

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

École Nationale Polytechnique



Département d'Electronique  
Laboratoire des Dispositifs de Communication et de Conversion  
Photovoltaïque

*Mémoire de Master en Electronique*

THÈME :

---

**DECODAGE ITERATIF DES CODES  
SPATIO-TEMPORELS**

---

DJELILI Amina

Sous la direction de

Mr. M. TAGHI

Présenté et soutenue publiquement le 18 Juin devant le jury composé de :

Président	MCA. R. SAADOUN	(ENP)
Examineur	Pr. D. BERKANI	(ENP)
Promoteur	MAA. M. TAGHI	(ENP)

ENP 2017



RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

École Nationale Polytechnique



Département d'Electronique  
Laboratoire des Dispositifs de Communication et de Conversion  
Photovoltaïque

*Mémoire de Master en Electronique*

THÈME :

---

**DECODAGE ITERATIF DES CODES  
SPATIO-TEMPORELS**

---

DJELILI Amina

Sous la direction de

Mr. M. TAGHI

Présenté et soutenue publiquement le 18 Juin devant le jury composé de :

Président	MCA. R. SAADOUN	(ENP)
Examineur	Pr. D. BERKANI	(ENP)
Promoteur	MAA. M. TAGHI	(ENP)

ENP 2017

**A ma mère et mon père**

**A mes frères et ma soeur**

**A mes amis**

# Remerciements

Ce mémoire de fin d'études à été effectué au sein du département d'Electronique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

Je tiens à remercier mon promoteur M.Taghi qui m'a soutenu tout au long de la réalisation de ce projet.

Je remercie tous les professeurs et enseignants dont j'ai eu l'honneur de côtoyer et qui m'ont fourni les bases nécessaires pour accomplir ce travail durant mon cursus.

Mes plus vifs remerciements s'adressent aussi à tout le cadre professionnel et administratif de L'école Polytechnique.

Mes remerciements vont enfin à toute personne qui a contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

## ملخص

يتمحور هذا العمل حول تطبيق فك التشفير المتتالي للرموز الزمنية المكانية. هذه دراسة و مقارنة لأداء رموز تريي، توربو و سوبر ارثو غونال تريي في حالة ثلاث هوائيات (و هوائيتين) في الارسال. تتم أيضا عملية المقارنة وفقا لنوع السلسلة.

**الكلمات المفتاحية:** الكتل الزمنية المكانية، رموز التوربو، فك التشفير المتتالي ، رموز تريي، سوبر ارثو غونال تريي.

## Abstract

This work revolves around the application of the iterative decoding for spacio-temporal codes .

This is a study and a comparison between the performances of the STTC, STOSTTC and Turbo codes in the case of three antennas (and two antennas) in emission. The comparison is also made depending on the type of concatenation.

**Keys words:** space-time block, Turbo Code , Itérative Decoder, STOSTTC, STTC.

## Résumé

Ce travail s'articule autour de l'application du décodage itératif pour les codes spatio-temporels.

C'est une étude et comparaison entre les performances des codes STTC, STOSTTC et Turbo dans le cas de trois antennes (et deux antennes) en émissions. La comparaison est également effectuée en fonction du type de concaténation.

**Mots clé :** Spatio-temporel en bloc, Turbo code, décodeur itératif, STOSTTC, STTC.

# Table des matières

Table de figures

Acronymes

Notations et variables utilisées

<b>Introduction générale</b>	<b>11</b>
<b>1 Performances des Codes Spatio-temporel STTC et SOSTTC</b>	<b>12</b>
1.1 Introduction . . . . .	12
1.2 Exemples de configurations des codes STTC et SOSTTC . . . . .	13
1.3 Performances des codes SOSTTC . . . . .	15
1.4 Conclusion . . . . .	20
<b>2 Décodage Itératif</b>	<b>21</b>
2.1 Définitions . . . . .	21
2.2 Décodeur itératif . . . . .	22
2.2.1 Entrelacement . . . . .	22
2.2.2 Probabilité a posteriori . . . . .	22
2.3 principe Turbo . . . . .	23
2.3.1 Concaténation parallèle . . . . .	24
2.3.2 Cas de deux antennes d'émission . . . . .	24
2.3.3 Cas de trois antennes d'émission . . . . .	30
2.3.4 Décodage itératif des codes concaténés en série : . . . . .	32
2.3.5 Performances et résultats : . . . . .	33
2.3.6 Cas de trois antennes d'émission . . . . .	36
2.3.7 Comparaison turbo-SOSTTC / turbo-STTC en concaténation parallèle : . . . . .	40
2.4 Conclusion . . . . .	43
<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>44</b>
<b>Bibliographie</b>	<b>45</b>

# Table des figures

1.1	STTC à 2 états utilisant une BPSK, $r = 1$ bit/s/Hz . . . . .	13
1.2	STTC à 4 états utilisant une BPSK, $r = 1$ bit/s/Hz . . . . .	13
1.3	STTC à 4 états, $r = 2$ bits/s/Hz, utilisant une QPSK . . . . .	13
1.4	Set partitioning pour BPSK . . . . .	14
1.5	SOSTTC à 4 états, $r = 1$ bit/s/Hz en BPSK, et $r = 2$ bits/s/Hz en QPSK . . . . .	14
1.6	STTC à 2 états, $r = 1$ bits/s/Hz, utilisant une QPSK . . . . .	14
1.7	FER en fonction du SNR, pour des codes SOSTTC et STTC à 1 bit/s/Hz, 2 antennes d'émission et 1 antenne de réception . . . . .	15
1.8	FER en fonction du SNR, pour des codes SOSTTC et STTC à 1 bit/s/Hz, 2 antennes d'émission et 2 antennes de réception . . . . .	16
1.9	FER en fonction du SNR, pour des codes SOSTTC et STTC à 2 bit/s/Hz, 2 antennes d'émission et 1 antenne de réception . . . . .	16
1.10	FER en fonction du SNR, pour des codes SOSTTC et STTC à 2 bit/s/Hz, 2 antennes d'émission et 2 antennes de réception . . . . .	17
1.11	FER en fonction du SNR, pour des codes SOSTTC à 3 bit/s/Hz, 2 antennes d'émission et 1 antenne de réception . . . . .	18
1.12	FER en fonction du SNR, pour des codes SOSTTC à 3 bit/s/Hz, 2 antennes d'émission et 2 antennes de réception . . . . .	18
1.13	FER en fonction du SNR, pour des codes SOSTTC à 1 bit/s/Hz, 4 antennes d'émission et 1 antenne de réception . . . . .	19
1.14	FER en fonction du SNR, pour des codes SOSTTC à 2 bit/s/Hz, 4 antennes d'émission et 1 antenne de réception . . . . .	19
2.1	Décodage itératif . . . . .	22
2.2	Décodeur Turbo . . . . .	23
2.3	Décodeur Turbo . . . . .	24
2.4	Code SOSTTC à huit états et minCGD = 64 (QPSK) . . . . .	25
2.5	Performances FER du turbo code SOSTTC 8 états, minCGD = 64 avec deux antennes d'émission-une antenne de réception (taille des paquets : 150 symboles QPSK) . . . . .	25
2.6	Performances FER du turbo code SOSTTC 8 états, minCGD = 64 avec deux antennes d'émission-une antenne de réception (taille des paquets : 1500 symboles QPSK) . . . . .	26
2.7	Code SOSTTC à 4 états et minCGD = 16 (QPSK) . . . . .	26
2.8	Performances FER du turbo code SOSTTC 4 états, minCGD = 16 avec deux antennes d'émission-une antenne de réception (taille des paquets : 150 symboles QPSK) . . . . .	27



2.9	Performances FER du turbo code SOSTTC 4 états, minCGD = 16 avec deux antennes d'émission-une antenne de réception (taille des paquets : 1500 symboles QPSK) . . . . .	28
2.10	Performances FER du turbo code SOSTTC 8 états, minCGD = 64 avec deux antennes d'émission-deux antennes de réception (taille des paquets : 150 symboles QPSK) . . . . .	28
2.11	Performances FER du turbo code SOSTTC 8 états, minCGD= 64 avec deux antennes d'émission-une antenne de réception sans poinçonnage (taille des paquets : 150 symboles QPSK) . . . . .	29
2.12	Performances FER du turbo code SOSTTC 8 états, minCGD = 64 avec deux antennes d'émission-deux antennes de réception sans poinçonnage (taille des paquets : 150 symboles QPSK) . . . . .	30
2.13	Performances FER du turbo code STTC à base de STBC avec 8 états et minCGD égal à 22 (taille des paquets : 150 symboles QPSK) trois antennes d'émission-une antenne de réception . . . . .	31
2.14	Performances FER du turbo code STTC à base de STBC avec 8 états et minCGD égal à 22 (taille des paquets : 150 symboles QPSK) trois antennes d'émission-deux antennes de réception . . . . .	32
2.15	Décodage itératif de la concaténation série . . . . .	32
2.16	Performances FER de la concaténation série d'un code d'Alamouti avec un turbo-code STTC ( $v = 2$ ) . . . . .	34
2.17	Performances FER de la concaténation série du code SOSTTC 4 états et minCGD égal à 16 avec un turbo-code STTC ( $v = 2$ ) . . . . .	34
2.18	Performances FER de la concaténation série du code SOSTTC 4 états et minCGD égal à 16 avec un turbo-code STTC ( $v = 3$ ) . . . . .	35
2.19	Performances FER de la concaténation série du code SOSTTC 4 états et minCGD égal à 16 avec un turbo-code STTC ( $v = 4$ ) . . . . .	36
2.20	Performances FER de la concaténation série du code STTC -STBC 8 états et minCGD égal à 22 avec un turbo-code STTC ( $v = 4$ ) trois antennes d'émission-une antenne de réception . . . . .	37
2.21	Performances FER de la concaténation série du code STTC -STBC 8 états et minCGD égal à 22 avec un turbo-code STTC ( $v = 4$ ) trois antennes d'émission-deux antennes de réception . . . . .	38
2.22	Performances FER de la concaténation série du code STTC-STBC 8 états et minCGD égal à 22 avec un turbo-code STTC ( $v = 5$ ) trois antennes d'émission-une antenne de réception . . . . .	39
2.23	Performances FER de la concaténation série du code STTC-STBC 8 états et minCGD égal à 22 avec un turbo-code STTC ( $v = 5$ ) trois antennes d'émission-deux antennes de réception . . . . .	39
2.24	Décodage concaténation série Alamouti+turbo STTC . . . . .	40
2.25	Performances FER du turbo code SOSTTC 8 états, minCGD = 64 avec deux antennes d'émission-une antenne de réception (taille des paquets : 150 symboles QPSK) . . . . .	41
2.26	Performances FER du turbo code STTC $v = 3$ , avec deux antennes d'émission-une antenne de réception (taille des paquets : 150 symboles QPSK) . . . . .	42

2.27	Performances FER du turbo code SOSTTC 8 états, minCGD = 64 avec deux antennes d'émission-deux antennes de réception (taille des paquets : 150 symboles QPSK) . . . . .	42
2.28	Performances FER du turbo code STTC $v = 3$ , avec deux antennes d'émission deux antennes de réception (taille des paquets : 150 symboles QPSK) . . . . .	43

# Acronymes

8-PSK	8 - Phase Shift Keying
APP	A Posteriori Probabilitiy
AWGN	Average White Gaussian Noise
BPSK	Binary Phase Shift Keying
ISI	Inter Symbols Interference
MAP	Maximum A Priori
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output.
minCGD	Minimum Cumulative Gain Distance
ML	Maximum Likelihood
MRC	Maximum Ratio Combining
MTCM	Multiple Trellis Coded Modulation
MV	Maximum de Vraisemblance
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation.
SIMO	Single Input Multiple Output.
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
SOSTTC	Super Orthogonal Space Time Trellis Code
SQOHLSTTC	Super Quasi Orthogonal Horizontal Layered Space Time Trellis Code
SQOSTTC	Super Quasi Orthogonal Space Time Trellis Code
STBC	Space Time Bloc Code
STC	Space Time Coding
STTC	Space Time Trellis Code
TCM	Trellis Coded Modulation

## Notations et variables utilisées

$a^*$	Conjugué du scalaire $a$ .
$A$	Matrice.
$i$	Nombre complexe défini par $i^2 = -1$ .
$I_n$	Matrice identité de dimension $n \times n$ .
$A^H$	la matrice Hermitienne conjuguée $A$ .
$\otimes$	Produit de Kronecker.
$ a $	Module du scalaire $a$ .
$n$	Nombre d'antennes de transmission.
$p$	Nombre de périodes de transmission.

# Introduction générale

Un des plus gros problèmes en théorie du codage consiste à élaborer des techniques de décodage efficaces réalisant (ou approximant) le décodage au maximum de vraisemblance pour des codes de grande longueur. Il s'avère actuellement que certaines familles de codes, parmi lesquelles figurent les turbo-codes et les codes en bloc à matrice de parité creuse, admettent un décodage itératif qui est non seulement très rapide mais aussi extrêmement performant. Dans cet exposé nous expliquerons les bases de cette technique de décodage. Cette technique ne peut malheureusement être analysée rigoureusement que dans certains cas bien précis (qui ne sont pas forcément les plus intéressants en pratique d'ailleurs...). Nous donnerons cependant un certain nombre de résultats théoriques qui expliquent en partie les excellentes performances de cette méthode de décodage.

De manière générale, le décodage itératif consiste à décoder un code par étapes successives à l'aide de plusieurs décodeurs à faible coût au lieu de décoder le code avec un seul décodeur complexe. Récemment, il a été démontré que les systèmes de décodage itératif peuvent fonctionner à des rendements très proches de la limite de Shannon, imposée par le théorème du codage sur canaux bruités [2], avec toutefois une complexité raisonnable. En particulier, les codes LDPC (lowdensity parity-check) irréguliers et les turbo codes sont des candidats prometteurs pour de futures applications. Finalement, l'avantage pratique du décodage itératif réside dans le fait que des codes puissants peuvent maintenant être décodés avec une complexité raisonnable. C'est pourquoi une grande part de la recherche est focalisée sur l'évaluation des performances du décodage itératif pour de futurs systèmes de communication filaires et non-filaires.

## Plan du mémoire

Ce mémoire est organisé en 2 chapitres. Le premier chapitre expose les performances des codes spatio-temporels sur le code de trellis et le super orthogonal trellis. Cette partie est nécessaire pour mettre en valeurs les performances du décodage itératif dans le chapitre qui suit.

Dans le deuxième chapitre la notion de décodage itératif sera traité et les performances de ce dernier seront comparés à ceux du chapitre précédant .

# Chapitre 1

## Performances des Codes Spatio-temporel STTC et SOSTTC

### 1.1 Introduction

Pour les communications sans fil à antennes multiples en émission et en réception, les schémas de modulation en treillis codés Temps-Espace se sont récemment imposés comme la stratégie de codage la mieux adaptée. Cependant, l'inconvénient pour construire ces systèmes, consiste à trouver l'équilibre entre le débit de transmission, la taille de la constellation, le gain de diversité et le nombre d'états du treillis, qui va permettre de construire un code avec un maximum de diversité pour une complexité de treillis réduite. En effet, des chercheurs ont développé un nouveau codage utilisant une combinaison judicieuse des codes STTC et STBC, basée sur les règles de répartition d'Ungerboeck, permettant d'avoir en permanence, la diversité du code STBC tout en étant capables de construire un treillis avec un CGD maximum. Les codes ainsi obtenus portent le nom de Super Orthogonal Space-Time Trellis Code (SOSTTC) et ils améliorent nettement les performances des meilleurs codes STTC proposés. Dans cette partie une démonstration de la comparaison entre les performances des codes STTC et SOSTTC sera exposé.

### Pourquoi de tels codes ?

les codes STBC permettent d'avoir un maximum de diversité pour une faible complexité de décodage, et peuvent être utilisés dans des schémas de modulation à antennes d'émissions multiples, cependant, ils ne fournissent pas de gain de codage.

Les codes STTC sont construits pour fournir un maximum de diversité et un gain de codage important, mais cela au détriment d'une grande complexité de décodage. Un autre moyen pour obtenir d'importants gains de codage, consiste à concaténer un code externe en Trellis, avec un code STBC. Dans cette configuration, les matrices de codes STBC générées, transformeront chaque état du Trellis en un point de dimension spatiale différente de un. Le rôle de ce treillis, dit externe, sera alors de transmettre le code STBC présent sur l'état considéré. En [7], il est montré que sur un canal à évanouissement lent, le Trellis peut être construit, en utilisant le concept dit de « Set partitioning » des codes de Ungerboeck, pour des canaux AWGN. L'idée des Super Orthogonal Space-Time Trellis Codes (SOSTTC) est de

considérer les codes STBC, pour le trellis, comme des schémas de modulation à plusieurs antennes d'émission. Nous assignons alors un code STBC, avec une constellation de symbole spécifique, à toutes les transitions provenant d'un état donné.

## 1.2 Exemples de configurations des codes STTC et SOSTTC

le codes (1.1) ainsi que les figures (1.1, 1.2, 1.3, 1.4) seront exploités pour faire la comparaison entre les performances des différents codes étudiés.

$$X = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

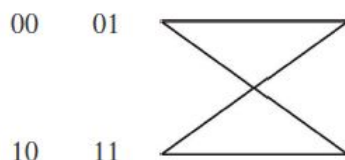


FIGURE 1.1 – STTC à 2 états utilisant une BPSK,  $r = 1$  bit/s/Hz

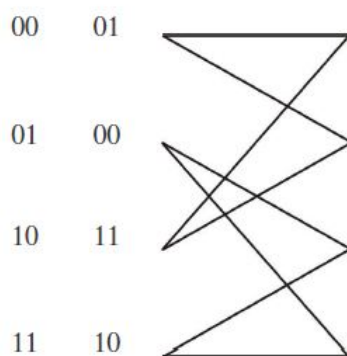


FIGURE 1.2 – STTC à 4 états utilisant une BPSK,  $r = 1$  bit/s/Hz

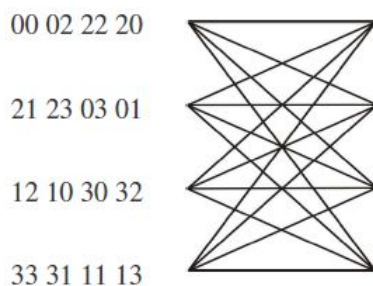


FIGURE 1.3 – STTC à 4 états,  $r = 2$  bits/s/Hz, utilisant une QPSK

Dans le cas de code (1.1), nous utilisons une modulation BPSK, et un partitionnement des mots de codes du code orthogonal, à 4 chemins (voir figure 1.4)

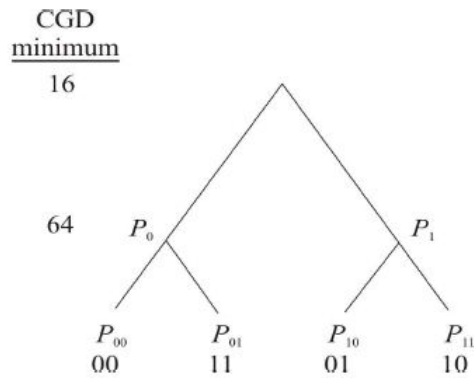


FIGURE 1.4 – Set partitioning pour BPSK

Si maintenant, nous utilisons une modulation QPSK, la figure 1.5 montre un partitionnement utilisable, pour un treillis à 4 états et un rendement de 2 bits/s/Hz. Le CGD minimum vaut alors 16, ce qui est quatre fois supérieur à celui obtenu dans [5].

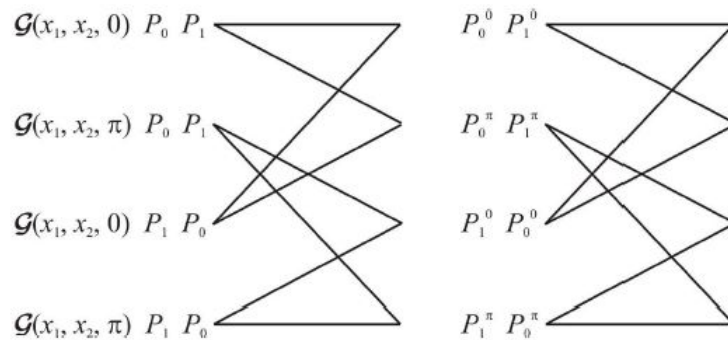


FIGURE 1.5 – SOSTTC à 4 états,  $r = 1$  bit/s/Hz en BPSK, et  $r = 2$  bits/s/Hz en QPSK

La figure 1.6 montre que pour des codes utilisés dans un treillis à 2 états, nous obtenons pour une modulation BPSK (1 bit/s/Hz) un CGD de 48 et que pour une QPSK (2 bits/s/Hz) on arrive à un CGD de 16. Notez qu'il n'y a pas d'équivalent pour un code STTC à 2 états en QPSK.

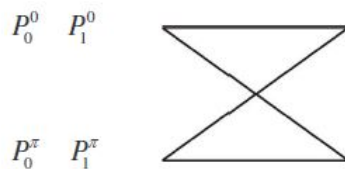


FIGURE 1.6 – STTC à 2 états,  $r = 1$  bits/s/Hz, utilisant une QPSK



### 1.3 Performances des codes SOSTTC

Dans ce paragraphe nous allons donner les résultats de simulation des codes SOSTTC. Nous supposons que le canal est quasi-statique, et qu'il suit un modèle de Rayleigh à évanouissement lent. Donc les coefficients du canal sont des variables Gaussiennes, complexes indépendantes fixes durant la transmission d'une trame entière. Nous évaluons les performances de tels codes, en traçant leurs Frame Error Rate (FER) en fonction du SNR. Nous comparons les résultats obtenus avec les performances de codes STTC comparables. Les paquets émis ont une taille de 150 symboles.

La figure 1.7 montre les résultats de FER tracés en fonction du SNR pour les codes présentés sur les figures 1.5 et 1.6, utilisant une modulation BPSK et le set partitioning de la figure 1.4. Le code présenté par la figure 1.5 se nomme « SOSTTC à 4 états » alors que celui de la figure 1.6 portera le nom de « SOSTTC à 2 états ». Chacun de ces codes dispose d'un rendement de 1 et transmet à un débit de 1 bit/s/Hz. Pour comparer, nous insérons les résultats de deux codes STTC, un « STTC à 4 états » et un « STTC à 2 états » des figures 1.2 et 1.1.

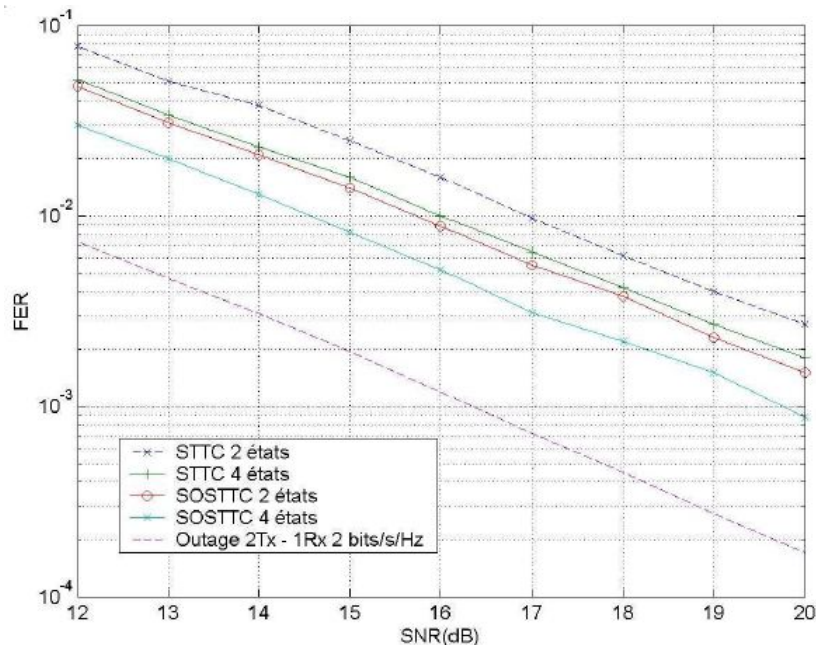


FIGURE 1.7 – FER en fonction du SNR, pour des codes SOSTTC et STTC à 1 bit/s/Hz, 2 antennes d'émission et 1 antenne de réception

Les performances des SOSTTC supplantent celle des STTC correspondant de 1.5dB. Nous obtenons des résultats similaires, figure 1.8, lorsque l'on considère au récepteur  $N_r = 2$  antennes. La figure 1.9 montre les résultats de simulations, lorsque l'on transmet à 2 bits/s/Hz, dans le cas d'une modulation QPSK. Les codes que nous comparons ont le même rendement, c'est pour cela qu'il est impossible de comparer le SOSTTC à 2 états lorsque  $r = 2$  bits/s/Hz, car son équivalent STTC n'existe pas. Comme le montre la figure 1.9, pour un treillis à 4 états, les résultats du code SOSTTC supplantent ceux du STTC de 2 dB. Les performances du SOSTTC à 4 états, sont meilleures que celle de son équivalent STTC à 32 états [5], et très proches du STTC à 64 états [5]. En plus, pour un même nombre d'états dans le treillis, le décodage des SOSTTC est moins compliqué que celui des STTC. Cela est dû à

l'orthogonalité des matrices STBC. Les mêmes remarques peuvent être faites concernant la figure 1.10, où le nombre d'antennes de réception est égal à 2. Si l'on compare entre le SOSTTC ET STTC à 4 états, on remarque bien que le SOSTTC présente un gain d'environ 1.5dB.

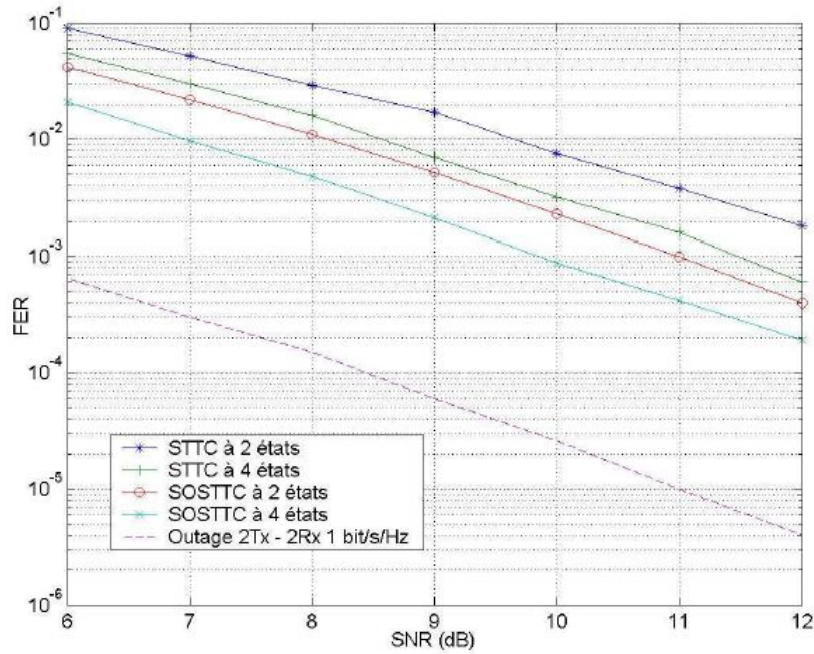


FIGURE 1.8 – FER en fonction du SNR, pour des codes SOSTTC et STTC à 1 bit/s/Hz, 2 antennes d'émission et 2 antennes de réception

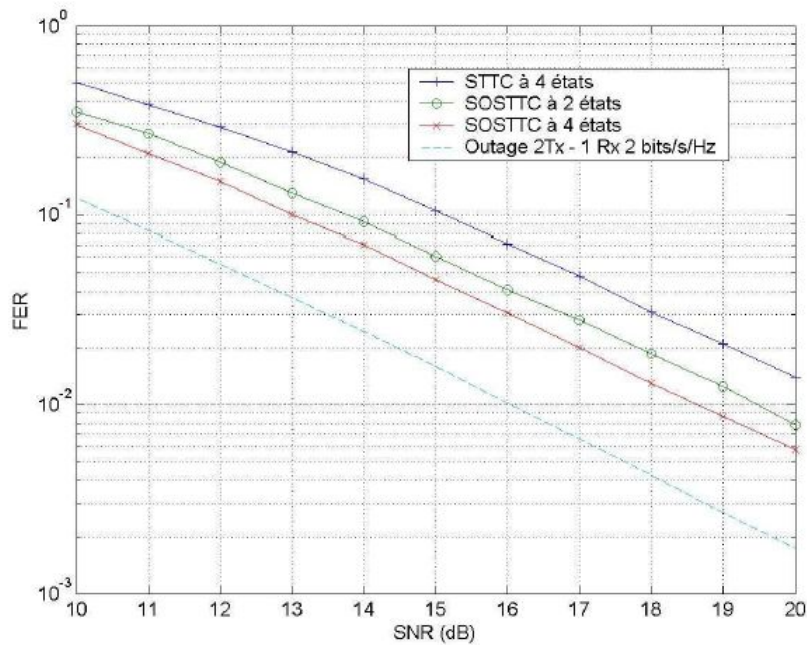


FIGURE 1.9 – FER en fonction du SNR, pour des codes SOSTTC et STTC à 2 bit/s/Hz, 2 antennes d'émission et 1 antenne de réception

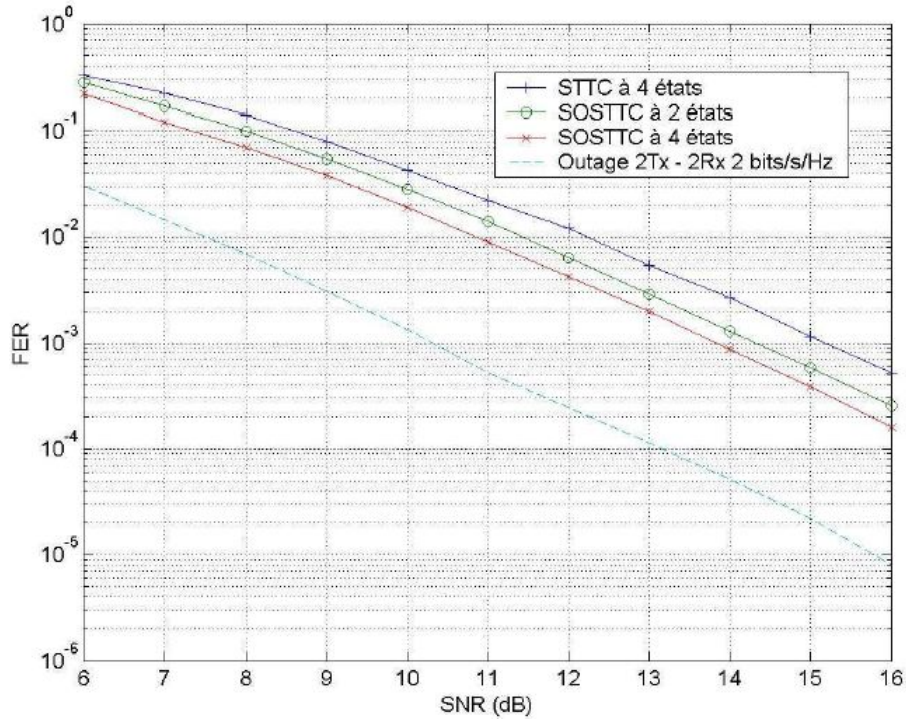


FIGURE 1.10 – FER en fonction du SNR, pour des codes SOSTTC et STTC à 2 bit/s/Hz, 2 antennes d’émission et 2 antennes de réception

La figure 1.11 montre les résultats de simulations pour une transmission à 3 bits/s/Hz, utilisant une modulation 8-PSK. Un code SOSTTC à 8 états supplante son homologue STTC à 4 états de 0.75 dB. Bien évidemment, augmenter le nombre d’états permet d’améliorer les performances du code, au détriment d’une complexité de décodage plus importante. Comme le montre également la figure, les performances des codes SOSTTC sont similaires lorsqu’ils ont le même nombre d’états dans le treillis. Ceci en dépit de la différence de CGD qu’il peut y avoir entre les codes. L’impact de la différence du CGD se fait plus sentir lorsqu’il y a dans le système plus d’une antenne de réception. Cela est évident au vu de la figure 1.12 qui montre les performances du code précédent lorsque le nombre d’antennes de réception est de deux. En général, le CGD est un bon indicateur de performances, lorsque le nombre d’antennes de réception devient important. La figure 1.12 montre les résultats de simulations dans le cas d’une modulation BPSK, pour un système de  $N_t = 4$  antennes d’émission émettant à 1 bit/s/Hz. Le SOSTTC simulé correspond à celui de la figure 1.10 et le SQOSTTC est issu de la même structure que [4] en utilisant des codes STBC Quasi-Orthogonaux à la place des STBC Orthogonaux.

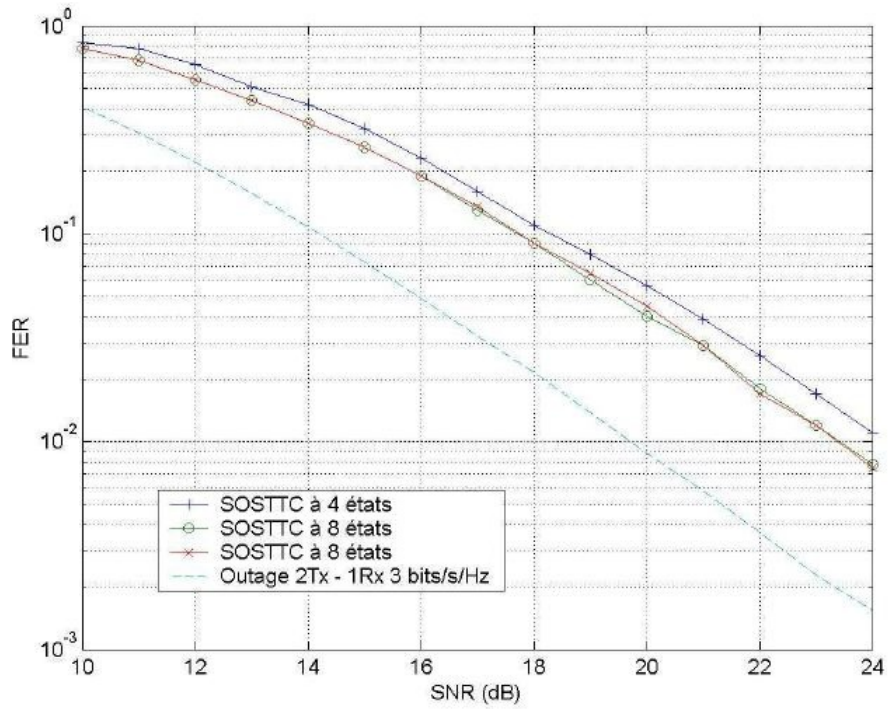


FIGURE 1.11 – FER en fonction du SNR, pour des codes SOSTTC à 3 bit/s/Hz, 2 antennes d’émission et 1 antenne de réception

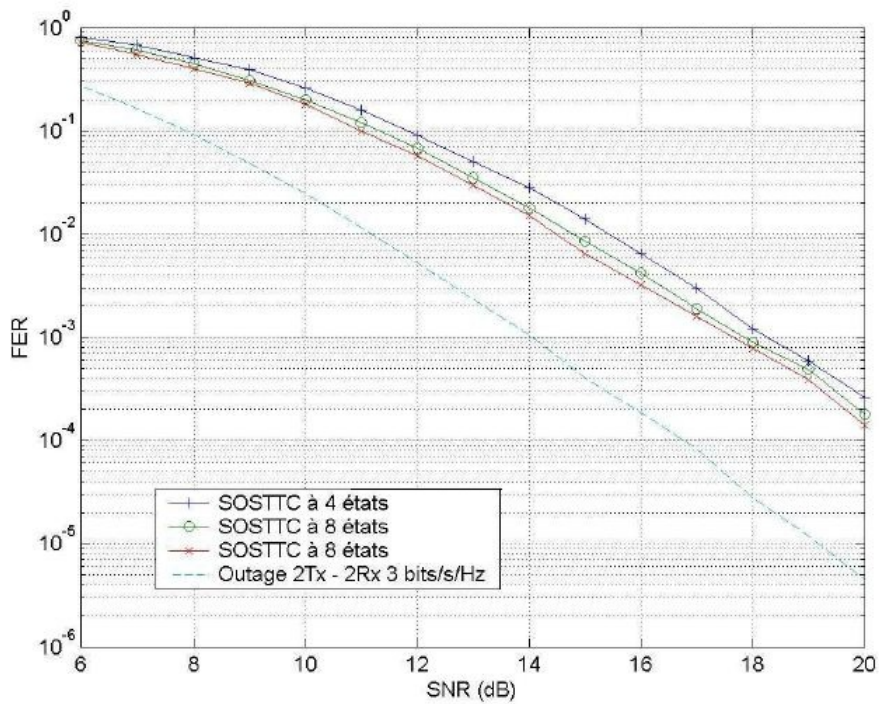


FIGURE 1.12 – FER en fonction du SNR, pour des codes SOSTTC à 3 bit/s/Hz, 2 antennes d’émission et 2 antennes de réception

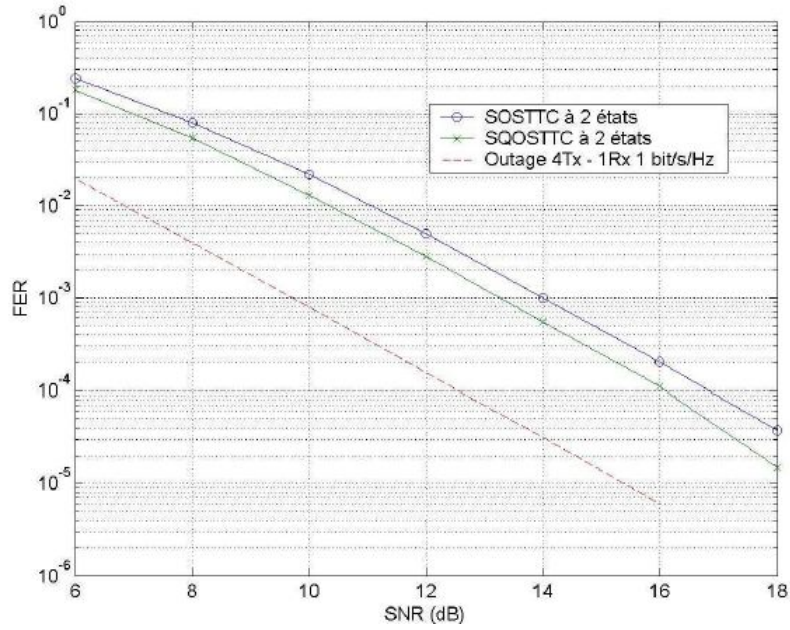


FIGURE 1.13 – FER en fonction du SNR, pour des codes SOSTTC à 1 bit/s/Hz, 4 antennes d’émission et 1 antenne de réception

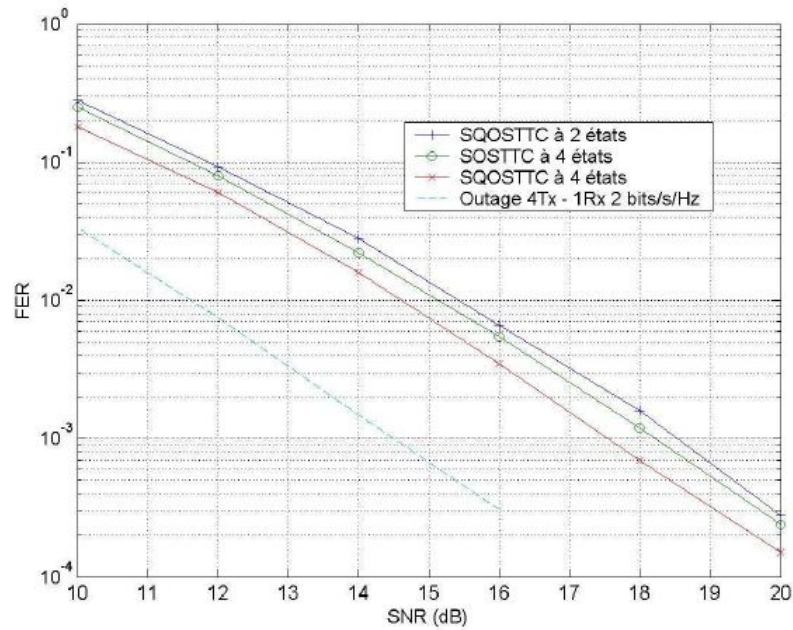


FIGURE 1.14 – FER en fonction du SNR, pour des codes SOSTTC à 2 bit/s/Hz, 4 antennes d’émission et 1 antenne de réception

Comme le montre la figure 1.13, avec seulement deux états dans le treillis, nous sommes à 4 dB de la capacité outage. La figure suivante, 1.14, montre les mêmes résultats, mais cette fois-ci pour une modulation QPSK à 2 bits/s/Hz.

La figure montre que pour un code de rendement 1, lorsque le nombre d’antennes d’émission est supérieur à deux, les performances obtenues pour une constellation QPSK

sont relativement bonnes (au mieux à moins de 3 dB de la outage). Et si l'on s'intéresse aux performances du SOSTTC à 16 états (non tracées sur la figure 1.14), on s'aperçoit qu'elles supplantent celles du code à 4 états de 2 dB.

## 1.4 Conclusion

Nous venons donc de voir que la conception des codes SOSTTC résulte de la combinaison des codes STBC et des codes STTC. Ici nous avons contraint la construction de l'ensemble super-orthogonal, en paramétrant le STBC de façon à ne pas étendre la constellation des symboles originaux. Pour chaque branche du treillis un mot de code STBC est affecté. En plus de fournir une diversité et un rendement maximum, les codes SOSTTC peuvent être conçus pour n'importe quel treillis, avec n'importe quel nombre d'états et pour n'importe quel rendement.

Pour des configurations comparables (treillis, nombre d'états, modulation, rendement), les codes SOSTTC ont de bien meilleures performances que les codes STTC et leur décodage présente une complexité comparable puisqu'il est également basé sur l'algorithme de Viterbi.

# Chapitre 2

## Décodage Itératif

Dans un système de communication numérique sur un canal bruité, un codeur est souvent utilisé à l'émetteur avant l'étape de modulation, afin de corriger les erreurs de transmission au récepteur. Lorsque la structure du code s'y prête, le processus de décodage peut être exécuté en plusieurs étapes ou itérations simples, d'où le nom de décodage itératif. Dans ce chapitre, les principes du décodage itératif sont présentés à l'aide d'un exemple de code simple, qui illustre comment le fait d'itérer les sorties souples des décodeurs peut améliorer les performances en terme de taux d'erreur binaire.

### 2.1 Définitions

#### Capacité outage :

Dans le cas des canaux à fading, on considère la capacité outage plutôt la capacité de Shannon classique. On définit alors la capacité de transmission outage  $C_x$  avec le pourcentage  $x\%$  qui correspond au débit maximum que l'on peut transmettre sans erreur pendant  $(100 - x\%)$  du temps. Ceci revient à dire que l'on vise à obtenir une capacité outage de  $x\%$ .

En supposant le canal constant sur la durée d'un paquet, la capacité outage peut être évaluée par simulations de type Monte Carlo en calculant la capacité pour un grand nombre de réalisations de  $H$ . Le résultat fondamental est que la pente asymptotique de la courbe de la capacité en fonction de  $E_s/N_0$  en dB est déterminée par le nombre minimum  $\min\{N_t, N_r\}$  d'antennes d'émission-réception[1].

#### Longueur de contrainte :

Ce paramètre correspond au degré de mémoire introduit sur les bits de données. Plus ce paramètre est grand, plus le code est puissant, mais plus le décodeur est complexe. La logique combinatoire est caractérisée par ses polynômes générateurs qui explicitent les positions du registre à décalage prises en compte dans le calcul des symboles. Les principaux codes utilisés sont de la forme  $R = 1/N$  ( $K=1$ ). Ce type de code présente un rendement assez faible. Des codes de rendement plus important en sont dérivés; ces codes sont dits poinçonnés car ils sont obtenus en supprimant certains symboles générés par le code  $1/N$  [3].

## 2.2 Décodeur itératif

Le décodeur itératif des codes concaténés se compose de deux décodeurs à sorties pondérées (appelé "soft" ou APP) séparés par un dispositif d'entrelacement figure (2.1). cette algorithme fait l'échange d'information entre les deux décodeurs[1].

Les décodeurs sont basé sur soit un maximum a posteriori algorithme MAP ou algorithme de viterberi qui génère une estimation pondérée de la séquence en entrée . Le décodage itérative des turbo codes est basé sur la sortie soft de l'algorithme MAP .

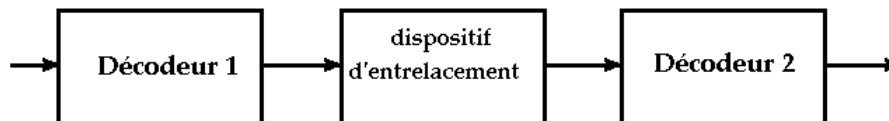


FIGURE 2.1 – Décodage itératif

### 2.2.1 Entrelacement

L'entrelacement est un élément clé dans les systèmes de communications numériques. Le but d'un entrelaceur est de disperser temporellement les données corrélées par le codeur de canal afin de lutter contre les effets des paquets d'erreurs. Ainsi, le désentrelaceur permet de casser les paquets d'erreurs pour présenter au décodeur des erreurs isolées afin de faciliter la tâche de décodage[4].

### 2.2.2 Probabilité a posteriori

la probabilité a posteriori  $APP(C_t = i)$  s'exprime comme suit :

$$APP(C_t = i) \propto Pr\{C_t = i\}p(y_i|x_i)EXTR(C_t = i) \quad (2.1)$$

avec la probabilité extrinsèque  $EXTR(C_t = i)$  :

$$EXTR(C_t = i) = \sum \prod p(y_i|C_j)Pr\{C_j\}$$

Ainsi la probabilité a posteriori  $APP(C_t = i)$  est le produit de trois termes :

la probabilité a priori  $Pr\{C_t = i\}$ , la probabilité conditionnelle  $p(y_i|C_t)$  et la probabilité extrinsèque  $EXTR(C_t = i)$ .

la probabilité conditionnelle  $p(y_t|C_t)$  :

$$p(y_t|C_t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(\frac{-(y_t - C_t)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.2)$$

Il est plus pratique d'utiliser des logarithmes de rapport de vraisemblance LLR (logarithm likelihood ratio en anglais) :

$$\Lambda_i(C_t = i) = \log \frac{Pr(C_t = i)}{Pr(C_t = 1)}, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (2.3)$$



A partir de la formule (2.4) on peut calculer :

$$Pr(C_t = i) = Pr(C_t = 1)exp(\Lambda_i(C_t = i)) \quad (2.4)$$

De plus, par normalisation, on a :  $\sum Pr(C_t = i) = 1$ , ce qui entraine :

$$Pr(C_t = 1) = \frac{1}{\sum exp(\Lambda_i(C_t = i))} \quad (2.5)$$

D'où le calcul de  $Pr(C_t = a)$  :

$$Pr(C_t = a) = \frac{\Lambda_i(C_t = i)}{\sum exp(\Lambda_i(C_t = i))}, i = 1, 2, 3, 4 \quad (2.6)$$

L'expression (2.6) permet alors de calculer les valeurs soft des symboles en entrée du décodeur externe.

## 2.3 principe Turbo

En émission, on associe plusieurs fonctions (modulation, entrelacement, codage...), la théorie de la détection nous montre que le récepteur optimal consiste à décoder de façon conjointe les différentes fonctions utilisées en émission, suivant un critère ML. Il est nécessaire pour cela de construire un super-treillis prenant en compte les différentes fonctions. La complexité globale de ce récepteur optimal est égal au produit cartésien des treillis de chaque fonction prise séparément. L'idée d'un récepteur itératif est de décoder chacune des fonctions élémentaires l'une après l'autre dans une boucle itérative de telle manière à ce que les différentes fonctions s'échangent entre elles une information quantifiant la fiabilité de chacune des fonctions de décodage dite information extrinsèque. Par ce procédé, chaque opération de décodage profite aux autres et inversement. La figure 2.1 décrit un récepteur itératif comportant 2 fonctions.

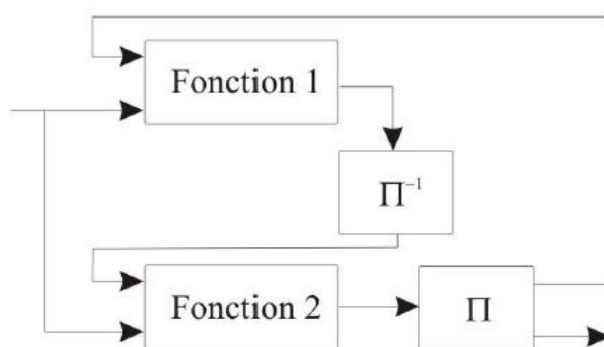


FIGURE 2.2 – Décodeur Turbo

### 2.3.1 Concaténation parallèle

Le schéma de décodage global est illustré sur la figure 2.3.

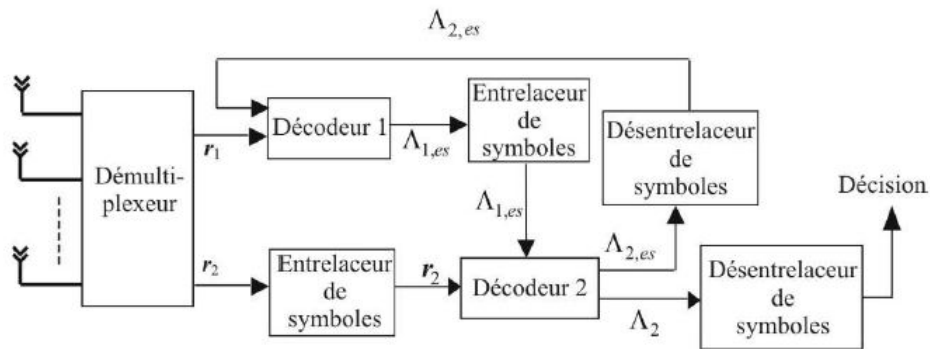


FIGURE 2.3 – Décodeur Turbo

### 2.3.2 Cas de deux antennes d'émission

On considère des paquets de transmission de faible taille (150 symboles) en modulation QPSK. Le canal entre chaque paire d'antenne d'émission  $j$ , réception  $i$  est un canal non-sélectif en fréquence de coefficient  $h_{i,j}$ . La partie réelle de  $h_{i,j}$  est un processus Gaussien de moyenne nulle et de variance 0.5, il en va de même pour la partie imaginaire. On utilise des entrelaceurs aléatoires de type S-random initialement proposés par Divsalar & al [67]. Ces entrelaceurs garantissent que pour une taille  $N$  d'entrelacement, deux positions consécutives entrelacées soient écartées d'au moins  $N/2$ . La contrainte n'est pas difficile à respecter pour des tailles faibles d'entrelacement ce qui est le cas ici pour 150 symboles et donc un entrelaceur de taille 75 puisque l'on entrelace au niveau des paires de symboles. Par contre, dès que la taille de l'entrelaceur dépasse le millier de symboles, il en va tout autrement et la recherche opérationnelle de tels entrelaceurs peut s'avérer très longue. On calcule sur chaque courbe le taux d'erreur par trame (FER) et on compare à la limite théorique de la capacité outage.

#### Schémas avec poinçonnage alternatif

Dans le cas où il y a poinçonnage alternatif des codeurs supérieur et inférieur, l'efficacité spectrale est ici de 2 bits/s/Hz. Pour la première courbe de simulation on considère le cas du code SOSTTC à huit états et  $\text{minCGD} = 64$  illustré sur la figure 2.4. On obtient les résultats de simulation présentés sur la figure 2.5 pour le cas d'une antenne de réception. On constate que l'effet turbo se sature assez rapidement après la quatrième itération et la performance obtenue après six itérations est à 2.2 dB de la capacité outage (pour un FER égal à  $10^{-2}$ ). Ces résultats sont assez décevants car ils sont du même ordre de grandeur que le code SOSTTC simple avec décodage de Viterbi. Cependant, ils illustrent bien la difficulté d'obtenir des performances proches de la capacité limite dans le cas des paquets de petite taille.

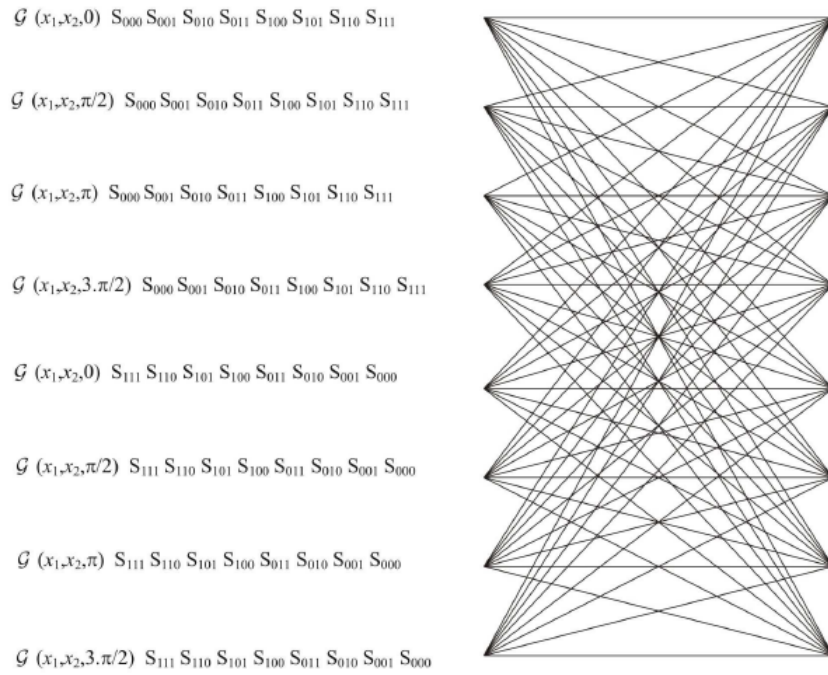


FIGURE 2.4 – Code SOSTTC à huit états et minCGD = 64 (QPSK)

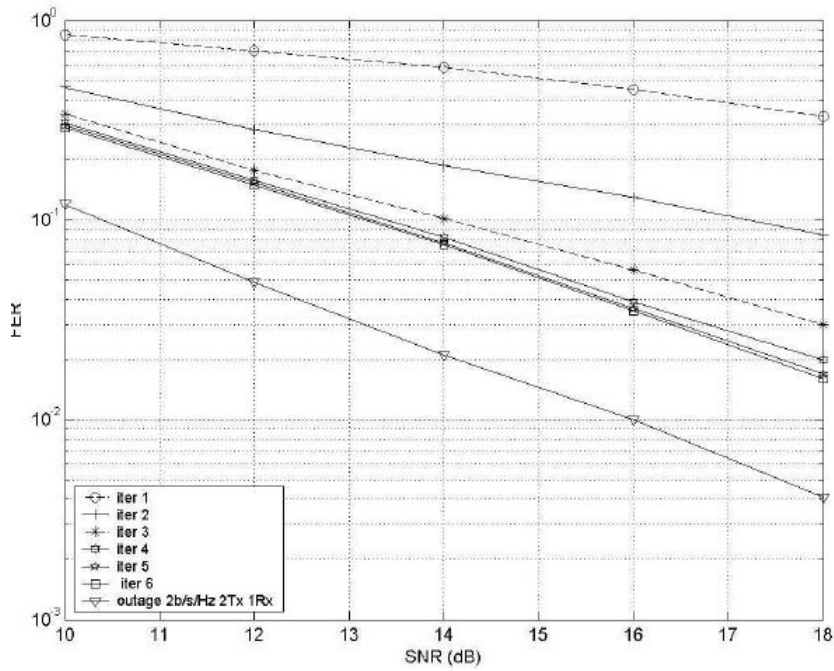


FIGURE 2.5 – Performances FER du turbo code SOSTTC 8 états, minCGD = 64 avec deux antennes d'émission-une antenne de réception (taille des paquets : 150 symboles QPSK)

Pour mettre en évidence ce phénomène, ce même code a été testé avec des paquets de taille 1500 symboles QPSK et un entrelaceur S-random de taille 1500. Les résultats sont représentés en figure 2.6 ci-dessous.

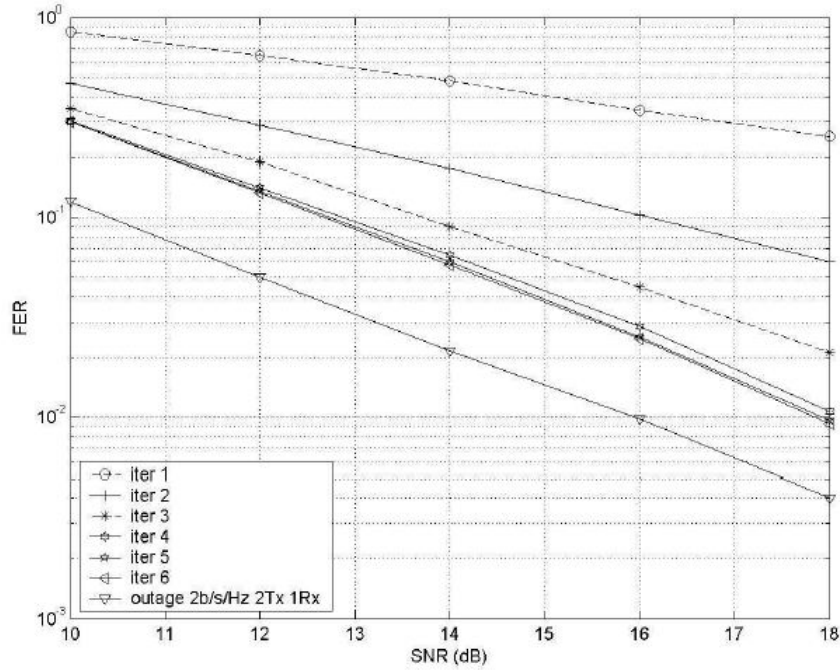


FIGURE 2.6 – Performances FER du turbo code SOSTTC 8 états, minCGD = 64 avec deux antennes d’émission-une antenne de réception (taille des paquets : 1500 symboles QPSK)

Les résultats se sont améliorés par rapport à la figure 2.5. C’est ainsi que pour un FER égal à  $10^{-2}$  on travaille à 1.8 dB de la capacité outage au bout de six itérations. Cette fois-ci, l’utilisation d’un schéma turbo permet d’améliorer les performances par rapport au code simple SOSTTC. Le gain est de l’ordre de 1.4 dB pour un FER de l’ordre de  $10^{-2}$ . Le code testé à huit états reste un code assez complexe et nous avons voulu voir si l’utilisation d’un code plus simple permettait d’obtenir également un effet turbo satisfaisant. C’est ainsi que nous avons testé le code à 4 états dessiné sur la figure 2.7 ci-dessous.

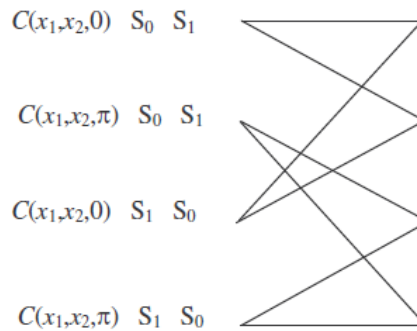


FIGURE 2.7 – Code SOSTTC à 4 états et minCGD = 16 (QPSK)

Les performances du turbo-code en concaténation parallèle associé à ce code sont représentées en figure 2.8 pour une taille de paquet égale à 150 symboles et en figure 2.9 pour une taille de paquets égale à 1500 symboles QPSK.

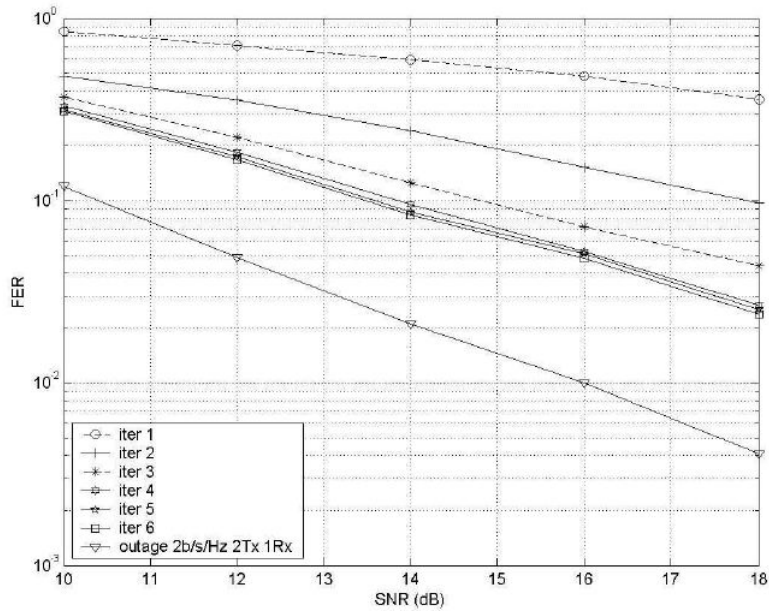


FIGURE 2.8 – Performances FER du turbo code SOSTTC 4 états, minCGD = 16 avec deux antennes d’émission-une antenne de réception (taille des paquets : 150 symboles QPSK)

Les performances affichées par ce code sont remarquables en égard à sa faible complexité. Quand on compare les figures 2.5 et 2.9 on se rend compte que le gain apporté par l’utilisation du code à huit états est inférieur à 1 dB et est de l’ordre de 0.8 dB (par exemple pour un FER égal à  $5 \cdot 10^{-2}$ ). On peut l’expliquer par le fait qu’aux SNR considérés ici, c’est le gain de diversité qui l’emporte sur le gain de codage et donc l’utilisation d’un code plus sophistiqué n’apporte qu’un gain marginal. Cette constatation est bien sûr confirmée par les résultats de la figure 2.10 où on utilise le même code à quatre états avec des paquets de 1500 symboles.

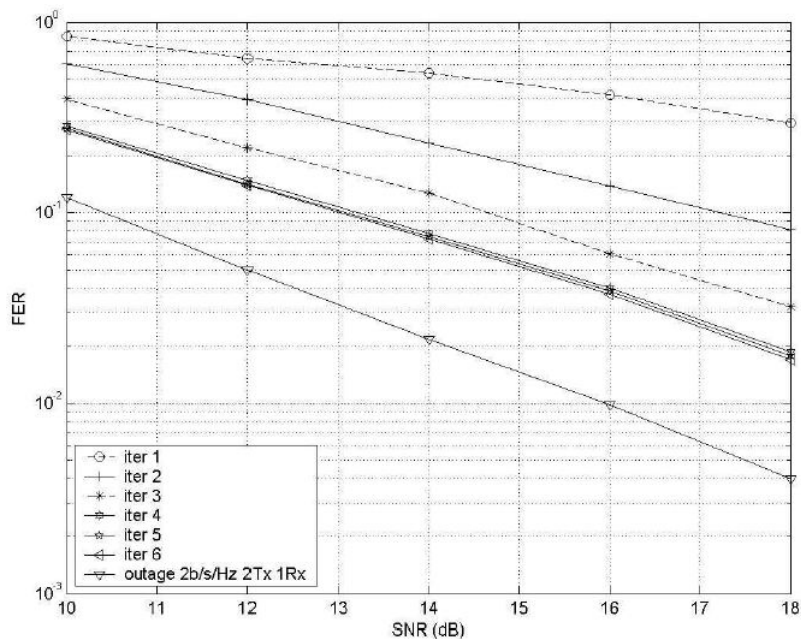


FIGURE 2.9 – Performances FER du turbo code SOSTTC 4 états, minCGD = 16 avec deux antennes d’émission-une antenne de réception (taille des paquets : 1500 symboles QPSK)

Lorsque l’on compare ces résultats à ceux de la courbe de la figure 2.9, on observe un gain de l’ordre de 1 dB pour un FER de  $3 \cdot 10^{-2}$ . De plus, par rapport à la figure 2.7, la perte en performances reste assez limitée, là encore de l’ordre de 1 dB. Ces premiers résultats montrent bien que le choix du code SOSTTC à quatre états et minCGD égal à 16 représente un excellent compromis complexité-performances. Cependant, notre but étant d’obtenir les meilleures performances possibles pour se rapprocher de la capacité outage, nous avons utilisé le code à huit états et minCGD égal à 64 pour la suite des simulations. Après avoir tracé les performances pour le contexte d’une seule antenne de réception, nous donnons les résultats pour le cas de deux antennes de réception et nous considérons toujours le cas de la modulation QPSK. Les performances du code à huit états et minCGD égal à 64 en version turbo à concaténation parallèle sont illustrées sur la figure 2.10 pour une taille de paquet égale à 150 symboles QPSK. L’efficacité spectrale reste inchangée égale à 2 bits/s/Hz mais, bien sûr, la courbe de la capacité outage est modifiée.

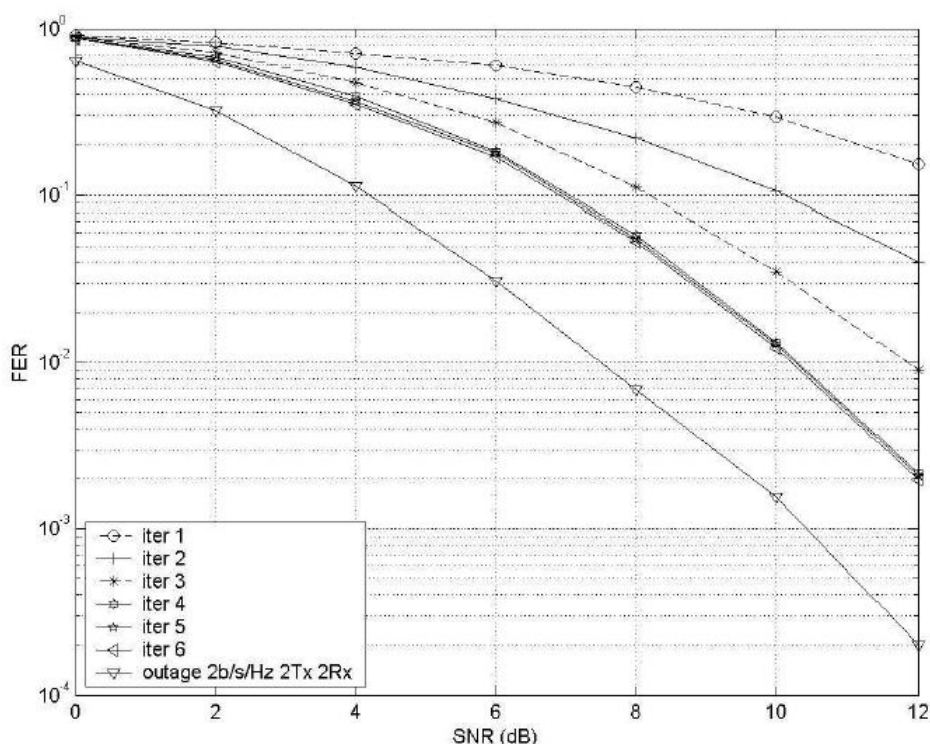


FIGURE 2.10 – Performances FER du turbo code SOSTTC 8 états, minCGD = 64 avec deux antennes d’émission-deux antennes de réception (taille des paquets : 150 symboles QPSK)

Cette fois, on se rapproche un mieux de la borne de la capacité outage par rapport au contexte à une antenne de réception. L’écart entre la performance obtenue à la sixième itération et cette borne limite est de l’ordre de 2.2 dB pour un FER de  $2 \cdot 10^{-2}$ . Ayant repris les simulations pour des tailles de paquets de 1500 symboles, nous arrivons à 2 dB de la capacité limite.

### Schémas sans poinçonnage

Dans ce cas, on utilise à la fois la sortie de l'encodeur supérieur et celle de l'encodeur inférieur, ce qui entraîne que chaque symbole codé est répété deux fois d'où une efficacité spectrale qui chute à  $1\text{bit/s/Hz}$  dans le cas d'une modulation QPSK. D'une façon générale, même si la performance pure en terme de FER s'améliore, on constate que l'on s'éloigne de façon substantielle de la capacité outage. On réutilise le code standard à huit états et minCGD égal à 64 en concaténation parallèle mais sans poinçonnage. Les performances sont illustrées en figure 2.11 pour le cas d'une antenne de réception avec des paquets de taille égale à 150 symboles QPSK. On constate sur la figure 2.11 que la sixième itération est située à 3.5 dB de la capacité outage. Cela dit, les performances brutes en terme de FER sont nettement améliorées par rapport à celles de la figure 2.5, on constate un gain de l'ordre de 3.5 dB par rapport à cette courbe pour un FER égal à  $2 \cdot 10^{-2}$ . Le cas de deux antennes de réception est illustré sur la figure 2.12. Là encore, la performance de la sixième itération se situe approximativement à 3.2 dB de la capacité outage. On peut conclure des résultats de ces courbes que globalement la performance en terme de FER est plus éloignée de la capacité limite dans le cas des codes non-poinçonnés. On obtient, certes une amélioration sensible des performances brutes mais cette amélioration n'arrive pas à compenser la perte en efficacité spectrale.

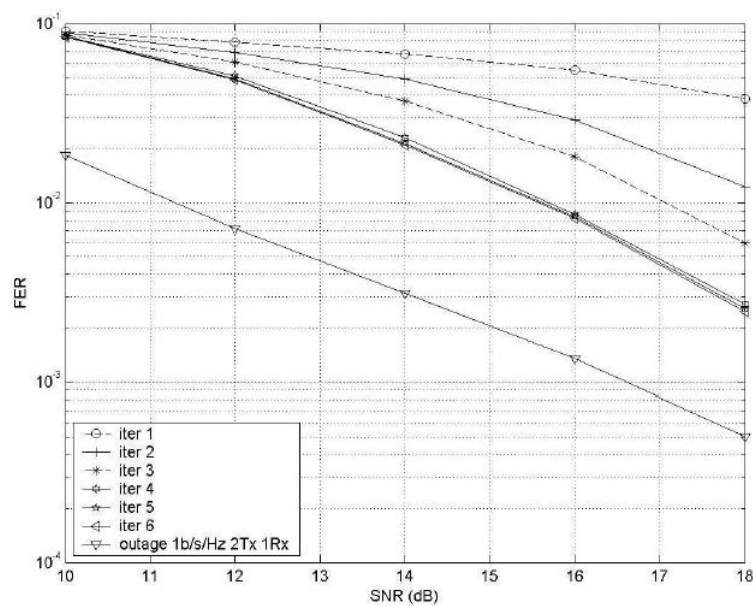


FIGURE 2.11 – Performances FER du turbo code SOSTTC 8 états, minCGD= 64 avec deux antennes d'émission-une antenne de réception sans poinçonnage (taille des paquets : 150 symboles QPSK)

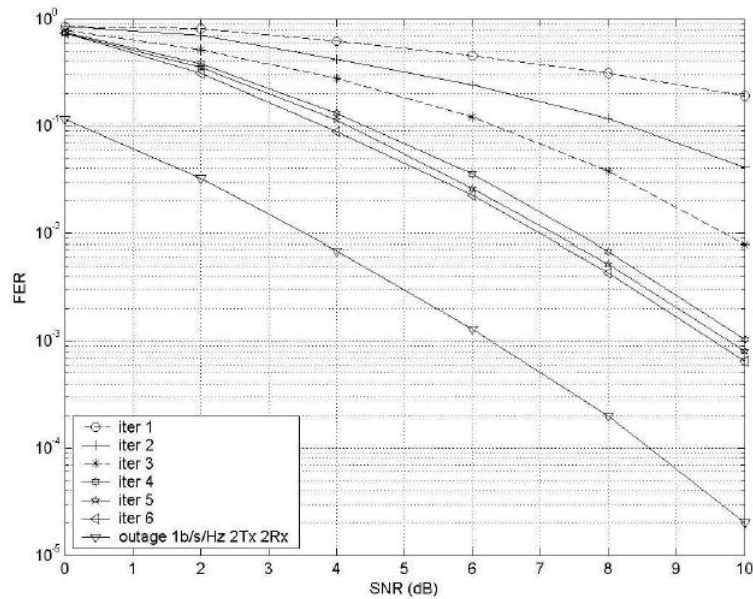


FIGURE 2.12 – Performances FER du turbo code SOSTTC 8 états, minCGD = 64 avec deux antennes d’émission-deux antennes de réception sans poinçonnage (taille des paquets : 150 symboles QPSK)

### 2.3.3 Cas de trois antennes d’émission

Dans le cas de systèmes à trois antennes d’émission, la perte d’orthogonalité stricte des matrices STBC transmises a pour effet de diminuer considérablement l’effet turbo par rapport au cas à deux antennes[1]. Nous l’avons testé ici dans le cas où l’on n’emploie pas de poinçonnage alternatif entre le codeur supérieur et le codeur inférieur. Ceci permet de plus d’utiliser un entrelacement au niveau des symboles individuels pour avoir un gain d’entrelacement maximum. L’efficacité spectrale dans ce cas est de 1 bit/s/Hz sachant que chaque symbole est émis deux fois par les codeur supérieur et inférieur. Nous considérons toujours le contexte de transmission sur des canaux de Rayleigh non-sélectifs en fréquence et quasi-statiques. La taille des paquets de symboles est égale à 150 symboles QPSK. La figure 2.13 représente les performances obtenues en termes de FER pour un contexte à trois antennes d’émission et une antenne de réception.



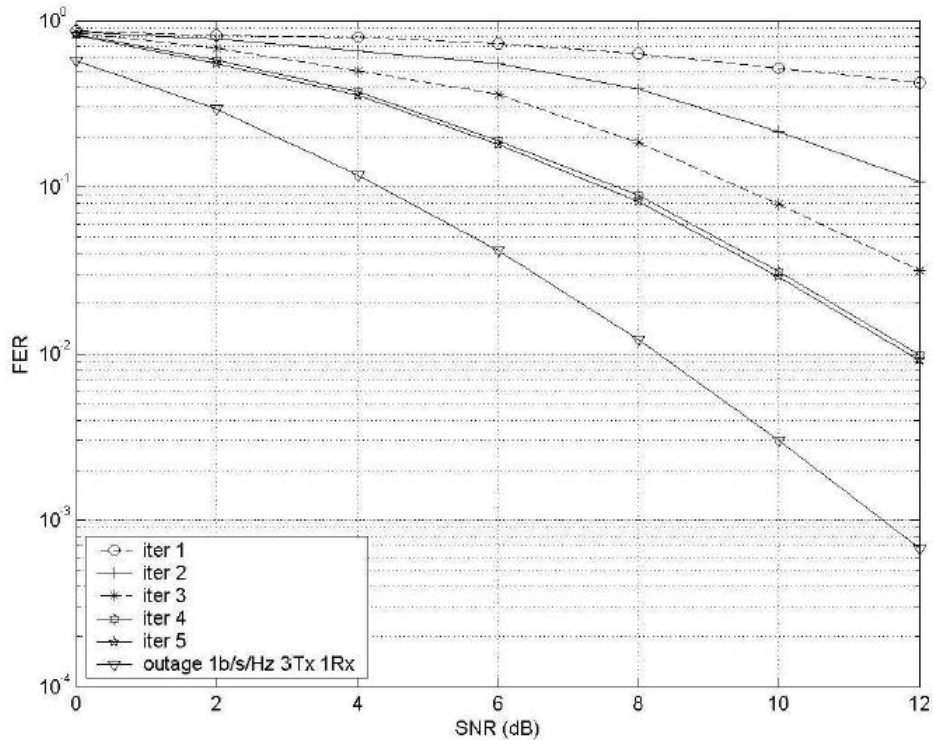


FIGURE 2.13 – Performances FER du turbo code STTC à base de STBC avec 8 états et minCGD égal à 22 (taille des paquets : 150 symboles QPSK) trois antennes d’émission-une antenne de réception

On constate sur la courbe de la figure 2.13 que l’effet turbo sature au bout de quatre itérations, de plus, la performance obtenue au bout de la cinquième itération est située à 4 dB de la capacité outage (pour un FER de  $10^{-2}$ ).

L’utilisation d’un entrelaceur de taille plus conséquente (en passant par exemple à 1500 symboles) permet d’améliorer la performance, on se situe néanmoins encore à 2.5 dB de la capacité outage. Les mêmes constatations s’imposent dans le cas d’un système à trois antennes d’émission et deux antennes de réception dont les performances sont représentées sur la figure 2.14 ci dessous.

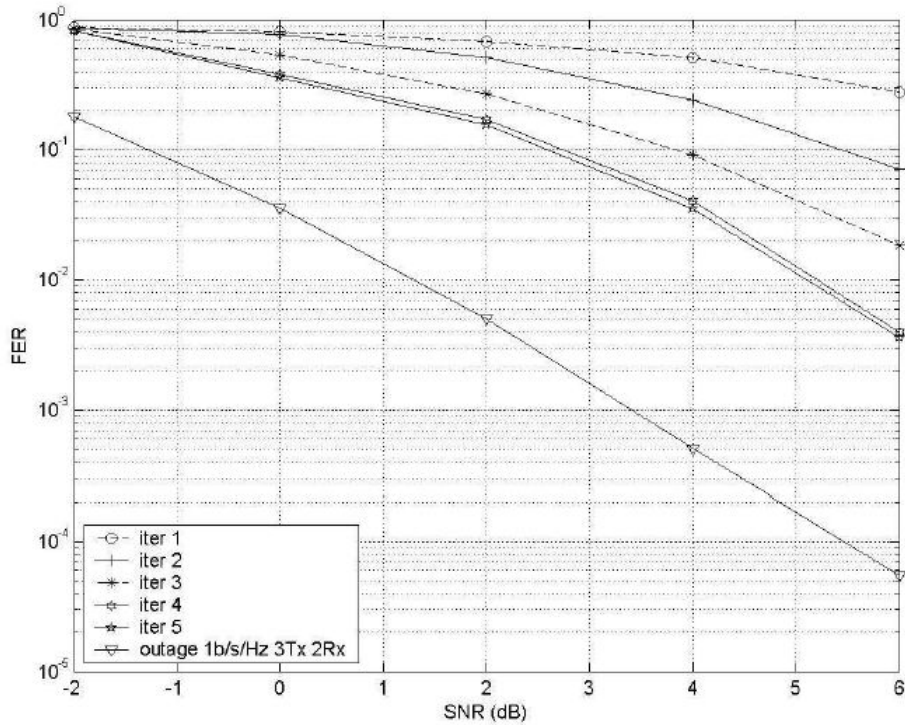


FIGURE 2.14 – Performances FER du turbo code STTC à base de STBC avec 8 états et minCGD égal à 22 (taille des paquets : 150 symboles QPSK) trois antennes d’émission-deux antennes de réception

On constate que l’effet turbo sature au bout de quatre itérations et la performance est située à 3.8 dB de la capacité outage.

### 2.3.4 Décodage itératif des codes concaténés en série :

Le décodage itératif des codes concaténés en série se présente sous la forme illustrée ci dessous (Figure 2.15) :

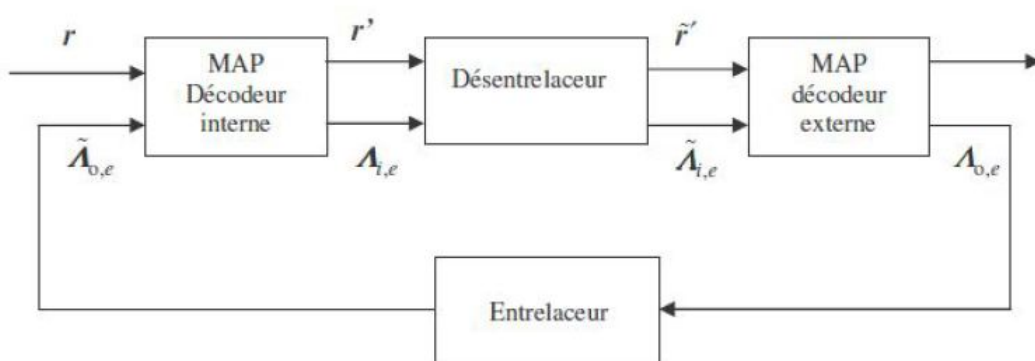


FIGURE 2.15 – Décodage itératif de la concaténation série

Supposons que l’on ait affaire à un système à deux antennes. Lors de la première itération, le premier décodeur calcule les pondérations (sorties soft ou APP) du décodeur interne. Il

trouve les pondérations sur les paires de symboles en entrée du codeur interne. Il convient alors de transformer les pondérations sur les paires de symboles en pondération sur les symboles individuels. Il calcule alors l'information extrinsèque de sortie sous la forme :

$$\Lambda_{i,e}(C_t = i) = \Lambda_i(C_t = i) - \tilde{\Lambda}_{o,e}(C_t = i) \quad (2.7)$$

- $Pr(C_t)$  logarithme du rapport de vraisemblance ou information a priori.
- $\Lambda_{i,e}(C_t)$  logarithme du rapport de vraisemblance ou information extrinsèque.
- $\Lambda_i(C_t)$  logarithme du rapport de vraisemblance ou information a posteriori.

Calculée par l'algorithme log-MAP en sortie du décodeur interne après conversion des APP sur les paires de symboles en APP sur les symboles individuels. Il est clair que lors de la première itération on a  $\Lambda_{o,e}(C_t = a) = 0$

Puis cette information extrinsèque est désentrelacée avant d'être passée au décodeur MAP externe. Il faut également reconstruire le canal de propagation équivalent  $\tilde{r}'$  en entrée du décodeur externe. La reconstruction de ce canal équivalent se fait de la façon suivante.

## 2.3.5 Performances et résultats :

### 2.3.5.1 Cas de deux antennes d'émission

Dans le cadre des simulations en concaténation série, nous avons retenu pour le code interne deux types de code STBC : le code d'Alamouti et le code SOSTTC à quatre états et minCGD égal à 16. En effet, nous souhaitons conserver une complexité raisonnable pour l'ensemble du système. Les codes STTC récursifs retenus sont extraits des travaux de recherche de Vucetic & al dans [6]. On considère respectivement trois types de codes STTC conçus pour des systèmes à deux antennes d'émission avec respectivement des longueurs de contrainte  $v$  égales à 2, 3 et 4.

Sachant que les codes STTC retenus ont une efficacité spectrale de 2 bits/s/Hz (pour deux bits en entrée du codeur STTC, on génère en sortie deux symboles codés QPSK soit une efficacité spectrale de  $4/2 = 2$  bits/s/Hz), la concaténation avec un code STBC en sortie fait alors chuter cette efficacité spectrale d'un facteur 2 pour aboutir à 1 bit/s/Hz. Les courbes de capacité théorique seront donc tracées ici pour une efficacité spectrale de 1 bit/s/Hz. Le premier schéma testé concerne la concaténation d'un code d'Alamouti avec le code  $g_1 = [0 \ 2; 1 \ 2]$ ;  $g_2 = [2 \ 3; 2 \ 0]$ . Les résultats sont donnés sur la courbe de la figure 2.16.

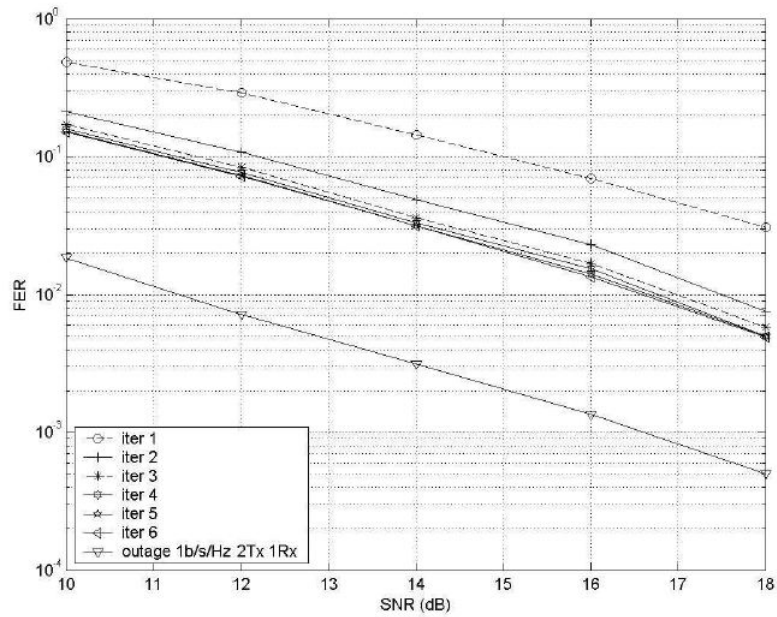


FIGURE 2.16 – Performances FER de la concaténation série d’un code d’Alamouti avec un turbo-code STTC ( $v = 2$ )

Les performances obtenues sont assez médiocres puisque la sixième itération est à 5 dB de la capacité outage. Nous avons alors testé la concaténation du code SOSTTC à quatre états et minCGD égal à 16 avec le même turbo code STTC. Les résultats sont illustrés sur la figure 2.17.

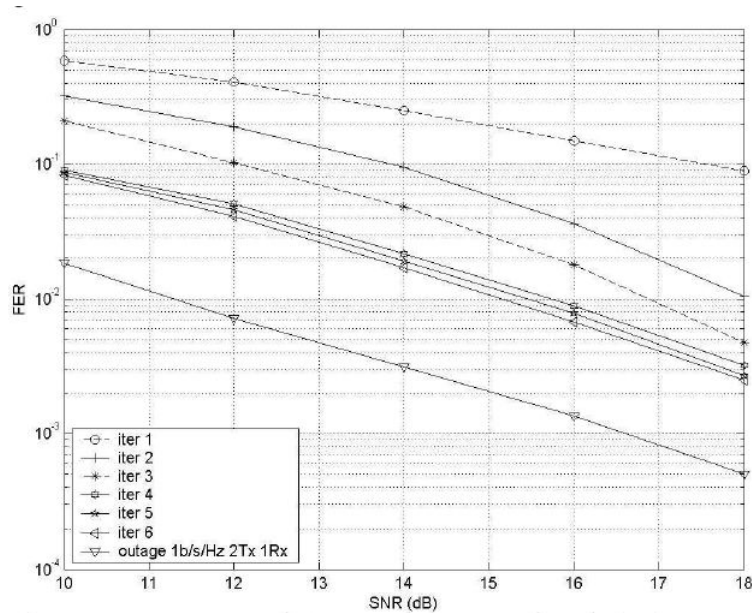


FIGURE 2.17 – Performances FER de la concaténation série du code SOSTTC 4 états et minCGD égal à 16 avec un turbo-code STTC ( $v = 2$ )

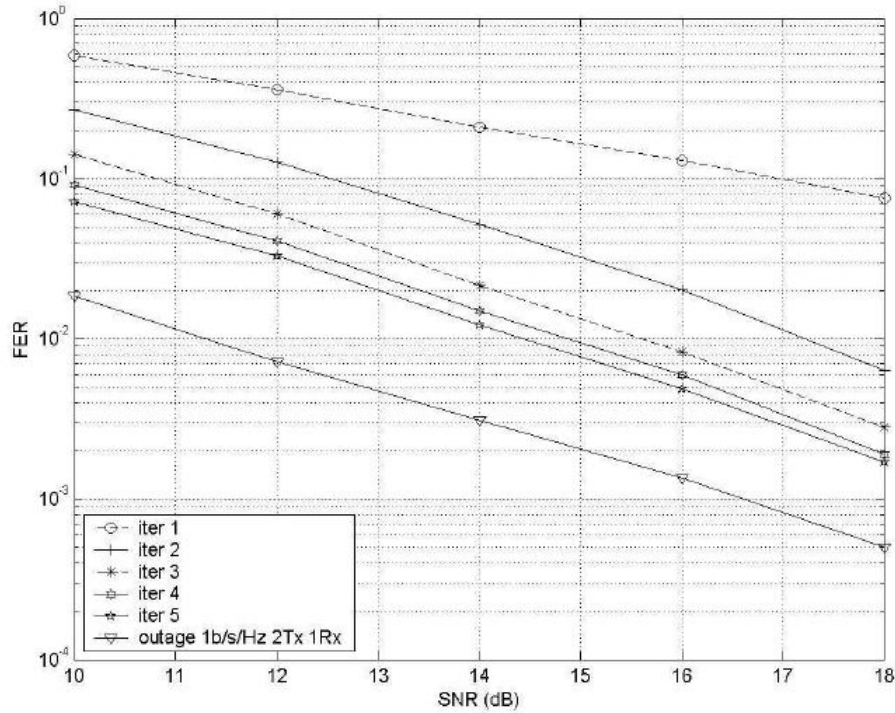


FIGURE 2.18 – Performances FER de la concaténation série du code SOSTTC 4 états et minCGD égal à 16 avec un turbo-code STTC ( $v = 3$ )

On constate sur la figure 2.17 que l'apport d'un code à diversité maximale ayant un gain de codage, permet une amélioration substantielle des performances. Cette fois, au bout de la sixième itération, on arrive à 4 dB de la capacité théorique outage, soit un gain de l'ordre de 1 dB. Il faut signaler également que les performances lors de la première itération sont inférieures à celles du code d'Alamouti. La figure 2.18 représente les résultats obtenus avec l'utilisation du code STTC de polynômes générateurs  $g_1=[1 \ 2; 1 \ 3; 3 \ 2]$ ;  $g_2=[2 \ 0; 2 \ 2; 2 \ 0]$  ( $v = 3$ ). On constate une amélioration des performances par rapport à la figure 2.17, au bout de la sixième itération la performance de la concaténation série réalisée est à 2.5 dB de la capacité outage. On peut encore très légèrement améliorer les performances en utilisant un code STTC plus puissant avec  $v = 4$ . Les résultats sont présentés sur la figure 2.19.

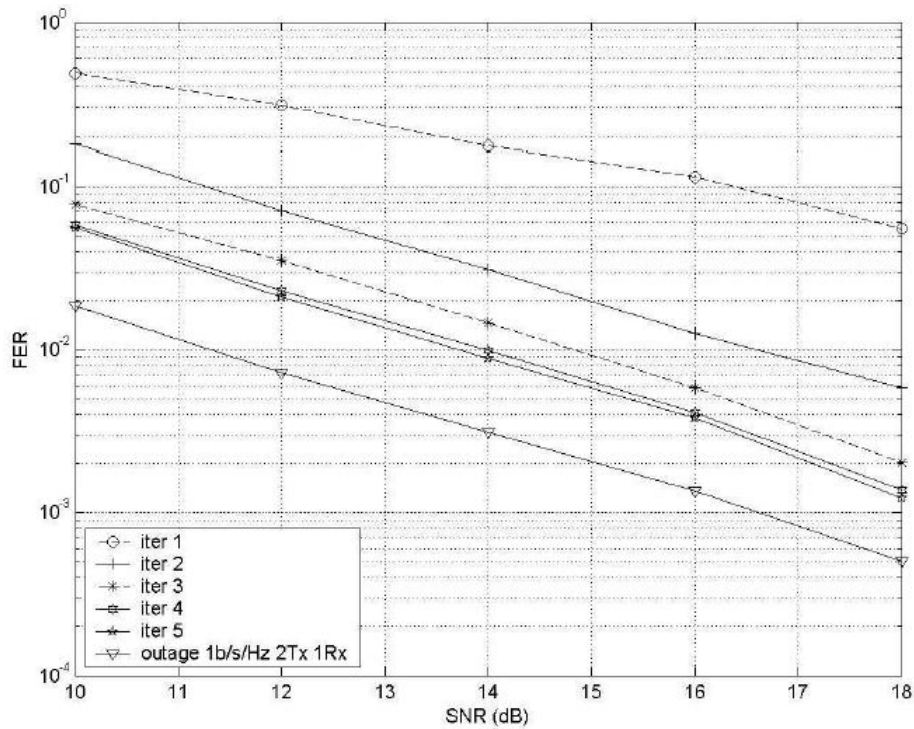


FIGURE 2.19 – Performances FER de la concaténation série du code SOSTTC 4 états et minCGD égal à 16 avec un turbo-code STTC ( $v = 4$ )

L'amélioration existe certes mais elle est marginale, on arrive maintenant à 2.2 dB de la capacité outage au bout de six itérations.

### 2.3.6 Cas de trois antennes d'émission

Dans le cadre des simulations en concaténation série, nous avons retenu pour le code interne le code STTC à base de STBC à 8 états et minCGD égal à 22 déjà utilisé en simulations pour la concaténation parallèle. Les codes STTC récurrents retenus sont extraits des travaux de recherche de Vucetic & al dans [6]. On considère respectivement deux types de codes STTC conçus pour des systèmes à trois antennes d'émission avec respectivement des longueurs de contrainte  $v$  égales à 4 et 5. Pour le code avec  $v$  égal à 4, on a les polynômes générateurs  $g_1=[0\ 0\ 2; 0\ 1\ 2; 2\ 3\ 1]; g_2=[2\ 0\ 0; 1\ 2\ 0; 2\ 3\ 3]$ ; pour le code avec  $v$  égal à 5, on a les polynômes générateurs  $g_1=[0\ 2\ 1; 2\ 0\ 0; 0\ 0\ 2]; g_2=[3\ 1\ 0; 3\ 2\ 1; 3\ 2\ 2; 2\ 0\ 0]$ . Pour les coefficients du polynôme  $q(D)$ , on utilise des polynômes premiers avec tous les coefficients égaux à 1. Typiquement, pour les exemples retenus,  $q(D) = 1+D+D^2$ . De plus, lorsque nous utilisons un code STTC à base de STBC qui échange des informations extrinsèques avec le turbo-code STTC, nous effectuons deux itérations internes du turbo-code STTC avant de réinjecter les informations extrinsèques vers le décodeur STTC à base de STBC. Sachant que les codes STTC retenus ont une efficacité spectrale de 2 bits/s/Hz, la concaténation avec un code STBC en sortie fait alors chuter cette efficacité spectrale d'un facteur 2 pour aboutir à 1 bit/s/Hz. Les courbes de capacité théorique seront donc tracées ici pour une efficacité spectrale de 1 bit/s/Hz. La première courbe tracée en figure 2.20 concerne la concaténation du code STTC à base de STBC avec le turbo code STTC en concaténation parallèle pour des

codes STTC  $g_1=[0\ 0\ 2; 0\ 1\ 2; 2\ 3\ 1]$ ;  $g_2=[2\ 0\ 0; 1\ 2\ 0; 2\ 3\ 3]$ . Elle est tracée pour un système à trois antennes d'émission et une antenne de réception.

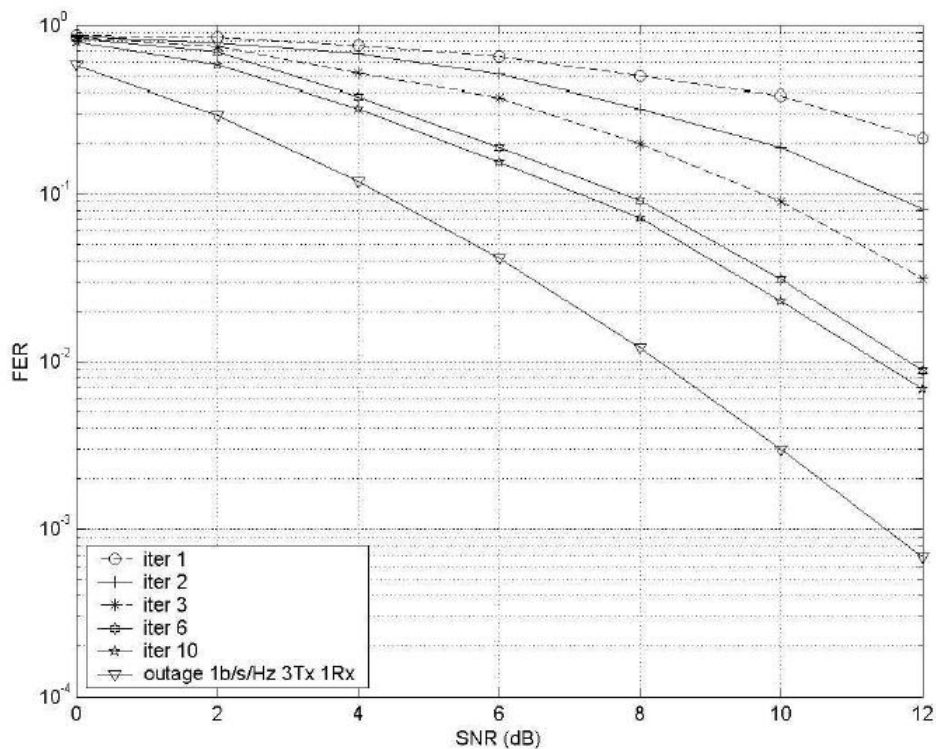


FIGURE 2.20 – Performances FER de la concaténation série du code STTC -STBC 8 états et minCGD égal à 22 avec un turbo-code STTC ( $v = 4$ ) trois antennes d'émission-une antenne de réception

On constate une amélioration intéressante des performances par rapport aux courbes de la figure 2.13. En effet, la performance obtenue au bout de la dixième itération est située à 2.6 dB de la capacité outage, ce qui constitue un gain de l'ordre de 1.4 dB par rapport au cas de la figure 2.13. Il faut également souligner que la concaténation série obtenue ici donne de meilleurs résultats que dans le cas à deux antennes. L'utilisation d'un code plus puissant pour le codeur interne (on utilise ici un code à 8 états alors que l'on avait utilisé un codeur SOSTTC à 4 états) permet un échange d'informations extrinsèques plus efficace avec le codeur externe. Ceci constitue une piste intéressante qui sauve l'intérêt de l'utilisation du codage turbo dans le cas des codes STTC-STBC synthétisés pour le cas à trois antennes. Ceci est confirmé par l'examen des courbes obtenues pour trois antennes d'émission et deux antennes de réception. Les résultats sont donnés sur la figure 2.21.

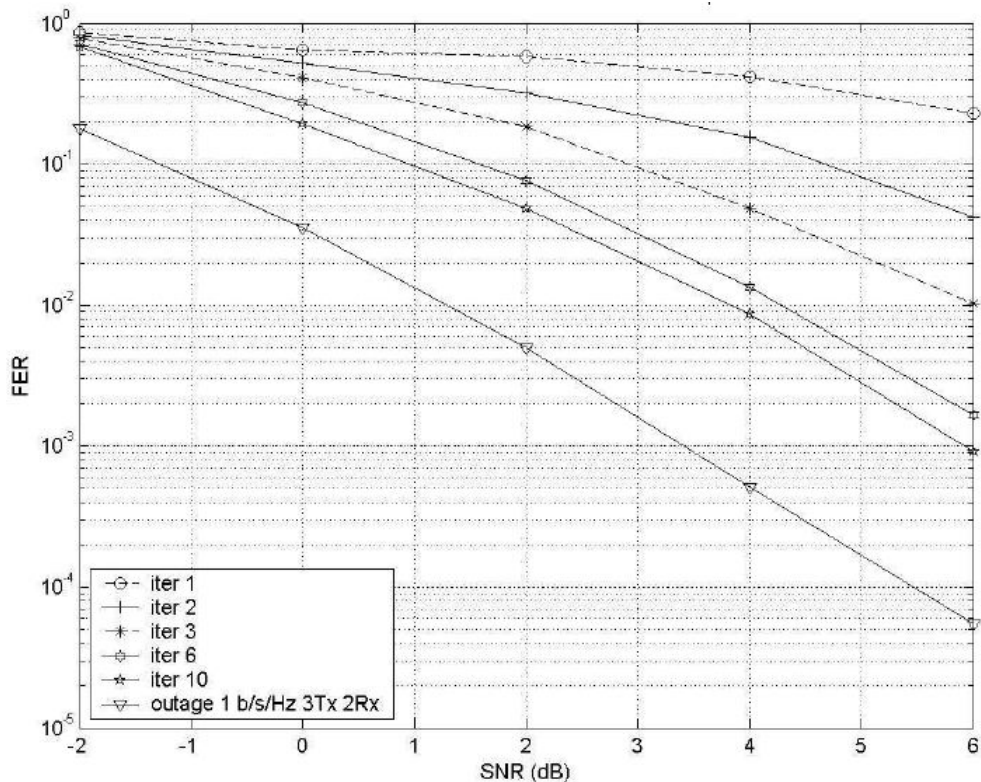


FIGURE 2.21 – Performances FER de la concaténation série du code STTC -STBC 8 états et minCGD égal à 22 avec un turbo-code STTC ( $v = 4$ ) trois antennes d'émission-deux antennes de réception

La performance obtenue au bout de la dixième itération est à 2.6 dB de la capacité outage pour un FER égal à  $10^{-2}$ . Ces performances sont nettement supérieures à celles affichées en figure 2.14 par la concaténation parallèle de codes STTC à base de codes STBC avec un gain supérieur à 1 dB. L'intérêt de la concaténation série STTC à base de codes STBC et turbo STTC apparaît donc clairement avec les simulations réalisées ici. Nous avons également voulu quantifier l'apport d'un codeur externe plus puissant, en utilisant un turbo-code STTC à base de codes STTC avec une longueur de contrainte  $v = 5$ . Les résultats sont présentés en figure 2.22 pour le cas trois antennes d'émission-une antenne de réception et en figure 2.23 pour le cas trois antennes d'émission-deux antennes de réception. On constate par rapport au cas  $v = 4$  que le gain est marginal, un code externe plus puissant n'entraîne pas une amélioration significative des performances dans ce contexte particulier. La dixième itération est située à 2.5 dB de la capacité outage pour un FER égal à  $10^{-2}$ . Les constatations sont les mêmes pour le cas deux antennes de réception représenté en figure 2.23. L'apport d'un codeur plus puissant s'avère marginal et les résultats obtenus au bout de la dixième itération restent distants d'environ 2.5 dB de la capacité outage.

En conclusion, il semble ici que l'association d'un codeur interne STTC à base de STBC à huit états avec un minCGD égal à 22 avec un codeur externe turbo-STTC de polynômes générateurs  $g_1=[0\ 0\ 2; 0\ 1\ 2; 2\ 3\ 1]; g_2=[2\ 0\ 0; 1\ 2\ 0; 2\ 3\ 3]$  représente un excellent compromis complexité-performances.



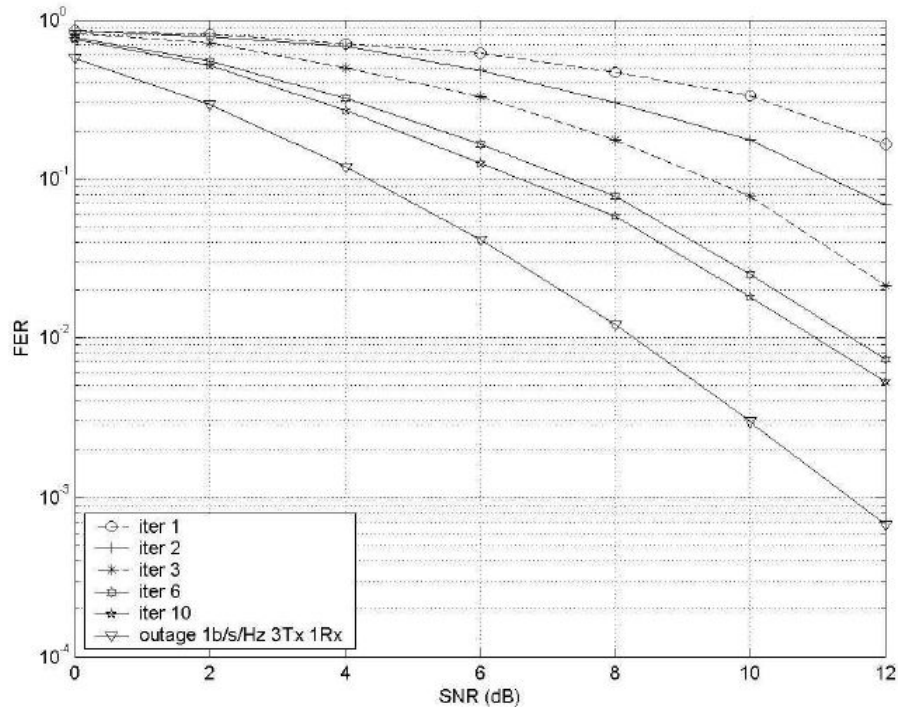


FIGURE 2.22 – Performances FER de la concaténation série du code STTC-STBC 8 états et minCGD égal à 22 avec un turbo-code STTC ( $v = 5$ ) trois antennes d’émission-une antenne de réception

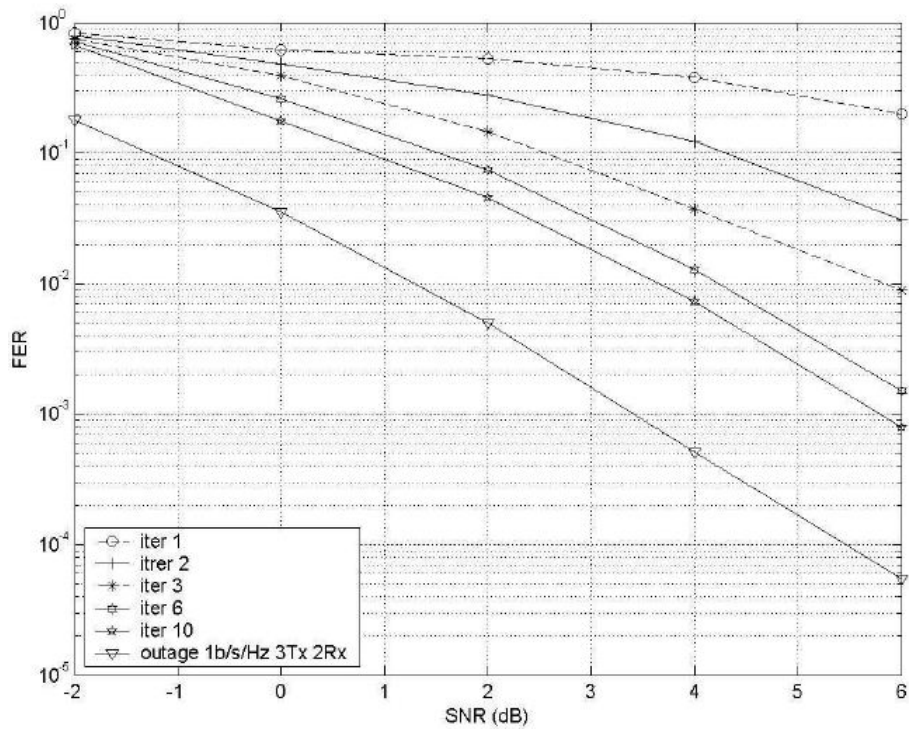


FIGURE 2.23 – Performances FER de la concaténation série du code STTC-STBC 8 états et minCGD égal à 22 avec un turbo-code STTC ( $v = 5$ ) trois antennes d’émission-deux antennes de réception

### 2.3.6.1 Utilisation du décodage itératif dans le schéma d'Alamouti :

Pour les schémas à deux antennes d'émission on utilisera le code d'Alamouti comme codeur interne. Cependant, le schéma d'Alamouti ne présente aucun gain de codage et ne peut pas échanger d'informations extrinsèques de façon efficace avec un autre décodeur. Dans ce cas, on a le schéma de décodage suivant :

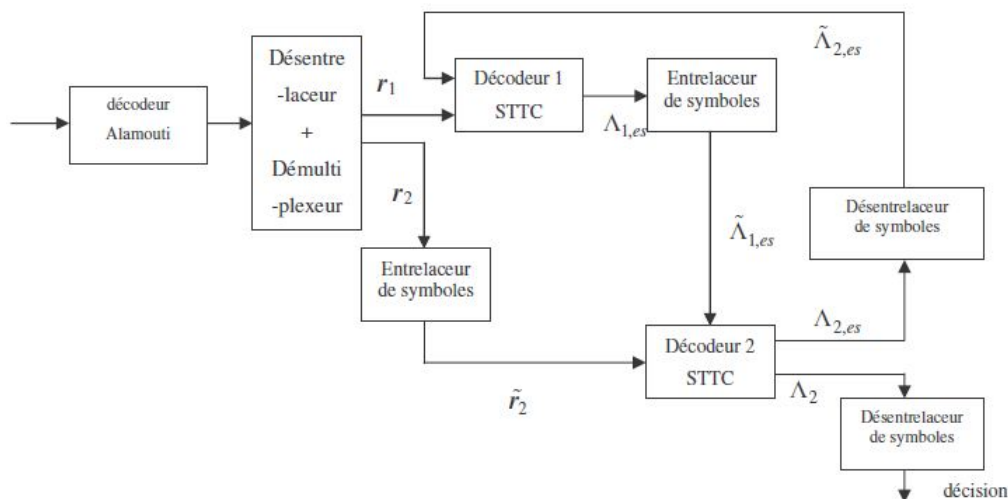


FIGURE 2.24 – Décodage concaténation série Alamouti+turbo STTC

La matrice d'Alamouti pour deux antennes prends la forme suivante :

$$X = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

On calcule les estimations soft des symboles  $x_1, x_2$  en sortie du décodeur d'Alamouti en utilisant la technique MRC(Maximum Ratio Combining). On a directement :

$$\begin{aligned} x_1 &= \frac{y_1 \cdot h_1^* + y_2^* \cdot h_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} - \frac{n_1 \cdot h_1^* + n_2^* \cdot h_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \\ x_2 &= \frac{-y_1 \cdot h_1^* + y_2^* \cdot h_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} - \frac{n_2 \cdot h_1^* + n_1^* \cdot h_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Le canal en entrée du turbo-décodeur STTC est toujours un canal à bruit additif Gaussien. Les éléments de ce canal sont rangés en vecteur dont les entrées sont les valeurs soft  $x_1, x_2$  issues de (2.1). On a ici directement pour chaque composante  $y_i$  de ce canal équivalent :  $y_i = x_i + n_i$  avec  $\sigma_1^2 = E(n_i, n_i^*) = \frac{\sigma^2}{|h_1|^2 + |h_2|^2}$ .

### 2.3.7 Comparaison turbo-SOSTTC / turbo-STTC en concaténation parallèle :

Pour terminer ce chapitre en ce qui concerne le cas à deux antennes d'émission, nous proposons, dans le cadre de schémas avec poinçonnage alternatif des codeurs supérieur et inférieur donc avec une efficacité spectrale de 2 bits/s/Hz, une comparaison entre

turbo-codes à base de SOSTTC et turbo-codes à base de STTC. Nous utilisons le code SOSTTC à huit états et minCGD égal à 64 comme code de base pour le turbo code SOSTTC et nous utilisons un turbo code STTC avec  $v = 3$ , de polynômes générateurs  $g1=[1\ 2;1\ 3;3\ 2];g2=[2\ 0;2\ 2;2\ 0]$ .

Le contexte simulé est d'abord celui d'un système à deux antennes d'émission et une antenne de réception. Les performances du turbo code SOSTTC ont déjà été données sur la figure 2.5. Nous remettons ici cette figure, renommée figure 2.25, pour mieux comparer les performances des deux types de code. En ce qui concerne les performances du turbo-code STTC, elles sont représentées sur la figure 2.26. Si on compare les résultats de ces deux courbes, on constate que la convergence du turbo code SOSTTC est plus rapide que celle du code turbo STTC, il y a saturation pour le code SOSTTC au bout de cinq itérations alors que le seuil de saturation serait plutôt égal à huit pour le turbo code STTC. En ce qui concerne les résultats bruts, on constate un léger avantage en faveur du turbo code SOSTTC, il présente un gain de l'ordre de 0.5 dB pour un FER de  $3.10^{-2}$ .

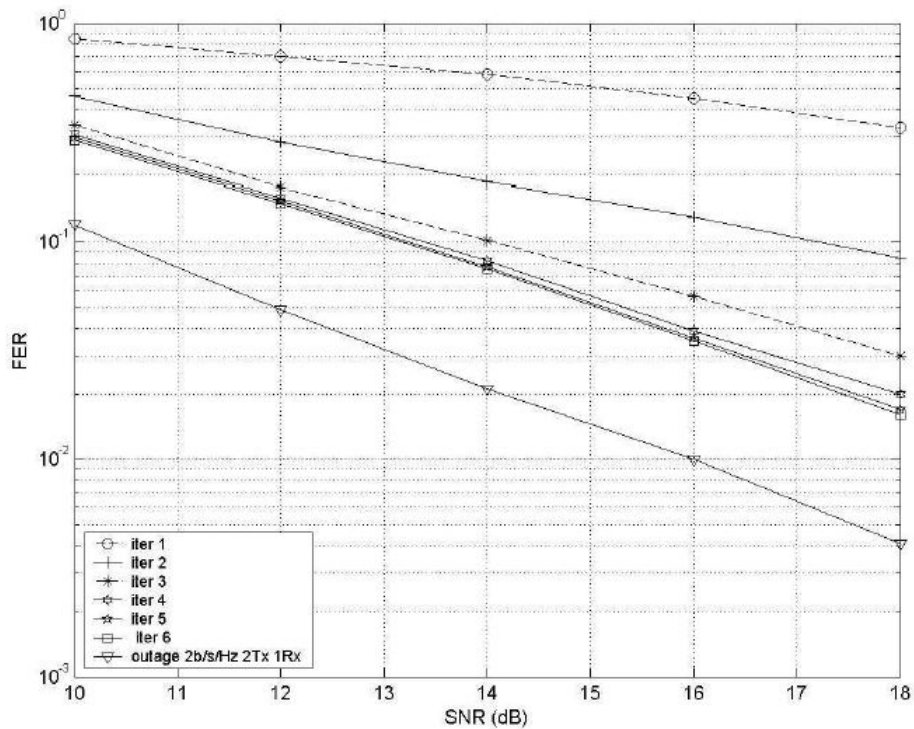


FIGURE 2.25 – Performances FER du turbo code SOSTTC 8 états, minCGD = 64 avec deux antennes d'émission-une antenne de réception (taille des paquets : 150 symboles QPSK)

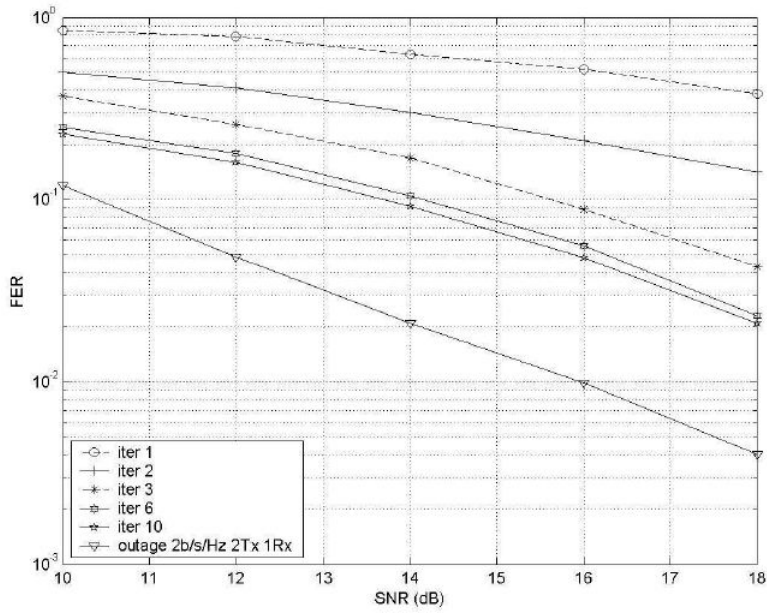


FIGURE 2.26 – Performances FER du turbo code STTC  $v = 3$ , avec deux antennes d’émission-une antenne de réception (taille des paquets : 150 symboles QPSK)

Nous opérons alors la comparaison des deux codes pour le cas d’un système à deux antennes d’émission et deux antennes de réception. La courbe pour le turbo code SOSTTC a déjà été donnée en figure 2.10 et nous la rappelons ici en figure 2.27 pour effectuer notre comparaison.

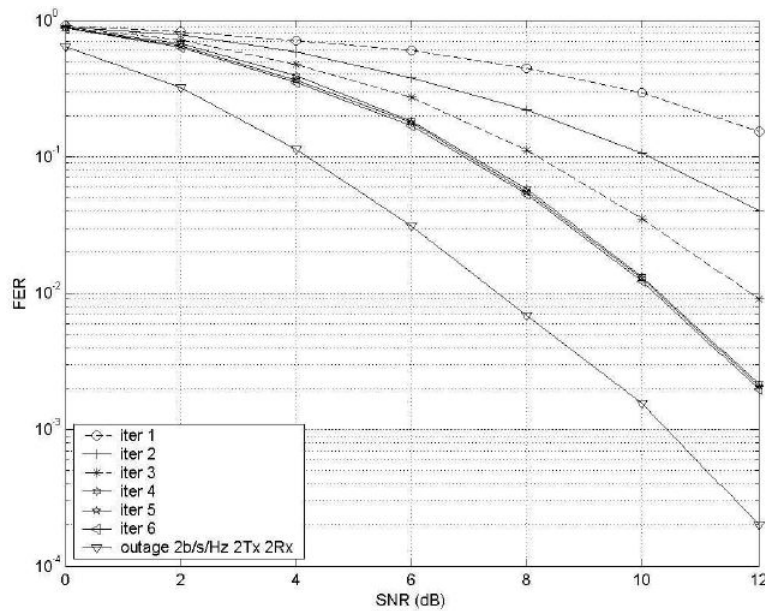


FIGURE 2.27 – Performances FER du turbo code SOSTTC 8 états,  $\text{minCGD} = 64$  avec deux antennes d’émission-deux antennes de réception (taille des paquets : 150 symboles QPSK)

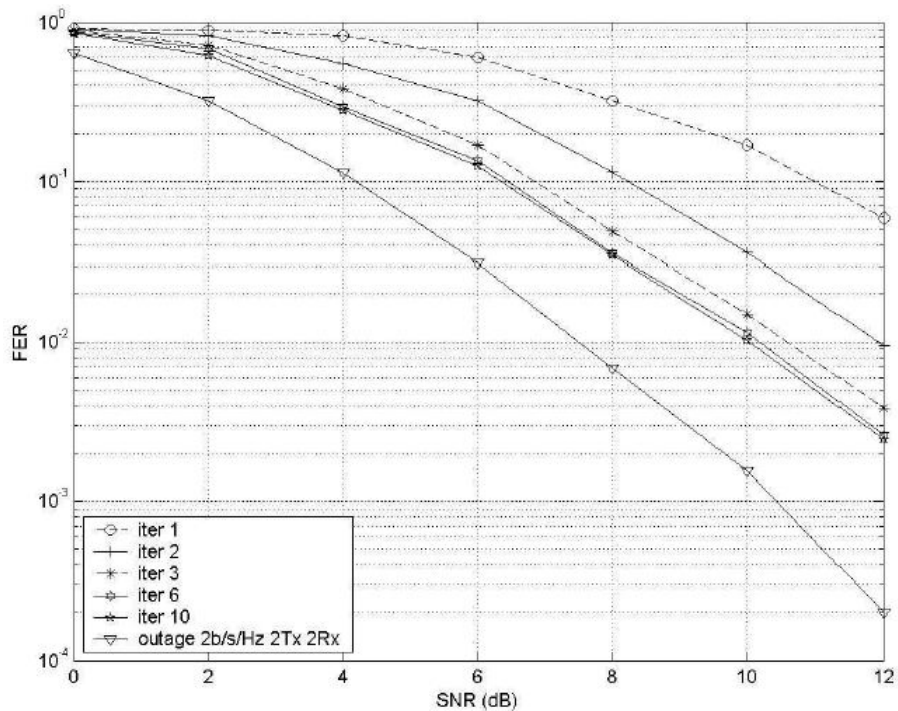


FIGURE 2.28 – Performances FER du turbo code STTC  $v = 3$ , avec deux antennes d’émission deux antennes de réception (taille des paquets : 150 symboles QPSK)

Les performances des deux codes sont vraiment très proches. Il semble par contre une fois de plus que le turbo code SOSTTC converge plus vite que le turbo STTC, la saturation ayant lieu dès la cinquième courbe alors qu’elle se situe plutôt à la huitième itération pour le turbo STTC.

## 2.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons testé plusieurs schémas de concaténation parallèle ou série incluant les codes STTC à base de codes STBC que nous avons étudiés dans le chapitre précédent. Le contexte étudié est celui de petits paquets avec des tailles de l’ordre de 150 symboles.

# Conclusion et perspectives

L'objectif de ce mémoire est l'étude du décodage itératif sur les codes spatio-temporels.

Nous avons étudié les codes spatio-temporel en Trellis, ces performances ont été démontré et comparé avec Le code super-orthogonal spatio-temporel trellis code qui rassemble les points fort du STBC et ceux du STTC. Effectivement, le code SOSTTC présente des performances meilleurs que celles du STTC

Nous avons traité les codes orthogonaux en treillis, cas des codes SOSTTC pour deux antennes d'émission, et avons conclu que le choix de la concaténation parallèle s'avère être une bonne option puisque les turbo-codes ainsi synthétisés présentent une rapidité de convergence (au fil des itérations) supérieure à celle des turbo-codes STTC en concaténation parallèle de complexité équivalente.

les résultats obtenus en concaténation série par l'association d'un code SOSTTC et d'un turbo-code STTC s'avèrent assez décevants, les codes ainsi réalisés travaillant au moins à 3 dB de la capacité outage.

L'apport d'un turbo-code STTC plus puissant permet, d'améliorer les performances mais reste assez loin de la borne théorique dans tous les cas (plus de 2.5 dB d'écart).

# Bibliographie

- [1] B. Vucetic « *Wireless Communications* », Springer US ,Part 1, 1997.
- [2] F.Guillaume « *Codage spatio-temporel et techniques de décodage itératives pour systèmes multi-antennes* », Thèse de doctorat, Université de Limoges, Le 4 Juillet 2006.
- [3] « *L'algorithm de Viterbi* », <http://www.irisa.fr/cosi/MOCAT/Travaux/Viterbi/contenu.html>
- [4] H. Jafarkhani, N. Hassanpour, « *Super-Quasi-Orthogonal Space-Time Trellis Codes for Four Transmit Antennas* », IEEE Trans. Wir. Comm., vol. 4, no. 1, pp. 215-227, Jan. 2005.
- [5] V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank, « *Space-time codes for high data rate wireless communication : performance criterion and code construction* », IEEE Trans. Inform Theory, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, Mar.1998.
- [6] Z. Chen, J. Yuan and B. Vucetic, « *Improved space-time trellis coded modulation scheme on slow Rayleigh fading channels* », IEEE Electron. Letters, vol. 37, no. 7, pp.
- [7] S. Alamouti, V. Tarokh and P. Poon, « *Trellis-coded modulation and transmit diversity : design criteria and performance evaluation* », IEEE International Conference on Universal Personal Communication (ICUPC-98), pp. 917-920, 1998. 440-442, Apr. 2001.