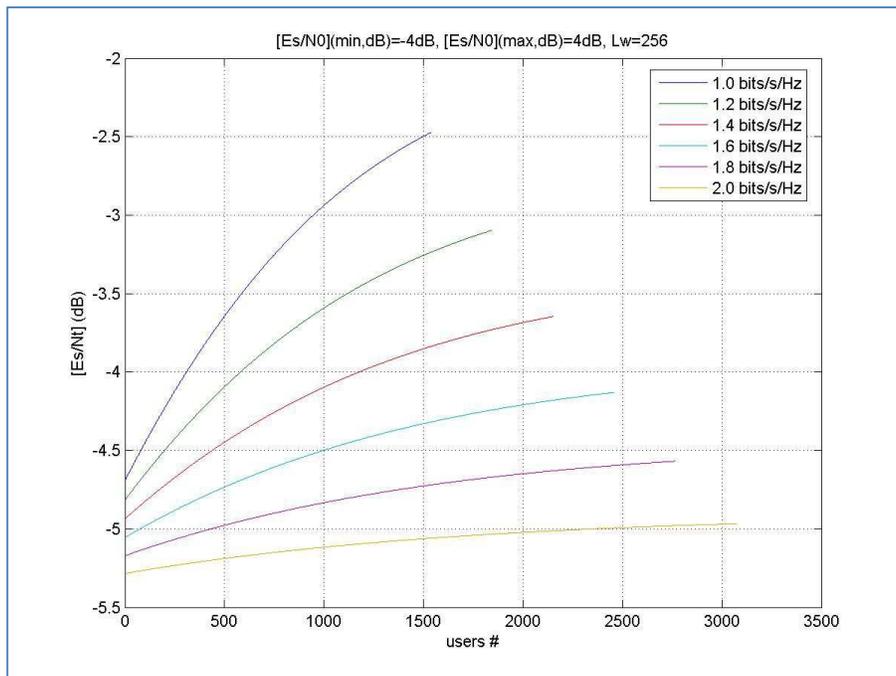


Figure 36 :  $[E_s/N_t]$  des terminaux pour différentes capacités ( $\beta=0.05$ )

### 5.1.3. Caractéristiques du seuil de SIC $[E_s/N_t]_{SIC}$

Jusqu'à maintenant, nous avons considéré que la démodulation d'un trafic E-SSA n'est possible que si l'ensemble des valeurs de  $[E_s/N_t]$  de chaque paquet est supérieur à une valeur seuil  $[E_s/N_t]_{SIC}$ . Il s'agit maintenant de définir les valeurs exactes de ce seuil en fonction des caractéristiques du système. C'est sûrement le paramètre le plus difficile à définir car il dépend de la structure interne de la SIC et de la distribution en puissance choisie. En effet, Pour mieux comprendre nous allons prendre l'exemple de deux distributions opposées. La première distribution est une distribution constante (i.e uniforme avec 0 dB d'étalement) c'est-à-dire que tous les utilisateurs travaillent avec le même  $[E_s/N_0]$  alors que la seconde est une distribution uniforme étalée sur 10dB. Le tableau suivant résume les caractéristiques de nos deux distributions « test ».

Type de distribution	Constante	Uniforme
Taux de codage	1/3	1/3
Spreading factor	256	256
Valeurs de $[E_s/N_0]$	[-3dB,7dB]	1dB
Capacité associée	1.0 b/s/Hz	3.0 b/s/Hz
Nombre d'utilisateurs	1536	3840

Table 5 : Caractéristiques des deux distributions comparées

La Figure 37 présente les résultats en termes de  $[E_s/N_t]$  pour les deux distributions. Comme pour les figures précédentes, le paquet 1 est celui reçue avec la puissance la plus faible. La différence majeure est que dans le premier cas le  $[E_s/N_t]$  remonte très rapidement vers des valeurs plus élevées alors que dans le second il reste juste au-dessus de la valeur la plus faible. Etant donné le processus itératif, la distribution constante va pouvoir démarrer avec un seuil de SIC plus faible que dans le cas de la distribution uniforme étalée sur 10dB. En effet, dans le second cas, si on démarre à  $[E_s/N_t]$  trop faible, on ne démodulera que très peu de paquets ce qui sera insuffisant pour permettre au cycle suivant de détecter de nouveaux paquets. A l'inverse, avec le cas de la distribution uniforme, la suppression de seulement quelques paquets permet de passer au cycle suivant.

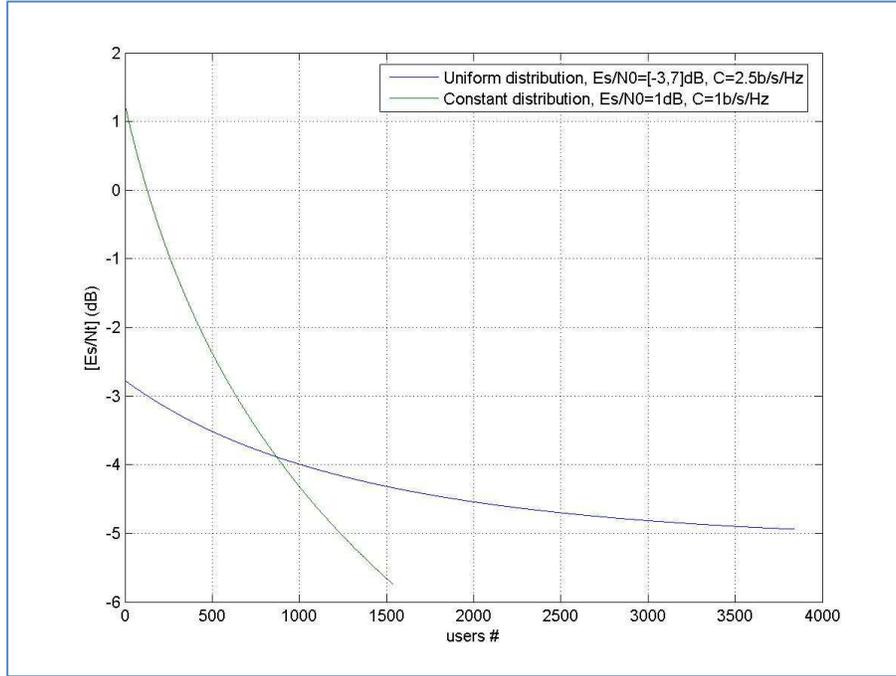


Figure 37 :  $[E_s/N_t]$  des distributions uniforme et constante

Le seuil de SIC est en fait dépendant du type de distribution utilisée. Nous devons donc maintenant intégrer à notre réflexion les caractéristiques précises du processus de SIC.

#### 5.1.4. Processus analytique simulant la SIC

Pour approfondir la notion de seuil pour la SIC, nous allons essayer de représenter analytiquement le processus de SIC en introduisant les notions de probabilité de démodulation et de nombre d'itérations. En effet, nous avons jusque-là raisonné avec l'hypothèse qu'au moment de sa démodulation un paquet subissait les interférences des paquets de plus petite puissance mais que les paquets de plus haute puissance avaient été effacés ou partiellement effacés selon la valeur de  $\beta$ . Cela reste une approximation du processus réel car en réalité chaque paquet est représenté par une probabilité d'être démodulé à un instant donné. Cela implique que toutes les démodulations sont dépendantes les unes des autres sachant que chacune a une certaine probabilité d'être réussie. Il nous faut donc être plus précis et nous allons maintenant raisonner sur l'hypothèse suivante : le  $[E_s/N_t]$  de chaque paquet est dépendant de la probabilité de démodulation de tous les autres paquets au moment où le système essaye de le démoduler :

$$[E_s/N_t]_j = \frac{[E_s/N_0]_j}{1 + \left(\frac{1}{2 * L_w}\right) * \left(\sum_{i=1}^{j-1} \sigma_i(k) * [E_s/N_0]_i + \sum_{j+1=1}^K \sigma_i(k-1) * [E_s/N_0]_i\right)} \quad (5.10)$$

$$\text{Avec } \sigma_i(k) = (1 - PrD_i(k)) + \beta * PrD_i(k)$$

où  $k$  représente le nombre d'itérations du système,  $PrD_i(k)$  représente la probabilité que le paquet  $i$  soit démodulé à l'itération  $k$ .

L'idée est de calculer l'interférence du paquet  $i$  sur le paquet  $j$  à l'itération  $k$  comme la moyenne pondérée calculée à partir de la probabilité que ce paquet  $i$  ait été démodulé ou non au moment où la démodulation du paquet  $k$  est tentée. Cette probabilité est en fait exprimée par la valeur connue du FER pour une valeur de  $[E_s/N_0]$  donné comme dans les figures 8 et 9 par exemple. La Figure 38 présente ce système itératif de calcul simulant le processus de SIC. La première étape est d'initialiser les valeurs de la matrice des PrD à 1 lors de la première itération. On peut alors calculer la valeur de  $[E_s/N_t]$  pour le paquet dont la puissance est la plus élevée. Grâce à la caractéristique connue du FER d'un paquet, on en déduit sa probabilité de démodulation et on met donc à jour la nouvelle matrice des PrD avec la valeur trouvée. On peut alors calculer le  $[E_s/N_t]$  du paquet suivant (la deuxième puissance la plus élevée) à partir de la nouvelle matrice de PrD. Le processus peut alors continuer jusqu'au dernier paquet et passer ensuite à l'itération suivante.

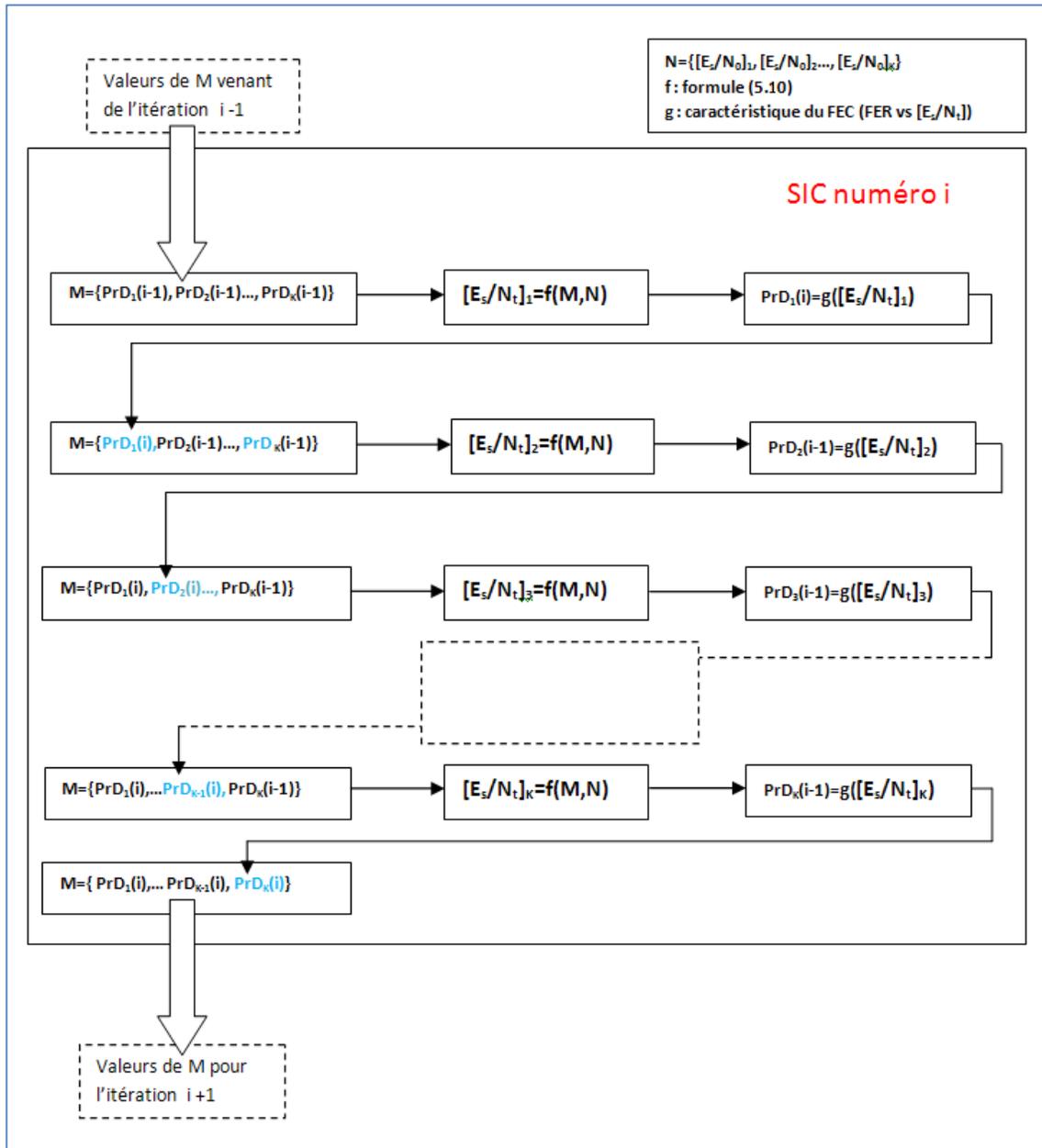


Figure 38 : Processus analytique de SIC au cours d'une itération

En réalité, cela va donc aboutir à un système formé par les  $PrD_j(i)$  dont les valeurs vont converger vers des valeurs très proches de 0 (ce qui va correspondre à une démodulation réussie de l'ensemble des paquets) ou des valeurs qui ne vont pas converger vers 0 (ce qui va correspondre à un échec de la démodulation de tous les paquets). On peut alors calculer la valeur du PLR qui correspondra à la moyenne des  $PrD_j$  lors de la dernière itération.

Grâce à ce processus, nous pouvons définir la valeur du seuil de SIC  $[E_s/N_t]_{SIC}$  pour n'importe quel distribution uniforme en dB. En effet, lorsqu'on atteint la capacité maximale possible, cela signifie qu'on a trouvé la valeur limite entre la convergence vers 0 et la divergence de la suite des  $PrD_j(i)$ . La valeur de  $[E_s/N_t]$  la plus faible sur l'ensemble des

utilisateurs nous donne alors la valeur de  $[E_s/N_t]_{SIC}$ . Les tables 6 et 7 montrent plusieurs exemples de simulations avec les  $[E_s/N_t]_{SIC}$  correspondants. Les paramètres de simulation sont les suivants :

- paquets de 100 bits utiles (donc FER relatif à la Figure 8)
- $r = 1/3$
- $\beta = 0$
- 30 itérations de SIC
- $[E_s/N_0]_{FEC} = -2.8\text{dB}$

On peut voir que plus la distribution uniforme en dB est étalée, plus la valeur de  $[E_s/N_t]_{SIC}$  est élevée. Ici, nous avons travaillé avec  $\beta = 0$  mais les valeurs de seuil trouvées sont en fait indépendantes de  $\beta$ . En effet, les différentes caractéristiques de  $[E_s/N_t]$  (exemple en Figure 37) qui saturent le système sont toujours décroissantes ou constantes. Cela est causé par l'addition de deux caractéristiques de nos distributions :

- Le dernier paquet démodulé (utilisateur numéro 1) doit avoir une valeur de  $[E_s/N_t]$  supérieure à  $[E_s/N_t]_{FEC}$  elle-même supérieure à  $[E_s/N_t]_{SIC}$ .
- La caractéristique de  $[E_s/N_t]$  est strictement monotone par rapport au numéro de l'utilisateur.

C'est donc le premier paquet démodulé (plus grande puissance) qui donne la référence pour le seuil de SIC. Sa valeur de SNIR est indépendante de  $\beta$  car aucune démodulation n'a encore été effectuée à ce moment-là.

$[E_s/N_0]_{min}$ (dB)	$[E_s/N_0]_{max}$ (dB)	$\Delta([E_s/N_0])$ (dB)	Capacité maximale (bits/s/Hz)	$[E_s/N_t]_{SIC}$ (dB)
-2.8	-2.8	0	0.6	-5.7
-2.8	-1.8	1	0.71	-5.31
-2.8	-0.8	2	0.84	-5.06
-2.8	0.2	3	0.99	-4.89
-2.8	1.2	4	1.17	-4.83
-2.8	3.2	6	1.51	-4.69
-2.8	5.2	8	1.92	-4.66
-2.8	10.2	13	2.86	-4.49
-2.8	15.2	18	3.85	-4.44

Table 6 : Calcul du seuil de SIC avec  $\beta=0$  et  $[E_s/N_0]_{min}=[E_s/N_0]_{FEC}$

$[E_s/N_0]_{min}$ (dB)	$[E_s/N_0]_{max}$ (dB)	$\Delta([E_s/N_0])$ (dB)	Capacité maximale (bits/s/Hz)	$[E_s/N_t]_{SIC}$ (dB)
1.2	1.2	0	1.05	-5.9
1.2	3.2	2	1.19	-5.2

1.2	5.2	4	1.48	-5.04
1.2	10.2	9	2.23	-4.64
1.2	15.2	14	3.15	-4.53
10.2	10.2	0	1.27	-5.9
10.2	15.2	4	1.6	-5.01

Table 7 : Calcul du seuil de SIC avec  $\beta=0$  et  $[E_s/N_0]_{min} > [E_s/N_0]_{FEC}$

Nous pouvons voir que la valeur de  $[E_s/N_0]_{min}$  impacte très peu les valeurs de  $[E_s/N_t]_{SIC}$ . C'est en fait  $\Delta([E_s/N_0])$ , c'est-à-dire la différence entre les valeurs minimales et maximales de  $[E_s/N_0]$  qui est le principal paramètre à prendre en compte. On peut donc voir que la valeur de  $[E_s/N_t]_{SIC}$  varie en fonction de la différence entre  $[E_s/N_0]_{min}$  et  $[E_s/N_0]_{max}$ . Cette variation reste tout de même limitée d'un point de vue quantitatif comme le montre les valeurs des tableaux ci-dessus. Ce qui est intéressant c'est que les différences de seuil de SIC pour des distributions uniformes au-delà de 10dB d'étalement semblent être très réduites. Par conséquent dans un système réel dans lequel des terminaux auront une certaine dynamique en puissance, on pourra prendre comme référence le seuil de SIC le plus élevé à savoir celui qui correspond à la dynamique en puissance du terminal. Cependant, d'un point de vue purement théorique, cela signifie que le modèle de distribution parfaite pour le système n'est pas totalement uniforme. La construction de la distribution optimale doit alors être réalisée en tenant compte des variations du seuil de SIC.

### 5.1.5. Analyse globale

L'étude détaillée de la distribution uniforme en dB a mis en évidence de nombreux points qui permettront de mettre en pratique cette distribution dans un système réel. Elle a notamment permis d'affiner la notion de seuil de SIC à travers un processus de simulation de performances du protocole E-SSA. On a pu mettre en perspective une dépendance entre la valeur de  $[E_s/N_t]_{SIC}$  et l'étalement en puissance des terminaux. En toute rigueur, le système (4.35) devrait maintenant s'écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} [E_s/N_0]_{min} = [E_s/N_t]_{FEC} * S \\ [E_s/N_0]_{max} = S * \left( 1 + \frac{1}{2} * \left( \frac{1}{L_w} \right) * \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{FEC} \right) * \left[ \frac{E_s}{N_t} \right]_{SIC} (2) * \prod_{i=3}^K \left( 1 + \frac{1}{2} * \left( \frac{1}{L_w} \right) * [E_s/N_t]_{SIC}(i) \right) \\ S = 1 + \beta * \left( \frac{1}{L_w} \right) * \left( \frac{1}{2} \right) * R([E_s/N_0]_{min}, [E_s/N_0]_{max}) \end{array} \right\} \quad (5.11)$$

avec  $[E_s/N_t]_{SIC}(i)$  le seuil de SIC correspondant à la configuration de la distribution des paquets au moment de la démodulation du paquet  $i$ .

En interpolant les  $[E_s/N_t]_{SIC}(i)$  à partir des valeurs trouvées dans les tableaux de la partie précédente, on peut alors construire un exemple de distribution idéale comme montrée dans la Figure 39. La distribution reste tout de même proche d'une distribution uniforme et l'amélioration des performances reste très limitée. On profite juste de valeurs de seuil de SIC légèrement meilleures ( $\sim 1\text{dB}$ ) pour les terminaux fonctionnant à faible puissance.

Dans un système réel, il paraît tout à fait correct d'approximer la distribution optimale par une distribution uniforme. En effet, pour rechercher la distribution parfaite à l'image de la Figure 39, le système devra reconstruire pour chaque configuration de FEC les valeurs des différents  $[E_s/N_t]_{SIC}$  alors que pour une distribution uniforme il n'en a pas besoin. De plus, prendre en compte les variations de seuil peut apparaître inutile en comparaison des variations des différents paramètres d'un système réel.

Le deuxième point important est que nous sommes maintenant capables d'évaluer le PLR et le nombre d'itérations à réaliser à partir d'un processus semi-analytique. C'est très intéressant car nous pouvons comprendre ce qui se passe à chaque itération.

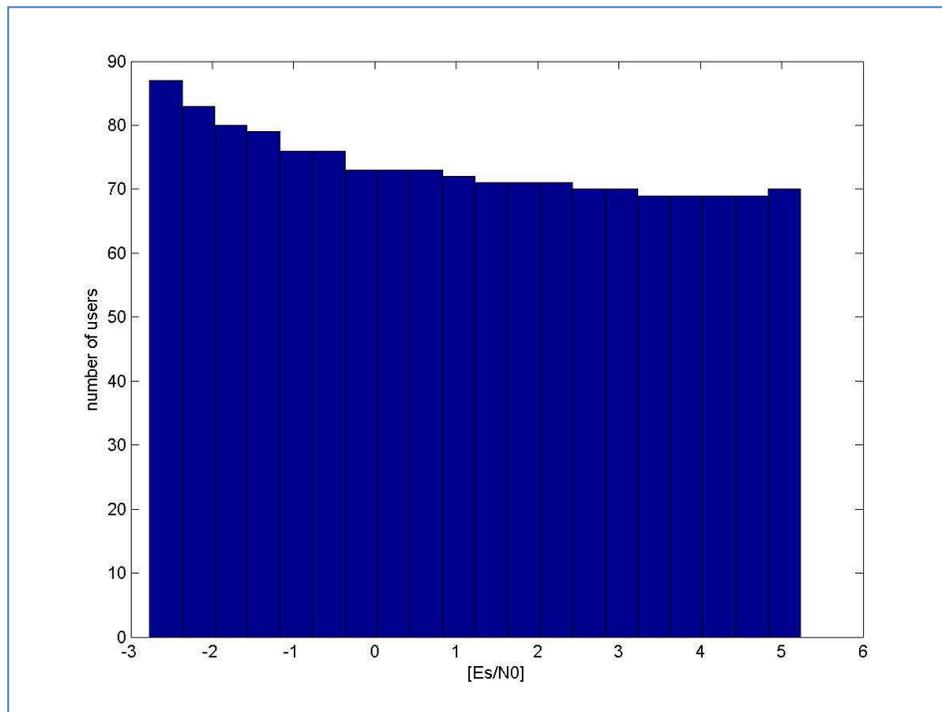


Figure 39 : Distribution idéale avec  $[E_s/N_0]_{\min}=-2.8\text{dB}$  et  $[E_s/N_0]_{\max}=5.2\text{dB}$

## 5.2. Performance et analyse

Dans ce chapitre, nous allons pouvoir étudier les résultats obtenus avec une distribution uniforme grâce à trois systèmes différents :

- Le processus semi-analytique représenté dans la Figure 38
- Le simulateur initial de l'ESA réalisé en Matlab
- La première implémentation du protocole E-SSA réalisée à partir d'une architecture Software Define Radio.

Nous procéderons en distinguant deux cas de figures : d'une part une annulation parfaite d'interférences (simulateur ESA) et d'autre part une annulation partielle (implémentation réelle), chacun des cas étant comparé au processus semi-analytique. Enfin, nous concluons cette partie d'analyse par une étude sur le nombre d'itérations de SIC nécessaires selon les configurations E-SSA choisies.

### 5.2.1. Annulation idéale d'interférences

#### 5.2.1.1. Le simulateur ESA

Dans cette première partie, les résultats obtenus avec le simulateur de l'ESA sont comparés à ceux obtenus avec le processus semi-analytique. Comme expliqué dans 2.2.2, l'annulation d'interférence est considérée comme parfaite lors de ces simulations et la valeur de  $\beta$  est donc nulle. Le simulateur travaille avec des paquets de 100 bits et un facteur d'étalement de 256 comme pour la configuration utilisée dans [5]. Les simulations sont donc réalisées avec la courbe de FEC de la Figure 8. Nous allons étudier quatre séries de résultats correspondant aux distributions uniformes suivantes :

- $\{[E_b/N_0]_{min}, [E_b/N_0]_{max}\} = \{2dB, 6dB\}$
- $\{[E_b/N_0]_{min}, [E_b/N_0]_{max}\} = \{2dB, 9dB\}$
- $\{[E_b/N_0]_{min}, [E_b/N_0]_{max}\} = \{2dB, 12dB\}$
- $\{[E_b/N_0]_{min}, [E_b/N_0]_{max}\} = \{2dB, 20dB\}$

En ce qui concerne les résultats obtenus grâce au processus semi-analytique, nous regardons le PLR moyen obtenu après 30 itérations de SIC en faisant varier la capacité entre 0.1 bits/s/Hz et 4 bits/s/Hz. Les courbes unis correspondent aux résultats de ce processus. Pour les simulations réelles, le nombre de SIC est diminué à 10 sachant que le processus de fenêtre glissante permet de compenser ce nombre d'itérations moins élevé. Ils sont représentés par les différents points sur le graphique de la Figure 40.

Nous pouvons voir la très bonne corrélation entre le processus semi-analytique et les simulations réelles. Les petites différences proviennent du fait que :

- La notion de fenêtre glissante n'est pas prise en compte dans le processus semi-analytique.
- Le calcul itératif du PLR reste une approximation de la réalité.

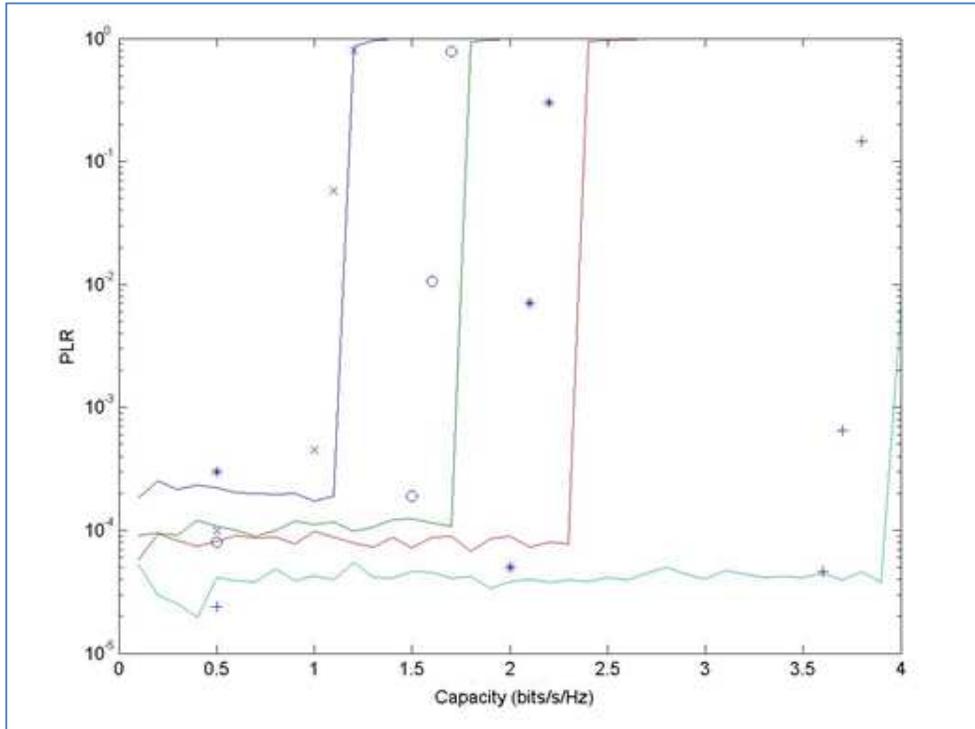


Figure 40 : Résultats analytiques et expérimentaux avec SIC parfaite

Il est intéressant de comparer les résultats existant en mobilité donnés dans [5] avec les résultats expérimentaux donnés dans ce chapitre. Alors que les premiers résultats sur l'E-SSA semblaient être majorés par une capacité aux environs de 2 bits/s/Hz, nous pouvons remarquer que le protocole peut travailler avec des capacités bien supérieures tant que les conditions le permettent (qualité de la démodulation et marge suffisante pour les terminaux).

### 5.2.1.2. Comparaison générale

Il s'agit maintenant de comparer les résultats théoriques (au sens de Shannon), semi-analytiques (équation 5.10) et expérimentaux (simulateur ESA). Les deux résultats théoriques donnés dans la Figure 41 correspondent à la limite absolue de Shannon et à la limite calculée pour un système CDMA avec SIC et un taux de codage de 1/3 (4.1.4). Les résultats semi-analytiques et expérimentaux sont ceux montrés dans la Figure 40. On définit en fait la capacité maximale comme la capacité la plus élevée ayant un PLR inférieur à  $10^{-3}$  et

on l'exprime en fonction du  $[E_s/N_0]_{sys}$ , c'est à dire la puissance moyenne d'un terminal pour une distribution uniforme donnée.

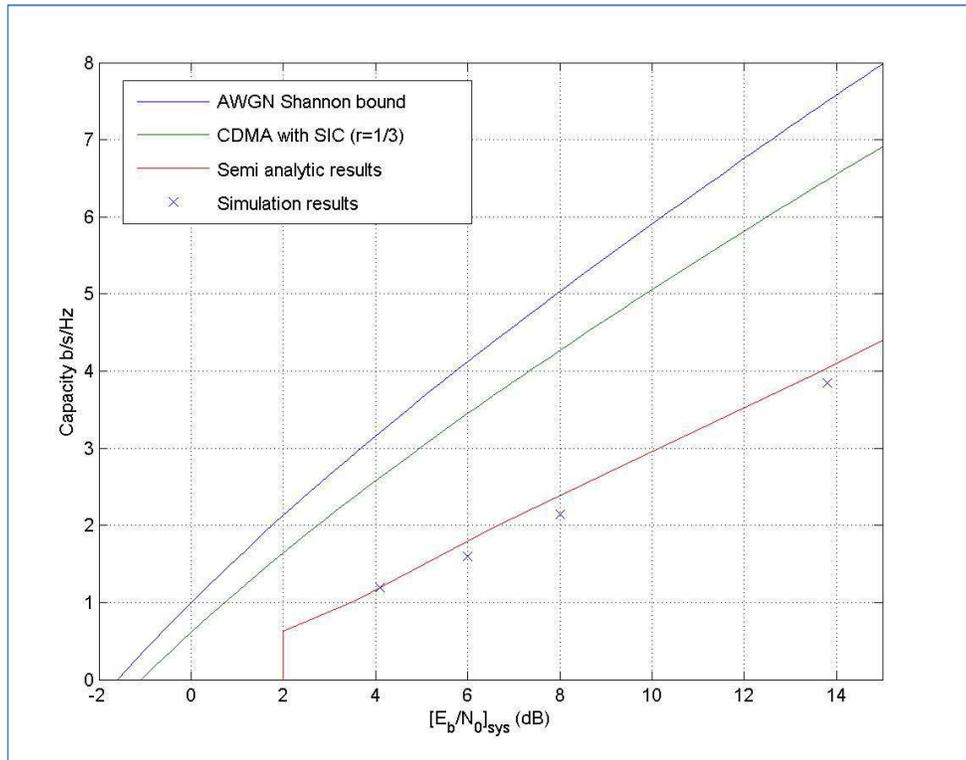


Figure 41 : Comparaison entre résultats E-SSA (100 bits) et limite théorique de Shannon

Nous observons une différence entre la limite théorique définie par Shannon et la capacité réelle atteinte. Elle est due en fait à l'écart entre le code théorique de Shannon et l'implémentation réelle du turbo code.

Une des manières d'améliorer les performances est d'augmenter de manière significative la taille des paquets E-SSA. Lorsqu'on augmente ce dernier paramètre, la pente de la caractéristique du FEC s'accroît (Figure 42) et deux phénomènes s'opposent à l'intérieur du processus de démodulation :

- La probabilité de démoduler un paquet à un  $[E_b/N_0]$  très faible devient quasi-nulle alors que ce n'était pas le cas pour des tailles de paquets inférieures.
- Le PLR des paquets au-dessus d'une certaine valeur de  $[E_b/N_0]$  devient quasi-nulle alors que ce n'était pas le cas avec des tailles de paquets inférieures

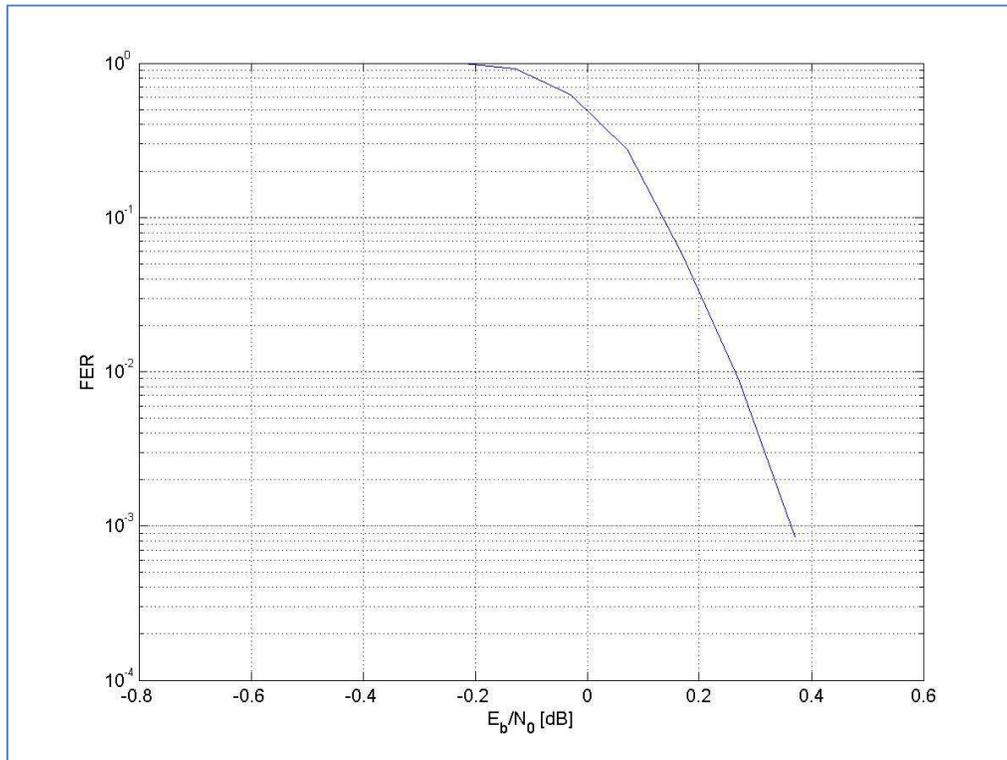


Figure 42 : Performance de Turbo code avec paquets de 5114 bits

Cela signifie que le processus de SIC a plus de chance de démarrer avec des paquets « courts » mais que la convergence du PLR vers une valeur proche de 0 sera plus facile à obtenir avec des paquets « longs ». En travaillant avec des paquets bien plus longs (5000 bits) que la longueur initiale (100 bits) ou une longueur intermédiaire (1200 bits), on voit sur la Figure 43 que les performances obtenues sont meilleures, c'est-à-dire que le fait d'une convergence plus rapide « prend le dessus » sur le fait de démarrer plus facilement le processus de SIC. Cependant, nous ne pouvons pas généraliser ce résultat au-delà de la norme 3GPP étant donné que la caractéristique du FEC va être totalement dépendante de la configuration choisie (nombre d'itérations, entrelaceurs,...).

Grâce au processus semi-analytique, on peut aussi faire varier le nombre d'itérations. Les résultats réalisés avec 10 itérations (Figure 44) montrent que les performances sont réduites par rapport à 100 itérations (Figure 43). La dégradation de performances reste tout de même plus importante pour les paquets de 100 bits car la convergence du PLR est moins rapide (en nombre d'itérations) que pour des longueurs de paquet plus grandes. En effet, cette convergence est liée à la pente de la caractéristique de FEC. Plus cette pente est élevée, plus le PLR va converger rapidement vers 0.

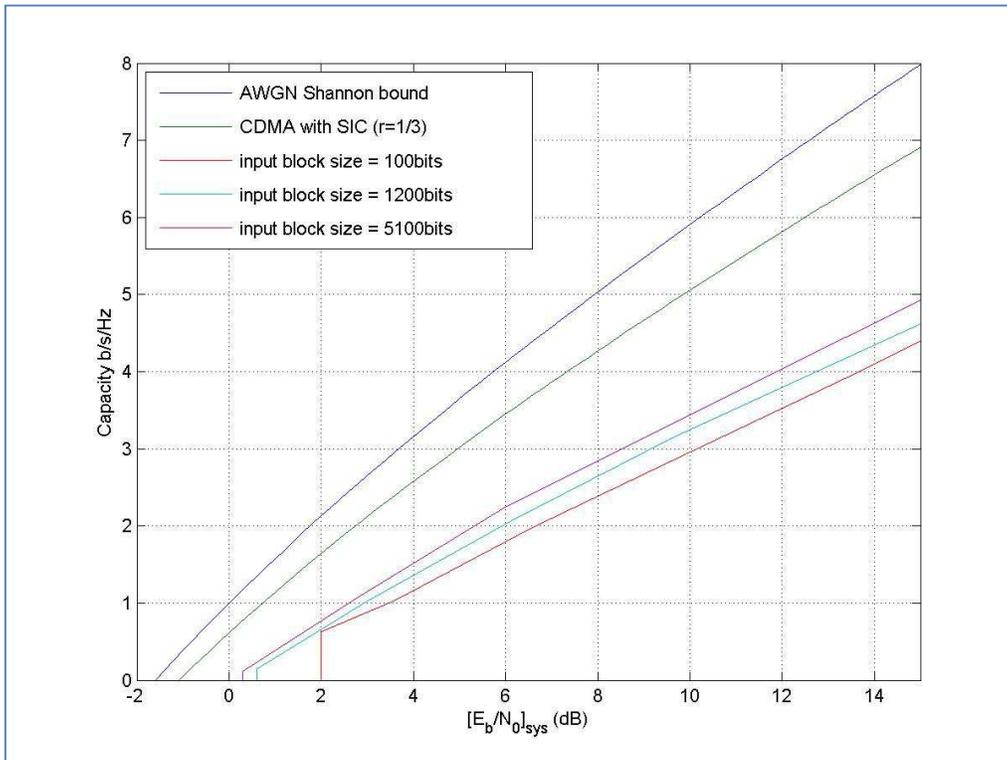


Figure 43 : Résultats issus du processus semi-analytiques avec 100 itérations de SIC ( $r=1/3$ )

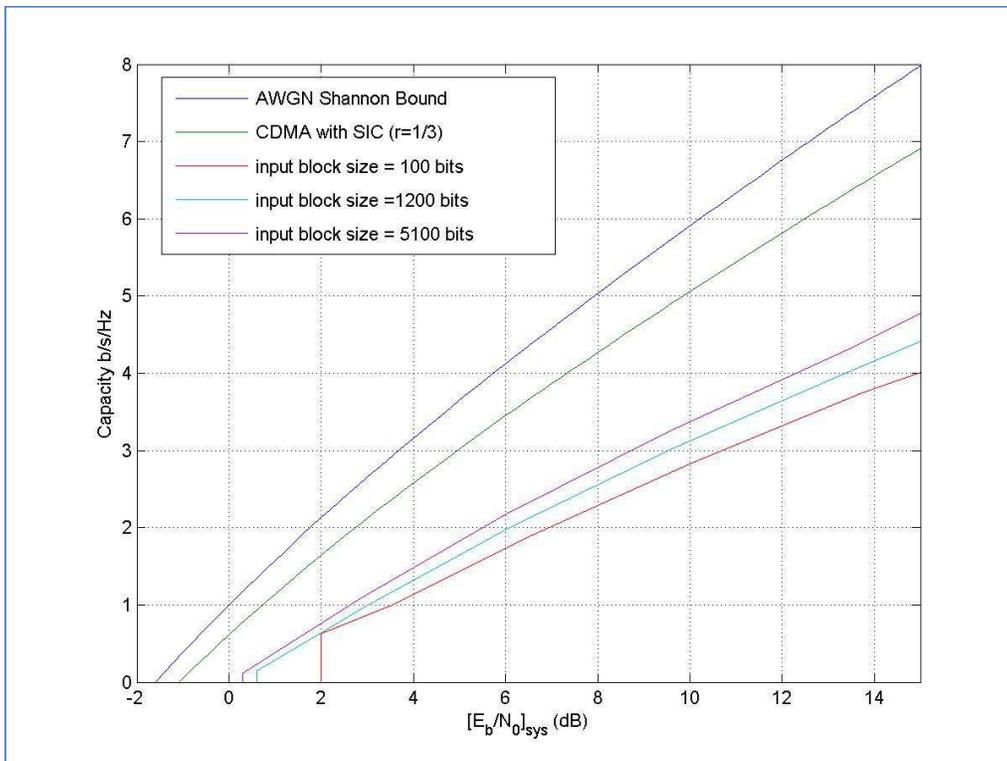


Figure 44 : Résultats issus du processus semi-analytiques avec 10 itérations de SIC ( $r=1/3$ )

Enfin, le dernier élément que l'on peut faire varier avec le processus semi-analytique est le taux de codage du FEC. En utilisant un turbo code 1/2 3GPP appliqué à des paquets de 5114 bits, on s'aperçoit que l'on retrouve le comportement théorique trouvé dans les chapitres précédents. Plus on utilise un taux de codage faible, plus les performances en termes de capacité totale sont importantes. La Figure 45 illustre ce phénomène.

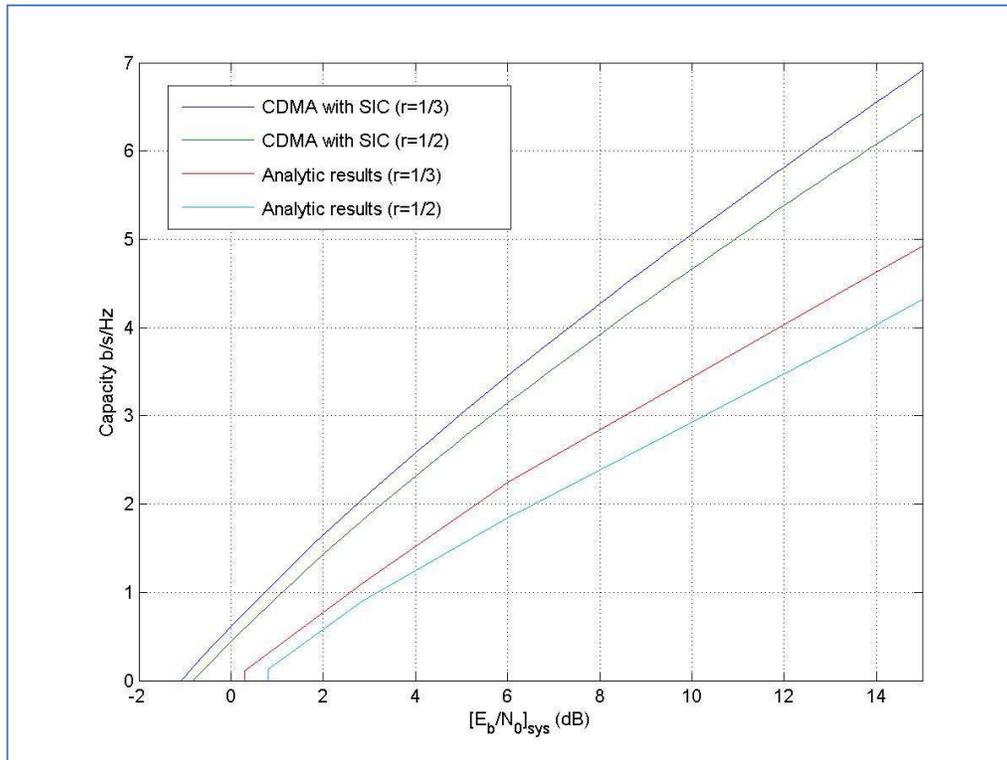


Figure 45 : Résultats semi-analytiques pour différents taux de codage

## 5.2.2. Annulation incomplète d'interférences

### 5.2.2.1. L'implémentation E-SSA

Dans cette seconde partie, les résultats obtenus avec l'implémentation E-SSA sont comparés à ceux obtenus avec le processus semi-analytique. Comme expliqué dans 2.2.2, l'annulation d'interférence n'est pas parfaite. En réalité, la valeur de  $\beta$  varie en fonction du SNR au moment de la démodulation. Comme il est difficile d'intégrer correctement cette dépendance à l'intérieur du processus semi-analytique, nous choisirons d'approximer  $\beta$  par sa valeur possible la plus élevée à savoir -21dB donc 0.08. L'implémentation E-SSA travaille avec des paquets de 1200 bits et un facteur d'étalement de 256 comme pour la configuration utilisée dans [3] et soumis à une caractéristique du FEC spécifique. Sur le

même modèle que précédemment, nous allons étudier les quatre séries de résultats correspondant aux distributions uniformes suivantes :

- $\{[E_b/N_0]_{min}, [E_b/N_0]_{max}\} = \{2dB, 6dB\}$
- $\{[E_b/N_0]_{min}, [E_b/N_0]_{max}\} = \{2dB, 9dB\}$
- $\{[E_b/N_0]_{min}, [E_b/N_0]_{max}\} = \{2dB, 12dB\}$
- $\{[E_b/N_0]_{min}, [E_b/N_0]_{max}\} = \{2dB, 20dB\}$

En ce qui concerne les résultats obtenus grâce au processus semi-analytique (4.49), nous regardons le PLR moyen obtenu après 30 itérations de SIC en faisant varier la capacité entre 0.1 bits/s/Hz et 4 bits/s/Hz. Les courbes unis correspondent aux résultats de ce processus sur la Figure 46. Pour les simulations réelles, le nombre de SIC est aussi de 30 et le PLR est obtenu en regardant le nombre de paquets non démodulés à la fin de la simulation.

Il est important de souligner que la valeur de  $\beta$  étant non nulle, il faut procéder à l'optimisation de la distribution en puissance comme réalisée dans les parties précédentes. Pour cela, nous considérons la valeur de  $[E_s/N_0]_{max}$  comme fixe et nous calculons la valeur de  $[E_s/N_0]_{min}$  correspondante à une certaine capacité grâce au système (4.40).

La Figure 46 montre une bonne corrélation entre les résultats semi-analytiques et expérimentaux. C'est clairement très intéressant car nous avons un processus capable d'évaluer assez précisément des résultats issus d'une implémentation d'un système E-SSA.

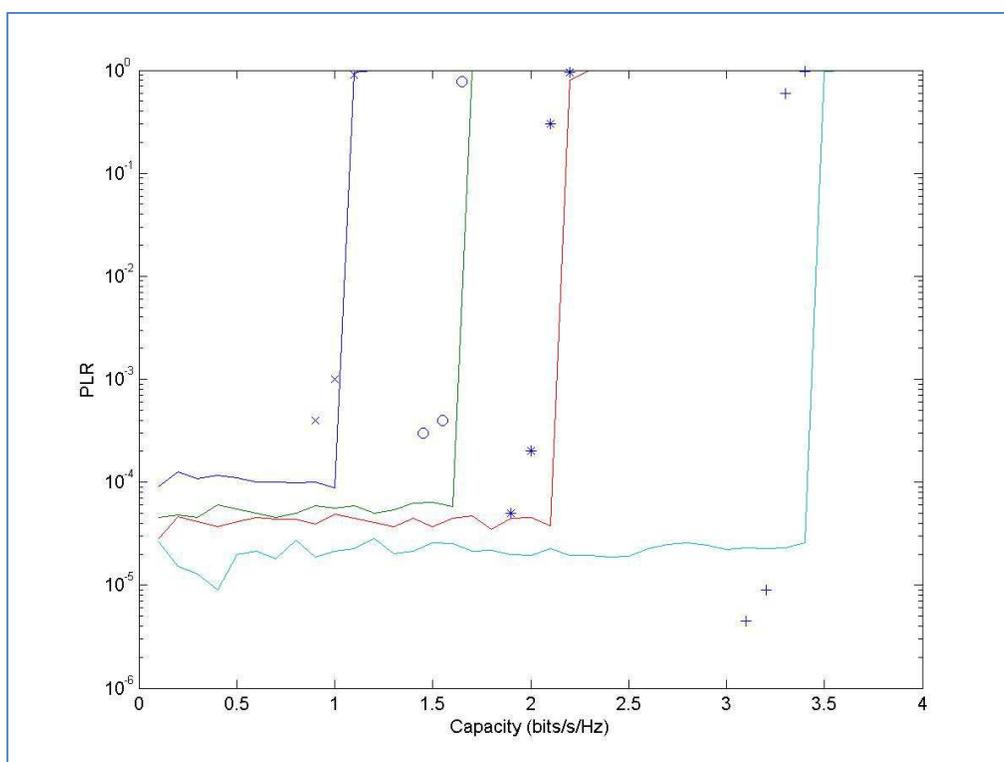


Figure 46 : Résultats analytiques et expérimentaux avec  $\beta$  non nul

### 5.2.2.2. Comparaison générale

Il est maintenant possible de regrouper la limite théorique du système (limite de Shannon), les résultats issus du processus semi analytique et ceux obtenus avec l'implémentation E-SSA. Cette comparaison apparaît sur la Figure 47. Il est intéressant de noter qu'en augmentant la longueur du paquet à 5100 bits (et donc en utilisant une caractéristique du FEC beaucoup plus « raide »), les performances sont meilleures. De plus, les remarques sur la taille du paquet, le taux de codage ou le nombre d'itérations faites dans 6.1.3 restent valables avec  $\beta$  non nulle.

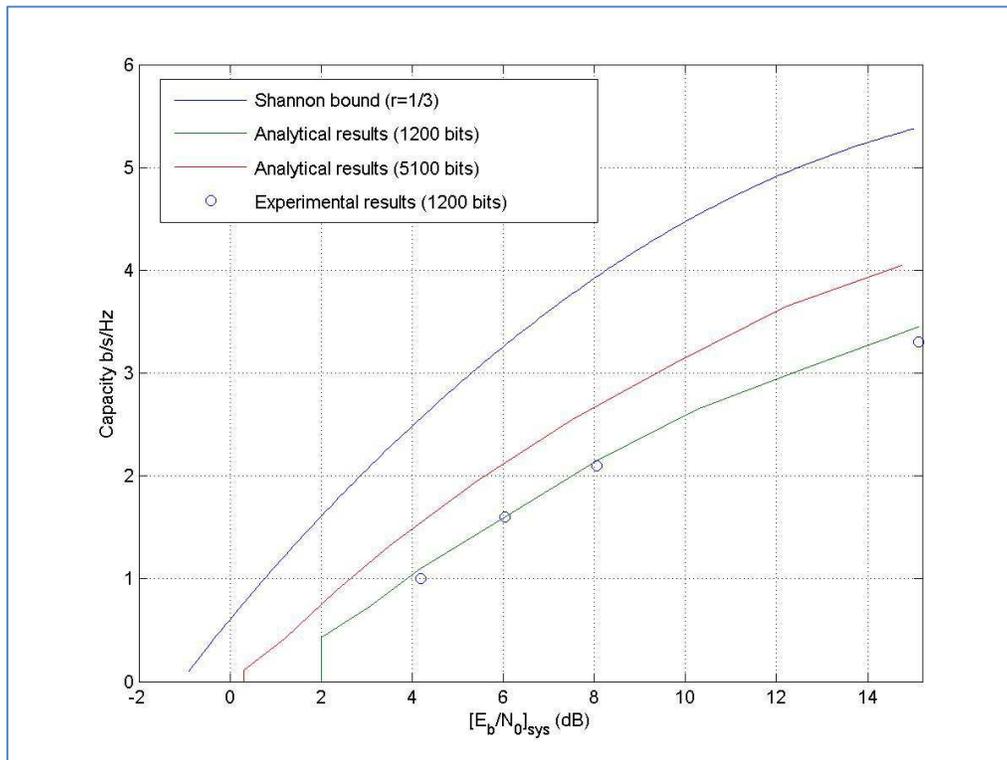


Figure 47 : Comparaison entre résultats théoriques et E-SSA pour  $\beta=0.01$

Toujours grâce au processus semi-analytique, on peut maintenant regarder les performances en faisant varier la valeur de  $\beta$  sur une configuration donnée (facteur d'étalement : 256, taux de codage : 1/3, longueur du paquet : 5114 bits) comme dans la Figure 48. Les résultats confirment l'approche totalement théorique qui donnait le  $\beta$  comme le principal paramètre limitant pour le protocole E-SSA. Il montre clairement l'impact important de la qualité de la suppression d'interférences. De plus, les différences de performances résultant de ce phénomène sont d'autant plus importantes que la valeur de  $[E_b/N_0]_{sys}$  est grande.

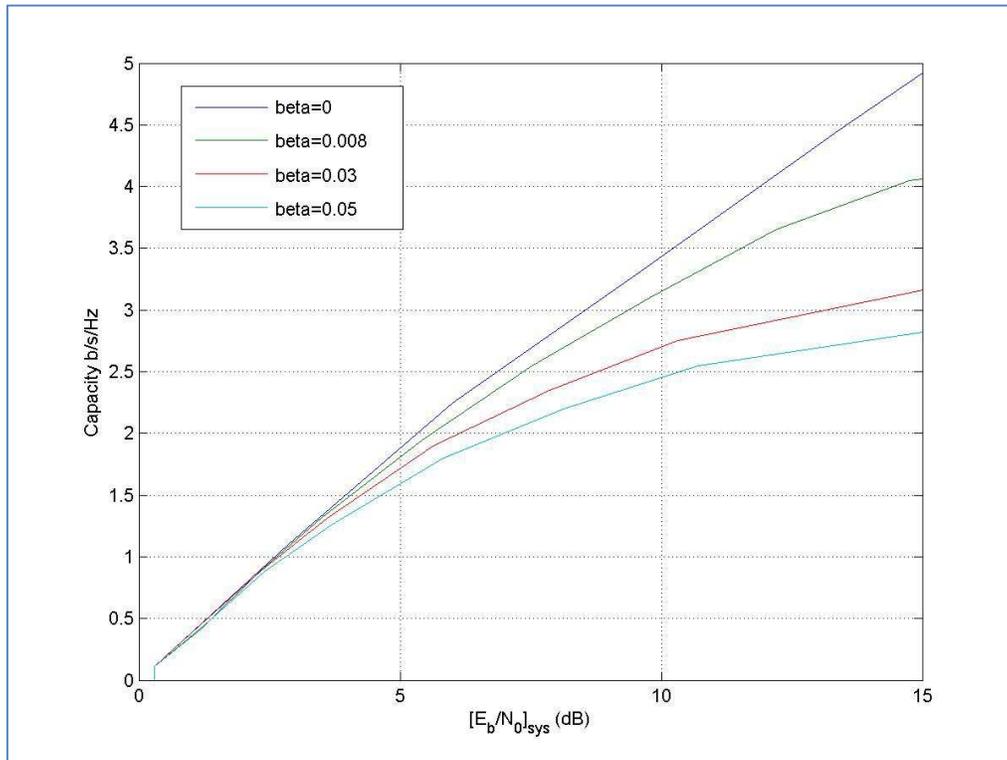


Figure 48 : Résultats semi-analytiques pour différents  $\beta$  ( $r=1/3$  et paquets de 5114 bits)

### 5.2.3. Le nombre d'itérations de SIC

Dans cette partie, il s'agit d'étudier le nombre d'itérations de SIC nécessaire afin de parvenir à une valeur de PLR proche de 0 pour une configuration E-SSA. Pour cela nous allons regarder les résultats obtenus avec le processus semi-analytique. En fait, les différents résultats montrent que le nombre nécessaire d'itérations est très faible jusqu'à l'approche de la capacité limite où le nombre d'itérations « explose ». Par exemple, avec une valeur de  $[E_b/N_0]_{\max} = 10\text{dB}$  pour une distribution uniforme en dB, le processus semi-analytique peut donner le nombre d'itérations permettant d'obtenir un PLR inférieur à  $10^{-3}$  et ceci pour plusieurs longueurs différentes de paquets (100 et 5114 bits) et différentes capacités. Ce sont les résultats qui apparaissent dans la Figure 49. On peut voir que jusqu'à une charge de 1.5 bits/s/Hz, le nombre d'itérations est de 1 ou 2. Ensuite, le nombre augmente exponentiellement jusqu'à demander une infinité d'itérations à l'approche de la capacité maximale. La Figure 50 en est un autre exemple avec  $[E_b/N_t]_{\text{sys}} = 20\text{dB}$  pour une longueur de paquets de 100 bits. Cela représente donc une distribution uniforme en dB qui s'étend de  $[E_b/N_0]_{\min} = 2\text{dB}$  à  $[E_b/N_0]_{\max} = 27\text{dB}$  avec  $\beta = 0$ . Le rouge correspond à un PLR proche de 0 alors que le bleu désigne un PLR proche de 1. Plus le système approche de sa capacité limite, plus le nombre d'itérations s'accroît jusqu'à ce que les PLR ne convergent plus vers 0.

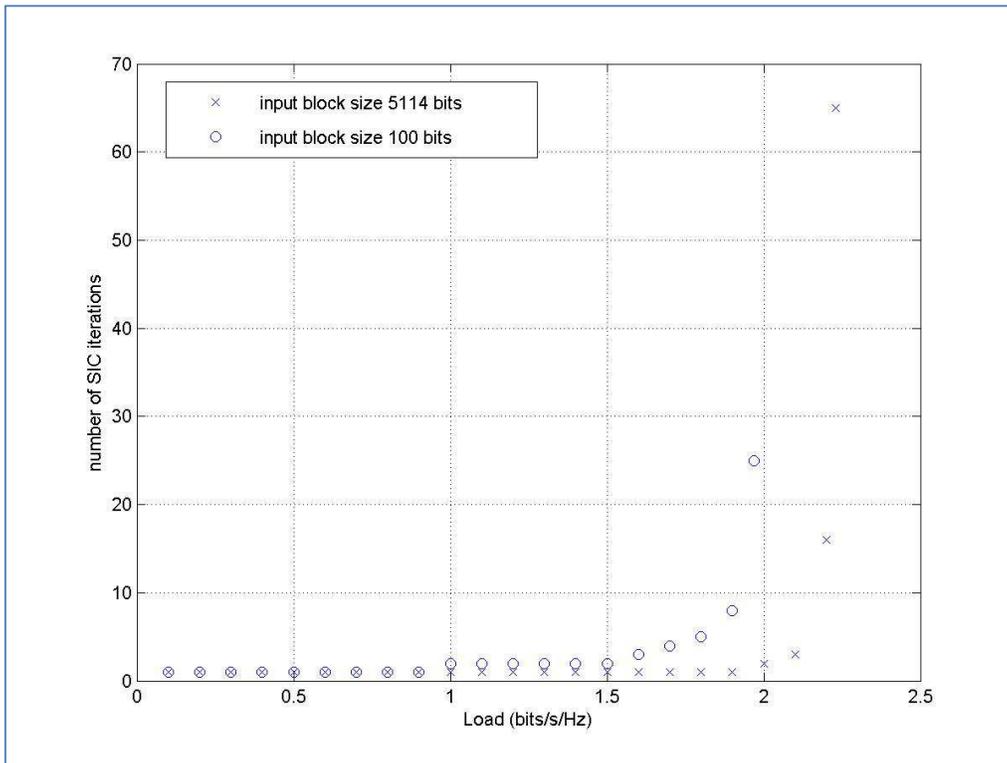


Figure 49 : Nombre d'itérations de SIC pour une distribution uniforme en dB

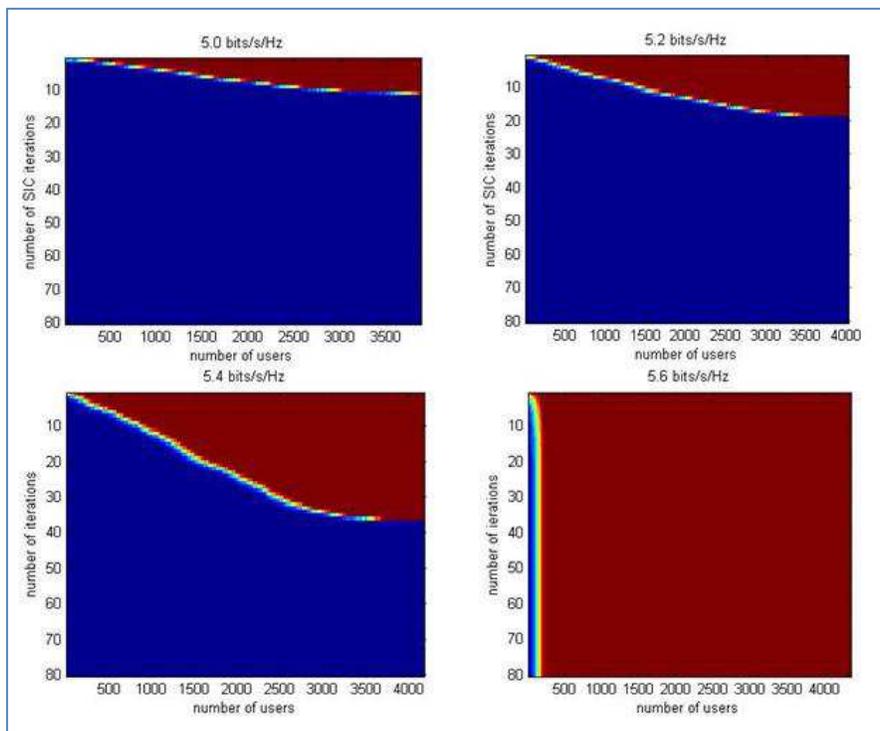


Figure 50 : Visualisation du processus de SIC à très haute charge



# Chapitre 6 : Application à un système réel en bande Ka

---

Dans ce chapitre, nous allons mettre en place les outils nécessaires à l'exploitation des résultats démontrés dans les deux chapitres précédents. Dans un premier temps, nous étudierons les stratégies possibles pour une mise en place réelle des optimisations théoriques. Ensuite, nous les appliquerons à un système en bande Ka avec multiple spots.

## 6.1. Adaptation du contrôle de puissance

### 6.1.1. Un système limité en puissance

Précédemment, nous avons étudié les performances du protocole E-SSA en fonction de  $[E_b/N_0]_{sys}$  dans le but de les comparer aux limites théoriques. Dans la réalité, un terminal travaillera avec une valeur maximale possible de puissance  $P_{max}$  (qui définira la valeur de  $[E_b/N_0]_{max}$  à partir du bilan de liaison) et une dynamique de puissance disponible  $P_{max}-P_{min}$  qui elle servira à créer une distribution uniforme.

En utilisant le processus semi-analytique développé dans la partie 5.1.4, nous sommes capables de réaliser une évaluation rapide de performances prenant en compte les limitations en puissance des terminaux. La Figure 51 met en effet en avant les capacités maximales atteignables par le protocole E-SSA par rapport à la puissance maximale disponible pour différents étalements uniformes en puissance. Bien entendu, plus la dynamique disponible est importante, plus on peut travailler à une capacité élevée. De plus, cela signifie aussi que pour assurer une capacité, nous pouvons utiliser plusieurs dynamiques de puissance. Par exemple pour fonctionner à une capacité de 1.5 bits/s/Hz, la dynamique de puissance peut être de 6, 9 ou 12dB. En réalité, les puissances possibles  $P_{min}$  pour des valeurs de  $P_{max}$  et de capacité fixées vont être représentées par une dynamique définie par  $(P_{min})_{min}$  et  $(P_{min})_{max}$ . Au-dessous de  $(P_{min})_{min}$ , certains paquets contenus dans la distribution en puissance vont avoir un SNIR inférieur au seuil de démodulation. À l'opposé, au-dessus de  $(P_{min})_{max}$ , l'étalement en puissance des terminaux est trop faible pour pouvoir démoduler la capacité souhaitée. Il faut que la valeur de  $P_{min}$  soit comprise entre ces deux valeurs.

Pour mieux comprendre, prenons un exemple avec  $[E_b/N_0]_{max} = 15dB$ ,  $[E_b/N_0]_{FEC} = 1dB$  et  $\beta = 0.05$ . Si le système travaille à une capacité de 2 bits/s/Hz, cela veut dire que l'on peut choisir  $[E_b/N_0]_{min}$  entre une valeur de 4.1dB correspondant au seuil minimal de démodulation et une valeur 7.5dB correspondant à la valeur maximale au-delà de laquelle l'étalement des terminaux n'est pas assez élevé. Le système est alors saturé. Ces deux valeurs sont obtenues rapidement à partir du processus semi-analytique (Figure 38 et équation 5.10). À partir de là, nous pouvons généraliser cette démarche à n'importe quelle capacité et définir des zones de fonctionnement (correspondant aux valeurs possibles de  $[E_b/N_0]_{min}$ ) pour le protocole E-SSA. La Figure 52 et la Figure 53 décrivent ces zones pour 2 valeurs différentes de  $\beta$ . La zone verte représente en effet les valeurs de  $[E_b/N_0]_{min}$  permettant d'obtenir un PLR très proche de 0 alors que la zone rouge représente les valeurs impossibles.

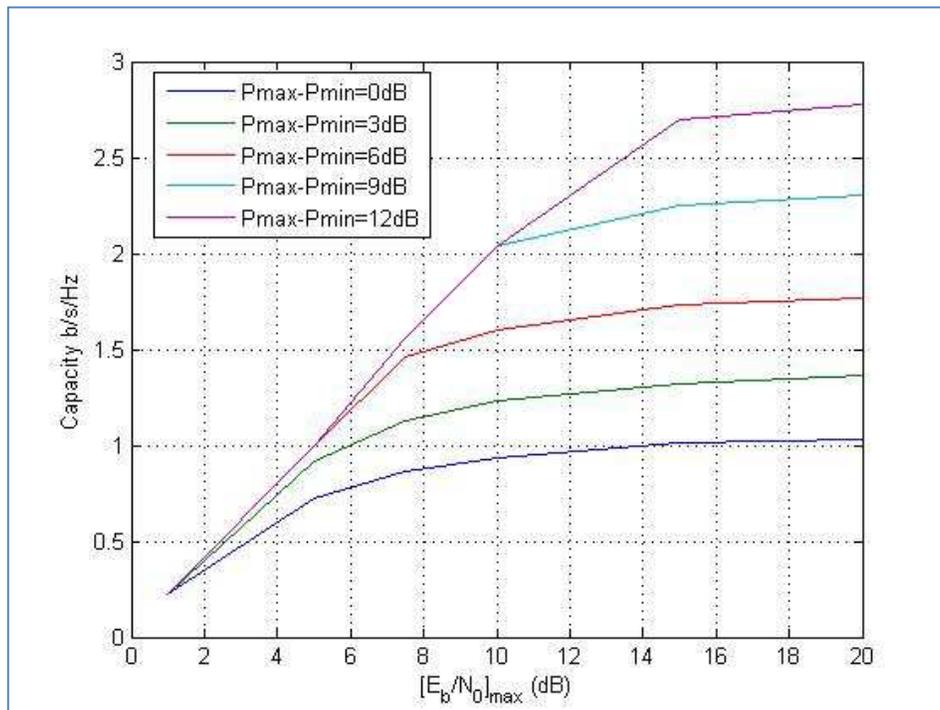


Figure 51 : Performance E-SSA en fonction de la dynamique de puissance ( $r=1/3$ , 1200 bits)

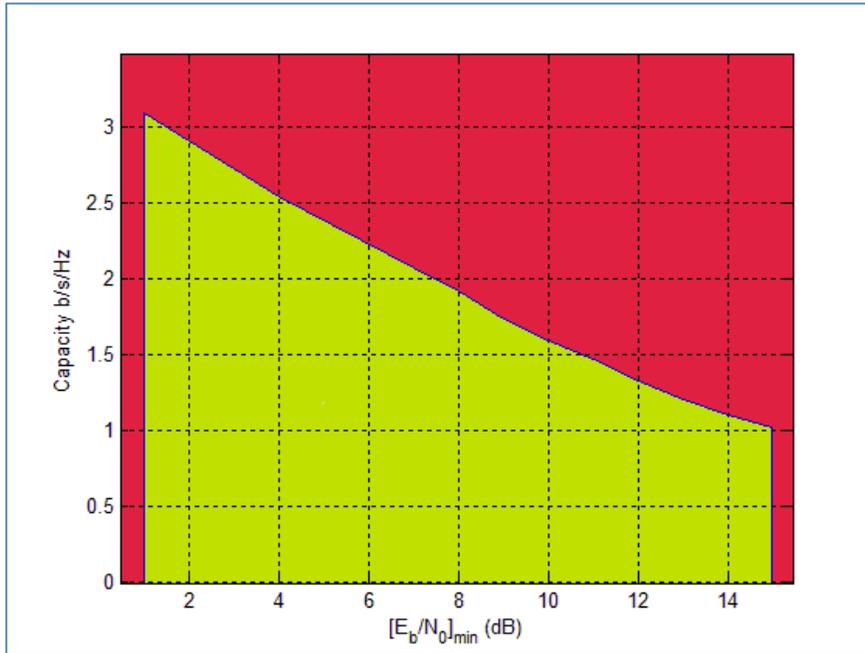


Figure 52 : Valeurs possibles de  $P_{\min}$  pour  $\beta=0$

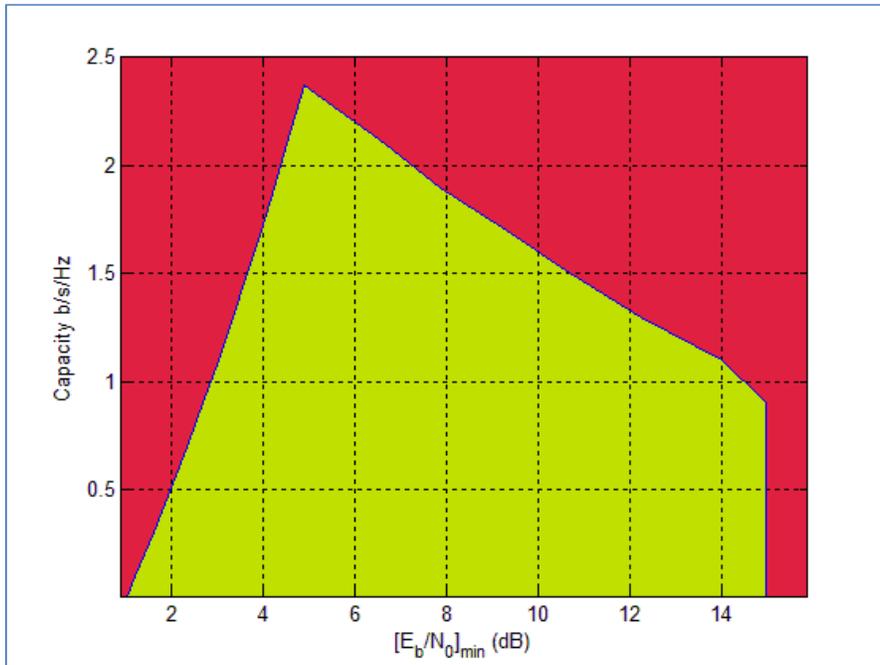


Figure 53 : Valeurs possibles de  $P_{\min}$  pour  $\beta=0.05$

Pour une capacité donnée, nous pouvons alors définir  $([E_b/N_0]_{\min})_{\min}$  qui est la valeur minimale possible pour  $[E_b/N_0]$  afin de démoduler correctement tous les paquets et  $([E_b/N_0]_{\min})_{\max}$  qui est au contraire la valeur maximale. Travailler avec la valeur  $([E_b/N_0]_{\min})_{\min}$  signifie que certains paquets ont une puissance très proche du seuil de

démodulation. Le système va alors être sensible aux variations de bilan de liaison et donc dégrader le PLR. A l'opposé, en travaillant à  $([E_b/N_0]_{min})_{max}$ , la moindre augmentation de capacité peut saturer le protocole. Le système est alors sensible aux variations de capacité. Par conséquent, la valeur choisie pour le système doit être un compromis entre une sensibilité aux variations de capacité et une sensibilité aux variations de bilan de liaison.

### 6.1.2. Stratégies d'optimisation

Excepté le cas où le système fonctionne à sa capacité maximale (la valeur de  $[E_b/N_0]_{min}$  est alors unique), des stratégies différentes peuvent être mises en place pour choisir la valeur de  $[E_b/N_0]_{min}$ . Pour faciliter la compréhension, nous allons poser  $([E_b/N_0]_{min})_{opt}(C)$  comme la valeur optimale à choisir pour une capacité donnée  $C$ .  $([E_b/N_0]_{min})_{min}(C)$  et  $([E_b/N_0]_{min})_{max}(C)$  représentent les bornes inférieures et supérieures admissibles pour cette optimisation.

Un premier scénario est de choisir  $([E_b/N_0]_{min})_{opt}$  égale à la valeur de  $[E_b/N_0]_{min}$  lorsque le système fonctionne à capacité maximale soit :

$$\left\{ \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{min} \right\}_{opt}(C) = \left\{ \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{min} \right\}(Capa\_max) \quad (5.1)$$

où  $Capa\_max$  représente la capacité maximale atteignable pour un  $[E_b/N_0]_{max}$  fixé.

Un second scénario est de prendre la valeur moyenne entre  $([E_b/N_0]_{min})_{min}$  et  $([E_b/N_0]_{min})_{max}$  pour une capacité donnée soit :

$$\left\{ \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{min} \right\}_{opt}(C) = \frac{1}{2} * \left( \left\{ \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{min} \right\}_{min}(C) + \left\{ \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{min} \right\}_{max}(C) \right) \quad (5.2)$$

Enfin, un dernier scénario envisageable est de généraliser le cas précédent en utilisant un coefficient de pondération  $\alpha$  permettant de contrôler la distribution optimale en fonction du mode E-SSA (facteur d'étalement, longueur du paquet, etc...) et du lien satellite associé.

$$\left\{ \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{min} \right\}_{opt}(C) = \alpha * \left\{ \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{min} \right\}_{min}(C) + (1 - \alpha) * \left\{ \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{min} \right\}_{max}(C) \quad (5.3)$$

Les trois scénarios sont appliqués au cas de la Figure 53 et représentés dans la Figure 54. Le scénario 3 est réalisé avec  $\alpha$  égal à 1/3. Le scénario 1 présente l'avantage de fixer une seule fois la valeur de  $[E_b/N_0]_{min}$  alors que pour les scénarios 2 et 3, la valeur de  $[E_b/N_0]_{min}$  est dépendante de la charge du système à un instant donné. En revanche, les scénarios 2 et 3 permettent au système de mieux gérer les variations des différents paramètres du système dans le but d'optimiser le PLR ou de travailler avec une plus grande marge vis-à-vis du bilan de liaison.

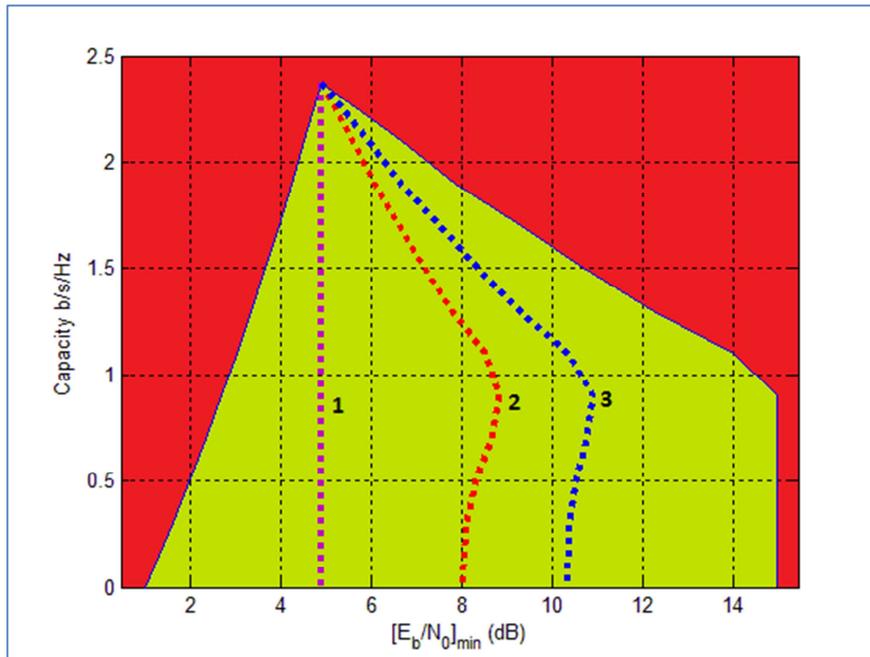


Figure 54 : Différentes stratégies pour  $[E_b/N_0]_{\min}$  optimal

Comme nous venons de le voir, plusieurs stratégies pour optimiser le contrôle de puissance par rapport à la charge du système sont possibles. Une approche très intéressante est expliquée dans [28] et consiste à minimiser la différence entre les SNIR au moment de la démodulation. Il s'agit pour cela de revenir à l'équation (5.6) qui bien que moins précise que le modèle développé avec le processus semi-analytique a l'avantage de nous donner une approximation du SNIR moyen avec lequel un paquet est démodulé. Homogénéiser ce SNIR moyen présente l'avantage de travailler avec la même probabilité de démodulation pour l'ensemble des paquets. De plus, dans le cadre de l'implémentation E-SSA qui démodule les paquets à travers une succession de nœuds en cascade, cela permet à chaque nœud de travailler de la même manière. L'effort est alors réparti de manière équitable entre tous les nœuds de démodulation.

D'un point de vue pratique, ce type d'optimisation est totalement adapté à la distribution uniforme. En effet, comme on l'a vu dans le chapitre 5, le SNIR moyen d'une distribution uniforme est une fonction monotone, par rapport au numéro de l'utilisateur (sachant que les utilisateurs sont classés à partir des niveaux de puissance reçus au démodulateur). À partir de là, il est facile de trouver la valeur qui permet de rendre la fonction constante. Elle est visible dans la Figure 55.

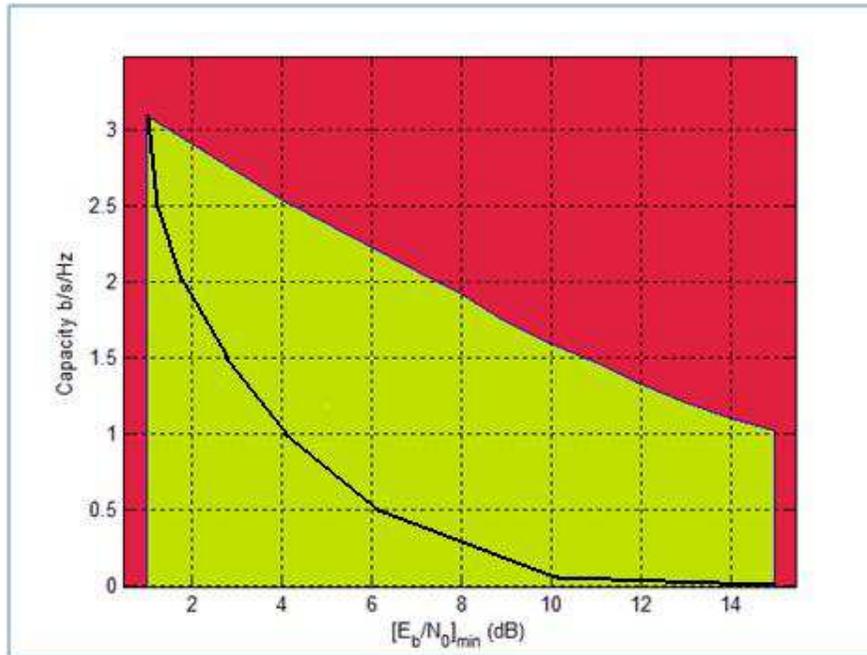


Figure 55 : Optimisation avec une différence minimale entre les SNIR des utilisateurs

### 6.1.3. Algorithme de contrôle en puissance

Pour générer la distribution optimale en puissance, il faut donc utiliser un algorithme qui permette d'obtenir la distribution uniforme. Cet algorithme va pouvoir être défini à partir de la puissance maximale disponible pour un terminal et de la puissance minimale optimale discutée dans la partie 6.1.1. La première étape est d'évaluer le SNR du lien descendant. Ensuite, on va se servir de ce résultat pour calculer la dynamique de puissance que le terminal peut utiliser. Si la valeur minimale de cette dynamique est supérieure à la puissance maximale que peut envoyer le terminal, alors le terminal doit attendre de meilleures conditions pour pouvoir émettre. Dans le cas contraire, le terminal peut émettre. Deux cas de figures sont alors possibles. Soit le terminal peut émettre la puissance maximale optimale auquel cas il émet une puissance aléatoirement distribuée entre les minima et maxima calculés grâce aux informations du lien descendant. Sinon, le terminal est limité par sa propre puissance maximale.

Une autre alternative peut être envisagée si l'évaluation du SNR de lien descendant n'est pas possible ou très approximatif. Ce peut être le cas si par exemple les bandes de fréquence du lien aller et du lien retour sont différentes. L'idée est de se servir de la position du terminal sur le spot pour déterminer le gain d'antenne du satellite et de cette manière pouvoir évaluer le bilan de liaison.

Les notations utilisées seront donc :

- $(P_{\max})_{term}$  la puissance maximale que peut envoyer le terminal

- $(P_{\min})_{opt}$  la valeur minimale de la distribution uniforme définissant les puissances des terminaux
- $(P_{\max})_{opt}$  la valeur maximale de la distribution uniforme définissant les puissances des terminaux

L'algorithme de contrôle de puissance suit alors la règle donnée dans [28] à savoir que la puissance d'émission d'un terminal est définie par :

$$P = \begin{cases} P_T + R & \text{if } (P_{\max})_{term} > (P_{\max})_{opt} \\ P_T + R^* & \text{if } (P_{\min})_{opt} < (P_{\max})_{term} < (P_{\max})_{opt} \\ 0 & \text{if } (P_{\max})_{term} < (P_{\min})_{opt} \end{cases} \quad (5.4)$$

Cela peut alors être représenté sous forme de schéma bloc (Figure 56).

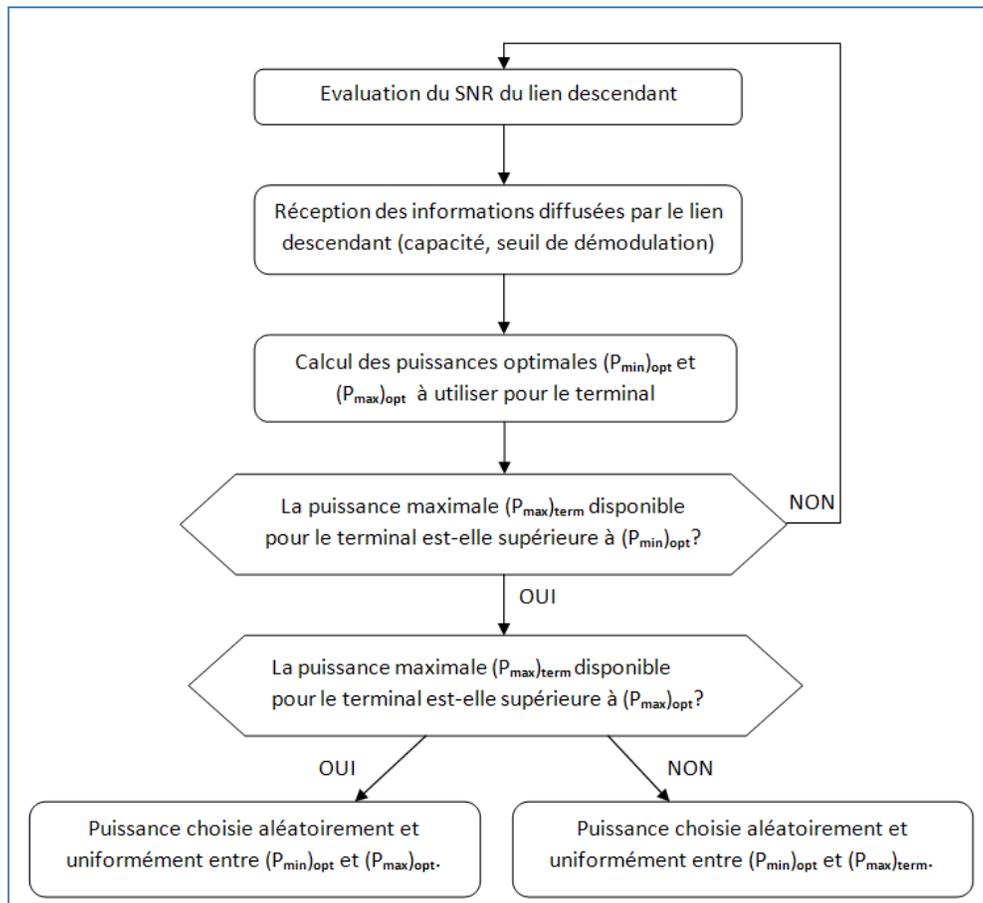


Figure 56 : Schéma bloc du contrôle de puissance

## 6.2. Adaptation des différents modes E-SSA

Après avoir défini une stratégie de gestion des puissances, nous allons explorer les possibilités d'amélioration de notre système à travers l'utilisation des différents modes E-SSA définis (Annexe 2). Si dans le cas de la mobilité, le nombre de modes était limité, les conditions fixes élargissent considérablement la gamme de modes pouvant être utilisés et laisse entrevoir une flexibilité importante pour la gestion des terminaux.

### 6.2.1. Les modes E-SSA

Un mode E-SSA est défini par la bande passante, le facteur d'étalement, le taux de codage et la longueur d'un paquet. Initialement, l'E-SSA était développé pour des applications mobiles en bande S [8] utilisant une bande passante de 5 MHz, un facteur d'étalement de 256, un taux de codage de 1/3 et une longueur de paquets de 100 bits. Jusque-là dans notre étude, nous avons estimé que le système n'utilisait qu'un seul mode prédéfini à l'avance. En dimensionnant l'E-SSA pour un système satellitaire avec des terminaux fixes sur d'autres bandes de fréquence (et notamment en Ka), on peut bénéficier de différents bilans de liaison (selon les services, les satellites et les largeurs de bande) ce qui va nous permettre de réfléchir à l'insertion de plusieurs modes de fonctionnement qui permettront de s'adapter aux besoins du service en temps réel. À partir de là, on peut par exemple penser à travailler avec un facteur d'étalement plus petit et ainsi augmenter le rendement par utilisateur. C'est donc une nouvelle conception du protocole E-SSA qui s'offre devant nous.

Ces nouveaux modes ont été définis à travers la norme F-SIM qui s'est appuyée sur l'analyse suivante des paramètres du système :

- La bande passante : Alors qu'en bande S, la bande disponible était assez restreinte, ce n'est plus le cas en bande Ka. Cela peut permettre d'envisager un étalement sur 10 MHz mais aussi de pouvoir soutenir un trafic E-SSA plus important grâce à la mise en place de plusieurs canaux adjacents en fréquence.
- Le facteur d'étalement : Plus sa valeur va être élevée, plus le gain de décodage va être important et donc plus la marge d'un utilisateur va être grande. Cependant, l'avantage de diminuer le facteur d'étalement est d'augmenter le débit binaire d'un utilisateur.
- Le taux de codage : Comme nous avons pu le voir dans le chapitre 4, plus le taux de codage est petit, plus la capacité totale atteignable est importante. Cependant, on réduit le débit binaire de chaque utilisateur.
- La longueur de paquet : En travaillant avec des conditions fixes, le canal de propagation va subir beaucoup moins de variations qu'en conditions mobiles. À

partir de là, toutes les tailles de paquets peuvent être envisagées en sachant que cela va jouer sur l'efficacité du turbo-décodeur et donc de la démodulation.

### 6.2.2. Une optimisation en fonction du bilan de liaison

Un point intéressant qui peut être exploité est le fait que pour une même puissance d'émission, on peut atteindre différents  $[E_b/N_0]$  :

$$SNR = \frac{P}{N} \quad \text{et} \quad [E_b/N_0] = SNR + 10 * \log\left(\frac{L_w}{r}\right)$$

Par conséquent, on peut intégrer cela dans notre algorithme initial de contrôle de puissance. En effet, nous avons défini précédemment que : «Si la valeur minimale de la dynamique requise par le hub est supérieure à la puissance maximale que peut envoyer le terminal, alors le terminal doit attendre de meilleures conditions pour pouvoir émettre ». En intégrant l'utilisation de modes différents par un même terminal, celui-ci n'est pas obligé d'attendre de meilleures conditions pour émettre mais peut recalculer les puissances d'émission demandées à partir d'un mode avec des paramètres plus robustes:

- Longueur de paquet plus importante
- Facteur d'étalement plus élevé
- Taux de codage plus bas

Il est clair que c'est le facteur d'étalement qui peut générer les meilleurs gains lors de la démodulation (ex :  $10 \log_{10}\left(\frac{256}{16}\right) = 12 \text{ dB}$ ). Le taux de codage (dans le cas où il est flexible) peut faire gagner quelques précieux dB. Lorsque l'on change la longueur de paquet, c'est le seuil de démodulation nécessaire qui descend. Cela permet alors de travailler avec une meilleure valeur de  $[E_b/N_0]_{FEC}$

Cette situation implique qu'on puisse démoduler différents modes E-SSA en simultané. Pour cela, il suffit que les valeurs de  $[E_b/N_0]_{min}$  et  $[E_b/N_0]_{max}$  soient les mêmes pour chaque mode et que l'on puisse détecter les différents préambules correspondant à chaque facteur d'étalement (Annexe 2).

### 6.2.3. Une optimisation en fonction de la charge et des services

Le cas précédent a démontré que chaque terminal pouvait gagner en flexibilité à travers l'utilisation d'un mode de transmission adéquat déterminé par le bilan de liaison du terminal. Maintenant, il s'agit de faire une réflexion similaire mais de générer de la flexibilité sur l'ensemble du trafic. Pour bien comprendre cela, il convient de simplifier les scénarios possibles en imaginant 3 modes ayant tous la même longueur de paquet (en bits utiles), le même taux de codage de 1/3 et la même chip-rate à savoir 3.84 Mchips/s. Cependant, les 3

modes se différencient par les facteurs d'étalement suivants : 16, 64 et 256. On va alors écrire que le mode  $L_w=16$  donne une valeur de  $[E_b/N_0]_{max} = X \text{ dB}$  définie par :

$$SNR_{max} = \frac{P_{max}}{N} \quad \text{et} \quad [E_b/N_0]_{max} = SNR_{max} + 10 * \log\left(\frac{L_w}{r}\right)$$

où  $L_w$  est le facteur d'étalement et  $r$  le taux de codage du système.

Dans ces conditions, les modes  $L_w=64$  et  $L_w=256$  donneront respectivement  $[E_b/N_0]_{max} = X + 6 \text{ dB}$  et  $[E_b/N_0]_{max} = X + 12 \text{ dB}$  étant donné qu'ils bénéficient de leur gains de décodage respectifs. Pour faire une application numérique simple et significative, nous supposons que  $\beta = 0$ ,  $X = 6$  et que les puissances des terminaux sont uniformément répartis entre  $[E_b/N_0]_{FEC} = 2 \text{ dB}$  et  $[E_b/N_0]_{max}$ . Cela signifie que chaque mode va pouvoir satisfaire une certaine capacité maximale et que le système pourra alors travailler avec 3 distributions optimales différentes définies par la Table 7.

Configuration	Chip-rate (Mchips/s)	Taux de codage	Longueur de paquet (bits)	Facteur d'étalement	$[E_b/N_0]_{max}$ (dB)	débit binaire/ utilisateur (kbits/s)	Capacité max. possible (bits/s/Hz)
Mode 1	3.84	1/3	1200	16	6	80	1.5
Mode 2	3.84	1/3	1200	64	12	20	2.3
Mode 3	3.84	1/3	1200	256	18	5	3.1

**Table 7 : Exemple de modes E-SSA pouvant être utilisés**

Si le mode 1 nous donne un meilleur débit binaire pour chaque utilisateur, le système est limité en termes de capacité totale par rapport aux modes 2 et 3 du fait que la marge de puissance est restreinte. On peut alors commencer à imaginer un système adaptatif et flexible profitant d'un meilleur débit binaire par utilisateur lorsque le système travaille avec très peu de charge et devant réduire le débit binaire par utilisateur lorsque le système doit travailler à charge élevée.

Dans le même ordre d'idée, on peut réfléchir à une flexibilité du système E-SSA en fonction des services désirés. On crée alors de nouvelles perspectives car le système peut s'adapter en fonction de la demande. Pour cela, nous allons par exemple imaginer 2 types de services.

➤ **Service 1**

Il s'agit de travailler pour des services qui nécessitent de remonter des paquets E-SSA par rafales, c'est-à-dire des données en continu sur une durée relativement longue (Figure 57). Dans cette optique, le débit binaire de chaque utilisateur doit être maximisé. Ce service

correspond typiquement à un trafic IP remontant régulièrement des données. Cela peut correspondre à un scénario M2M.

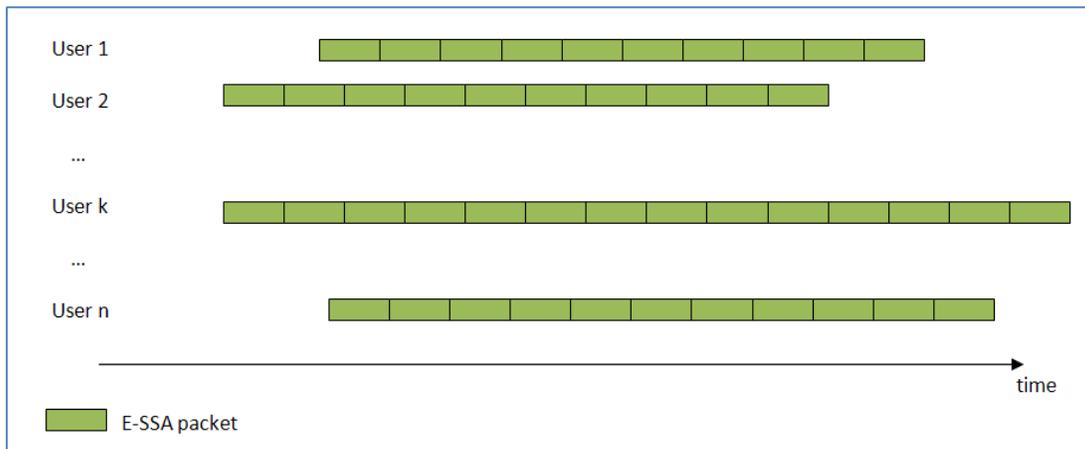


Figure 57 : Distribution temporelle des paquets E-SSA par utilisateur (service 1)

➤ Service 2

Il s'agit de remonter ponctuellement un paquet E-SSA par utilisateur (Figure 58) sachant que le nombre d'utilisateurs simultanés peut être très élevé. Le débit binaire de l'utilisateur n'est pas important étant donné le peu d'information envoyé par chaque utilisateur. Ce service correspond typiquement à des applications multimédia remontant très ponctuellement une donnée (vote interactif, tweet, etc) et qui est donc soumis à des grandes variations de trafic.

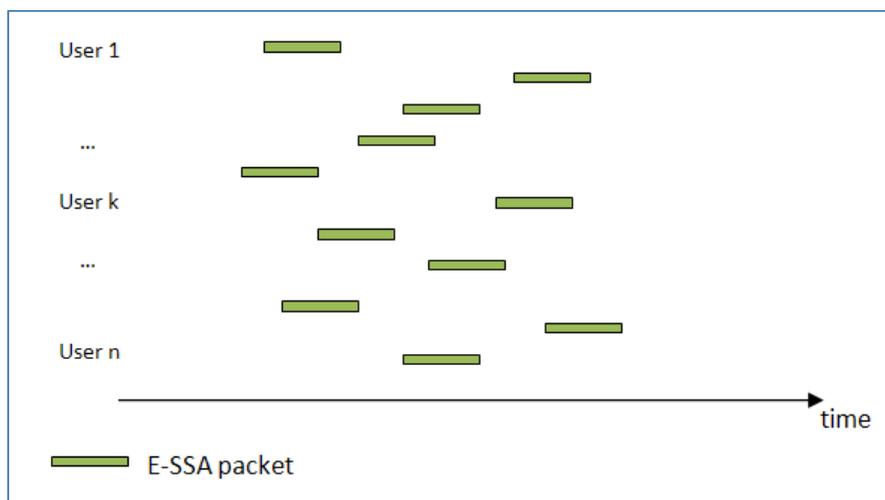


Figure 58 : Distribution temporelle des paquets E-SSA par utilisateur (service 2)

Dans la réalité, les deux services peuvent coexister à l'intérieur de la même porteuse. D'après les caractéristiques de chaque terminal, nous pouvons alors imaginer le scénario

suivant. Lorsque la charge globale est faible, tous les terminaux travaillent en mode 1 et peuvent donc fonctionner avec un débit binaire de 80kbits/s. Le facteur d'étalement de 16 permet de générer une dynamique de puissance d'environ 5.5dB ( $[E_b/N_0]_{max} - [E_b/N_0]_{FEC}$ ) qui permet d'atteindre une capacité globale de 1.5bits/s/Hz. Lorsque le service 2 est soumis à une forte charge ponctuelle, tous les terminaux se mettent à travailler en mode 2 voire 3 et diminuent le débit binaire pour les 2 services. Cependant, comme le facteur d'étalement est plus élevé, il est possible de générer une dynamique de puissance plus importante et de soutenir des capacités globales beaucoup plus élevées. C'est cette idée globale que nous allons mettre en place dans les parties suivantes.

### **6.3. Mise en pratique et performances**

Le début de ce chapitre a proposé différentes stratégies permettant une gestion optimale des puissances et des modes utilisés par les terminaux. Il s'agit maintenant d'exploiter ces concepts en les appliquant pour un système de terminaux fixes en bande Ka.

#### **6.3.1. Système étudié**

Nous allons prendre comme référence un système Ka multi-spots sur l'Europe défini par la Figure 59. Notre système est constitué par un grand nombre de spots de quelques centaines de kilomètres de diamètre. On peut voir que la dynamique maximale dans chaque spot est de 4 ou 5 dB (Figure 59). Il faudra cependant envisager des dynamiques de spots plus importantes étant donné les différences qui peuvent exister entre théorie et réalité pour ce genre de système. Comme on dispose de répéteurs avec une très grande largeur de bande en bande Ka, nous pouvons utiliser toutes les largeurs de bande possibles (2.5, 5 et 10MHz) pour l'E-SSA. Cette largeur pourra par exemple être choisie en fonction du nombre d'utilisateurs potentiels dans chaque spot.

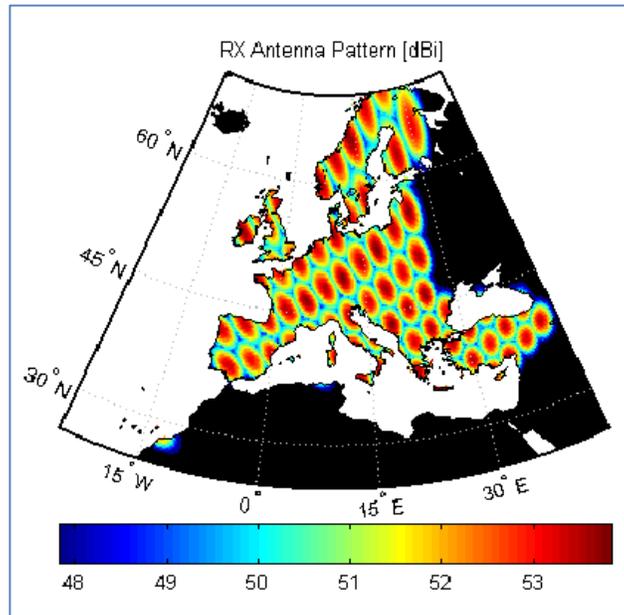


Figure 59 : Gain d'antenne du satellite sur la zone couverte

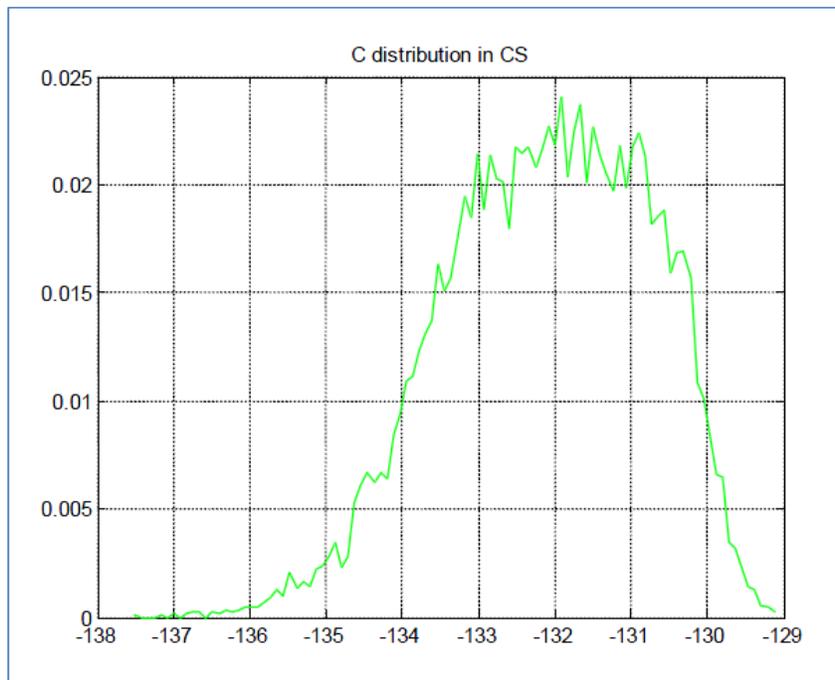


Figure 60 : Distribution typique en puissance reçue au satellite

Enfin, après avoir choisi un certain jeu de paramètres E-SSA proches de ceux utilisés en bande S (dans le but de pouvoir comparer), le bilan de liaison d'un terminal en ciel clair (sans tenir compte des interférences créées par les autres terminaux) peut être donné à travers la Table 8 :

Parameter	Value (SF=16)	Value (SF=256)
Uplink frequency	29.75 GHz	29.75 GHz
Occupied Bandwidth	4.68 MHz	4.68 MHz
Chip-Rate	3.84 Mchips/s	3.84 Mchips/s
Spreading Factor	16	256
Taux de codage	1/3	1/3
Antenna Input power	100 mW	100 mW
Antenna gain	43 dB	43 dB
EIRP terminal	33 dBW	33 dBW
Pointing losses	1.39 dB	1.39 dB
Terminal Location	Rambouillet	Rambouillet
Free Space Loss	214 dB	214 dB
G/T	15 dB/K	15 dB/K
Uplink C/N terminal	-5.5 dB	-5.5 dB
Downlink C/N	10 dB	10 dB
Total C/N terminal	-5.5 dB	-5.5 dB
$E_c/N_0$ terminal	6.5 dB	18.6 dB
$E_b/N_0$ terminal	11.3 dB	23.35 dB

**Table 8 : Bilan de liaison pour l'E-SSA en bande Ka**

Cette table montre qu'en bande Ka les marges sont importantes même avec un facteur d'étalement nettement réduit (de 256 initialement en bande S à 16 dans ce bilan de liaison). Cela signifie que l'on peut compter sur une dynamique importante pour créer la distribution uniforme optimale. Les capacités totales engendrées devraient donc être élevées. Il faut quand même nuancer ce discours optimiste par l'étude complète de la dynamique d'un spot mais aussi des événements de pluie dont peut souffrir un terminal.

### 6.3.2. Simulateur de performances E-SSA

À partir du processus analytique développé dans la partie 5.1.4, nous allons pouvoir évaluer les performances du protocole E-SSA avec des terminaux fixes en bande Ka. Pour cela nous devons faire l'hypothèse que le terminal réussisse à évaluer précisément le SNR de la voie aller. Les valeurs de bilan de liaison disponibles pour le terminal sont calculées à partir de la distribution typique reçue au satellite (Figure 60). Ensuite, il peut en déduire dans laquelle des trois conditions données par le système (5.4) il se trouve.

Le simulateur de performances E-SSA en bande Ka améliore le processus analytique original en incluant :

- une marge additionnelle choisie par l'utilisateur afin que le système ne travaille pas trop proche du seuil limite de démodulation
- une erreur gaussienne représentant la différence entre la puissance théorique à envoyer et la puissance réellement générée par le terminal.
- Le fait que le terminal applique ou non le contrôle de puissance de la Figure 61

Nous sommes donc capables de générer énormément de scénarios possibles et de regarder rapidement jusqu'à quelle charge le protocole E-SSA peut travailler en fonction des paramètres d'entrée décrits dans l'Annexe 3. D'un point de vue paramètres de simulation, on peut choisir les caractéristiques de FEC que l'on souhaite. Il suffit de rentrer les valeurs de BER en fonction de  $[E_b/N_0]$ . On peut aussi choisir différents facteurs d'étalement pour nos terminaux émettant simultanément.

A la fin de d'une simulation, on obtient le SNIR moyen de chaque paquet et la probabilité de ce dernier d'être démodulé. En regardant la moyenne des probabilités de l'ensemble des paquets, on obtient le PLR. Pour avoir plus de précision, on peut faire tourner le processus plusieurs fois pour une même capacité. Enfin, pour déterminer la caractéristique complète de PLR en fonction de la capacité, il suffit de déterminer les capacités minimale et maximale que l'on veut tester et y ajouter un pas de simulation entre les deux valeurs.

Pour montrer une application numérique explicite, nous avons choisi les paramètres suivants :

- Un unique facteur d'étalement égal à 128
- La caractéristique de FEC de la Figure 8
- Une EIRP égale à 30 dBW
- Un facteur d'annulation d'interférences de 0.03
- 12 itérations de SIC

La Figure 61 présente les résultats pour une configuration où le contrôle de puissance est inactif alors que la Figure 62 présente le cas contraire. Dans ce deuxième scénario, la valeur de  $[E_b/N_0]_{min}$  choisie est la valeur minimale possible pour ce paramètre (voir 6.1). On peut déjà voir que le PLR est très faible ( $10^{-5}$  ou  $10^{-6}$ ) lorsque le processus de SIC converge vers une valeur proche de 0. Enfin, l'impact du contrôle de puissance est évident puisqu'on passe d'une capacité maximale de 1.2 bits/s/Hz à 2 bits/s/Hz. Plus la marge en termes de bilan de liaison sera importante, plus l'impact que pourra avoir l'algorithme de contrôle de puissance pourra être significatif.

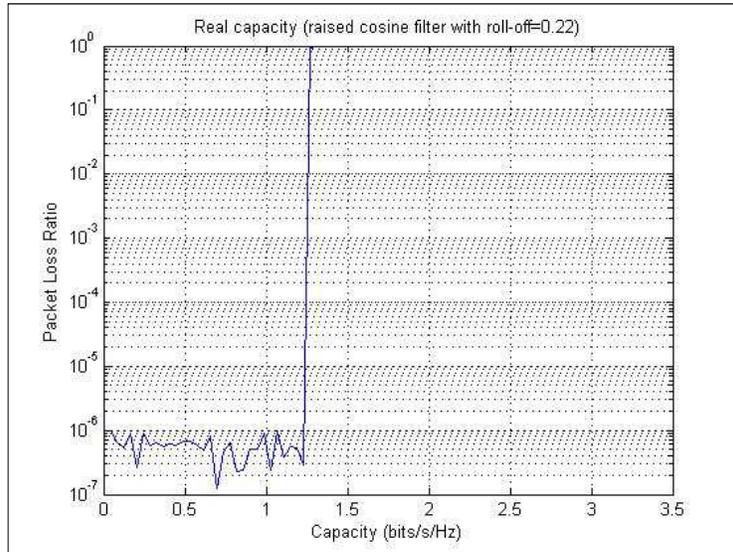


Figure 61 : Résultats sans contrôle de puissance

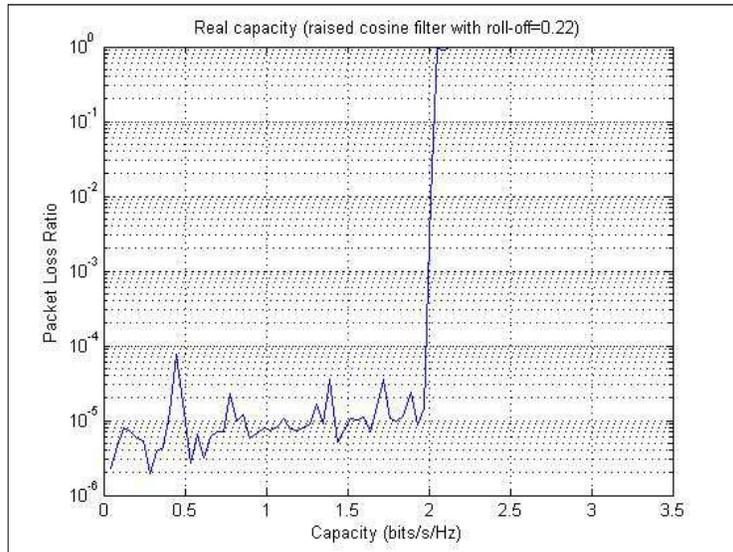


Figure 62 : Résultats avec contrôle de puissance

### 6.3.3. Considérations sur la gestion de la flotte de terminaux E-SSA

Afin de pouvoir optimiser au mieux le système en bande Ka, nous allons travailler avec les deux hypothèses suivantes :

- Le bilan de liaison donne une très bonne marge dans des conditions de ciel clair (entre 10 et 20 dB) même en utilisant un mode à 80 kbps (SF=16)
- Les événements de pluie sont pour la plupart très ponctuels mais créent une atténuation forte et variable

Les objectifs de fonctionnement pour le système sont les suivants :

- Le système doit pouvoir soutenir aussi bien l'envoi de rafales de paquets E-SSA devant satisfaire un débit binaire minimal par utilisateur que l'envoi de paquets E-SSA isolés sans aucune condition sur le débit binaire.
- La complexité du terminal doit être minimale
- Le système doit conserver un PLR inférieur à  $10^{-3}$

Les événements pouvant intervenir et perturber le bon fonctionnement du système sont de deux ordres :

- Pic de trafic : le nombre de terminaux émettant simultanément devient trop important et le système est en surcharge
- Pluie : un certain nombre de terminaux subissent un événement qui diminue la marge de leur bilan de liaison

Nous devons différencier deux cas d'utilisation. Le premier est celui dans lequel le terminal ne reçoit pas de signal de la part du hub. Cela signifie que toutes les informations nécessaires pour l'émission sont inscrites dans le terminal.

- $([E_b/N_0]_{\min})_{opt}$
- $([E_b/N_0]_{\max})_{opt}$
- Modes E-SSA à utiliser

Si ce scénario peut exister pour des cas spécifiques d'utilisation, la majorité des terminaux recevront une voie aller qui pourra leur permettre d'avoir accès à leurs paramètres d'émission. À partir de là, nous pouvons donc imaginer une gamme de scénarios possibles pour le système.

- Scénario 1

Le premier scénario est d'imaginer que tous les terminaux fonctionnent avec le même mode tout le temps. Le mode à utiliser est prédéfini à l'avance. Le hub envoie juste les valeurs de  $([E_b/N_0]_{\min})_{opt}$  et de  $([E_b/N_0]_{\max})_{opt}$  à utiliser pour les terminaux. Il est évident que ce fonctionnement est sous-optimal étant donné qu'on ne peut pas optimiser en même temps la capacité totale des services de messages E-SSA isolés et le débit binaire des services de

paquets E-SSA en rafale. De plus, on n'a aucune flexibilité vis-à-vis des événements de pluie ou de pics possibles au niveau du trafic.

➤ Scénario 2

Le second scénario est que toute la flotte de terminaux fonctionne avec le même mode E-SSA en même temps mais que ce mode commun peut changer en fonction des caractéristiques du lien satellite ou des conditions de service. Le mode à utiliser est diffusé par la voie aller. Dans ces conditions, on peut optimiser les pics de trafic en choisissant le mode le plus adapté vis-à-vis de la charge du système. En revanche, il n'est pas possible de gérer des événements ponctuels de pluie car on devrait changer les configurations de tous les terminaux.

➤ Scénario 3

Le troisième prévoit l'utilisation de modes différents simultanément par tous les terminaux selon leur besoin en termes de débit binaire. Ce sont les terminaux qui décident du mode à utiliser. Cette décision si elle s'avère optimale du point de vue de l'utilisation du débit binaire et de la capacité totale ne l'est pas du tout pour ce qui est de la gestion du trafic. En effet, si le terminal envoie le mode qu'il veut, il devient très difficile d'appliquer la stratégie de contrôle de puissance décrite dans 6.1.3.

C'est ce scénario 3 qui va nous intéresser. Il s'agit donc de mettre en place une stratégie générale qui permette au terminal d'appliquer la stratégie de contrôle de puissance évoquée dans ce chapitre mais aussi au hub de pouvoir travailler avec une distribution optimale pour la démodulation (i.e distribution uniforme en dB)

### **6.3.4. Optimisation de la flotte de terminaux**

#### **6.3.4.1. Hypothèses**

Nous supposons que le taux de codage est constant (1/3) et nous allons créer un ensemble de modes E-SSA en considérant la gamme suivante de paramètres.

- 5 facteurs d'étalement (16, 32, 64, 128 et 256)
- 3 bandes passantes (2.5, 5 et 10 MHz)
- 3 longueurs de paquets (100, 1200 et 5100 bits)

Nous construisons les modes E-SSA à partir de toutes les combinaisons des paramètres. Il en résulte 45 combinaisons différentes. On peut remarquer que les modes créés sont proches mais tout de même différents de ceux utilisés dans la norme F-SIM (Annexe 2). Ce choix a été fait afin de travailler avec des modes dont nous avons déjà simulé les performances dans les chapitres précédents. Cela permet aussi de simplifier le raisonnement en utilisant exactement le même nombre de modes pour les différentes bandes passantes, ce qui n'est pas le cas dans F-SIM pour des raisons pratiques liées à l'implémentation.

Mode	Bandwidth	Coding rate	Spreading factor	Packet Size
1	5 MHz	1/3	16	100 bits
2				1200 bits
3				5100 bits
4			32	100 bits
5				1200 bits
6				5100 bits
7			64	100 bits
8				1200 bits
9				5100 bits
10			128	100 bits
11				1200 bits
12				5100 bits
13			256	100 bits
14				1200 bits
15				5100 bits

**Table 9 : Liste des différents modes E-SSA à utiliser (5MHz)**

#### **6.3.4.2. Choix des modes et contrôle de puissance par le hub**

Les modes choisis doivent correspondre avec les deux services mis en place c'est-à-dire un service de paquets E-SSA en continu où l'on doit essayer de maximiser le débit binaire et un autre service où le débit binaire n'est pas une priorité. Pour ce deuxième cas, les terminaux peuvent travailler avec n'importe quel facteur d'étalement. Cependant, on a pu voir que la réduction du facteur d'étalement est soumise à une réduction de performances en termes de capacité totale. On devra donc privilégier l'utilisation de facteurs d'étalement plus grands quand cela est possible afin de préserver les meilleures performances pour le système.

Dans cette optique, c'est donc le hub qui doit décider des modes à utiliser pour chaque type de service. Pour cela, il pourra utiliser une analyse du trafic en temps réel qui lui donnera le nombre de terminaux exploitant le service 1 (trafic E-SSA en continu) et le service 2 (paquets E-SSA unique). Il pourra en utilisant, par exemple, le processus semi-analytique développé dans 5.1.4 choisir les modes à utiliser pour chacun des utilisateurs du système. L'idée est que le hub n'envoie pas qu'un seul mode à chaque terminal mais une liste de modes allant du moins robuste au plus robuste. Comme cela, le terminal peut avoir une flexibilité par rapport aux variations de bilan de liaison mais en utilisant des modes que le hub attend.

Pour mieux comprendre, nous pouvons prendre plusieurs exemples avec une bande passante fixée à 5 MHz.

➤ Exemple 1

L'ensemble des paquets émis (100%) correspond au service 1. La capacité totale à gérer est d'environ 1 bits/s/Hz et on a une marge de 10dB sur le bilan de liaison (SF=16) ce qui nous permet de profiter d'une dynamique du même ordre et d'étaler uniformément les puissances des terminaux. Le processus semi-analytique nous donne alors que les modes avec un facteur d'étalement de 16 peuvent être choisis afin de maximiser le débit binaire.

➤ Exemple 2

L'ensemble des paquets émis (100%) correspond au service 1. La capacité totale à gérer est d'environ 2 bits/s/Hz et on a une marge de 10dB sur le bilan de liaison (SF=16) Le processus semi-analytique nous donne alors que les modes avec un facteur d'étalement de 16 ne peuvent être choisis pour soutenir cette capacité. En choisissant un facteur d'étalement de 32, on a alors une plus grande marge (13dB) pour l'ensemble des terminaux ce qui permet de soutenir la capacité voulue de 2 bits/s/Hz.

➤ Exemple 3

Une partie des paquets émis (60%) correspond au service 1 et une autre partie (40%) correspond au service 2. La capacité totale à gérer est d'environ 2.5 bits/s/Hz et on a une marge de 10dB sur le bilan de liaison ce qui nous permet de profiter d'une dynamique du même ordre et d'étaler uniformément les puissances des terminaux. Le processus semi-analytique va alors pouvoir être utilisé pour optimiser les modes à utiliser (pour les deux services) en réalisant des simulations pour ce type de trafic.

➤ Exemple 4

Nous reprenons l'exemple 3 mais cette fois-ci avec un événement de pluie localisé à l'intérieur du spot touchant aussi bien les terminaux qui utilisent le service 1 que le service 2. Ces terminaux vont alors utiliser des modes plus robustes pour leur transmission. Cela n'est pas un problème pour le hub puisque c'est lui qui aura décidé quels modes utilisent le terminal dans ce cas.

C'est aussi le hub qui décide la stratégie à adopter pour choisir  $\{[E_b/N_0]_{min}\}_{opt}$  (6.1.2). Si un service nécessite un PLR très bas, il choisira de travailler avec des valeurs de  $\{[E_b/N_0]_{min}\}$  qui se rapprochent de  $\{[E_b/N_0]_{min}\}_{max}$  (6.2.2). En revanche, si le hub s'aperçoit qu'un service fonctionne avec d'importantes variations de trafic au cours du temps, il va demander aux terminaux d'utiliser des valeurs de  $\{[E_b/N_0]_{min}\}$  plus proches de  $\{[E_b/N_0]_{min}\}_{min}$  (6.2.2). Finalement, c'est assez simple. Le hub envoie les valeurs de  $[E_b/N_0]$  à respecter pour le terminal et une liste de modes possibles permettant d'atteindre ces valeurs.

### 6.3.4.3. Adaptation du terminal

Le terminal reçoit donc les informations essentielles nécessaires à la gestion de son algorithme de puissance. En fait, pour améliorer le système, on va réaliser l'ajustement suivant. Le terminal ne reçoit pas le mode exact à utiliser mais juste la bande passante et le facteur d'étalement. En revanche, c'est lui qui décide de la longueur de paquet qu'il veut pour la transmission. Cela lui permet d'utiliser la taille de paquet adéquate en fonction du type de données transmises.

Le terminal doit aussi réaliser une évaluation du SNR du signal reçu sur la voie aller comme le recommande [28]. Ainsi, il peut savoir si les valeurs de puissance qu'il peut envoyer sont compatibles avec les valeurs de  $[E_b/N_0]_{min}^{target}$  et  $[E_b/N_0]_{max}^{target}$  que lui demande le hub. Pour cela il doit calculer les pertes sur le lien descendant grâce au  $[SNR]_{TERM}$  évalué grâce à :

$$L_{down}(dB) = EIRP_{SAT}(dBW) + \left[ \frac{G}{T} \right]_{TERM} (dB/K) - [SNR]_{TERM}(dB)$$

À partir de là, on peut calculer les pertes  $L_{up}$  sur la voie montante soit directement par symétrie si les fréquences sont les mêmes soit par des formules de transposition si les bandes sont différentes. Cette opération est détaillée dans [18]. Il est alors possible de calculer les valeurs de EIRP correspondant aux informations envoyées par le hub. On peut le faire en deux étapes en calculant d'abord les valeurs de SNR voulues.

$$([SNR]_{min}^{target})_{TERM}(dB) = \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{min}^{target}(dB) - 10 * \log_{10}(SF/r)$$

$$([SNR]_{max}^{target})_{TERM}(dB) = \left[ \frac{E_b}{N_0} \right]_{max}^{target}(dB) - 10 * \log_{10}(SF/r)$$

Ensuite, on peut finaliser le calcul :

$$EIRP_{min}^{TERM}(dBW) = ([SNR]_{min}^{target})_{TERM}(dB) - \left[ \frac{G}{T} \right]_{SAT} (dB/K) + L_{up}(dB)$$

$$EIRP_{max}^{TERM}(dBW) = ([SNR]_{max}^{target})_{TERM}(dB) - \left[ \frac{G}{T} \right]_{SAT} (dB/K) + L_{up}(dB)$$

Enfin, le terminal applique l'algorithme de contrôle de puissance défini dans la partie 6.1.3. L'évolution importante est que le terminal peut choisir de prendre un mode plus robuste (avec un facteur d'étalement plus important pour pouvoir assurer la dynamique demandée en termes de  $E_b/N_0$ ). En effet, en augmentant le facteur d'étalement, les valeurs de  $([SNR]_{min}^{target})_{TERM}$  et  $([SNR]_{max}^{target})_{TERM}$  vont diminuer et donc permettre aux valeurs de EIRP à atteindre pour le terminal d'être plus proches de la réalité.

#### 6.3.4.4. Synthèse

Nous pouvons maintenant passer à l'étape finale qui consiste à regrouper toutes les informations données précédemment afin de résumer le processus global de contrôle de puissance. Comme nous le voyons sur la Figure 63, l'optimisation de puissance est une combinaison d'actions du terminal et du hub. Notons tout de même que la complexité se situe au hub (avec la partie analyse de trafic) ce qui constitue un avantage crucial dans le but d'avoir des terminaux au prix le plus compétitif possible. En effet, dans l'exemple présenté, notre système utilise deux services. C'est le hub tout d'abord qui définit les modes E-SSA associés à chacun des services ainsi que les valeurs de  $E_b/N_0$  à suivre pour le terminal. Ces modes peuvent être fixés à l'avance ou bien dépendre de l'état du trafic. Par défaut, le terminal choisi d'utiliser le mode demandé sauf si l'évaluation du SNR du lien aller ou les paramètres de son bilan de liaison ne le permettent pas. Dans ce cas, il choisira un mode plus robuste.

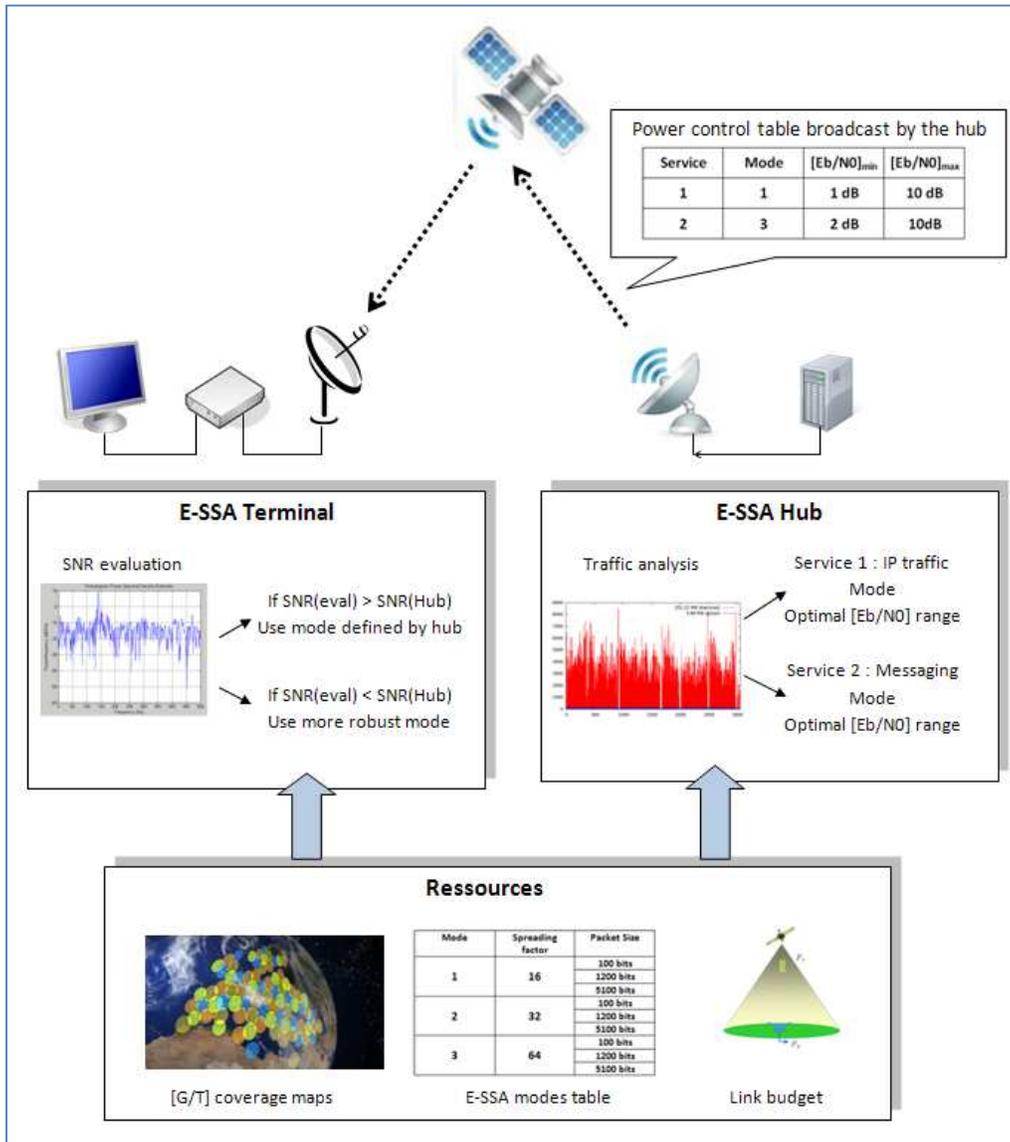


Figure 63 : Exemple d'application du contrôle de puissance

## Chapitre 7 : Conclusion et perspectives

---

### 7.1. Une optimisation théorique du protocole

A travers ce travail de thèse, nous avons pu mettre en évidence les capacités maximales du protocole E-SSA en fonction des différents paramètres du système. Nous avons notamment montré que les performances du protocole étaient en premier lieu limitées par la qualité de l'annulation d'interférences. En effet, plus la valeur de la puissance résiduelle laissée est faible, plus la capacité maximale peut se rapprocher de la limite de Shannon. Naturellement, cette capacité est aussi dépendante de l'efficacité du codage de canal utilisé. Même si les turbo-codes choisis ont clairement un pouvoir de correction très important permettant d'atteindre d'excellentes performances, nous avons pu remarquer que nous devons utiliser un taux de codage le plus bas possible afin de maximiser la capacité totale du système. Cependant, cette conclusion est à nuancer car dans un système réel, cela peut réduire le débit binaire des utilisateurs et aller à l'encontre du bon fonctionnement du système.

D'autre part, nous avons fait évoluer les perspectives concernant la distribution en puissance des terminaux. Si les premières études sur le protocole présentaient des résultats où l'étalement en puissance était bénéfique pour le système, nous avons pu affiner cette hypothèse en proposant un modèle optimisant cette distribution en puissance. Nous avons pu démontrer que la distribution optimale se rapprochait très fortement d'une distribution uniforme en dB. Toutefois, pour que cette affirmation reste vraie, il convient d'utiliser des paramètres physiques adéquats pour le système. Nous avons par exemple pu mettre en évidence une dépendance entre les performances du protocole E-SSA et le facteur d'étalement utilisé. En effet, le nombre réduit d'utilisateurs simultanés engendré par l'utilisation d'un facteur d'étalement faible a pour effet de dégrader les performances obtenus.

Ce travail d'optimisation nous a amené à mettre en place un processus semi-analytique simulant les performances du protocole E-SSA en fonction des paramètres cruciaux du système. Le degré d'efficacité du processus de SIC adapté à un système asynchrone peut alors être étudié en détails. L'avantage est aussi de pouvoir fournir une analyse très rapide

du système permettant d'ajuster les paramètres opérationnels à utiliser en fonction des performances que l'on veut atteindre :

- Taux de codage
- Longueur du paquet
- Nombre d'itérations des turbo-codes
- Nombre d'itérations de SIC
- Qualité de l'annulation d'interférences

## **7.2. Application à travers des stratégies de gestion des puissances**

L'autre grand domaine d'innovation de ce manuscrit de thèse est de proposer des solutions pratiques pouvant satisfaire le fonctionnement réel d'un système s'appuyant sur le protocole E-SSA. Dans un premier temps, cela s'est traduit par l'analyse de certains aspects du protocole qui n'avaient pas encore été totalement étudiés. Nous avons pu en effet démontrer la robustesse de l'E-SSA par rapport à l'aspect fréquentiel, la collision de préambules et la dépendance au bilan de liaison.

Ensuite, nous avons proposé deux algorithmes de gestion des puissances des terminaux. Le premier est lui assez simple en mobilité. Il s'agit d'implémenter ou non la transmission du terminal à partir de l'évaluation du SNR de la voie aller. Si cette analyse prévoit un bilan de liaison suffisant, alors le terminal peut émettre. Nous avons testé le bon fonctionnement de l'algorithme en implémentant un simulateur de canal LMS. Les performances sont forcément réduites mais restent très bonnes dans le cadre d'une mise en service de la solution en mobilité.

Avec l'étude pour des terminaux fixes, la méthode se complexifie avec la mise en place de la distribution uniforme en dB étudiée précédemment. Dans ce modèle, le hub envoie la distribution du rapport signal à bruit à atteindre pour le terminal de manière à assurer une exploitation optimale du protocole E-SSA. Le terminal évalue en fonction de son bilan de liaison quel mode de fonctionnement utiliser. Le système s'appuie une approche flexible. En effet, les paramètres peuvent être envoyés de manière statique avec des valeurs définies à l'avance ou de manière dynamique avec une analyse détaillée du trafic. Cette deuxième solution plus complexe est possible grâce aux optimisations et outils théoriques développés dans ce travail de recherche.

La plupart des points étudiés et des stratégies élaborées ont pu être validés à travers différents outils de tests, qui vont de simulateurs en MATLAB à la mise en place d'un lien satellite complet. En effet, l'un des objectifs majeurs de ce travail de thèse était de garder un lien constant entre l'optimisation théorique et les contraintes engendrées par un système réel. C'est dans cette perspective que l'on a essayé de diversifier les manières d'étudier les différents points d'analyse relatifs au protocole.

Enfin dans le cadre d'une utilisation importante du protocole E-SSA pour les applications « M2M » ou de « TV connectée », les perspectives d'amélioration sont encore nombreuses. En effet, même si à travers ce travail de thèse des grandes lignes d'optimisation à réaliser ont été définies, plusieurs points doivent encore être étudiés :

- Optimisation de l'architecture de SIC pour un protocole E-SSA avec plusieurs modes simultanés
- Optimisation de la bande de fréquence disponible en fonction des modes de fonctionnement E-SSA utilisés
- Stratégie permettant de gérer les phénomènes ponctuels (atténuation due à la pluie, dynamique importante du spot satellite)

## References

- [1] R. De Gaudenzi, O. Del Rio Herrero, "Advances in Random Access protocols for satellite networks", *2009 International Workshop on Satellite and Space Communications, Siena Italy*
- [2] O. del Rio, R. De Gaudenzi, "Methods, Apparatuses and System for Asynchronous Spread Spectrum Communication", *Patent No US 2010/0054131 A1, March 4 2010*
- [3] A. Recchia, F. Collard "Performance Analysis of the S-MIM Messaging Protocol Over Satellite" *Advanced Satellite Multimedia Systems Conference (ASMS) and 12th Signal Processing for Space Communications Workshop (SPSC), 2012 6<sup>th</sup>*
- [4] F. Collard, A. Recchia, A. Petrolino "Performance Analysis of the S-MIM Messaging Protocol Over LMS Channel" *2012 IEEE First AESS European Conference on Satellite Telecommunications (ESTEL), Rome Italy*
- [5] A. J. Viterbi, "Very Low Rate Convolutional codes for Maximum Theoretical Performance of Spread-Spectrum Multiple-Access Channels" *IEEE Journal on selected areas in communications, Vol 8. No. 4, May 1990*
- [6] N. Abramson, "The ALOHA System - Another Alternative for Computer Communications" *Proc. 1970 Fall Joint Computer Conference.*
- [7] N. Abramson, "Spread ALOHA CDMA data communications", *Patent No US 5537397 A, March 4 1994*
- [8] ETSI TS 102 721, "Satellite Earth Stations and Systems (SES); Air Interface for S-band Mobile Interactive Multimedia (S-MIM)", *v1.2.1*
- [9] G. Fremont, S. Grazzini, A. Sasse, A. Beeharee, "The SafeTRIP project: improving road safety for passenger vehicles using 2-way satellite communications" *Proceedings of ITS World Congress 2010, Busan, Korea, Oct 25-29, 2010*
- [10] T. Heyn, P. Nagel "E-SSA satellite messaging return channel: Performance analysis and field trials results" *Advanced Satellite Multimedia Systems Conference (ASMS) and 12th Signal Processing for Space Communications Workshop (SPSC), 2012 6<sup>th</sup>*
- [11] O. del Rio Herrero, R. De Gaudenzi, J. L. Pijoan Vidal, "Design Guidelines for Advanced Random Access Protocols", *In the Proc. of the 30th AIAA International Communications Satellite Systems Conference, September 24-27, Ottawa, Canada*
- [12] R. de Gaudenzi, O. Del Rio Herrero, "High Efficiency Satellite Multiple Access Scheme for Machine-to-Machine Communications" *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol. 48, No. 4 October 2012*
- [13] M. Louay, A. Jalloul, "Data-Aided Channel Estimation for Wideband CDMA" *IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 4, No. 4, July 2005*
- [14] C. Berrou, A. Glavieux, "Turbo-codes : principes et applications" *GRETSI, 1995*
- [15] J. Holtzmann, P. Patel, "Analysis of a Simple Successive Interference Cancellation Scheme in a DS/CDMA System" *IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 12, No.54, June 1994*

- [16] ETSI TS 102 584, "DVB-SH implementation guidelines", v1.3.1
- [17] S. Verdu, S. Shamai, "Spectral Efficiency of CDMA with Random Spreading" *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 45, No. 2, March 1999
- [18] C. Schlegel, "Spectral Achieving the Multiple-Access Capacity of the AWGN Channel with Iterative Processing" *IEEE Estel Conference*, October 2012
- [19] L. Cottatellucci, R. Muller, "Spectral Asynchronous CDMA Systems with Random Spreading-Part I: Fundamental Limits" *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 56, No. 4, April 2010
- [20] G. Caire, S. Guemghar, "Maximizing the Spectral Efficiency of Coded CDMA under Successive Decoding" *IEEE Transactions on Information Theory* Vol. 50, No. 1 January 2004
- [21] C. Schlegel, Z. Shi, M. Burnashev, "Optimal power/rate allocation and code selection for iterative joint detection of coded random CDMA" *IEEE Trans. On Information Theory*, September 2006, pp. 4286 - 4294.
- [22] J. Hou, J. E. Smee, H. D. Pfister and S. Tomasini, "Implementing Interference Cancellation to Increase the EV-DO Rev. A Reverse Link Capacity" *IEEE Comm. Magazine*, February 2006, pp. 96-102.
- [23] M. K. Varanasi, T. Guess, "Optimum decision feedback multiuser equalization with successive decoding achieves the total capacity of the Gaussian multiple-access channel" *Signals, Systems and Computers*, 1997. *Conference Record of the Thirty-First Asilomar Conference on*
- [24] G. Caire, R. Muller, T. Tanaka "Iterative Multiuser Joint Decoding: Optimal Power Allocation and Low-complexity Implementation" *IEEE Transactions on Information Theory* Vol. 50, No.9 September 2004
- [25] S. Verdu, "Spectral Efficiency in the Wideband Regime" *IEEE Transactions on Information Theory* Vol. 48, No.6 June 2002
- [26] J. G. Andrews, and T. H. Meng, "Optimum Power Control for Successive Interference Cancellation With Imperfect Channel Estimation", *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, Vol. 2, No. 2, March 2003, pp. 375-383
- [27] S-Band Interactive System Definition and Proof-of-Concept Demonstration, S-Band Air Interface Specifications, ESA contract
- [28] R. de Gaudenzi, "Transmit Power Control in a Spread-Spectrum Unslotted Random Access Communication System", Patent F278-188PCT

## Annexe 1 : Relations fondamentales liées au protocole E-SSA

---

$$SNR = 10\log_{10}(P) - 10\log_{10}(N)$$

$$SNIR = 10\log_{10}(P) - 10\log_{10}(N) - 10\log_{10}(I)$$

$$\left[\frac{E_c}{N_0}\right] = SNR + 10\log_{10}(B/R_c) + 10\log_{10}(L_W)$$

$$\left[\frac{E_c}{N_t}\right] = SNIR + 10\log_{10}(B/R_c) + 10\log_{10}(L_W)$$

$$\left[\frac{E_S}{N_0}\right] = \left[\frac{E_c}{N_0}\right] + 10\log_{10}(L_W)$$

$$\left[\frac{E_S}{N_t}\right] = \left[\frac{E_c}{N_t}\right] + 10\log_{10}(L_W)$$

$$\left[\frac{E_b}{N_0}\right] = \left[\frac{E_S}{N_0}\right] - 10\log_{10}(r)$$

$$\left[\frac{E_b}{N_t}\right] = \left[\frac{E_S}{N_t}\right] - 10\log_{10}(r)$$

Avec :

$P$  la puissance utilisée par le terminal

$N$  le bruit blanc gaussien intégré sur la bande équivalente de bruit

$I$  la somme des puissances des paquets interférant le signal utile

$L_W$  le facteur d'étalement

$r$  le taux de codage

$R_c$  le chip-rate et  $B$  la bande passante utilisé

## Annexe 2 : Différences entre S-MIM et F-SIM

---

Bandwidth (MHz)	Spreading factor	Preamble size (chips)	Info bits/burst	Channel bits/burst	Bit rate (kbps)
2,5	64	12288	1200	3600	10,0
			600	1800	10,0
			300	900	10,0
	128		1200	3600	5,0
			600	1800	5,0
			300	900	5,0
5	128	24576	1200	3600	10,0
			600	1800	10,0
			300	900	10,0
	256		1200	3600	5,0
			600	1800	5,0
			300	900	5,0

Figure 64 : S-MIM modes





	Spreading Factor 16					Spreading Factor 32					Spreading Factor 64					Spreading Factor 128					Spreading Factor 256						
	CR7680SF16DS38	CR7680SF16DS78	CR7680SF16DS150	CR7680SF16DS300	CR7680SF16DS625	CR7680SF16DS1513	CR7680SF32DS38	CR7680SF32DS78	CR7680SF32DS150	CR7680SF32DS300	CR7680SF32DS625	CR7680SF32DS1513	CR7680SF64DS38	CR7680SF64DS78	CR7680SF64DS150	CR7680SF64DS300	CR7680SF64DS625	CR7680SF64DS1513	CR7680SF128DS38	CR7680SF128DS78	CR7680SF128DS150	CR7680SF128DS300	CR7680SF128DS625	CR7680SF256DS38	CR7680SF256DS78	CR7680SF256DS150	CR7680SF256DS300
Coding rate	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3
PDCH Spreading factor	16	16	16	16	16	16	32	32	32	32	32	32	64	64	64	64	64	64	128	128	128	128	128	256	256	256	256
PCCH Spreading factor	16	16	16	16	16	16	32	32	32	32	32	32	64	64	64	64	64	64	128	128	128	128	128	256	256	256	256
Chip rate	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680	7680
Number of FEC blockburst	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Number of framesburst	8	16	30	30	30	30	8	16	30	30	30	8	16	30	30	30	30	8	16	30	30	30	8	16	30	30	30
Number of slots/frame	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15
Burst duration	2	4	7.5	15	30	75	4	8	15	30	60	8	16	30	60	120	300	16	32	60	120	240	32	64	120	240	
Burst duration	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms
Frame duration	0.25	0.25	0.25	0.5	1	2.5	0.5	0.5	0.5	1	2	1	1	1	2	4	10	2	2	2	4	8	4	4	4	4	8
Frame duration	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms
Slot duration	0.017	0.017	0.017	0.017	0.017	0.017	0.033	0.033	0.033	0.033	0.033	0.033	0.067	0.067	0.067	0.067	0.067	0.133	0.133	0.133	0.133	0.133	0.267	0.267	0.267	0.267	
Slot duration	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms	ms
Channel bits/burst	960	1920	3600	7200	14400	36000	960	1920	3600	7200	14400	36000	960	1920	3600	7200	14400	36000	960	1920	3600	7200	14400	960	1920	3600	7200
Channel bits/frame	120	120	120	240	480	1200	120	120	120	240	480	1200	120	120	120	240	480	1200	120	120	120	240	480	120	120	120	240
Channel bits/slot	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8
Info bits/burst	304	624	1200	2400	5000	12104	304	624	1200	2400	5000	12104	304	624	1200	2400	5000	12104	304	624	1200	2400	5000	304	624	1200	2400
Info bits/frame	38	78	150	300	625	1513	38	78	150	300	625	1513	38	78	150	300	625	1513	38	78	150	300	625	38	78	150	300
FEC frame size	320	640	1216	2416	5016	4040	320	640	1216	2416	5016	4040	320	640	1216	2416	5016	4040	320	640	1216	2416	320	640	1216	2416	
TFI value	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	24	25	26	27
Preamble size	1536	1536	1536	1536	1536	1536	3072	3072	3072	3072	3072	3072	6144	6144	6144	6144	6144	6144	12288	12288	12288	12288	12288	24576	24576	24576	24576
Bit rate	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps	Kbps

Figure 67 : Modes F-SIM (10 MHz)

## Annexe 3 : Fonction MATLAB simulant les performances de l'E-SSA en bande Ka

---

L'évaluation des performances E-SSA en bande Ka est réalisée à travers la fonction MATLAB `ESSA_PLR_Ka_eval`(`demod_type`, `power_control`, `Lw`, `EIRP`, `beta`, `error_pwd`, `margin`) qui prend pour paramètres d'entrée :

- `demod_type` représente la configuration du FEC choisie

Il permet donc de définir la caractéristique de performance du turbo-décodeur (FER vs  $[E_b/N_0]$ ). Cette caractéristique dépend du taux de codage, de la longueur du paquet et du nombre d'itérations des turbo-codes.

- `power_control` donne l'information sur le fait que le contrôle de puissance soit actif ou pas

Si le `power_control` est activé, cela signifie que l'algorithme de contrôle de puissance crée une distribution uniforme optimale définie par la Figure 55.

- `Lw` représente le facteur d'étalement

Il est évidemment très important car cela va changer le gain de décodage et par conséquent changer la dynamique d'optimisation possible pour le terminal.

- `EIRP` donne la puissance du terminal

Cette puissance du terminal est associée à un bilan de liaison qui permet d'avoir la valeur de SNR du terminal lors de sa démodulation au hub.

- `beta` est le facteur d'annulation d'interférences

Cette valeur donne la quantité de signal qui n'a pas été parfaitement effacé.

- `error_pwd` est l'erreur moyenne sur la puissance du terminal

Lorsque le terminal décide d'utiliser une certaine puissance théorique, les variations en temps réel de tous les éléments de la chaîne satellite font que le SNR reçu au hub peut différer de la valeur théorique attendue. Cette valeur représente l'écart type moyen de puissance entre la valeur théorique et la valeur moyenne, sachant qu'on utilise une loi log-normale pour la représenter.

- `margin` est la marge imposée par l'utilisateur

Une marge additionnelle peut être ajoutée de manière à ce que tous les terminaux travaillent plus haut que les valeurs-limites de démodulation par exemple.

## Publications

F. Collard, A. Recchia, N. Antip "Performance Analysis of an Enhanced Spread Spectrum Aloha System" *4<sup>th</sup> International ICST Conference on Personal Satellite Services, 2012*

A. Recchia, F. Collard "Performance Analysis of the S-MIM Messaging Protocol Over Satellite" *Advanced Satellite Multimedia Systems Conference (ASMS) and 12th Signal Processing for Space Communications Workshop (SPSC), 2012 6<sup>th</sup>*

F. Collard, A. Recchia, A. Petrolino "Performance Analysis of the S-MIM Messaging Protocol Over LMS Channel" *2012 IEEE First AESS European Conference on Satellite Telecommunications (ESTEL), Rome Italy*

R. Hermenier, T. Heyn, F. Collard, M. Andrenacci, "S-MIM field trial results" *Journal of Satellite Communications and Networking, February 2014*

F. Collard, R. De Gaudenzi, "On the Optimum Packet Power Distribution for Spread Aloha Detectors with Iterative Successive Interference Cancellation" *IEEE TWireless (Waiting for Publication)*

## Résumé

### Titre :

Etude et optimisation du protocole E-SSA, méthode d'accès multiples à haute efficacité spectrale pour système de communications par satellite.

### Résumé :

Le travail de recherche présenté dans cette thèse est basé sur l'étude du protocole de communication par satellite appelé « Enhanced Spread Spectrum Aloha » (E-SSA) et créé par l'Agence Spatiale Européenne (ESA) en 2009. Il s'agit d'une technique qui permet à un terminal d'envoyer des messages courts par satellite de manière totalement asynchrone. L'intérêt est de maximiser l'efficacité spectrale tout en gardant une complexité minimale du terminal grâce aux techniques d'étalement de spectre et d'annulation d'interférences (SIC). Alors qu'au départ le protocole E-SSA avait pour but d'apporter un support physique pour des applications destinées à des terminaux mobiles en bande S, les développements se sont récemment étendus à une gamme de terminaux fixes dans des bandes de fréquence différentes (C, Ku ou Ka). À partir de ces deux modèles d'utilisation de l'E-SSA, ce travail de recherche se concentre sur la mise en place de solutions techniques permettant d'augmenter significativement la capacité globale du système. Cela est possible à travers une optimisation des différents paramètres du protocole et la conception d'algorithmes de gestion des puissances des terminaux.

### Mots-clés :

Communications Satellite, Efficacité Spectrale, Accès Multiples, Etalement de Spectre, Contrôle de Puissance

## Abstract

### **Title:**

Study and optimization of E-SSA protocol, a high efficiency multiple access scheme for satellite communication.

### **Abstract:**

The work presented in this thesis focuses on the satellite communication protocol named “Enhanced Spread Spectrum Aloha” (E-SSA) and developed in 2009 by the European Space Agency (ESA). The E-SSA structure, based on fully asynchronous random access, perfectly copes with low-duty cycle bursty transmissions adapted to satellite messaging. High performance in terms of spectral efficiency is possible by exploiting iterative successive interference cancellation (SIC) while keeping minimal complexity at the terminal side. If the first exploitation of the protocol concerned mobile applications in S-band, it has been extended to fleets of fixed terminals in other frequency bandwidths (C, Ku or Ka). Starting from these two scenarios, this thesis proposes different innovations to further boost the E-SSA global system capacity. These technical solutions particularly include a fine optimization of protocol parameters and new power control algorithms.

### **Keywords:**

Satellite Communications, Spectral Efficiency, Multiple Access, Spread Spectrum, Power Control