



# Thèse de doctorat en Electronique

**Option : Télécommunications**

Présenté par :  
**TAYAKOUT Hakim**

Magister en Electronique, USTHB

Intitulé

## **Détection itérative par Turbo codage combinant différentes techniques à base de systèmes MIMO**

Soutenu publiquement le 05/09/2019 devant le jury composé de:

<b>Présidente du jury</b>	Mme. TOUHAMI Rachida	Professeur à l'ENP
<b>Directrice de thèse</b>	Mme. GHANEM Khalida	Directrice de recherches au CDTA
<b>Co-Directeur</b>	Mr. BOUSBIA-SALAH Hicham	Maître de conférences A à l'ENP
<b>Examineurs</b>	Mme. HAMAMI Latifa	Professeur à l'ENP
	Mr. FERGANI Belkacem	Professeur à l'USTHB
	Mr. HENTOUT Abdelfetah	Directeur de recherches au CDTA
	Mr. HAMZA Abdelkrim	Maître de conférences A à l'USTHB

**ENP 2019**





# Thèse de doctorat en Electronique

**Option : Télécommunications**

Présenté par :  
**TAYAKOUT Hakim**

Magister en Electronique, USTHB

Intitulé

## **Détection itérative par Turbo codage combinant différentes techniques à base de systèmes MIMO**

Soutenu publiquement le 05/09/2019 devant le jury composé de:

<b>Présidente du jury</b>	Mme. TOUHAMI Rachida	Professeur à l'ENP
<b>Directrice de thèse</b>	Mme. GHANEM Khalida	Directrice de recherches au CDTA
<b>Co-Directeur</b>	Mr. BOUSBIA-SALAH Hicham	Maître de conférences A à l'ENP
<b>Examineurs</b>	Mme. HAMAMI Latifa	Professeur à l'ENP
	Mr. FERGANI Belkacem	Professeur à l'USTHB
	Mr. HENTOUT Abdelfetah	Directeur de recherches au CDTA
	Mr. HAMZA Abdelkrim	Maître de conférences A à l'USTHB

**ENP 2019**

# Remerciements

Au terme de cette thèse, je tiens tout d'abord à remercier chaleureusement et à adresser mes plus vives et cordiales sympathies à tous ceux qui, de près ou de loin, ont apporté leur contribution, aussi modeste soit-elle, à la réalisation de mes travaux à travers lesquels je voudrais apporter une pierre au grand édifice de la recherche dans ce domaine.

Je tiens à adresser mes plus profonds remerciements, toute ma gratitude et ma reconnaissance éternelle à mes directeurs de thèse : Mme GHANEM Khalida, Directrice de Recherches au CDTA, et Mr. BOUSBIA-SALAH Hicham, Professeur à l'ENP, pour avoir dirigé cette thèse et m'avoir permis de la réaliser dans les meilleures conditions. Je tiens particulièrement à remercier Mme GHANEM Khalida de la liberté d'action qu'elle m'a accordée à chaque étape de la thèse et de sa disponibilité et le soutien qu'elle m'a apporté, tant par ses qualités humaines que scientifiques. J'espère avoir été digne de la confiance qu'elle m'ait accordée et que ce travail est finalement à la hauteur de son espérance. Merci encore pour votre encouragement continu et votre sens de l'humour sans lesquels je n'aurais jamais réussi à aller jusqu'au bout. Ce fut un plaisir et un grand honneur de travailler sous votre direction.

Mes sincères remerciements vont aux membres du jury pour l'intérêt porté à mon travail en acceptant son évaluation. Je remercie tout d'abord Mme. TOUHAMI Rachida, Professeur à l'ENP, d'avoir accepté de présider ce jury de thèse. Je remercie également Mme. HAMAMI Latifa, Professeur à l'ENP, Mr. FERGANI Belkacem, Professeur à l'USTHB, Mr. HAMZA Abdelkrim, Maître de conférences à l'USTHB et Mr. HENTOUT Abdelfetah, Directeur de recherches au CDTA d'avoir accepté d'être examinateurs de ma thèse. J'éprouve un profond respect pour vos travaux et parcours.

Je tiens à remercier vivement Mr. Iyad Dayoub, Professeur à Institut d'Électronique de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN/DOAE) de Valenciennes, de m'avoir accueilli au sein de son équipe. J'aimerais également lui exprimer ma profonde gratitude pour sa disponibilité et le soutien qu'il m'a apporté, tant par ses qualités humaines que scientifiques.

Je voudrais également remercier mes chers collègues du Centre de Développement des Technologies Avancées (CDTA) pour leur soutien et leur amitié, plus particulièrement Messieurs : KERDJIDJ Oussama, BOUTELLAA Elhoucine, ZATOUT Boumediene MANSOUL Ali, SAADI Abdelhalim, ...etc. Un remerciement distingué à BOUTELLAA Elhoucine pour sa disponibilité et sa précieuse aide.

*Afin d'être reconnaissant envers ceux qui sans lesquels je n'aurais jamais réussi à aller jusqu'au bout de ce travail de recherche, je dédie cette thèse.*

*À ma très chère mère et mon très cher père qui ont toujours été là pour moi.*

*À ma très chère épouse et mon très cher fils.*

*À mes très chers frères et sœurs.*

*À la mémoire de ma chère grand-mère.*

*Merci !*

## ملخص

العمل المقدم في هذه الرسالة يتناول التنوع التعاوني، حيث قمنا بدمج ثلاثة تقنيات تستخدم على نطاق واسع في مجال الاتصالات اللاسلكية وهي: رموز تصحيح الخطأ، ترميز STBC والراديو الذكي وذلك بهدف زيادة تحسين أداء وجودة عمليات الإرسال. بعد إدخال مفهوم التنوع التعاوني، تم تقديم الجوانب المختلفة التي يستند إليها محتوى هذه الرسالة. تمت دراسة المقاربات المقترحة تحت افتراض معرفة غير كاملة لقنوات الإرسال على مستوى المستقبلات. أظهرت نتائج عمليات المحاكاة التي تم الحصول عليها أداء أفضل للحلول المقترحة و متانة كبيرة في مواجهة أخطاء تقديرات القنوات.

## كلمات مفتاحية

التنوع التعاوني، ترميز STBC، رموز تصحيح الخطأ والراديو الذكي.

## Abstract

The work presented in this thesis deals with the cooperative diversity, with which we have combined three techniques widely used in the field of wireless communications namely: error correcting codes, STBC coding and intelligent radio, and this with the objective of further improving the performance and quality of transmissions. After introducing the concept of cooperative diversity, the various aspects on which the content of this thesis is based, were introduced. The proposed approaches have been studied under the assumption of imperfect knowledge of the channels of transmission at the level of the receivers. The obtained simulation results showed better performances of the proposed solutions relative to the state of the art methods, with a great robustness to the channel error estimates.

## Keywords:

Cooperative diversity, error correcting codes, STBC coding and intelligent radio.

## Résumé

Le travail présenté dans le cadre de cette thèse concerne la diversité coopérative avec laquelle nous avons combiné trois techniques très utilisées dans le domaine des communications sans fil à savoir : les codes correcteurs d'erreurs, le codage STBC et la radio intelligente, et ce dans le but d'améliorer davantage les performances et la qualité des transmissions. Après avoir introduit le concept de la diversité coopérative, les différents aspects sur lesquels s'appuie le contenu de cette thèse ont été introduits. Les approches proposées ont été étudiées sous l'hypothèse d'une connaissance imparfaite des canaux de transmission au niveau des récepteurs. Les résultats de simulations obtenus ont démontré de meilleures performances des solutions proposées et une grande robustesse face aux erreurs d'estimation des canaux.

## Mots Clés :

Diversité coopérative, Codes correcteurs d'erreurs, Codage STBC et Radio intelligente.

# Table des Matières

Liste des Figures

Liste des Tableaux

Liste des Acronymes

## **CHAPITRE 1 : Introduction Générale**

1.1	Contexte et motivation.....	14
1.2	Contribution de la thèse .....	18
1.3	Plan du document .....	19
1.4	Valorisations .....	21
	REFERENCES .....	22

## **CHAPITRE 2 : Généralités sur les Systèmes de Communication Sans-Fil**

2.1	Introduction.....	24
2.2	Chaîne de transmission numérique .....	24
2.3	Modèle du canal radio-mobile .....	26
2.3.1	Canal à évanouissement de Rayleigh .....	26
2.3.2	Information sur l'état du canal sans-fil .....	27
2.4	Codage spatio-temporel.....	28
2.5	Egalisation .....	29
2.5.1	Détection à maximum de vraisemblance.....	29
2.5.2	Détecteurs linéaires .....	30
2.6	La diversité.....	31
2.6.1	Diversité coopérative.....	31
2.6.2	Etude des performances de la diversité coopérative .....	36
2.7	Codage de canal .....	38
2.7.1	Turbo-codes .....	38
2.7.2	Turbo-encodeur.....	39
2.7.3	Turbo-décodeur.....	40
2.7.4	Etude des performances des turbo codes.....	43
2.8	Codage Coopératif.....	45
2.9	Reconnaissance automatique de type de modulation .....	46
2.10	Conclusion .....	48
	REFERENCES .....	49

## **CHAPITRE 3 : Analyse des Performances des Systèmes Turbo-Codage Coopératifs à Relais Multiples**

3.1	Introduction.....	55
-----	-------------------	----

3.2	Modèle du système.....	56
3.3	Description du système.....	58
3.4	Calcul du SNR effectif .....	61
3.4.1	Calcul du $\hat{Y}_{SD}$ .....	62
3.4.2	Calcul du $\hat{Y}_{kD}$ .....	62
3.5	Détecteur ML à sortie soft .....	63
3.6	Résultats et simulations .....	64
3.6.1	Influence du rendement $R$ sur la performance.....	64
3.6.2	Influence du nombre de relais sur la performance.....	65
3.6.3	Influence des erreurs d'estimation des canaux sur la performance .....	67
3.7	Conclusion .....	71
	REFERENCES .....	72

## **CHAPITRE 4 : STBC Distribué dans les Réseaux Coopératifs à Relais AaF et DaF**

4.1	Introduction .....	75
4.2	Modèle du système.....	76
4.2.1	Construction du code D-STBC .....	77
4.3	Reconstruction du code D-STBC.....	80
4.4	Analyse des performances .....	82
4.4.1	Probabilité d'erreur au nœud de relais .....	83
4.4.2	Probabilité d'erreur au nœud de destination.....	83
4.4.3	Résultats de simulation.....	84
4.5	Étude des performances d'un système Turbo-BICM DaF D-STBC .....	88
4.5.1	Turbo-décodeur BICM.....	89
4.5.2	Résultats de simulation.....	92
4.6	Conclusion .....	96
	REFERENCES .....	97

## **CHAPITRE 5 : Identification Automatique de la Modulation pour les codes STBC Distribués dans les Réseaux Coopératifs à Relais AaF**

5.1	Introduction.....	101
5.2	Modèle du système.....	102
5.3	Modèle du processus d'identification.....	103
5.3.1	Extraction des caractéristiques.....	103
5.3.2	Classification .....	107
5.4	Evaluation des performances des classifieurs.....	113
5.4.1	Métriques d'évaluation.....	114
5.4.2	La courbe ROC .....	115
5.5	Résultats et discussion.....	115
5.6	AMC par les réseaux de neurones artificiels .....	120
5.7	Etude de l'ordre de complexité des classifieurs.....	123
5.8	Conclusion .....	124
	REFERENCES .....	125

## **CHAPITRE 6: Conclusion Générale et Perspectives**

6.1	Bilan des travaux effectués.....	128
6.2	Perspectives .....	130

### **Annexe relative au Chapitre 2**

A.1	Codes convolutifs.....	132
A.1.1	Représentation des codes convolutifs.....	133
A.2	Algorithme MAP .....	133
A.2.1	Calcul des métriques en avant et en arrière .....	137
A.2.2	Calcul de la Métrique de transition .....	137
A.2.3	Résumé des étapes pour la mise en œuvre de l’algorithme MAP .....	138

### **Annexe relative au Chapitre 5**

B.1	Matrices de Confusion .....	140
B.2	Représentation des nuages de points.....	142



## Liste des Figures

<b>Fig.1.1</b>	Propagation du signal sans fil.....	<b>15</b>
<b>Fig. 1.2</b>	Structure de la technologie sans fil à entrées multiples et sorties multiples (MIMO).....	<b>16</b>
<b>Fig.1.3</b>	Le canal à relais .....	<b>17</b>
<b>Fig.2.1</b>	Schéma fondamental d'une chaîne de transmission numérique .....	<b>24</b>
<b>Fig.2.2</b>	Diagramme des constellations des modulations $M$ -PSK et $M$ -QAM .....	<b>25</b>
<b>Fig.2.3</b>	Distribution de Rayleigh avec les différentes valeurs de $N_0$ .....	<b>27</b>
<b>Fig.2.4</b>	Relais coopératif dans le réseau cellulaire .....	<b>32</b>
<b>Fig.2.5</b>	Modes de transmission .....	<b>34</b>
<b>Fig.2.6</b>	Protocoles de transmission .....	<b>35</b>
<b>Fig.2.7</b>	Analyse des performances des communications coopératives .....	<b>37</b>
<b>Fig.2.8</b>	Schéma de principe d'un Turbo-code, construit à partir de deux codes convolutifs récursifs et d'un entrelaceur $\Pi$ .....	<b>39</b>
<b>Fig.2.9</b>	Treillis d'un codeur RSC .....	<b>42</b>
<b>Fig.2.10</b>	Le décodeur itératif .....	<b>43</b>
<b>Fig.2.11</b>	Analyse des performances des Turbo codes .....	<b>44</b>
<b>Fig.3.1</b>	Structure du système de turbo-codage coopératif à relais multiples .....	<b>57</b>
<b>Fig.3.2</b>	Structure du turbo-encodeur au niveau du nœud source .....	<b>57</b>
<b>Fig.3.3</b>	Structure du turbo-décodeur au niveau du nœud destination .....	<b>58</b>
<b>Fig.3.4</b>	Performance d'un système à turbo-codage coopératif à un seul relais AaF de rendement $R = [1/3, 1/2]$ , avec les modulations BPSK et QPSK dans un canal de Rayleigh avec un CSI parfait ( $\alpha_{ij}^2 = 0$ ) et $N = 1024$ .....	<b>65</b>
<b>Fig.3.5</b>	Performance d'un système de turbo-codage coopératif à relais AaF multiples de rendement $R = [1/3, 1/2]$ , avec la modulation QPSK dans un canal Gaussien avec CSI parfait ( $\alpha_{ij}^2 = 0$ ) et $N = 1024$ .....	<b>66</b>
<b>Fig.3.6</b>	Performance d'un système de turbo-codage coopératif à relais AaF multiples de rendement $R = [1/3, 1/2]$ , avec les modulations QPSK dans un canal de Rayleigh avec CSI parfait et $N = 1024$ .....	<b>67</b>
<b>Fig.3.7</b>	Performance d'un système de turbo-codage coopératif à relais AaF multiples de rendement $R = 1/3$ , avec la modulation QPSK, dans un canal de Rayleigh et sous les hypothèses du scénar.1 ( $\alpha_{SD}^2 = Var_{SD}$ , $\alpha_{Sk}^2 = \alpha_{kD}^2 = 0$ ) .....	<b>68</b>
<b>Fig.3.8</b>	Performance d'un système de turbo-codage coopératif à relais AaF multiples de rendement $R = 1/2$ , avec la modulation QPSK dans un canal de Rayleigh et sous les hypothèses du scénar.1 ( $\alpha_{SD}^2 = Var_{SD}$ , $\alpha_{Sk}^2 = \alpha_{kD}^2 = 0$ ) .....	<b>69</b>
<b>Fig.3.9</b>	Performance d'un système de turbo-codage coopératif à relais AaF multiples de rendement $R = 1/2$ , avec la modulation QPSK dans un canal de Rayleigh, et sous les hypothèses du scénar.2 : ( $\alpha_{SD}^2 = \alpha_{Sk}^2 = \alpha_{kD}^2 = Var$ ) .....	<b>70</b>

<b>Fig.3.10</b>	Performance d'un système de turbo-codage coopératif à relais AaF multiples de rendement $R = 1/2$ , avec la modulation QPSK dans un canal de Rayleigh et sous les hypothèses du scénar.3 : ( $\alpha_{SD}^2 = 0.1$ et $\alpha_{Sk}^2 = \alpha_{kD}^2 = Var$ ) .....	<b>70</b>
<b>Fig.4.1</b>	Principe de la transmission par relayage .....	<b>76</b>
<b>Fig.4.2</b>	Différentes phases pour la transmission D-STBC .....	<b>77</b>
<b>Fig.4.3</b>	BER vs SNR pour l'architecture D-STBC proposée à un relais dans un canal de Rayleigh .....	<b>85</b>
<b>Fig.4.4</b>	BER vs SNR pour l'architecture DaF D-STBC proposée avec des relais multiples .....	<b>86</b>
<b>Fig.4.5</b>	Performances du système AaF -D-STBC proposé .....	<b>87</b>
<b>Fig.4.6</b>	Performances du système AaF D-STBC proposée avec relais multiples .....	<b>87</b>
<b>Fig.4.7</b>	Schéma synoptique du système Turbo -BICM DaF D-STBC proposé .....	<b>90</b>
<b>Fig.4.8</b>	Turbo Décodeur BICM-ID .....	<b>91</b>
<b>Fig.4.9</b>	Performance du système turbo BICM -D-STBC 2by1 à relais DaF, de $R = 1/3$ et $L = 1024$ , avec la modulation BPSK, dans un canal de Rayleigh, sous l'hypothèse d'un CSI imparfait au canal source-destination : $\alpha_{SD}^2 = var_{SD}$ , $\alpha_{SR}^2 = \alpha_{RD}^2 = 0$ .....	<b>94</b>
<b>Fig.4.10</b>	Performance du système turbo BICM D-STBC 2by1 à relais DaF, de $R = 1/3$ et $L = 1024$ , avec la modulation BPSK dans un canal de Rayleigh, sous l'hypothèse de CSIs imparfaits aux canaux : $\alpha_{SD}^2 = var_{SD}$ , $\alpha_{SR}^2 = \alpha_{RD}^2 = 0.05$ ..	<b>94</b>
<b>Fig.4.11</b>	Performance du système turbo BICM D-STBC 2by1 à relais DaF, de $R = 1/3$ et $L = 1024$ , avec la modulation BPSK dans un canal de Rayleigh, sous l'hypothèse de CSIs imparfaits des canaux : $\alpha_{SD}^2 = var_{SD}$ , $\alpha_{SR}^2 = \alpha_{RD}^2 = 0.1$	<b>95</b>
<b>Fig.5.1</b>	Constellations des schémas des modulations, dans l'ordre des colonnes, 2-PSK, 4-PSK, 16-PSK, 4-QAM, 16-QAM et 64-QAM. Pour chaque type de modulation, la première ligne représente la constellation des signaux source $\mathbf{S}$ , la seconde représente celle du signal reçu $\mathbf{y}_D^{2by2}$ et la troisième représente la constellation des signaux récupérés $\hat{\mathbf{s}}_i^{ZF}$ desquels on va extraire les caractéristiques. $SNR = 15$ dB avec la configuration AaF D-STBC 2by2 .....	<b>104</b>
<b>Fig.5.2</b>	Schéma synoptique du processus d'identification au niveau de la destination...	<b>105</b>
<b>Fig.5.3</b>	Hyperplan de séparation pour un exemple de deux classes (les carrés et les cercles) linéairement séparables. Le fond bleu et rouge (pour les triangles et les cercles, respectivement) représentent les vecteurs supports .....	<b>109</b>
<b>Fig.5.4</b>	Structure d'un classifieur ANN multicouches .....	<b>110</b>
<b>Fig.5.5</b>	Interprétation de la courbe ROC pour une modulation $\mathcal{M}_i$ .....	<b>115</b>
<b>Fig.5.6</b>	Courbes ROC des classificateurs SVM, KNN et NB utilisant AaF D-STBC avec $SNR = 3$ dB, $SNR_{SR} = 10$ dB et $\sigma_e^2 = 0$ .....	<b>118</b>
<b>Fig.5.7</b>	Courbes ROC des classificateurs SVM, KNN et NB utilisant AaF D-STBC avec $SNR = 3$ dB, $SNR_{SR} = 10$ dB et $\sigma_e^2 = 0.1$ .....	<b>118</b>
<b>Fig.5.8</b>	Probabilité moyenne d'identification correcte pour le classifieur ANN pour le système AaF D-STBC avec la configuration 2by1, $SNR_{sr} = 15$ dB et $\sigma_{sd}^2 = \sigma_{sr}^2 = \sigma_{rd}^2 = \sigma_e^2$ , où $\sigma_e^2 \in \{0.01, 0.05, 0.1\}$ .....	<b>121</b>

<b>Fig.5.9</b>	Probabilité moyenne d'identification correcte pour le classifieur ANN dans le système AaF D-STBC avec la configuration <i>2by2</i> , $SNR_{sr} = 15 \text{ dB}$ et $\sigma_{sd}^2 = \sigma_{sr}^2 = \sigma_{rd}^2 = \sigma_e^2$ , où $\sigma_e^2 \in \{0.01, 0.05, 0.1\}$ .....	<b>121</b>
<b>Fig.5.10</b>	Courbes ROC des différentes modulations avec le classifieur ANN pour le système AaF D-STBC avec la configuration <i>2by1</i> , $SNR_{sr} = 10 \text{ dB}$ , $SNR = 2 \text{ dB}$ et $\sigma_e^2 = 0.1$ .....	<b>122</b>
<b>Fig.5.11</b>	Courbes ROC des différentes modulations avec le classifieur ANN pour le système AaF D-STBC avec la configuration <i>2by2</i> , $SNR_{sr} = 10 \text{ dB}$ , $SNR = 2 \text{ dB}$ , et $\sigma_e^2 = 0.1$ .....	<b>122</b>

## Liste des Tableaux

<b>Tab.3.1</b>	Paramètres de simulation .....	<b>64</b>
<b>Tab.3.2</b>	Paramètres de simulation des différents scénarios avec $\mathbf{Var} \in [0.01, 0.05, 0.1, 0.3, 0.5]$ et $\mathbf{R} = [1/3, 1/2]$ .....	<b>68</b>
<b>Tab.4.1</b>	Paramètres de simulation .....	<b>93</b>
<b>Tab.4.2</b>	Paramètres de simulation des différents scénarios avec $\alpha_{SD}^2 = \mathbf{var}_{SD} \in [0.01, 0.05, 0.1, 0.3, 0.5]$ .....	<b>93</b>
<b>Tab.5.1</b>	Valeurs théoriques de certains moments et cumulants d'ordres supérieurs pour les différentes modulations 2-PSK, 4-PSK, 16-PSK, 16-QAM et 64-QAM. Ces valeurs sont obtenues sur des signaux de moyenne nulle et variance unitaire en absence du bruit .....	<b>107</b>
<b>Tab.5.2</b>	Les techniques de normalisation les plus répandues dans la littérature, avec $\mathcal{U}_{F_i}$ et $\sigma_{F_i}$ sont respectivement la moyenne et la variance d'un vecteur caractéristique $\mathbf{F}_i$ .....	<b>112</b>
<b>Tab.5.3</b>	Matrice de confusion à deux classes .....	<b>113</b>
<b>Tab.5.4</b>	Métriques d'évaluation calculées à partir de la matrice de confusion .....	<b>114</b>
<b>Tab.5.5</b>	Probabilité moyenne d'identification correcte pour les différents classifieurs dans le système AaF D-STBC avec $SNR_{SR} = 15$ dB .....	<b>116</b>
<b>Tab.5.6</b>	Mesures d'évaluation pour le système AaF D-STBC proposé, pour les différents classifieurs avec $SNR = 3$ dB, $SNR_{SR} = 10$ dB et $\sigma_{SD}^2 = \sigma_{SR}^2 = \sigma_{RD}^2 = \sigma_e^2$ .....	<b>117</b>
<b>Tab.5.7</b>	AUCs des Courbes ROC des classifieurs SVM, KNN et NB utilisant D-STBC avec $SNR = 3$ dB, $SNR_{SR} = 10$ dB et $\sigma_e^2 = 0$ .....	<b>119</b>
<b>Tab.5.8</b>	AUCs des Courbes ROC des classifieurs SVM, KNN et NB utilisant D-STBC avec $SNR = 3$ dB, $SNR_{SR} = 10$ dB et $\sigma_e^2 = 0.1$ .....	<b>120</b>
<b>Tab.5.9</b>	Ordres de complexité des classifieurs ANN, SVM, KNN et NB .....	<b>124</b>

## Liste des Acronymes

2G	La deuxième génération de la téléphonie mobile
5G	La cinquième génération de la téléphonie mobile
AaF	Amplify-and-forward
ALRT	Average Likelihood Ratio Test
AMC	Automatic Modulation Classification
ANN	Artificial Neural Network
APP	A Posteriori Probability
AUC	Area under the curve.
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BCJR	Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv
BER	Bit Error Rate
BICM	Bit Interleaved Coded Modulation
BICM-ID	BICM with Iterative Decoding
COMINT	Communication Intelligence
CR	Cognitive Radio
CSI	Channel state information
DaF	Decode-and-forward
D-STBC	Distributed STBC
ERC	Equal Ratio Combining
ESM	Electronic Support Measures
ESNRC	Enhanced Signal to Noise Ratio Combining
FB	Features Based
FD	Full-Duplex
FRC	Fixed Ratio Combining
GA	Genetic Algorithm
HD	Half-Duplex
HLRT	Hybrid Likelihood Ratio Test
HOC	Higher-Order Cumulants
HOM	Higher-Order Moments
HOS	Higher order statistic
HSPA+	High Speed Packet Access +
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISI	Inter Symbol Interference
KNN	K Nearest Neighbors
LB	Likelihood Based
LLR	Likelihood ratio
LS	Least Square
LTE	Long Term Evolution
MAP	Maximum A Posteriori
MC	Monte Carlo
MIMO	Multiple Input Multiple Output
ML	Maximum Likelihood

MMSE	Minimum Mean-Square Error
MRC	Maximum Ratio Combining
NB	Naïve Bayes
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
PDF	Probability Density Function
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RBF	Radial Basis Function
RI	Radio Intelligence
ROC	Receiver Operating Characteristic.
RPROP	Resilient backpropagation
RSC	Recursive Systematic Convolutional
SDR	Software Defined Radio
SISO	Soft Input Soft Output
SM	Spatial multiplexing
SNR	Signal To Noise Ratio
SNRC	Signal to Noise Ratio Combining
SOVA	Soft Out Viterbi Algorithm
STBC	Space-Time Bloc Code
STC	Space-Time Code
STTC	Space-Time Trellis Coding
SVM	Support Vector Machine
UWB	Ultra-wideband
VA	Viterbi Algorithm
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMax	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
ZF	Zero Forcing
ZMCSCG	Zero-Mean Circularly Symmetric Complex Gaussian

# Chapitre 1

## Introduction Générale

### Sommaire

---

1.1	Contexte et motivation .....	14
1.2	Contribution de la thèse.....	18
1.3	Plan du document.....	19
1.4	Valorisations.....	21
	Références .....	22

---

## 1.1 Contexte et motivation

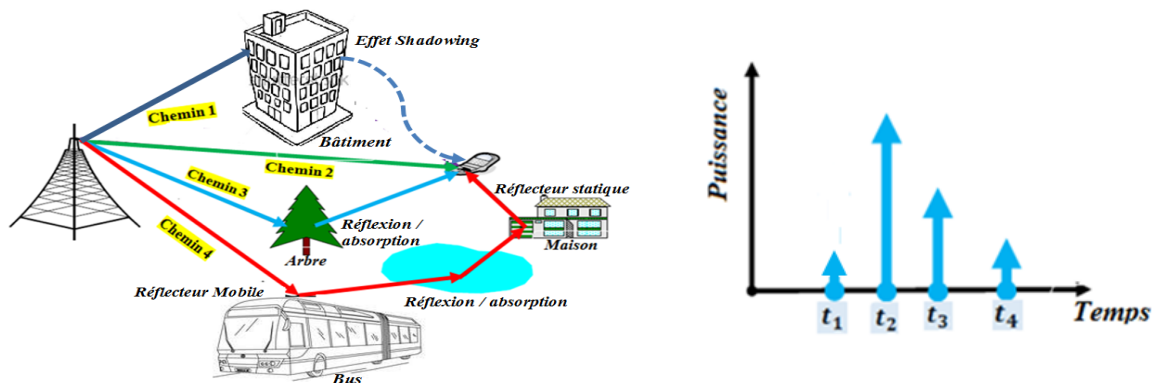
Les nouvelles technologies de communication sans-fil connaissent un développement très rapide depuis la mise en service de la deuxième génération (**2G**) de la téléphonie mobile. De plus, la croissance remarquable des services sans-fil reflète l'engouement de la population et des institutions pour les différentes applications supportées par les communications sans-fil, bien qu'il en résulte un spectre de plus en plus encombré. Dans le futur proche, avec l'arrivée et la standardisation de la nouvelle génération (**5G**) promettant de révolutionner la manière dont le monde communique, les communications sans-fil exigeront non seulement un débit de plus en plus accru, mais également une grande fiabilité et une large portée. Ceci se traduira, en effet, par une demande plus significative et une gestion plus contraignante en termes de spectre, qui devrait être comblée en respectant les contraintes sur la consommation d'énergie.

D'autre part, un des paramètres majeurs influant sur la qualité de ces communications sans-fil est le régime de propagation des ondes électromagnétiques, dit canal sans-fil. En effet, cet environnement, situé entre le système d'émission et celui de la réception, est aléatoire et imprévisible, et peut considérablement perturber le signal émis. En effet, à cause des effets de ce canal, le signal peut subir des variations significatives dans le temps, l'espace et la fréquence. Plus particulièrement, le signal transmis pourrait emprunter des trajets multiples à cause des phénomènes de réflexion, de diffraction ou de dispersion engendrés par la présence d'obstacles tels que les immeubles, comme illustré sur la figure 1.1. Ceci résulte en un phénomène d'évanouissement du signal reçu qui altérerait la qualité de la communication, car celui-ci est la résultante de plusieurs versions pondérées et retardées du signal émis, qui pourraient se combiner de façon destructive, menant à une dégradation de la qualité de la communication ou à la coupure de celle-ci. Afin de pallier à ces effets indésirables, différentes techniques ont été proposées dans la littérature, les techniques de diversité et de codage de canal demeurent parmi les plus pertinentes.

L'idée principale de la diversité consiste à combiner à la réception plusieurs répliques du signal en provenance des différents canaux pour, soit améliorer la performance, soit augmenter la capacité de transmission. Plus le nombre de répliques augmente, plus la probabilité que toutes ces répliques subissent simultanément un évanouissement diminue. Les principales formes de diversité sont la diversité spatiale, la diversité temporelle et la diversité fréquentielle. Il faut noter que la diversité spatiale est la technique la plus utilisée pour lutter contre les effets du canal multi trajets [1]. Cette technique consiste à utiliser plusieurs



antennes suffisamment séparées dans l'espace pour garantir des évanouissements indépendants.



**Figure 1.1 :** Propagation du signal sans-fil

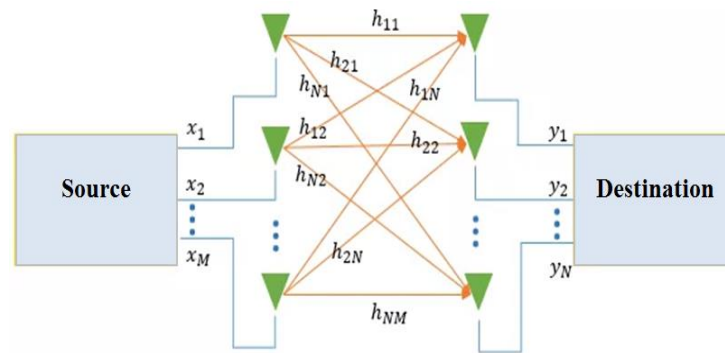
La technologie sans-fil à entrées multiples et sorties multiples (MIMO<sup>1</sup>) est l'une des technologies les plus prometteuses qui introduit la diversité spatiale pour améliorer de manière remarquable le débit et la robustesse des réseaux sans-fil, et ce grâce au déploiement des réseaux d'antennes à l'émission et/ou à la réception (Figure 1.2). Elle offre un certain nombre d'avantages, tels que le respect des contraintes imposées par la limitation de puissance, la prise en considération de la rareté de la bande passante, et la lutte contre les phénomènes de trajets multiples. En effet, cette technologie a été introduite afin d'améliorer la fiabilité du signal reçu, grâce au multiplexage spatial (SM<sup>2</sup>) qui offre des tunnels supplémentaires, dont le nombre est égal à celui des canaux propres de la matrice résultante du canal, et ce, en vue de véhiculer l'information redondante de l'émission vers la réception [2] [3] [4]. Le codage spatio-temporel (STC<sup>3</sup>) et le SM sont en fait les techniques les plus communément utilisées pour améliorer les performances des systèmes MIMO. Le concept de STC combine le codage, la modulation et la diversité spatiale dans une technique de modulation codée sur deux dimensions, ce qui permet d'augmenter d'une manière substantielle l'efficacité spectrale. Après avoir été mise au point par Foschini [5], la technologie MIMO a été adoptée dans diverses normes de communication sans-fil, à savoir : la Wi-Fi<sup>4</sup> (IEEE<sup>5</sup> 802.11n et 802.11ac), le WiMax<sup>6</sup> (IEEE 802.16e), et les normes de téléphonie mobile telles que HSPA+<sup>7</sup>, LTE et LTE<sup>8</sup> Advanced [6].

<sup>1</sup> Multiple Input Multiple Output

<sup>2</sup> Spatial multiplexing

<sup>3</sup> Space-Time Code

<sup>4</sup> Wireless Fidelity



**Figure 1.2 :** Structure de la technologie sans-fil à entrées multiples et sorties multiples (MIMO)

Dans de nombreuses applications sans-fil, les dispositifs sans-fil déployés peuvent ne pas être en mesure de prendre en charge plusieurs antennes en raison restrictions en termes de taille de l'appareil, de la complexité des circuits, et de la consommation énergétique ou d'autres contraintes. Par exemple, l'intégration de plusieurs antennes sur un petit plan de masse d'un téléphone portable est un défi technologique critique. Compte tenu de ces contraintes, il s'est avéré qu'il serait plus intéressant de permettre à un système sans-fil de réagir comme un système MIMO virtuel, sans qu'il dispose réellement de plusieurs antennes, tel que par le biais de la diversité coopérative (Figure 1.3). L'idée de base est que les nœuds mono-antenne collaborent et « partagent » leur antenne de manière à créer un réseau spatialement distribué. Pour coopérer, les nœuds du réseau partagent leurs ressources (énergie, bande de fréquence, ... etc.) pour améliorer mutuellement la qualité de leur transmission et leur réception. Il s'en suit que les besoins et les défis que devraient relever les futures technologies sans-fil, dont le très haut débit, la très grande mobilité, des niveaux d'évanouissement et d'interférence (multi-utilisateur et autres) plus accentués dûs à des environnements de plus en plus adverses et un nombre d'utilisateurs de plus en plus accru, peuvent être pris en charge par la combinaison de cette diversité coopérative avec d'autres technologies. En effet, la diversité coopérative a déjà prouvé sa capacité à offrir une robustesse aux erreurs engendrées dans les données par les canaux de communication sans-fil, sans avoir recours à la solution prohibitive d'antennes multiples sur un dispositif unique.

De plus, l'intérêt accordé aux communications coopératives basées sur les relais dans le contexte des solutions envisagées pour les nouvelles générations de communication, émane de

<sup>5</sup> Institute of Electrical and Electronics Engineers

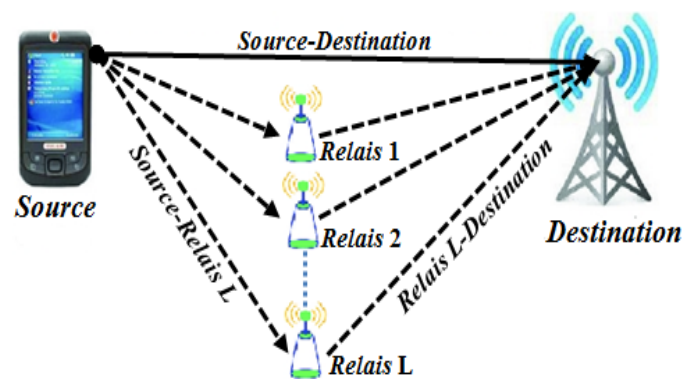
<sup>6</sup> Worldwide Interoperability for Microwave Access

<sup>7</sup> High Speed Packet Access +

<sup>8</sup> Long Term Evolution

leurs autres avantages recherchés, tels que la possibilité de les implémenter sous forme d'architectures de collaboration entre unités déjà déployées, l'extension qu'ils offrent en termes de couverture cellulaire due à leur distribution spatiale, la garantie qu'ils promettent d'une transmission fiable via plusieurs chemins de communication, et l'amélioration escomptée de l'efficacité énergétique.

Dans les communications coopératives, les relais ( $\mathcal{R}$ ) sont des nœuds dédiés à améliorer la qualité de la communication entre les nœuds source ( $\mathcal{S}$ ) et destination ( $\mathcal{D}$ ) [7] [8]. Au niveau des relais, différents protocoles de transmission peuvent être envisagés, plus particulièrement les répandus Amplify-and-forward (AaF) et Decode-and-forward (DaF).



**Figure 1.3 :** Le canal à relais

Le codage de canal est aussi une technique pour lutter contre les erreurs de transmission. Il vise la protection du message contre les perturbations du canal de transmission en introduisant de la redondance de l'information au niveau de la source, assurant ainsi la correction des erreurs introduites, et ce au niveau du récepteur. On distingue deux grandes classes des codes correcteurs d'erreur : les codes en blocs linéaires et les codes convolutifs. Au début des années 90, une nouvelle famille de codes correcteurs d'erreur appelée Turbo-code est introduite [9]. Les turbo-codes sont construits par la concaténation de deux ou plusieurs codes convolutifs de faible complexité et séparés par une fonction d'entrelacement. C'est à cause du décodage itératif qui est effectué entre deux ou plusieurs décodeurs que ces codes sont qualifiés de « Turbo ». De ce fait, ils permettent d'atteindre de très bonnes performances proches de la limite théorique de correction prédite par Shannon [10].

D'autre part, la Radio Intelligente (RI) est une technologie émergente qui améliore également les performances des systèmes de communications sans-fil. Introduite en 1999 par Mitola [11], elle permet à un nœud réseau (téléphone mobile ou un point d'accès sans-fil), de

définir ou de modifier les paramètres de transmission d'un système de communication sans-fil tels que : la gamme de fréquences, le type de modulation et la puissance de transmission [12]. La détection du type de modulation est une caractéristique importante et essentielle pour un récepteur intelligent, et joue un rôle important dans la démodulation des signaux interceptés pour de nombreux systèmes de communication. En effet, une mauvaise reconnaissance du type de modulation a un impact critique sur la fiabilité du traitement dans les étages subséquents à la réception, entraînant une dégradation significative des performances. La détection du type de la modulation est largement adopté dans les réseaux de la radio cognitive (CR<sup>9</sup>), en s'appuyant sur une architecture adaptative dans laquelle tout utilisateur devrait être capable d'intercepter les signaux occupant le spectre et les classer d'une manière automatique, contribuant ainsi à l'utilisation efficace des ressources spectrales. Elle trouve en fait ses racines dans des applications militaires telles que: les renseignements issus de l'interception de télécommunications (COMINT<sup>10</sup>), les mesures de soutien électronique (ESM<sup>11</sup>), la surveillance du spectre, l'évaluation des menaces et l'identification des interférences. Les développements récents et rapides de la radio logicielle (SDR<sup>12</sup>) dans le contexte de la CR ont donné une plus grande importance à cette technique dans les applications civiles.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons à la diversité coopérative avec laquelle nous combinons différentes techniques citées préalablement telles que : les codes correcteur d'erreurs, le codage STBC et la RI, et ce, dans le but d'améliorer davantage les performances et la qualité des transmissions.

## 1.2 Contribution de la thèse

Basé sur les contraintes et motivations discutées précédemment, les principales contributions de cette thèse sont résumées comme suit:

- Dans le chapitre 3, nous présentons un système de turbo-codage coopératif à relais multiple employant la technique de transmission AaF au niveau des relais, évoluant dans un environnement à évanouissement de Rayleigh. Dans ce contexte, nous déterminerons l'expression analytique du SNR effectif dans le cas d'une connaissance imparfaite des canaux aux récepteurs (relais et destination). Nous

---

<sup>9</sup> Cognitive Radio

<sup>10</sup> Communication Intelligence

<sup>11</sup> Electronic Support Measures

<sup>12</sup> Software Defined Radio

investiguons l'impact de certains paramètres sur la qualité de la transmission. Les résultats de simulation montrent la robustesse du système proposé face aux erreurs d'estimation des canaux.

- Dans le chapitre 4, nous proposons une technique simplifiée de codes spatio-temporels distribués, dans laquelle le code STBC est généré de manière artificielle en utilisant trois nœuds qui collaborent entre eux pour former un réseau d'antennes virtuelles, dans un réseau coopératif, sans que chaque nœud ait plusieurs antennes. Pour améliorer les performances de la technique proposée, nous proposons également un autre schéma à base d'une architecture turbo-BICM dans le cas d'une connaissance imparfaite des canaux aux récepteurs (relais et destination). En effet, le décodage itératif au niveau de la destination permet de garantir de meilleurs résultats en termes de BER.
- Dans le chapitre 5, nous proposons une approche de détection automatique de modulation (AMC) basée sur le schéma D-STBC proposé dans le chapitre 4. Le système proposé vise à faire la distinction entre le type et l'ordre de modulation parmi les différentes modulations linéaires, en exploitant à la fois les dimensions temporelles et spatiales du signal. La performance de la proposition est étudiée à l'aide de trois différents classifieurs, pour lesquels une étude comparative a été réalisée. Lors de l'étude, chaque classifieur est utilisé de manière optimale et un comparatif de complexité induite est aussi établi.

### 1.3 Plan du document

Le manuscrit de la thèse est organisé en cinq chapitres. Le contexte de ce travail ainsi que les motivations et les majeures contributions de cette thèse sont décrits dans le Chapitre 1. Le deuxième chapitre présente, dans le détail, un aperçu de la théorie pertinente à cette thèse sur lequel s'appuient les travaux des trois chapitres suivants. Le Chapitre 3 porte sur l'étude d'un système de turbo-codage coopératif à relais AaF multiples en présence d'un CSI imparfait. La proposition d'un schéma de codes spatio-temporels distribués fait l'objet du Chapitre 4. Finalement, le Chapitre 5 traite la problématique de la détection du type de modulation en considérant un le schéma D-STBC proposé le chapitre 4.

Le deuxième chapitre présente quelques généralités sur les communications sans-fils en mettant l'accent sur : I) Les caractéristiques des communications coopératives où nous illustrons les différents modes et protocoles de transmission, ainsi que les techniques de combinaison utilisées dans la littérature. II) les codes correcteurs d'erreur, et en particulier l'algorithme de décodage itératif MAP.

L'implémentation des turbo-codes permet d'améliorer les performances en termes d'efficacité spectrale d'un système par rapport aux solutions classiques de codage correcteur d'erreurs, et par ailleurs, permettant d'atteindre des performances très proches des limites théoriques optimales. A cet effet, le chapitre 3 présente une étude d'un système de turbo-codage coopératif à relais AaF multiples lorsque l'information sur l'état du canal n'est pas disponible. Cette étude s'est également penchée sur l'impact de certains paramètres sur la performance du système proposé à savoir, le taux de codage, le nombre de relais, et la variance des erreurs d'estimation des canaux de transmission aux récepteurs, et ce dans trois scénarios différents.

Dans le chapitre 4, nous présentons une mise en œuvre d'une nouvelle technique de codes spatio-temporels distribués D-STBC pour un réseau coopératif supportant un ou plusieurs niveaux de relais, adoptant les protocoles de relayage DaF ou AaF. Pour ce faire, tout en ayant uniquement une seule antenne, les nœuds relais opèrent conjointement avec le nœud source afin de transmettre le code D-STBC en utilisant exclusivement quatre créneaux temporels. A la destination, nous proposons un simple traitement pour générer artificiellement le bloc D-STBC transmis par la source et le relais et estimer les symboles transmis en appliquant un égaliseur linéaire de zéro forcing. Dans le cas d'une mauvaise estimation des canaux, nous avons introduit la modulation codée avec entrelacement de bits pour atteindre des performances élevées du système DaF-D-STBC avec la solution D-STBC proposé.

La reconnaissance automatique de type de modulation est une étape cruciale pour améliorer la performance globale du système radio cognitif, permettant ainsi à tout utilisateur de promouvoir une communication sûre et fiable. Au niveau du cinquième chapitre, nous proposons un nouvel algorithme de reconnaissance automatique de type de modulation basé sur les caractéristiques du signal en exploitant la solution D-STBC proposé dans le chapitre 4. Il est connu que dans un processus d'identification du type de modulation, l'étape de classification est cruciale dans le système global de classification. Par conséquent, le choix du classifieur approprié permet d'améliorer considérablement l'efficacité globale du processus de

classification. À cet effet, nous effectuerons une étude comparative des classifieurs les plus utilisés dans la littérature. Cette comparaison englobe les performances ainsi que les ordres de complexité des classifieurs étudiés.

## 1.4 Valorisations

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse ont fait l'objet des publications et des conférences suivantes :

### Journal :

- 1) **H. TAYAKOUT**, I. DAYOUB, K. GHANEM, and H. BOUSBIA-Salah, "Automatic Modulation Classification for D-STBC Cooperative Relaying Networks". IEEE Wireless Communications Letters, vol. 7, no. 5, pp. 780-783, 2018. **Impact Factor: 3.096.**

### Conférence internationale:

- 4) **H. TAYAKOUT**, K. GHANEM, and H. BOUSBIA-Salah," On the Robustness of a Cooperative Turbo Coded System to channel Estimation Errors". The 21<sup>TH</sup> IEEE Symposium on Communications and Vehicular Technology (SCVT'2014), Delf, Netherlands 2014.
- 5) **H. TAYAKOUT**, K. GHANEM, and H. BOUSBIA-Salah," AF Relaying Scheme For Multiple Relays-Cooperative-Turbo Coded System". The 8TH IEEE European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP'2014), Hague, Netherlands 2014.
- 6) **H. TAYAKOUT**, I. DAYOUB, K. GHANEM, and H. BOUSBIA-Salah, "On Classifiers for Feature-Based Automatic Modulation Recognition over D-STBC Cooperative Networks". IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 7-12 July, Atlanta, Georgia, USA, 2019.

## Références

- [1] A. F. Molisch, *Wireless Communication*, 2ème édition, Wiley, 2010.
- [2] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell labs technical journal*, vol. 1, no. 2, p. 41–59, 1996.
- [3] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, p. 1451–1458, 1998.
- [4] V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication : Performance criterion and code construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 2, p. 744–765, 1998.
- [5] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless personal communications*, vol. 6, no. 3, p. 311–335, 1998.
- [6] K. Leonhard, *LTE, WiMAX and WLAN network design, optimization and performance analysis.*, JohnWiley & Sons, 2011.
- [7] A. Baro, E. Erkip and B. Aazhang, "User cooperation diversity, Part I: System description," *IEEE Transaction on Communication*, vol. 51, no. 11, pp. 1927-1938, 2003.
- [8] A. Sendonaris, E. Erkip and B. Aazhang, "User cooperation diversity, Part II: Implementation aspects ad performance analysis," *IEEE Transaction on Communication*, vol. 51, no. 11, pp. 1939-1948, 2003.
- [9] C. Berrou, *Codes et turbocodes*, Springer-Verlag Paris, 2007.
- [10] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima, "Near shannon limit error-correcting coding and decoding," *IEEE International Conference on Communication*, vol. 2, 1993.
- [11] D. Mitola and G. Q. Maguire, "Cognitive radio : making software radios more personal," *IEEE Personal Communications*, vol. 6, no. 4, pp. 13-18, 1999.
- [12] S. Haykin, "Cognitive radio: Brain zmpowered wireless communication," *IEEE journal on selected areas in communications*, vol. 23, no. 2, 2005.



# Généralités sur les systèmes de communication sans-fils

## Sommaire

---

2.1	Introduction .....	24
2.2	Chaîne de transmission numérique .....	24
2.3	Modèle du canal radio-mobile.....	26
2.3.1	Canal à évanouissement de Rayleigh .....	26
2.3.2	Information sur l'état du canal sans-fil .....	27
2.4	Codage spatio-temporel.....	28
2.5	Egalisation .....	29
2.5.1	Détection à maximum de vraisemblance .....	29
2.5.2	Détecteurs linéaires .....	30
2.6	La diversité .....	31
2.6.1	Diversité coopérative .....	31
2.6.2	Etude des performances de la diversité coopérative .....	36
2.7	Codage de canal.....	38
2.7.1	Turbo-codes .....	38
2.7.2	Turbo-encodeur.....	39
2.7.3	Turbo-décodeur.....	40
2.7.4	Etude des performances des turbo codes.....	43
2.8	Codage Coopératif.....	45
2.9	Reconnaissance automatique de type de modulation.....	46
2.10	Conclusion .....	48
	REFERENCES .....	49

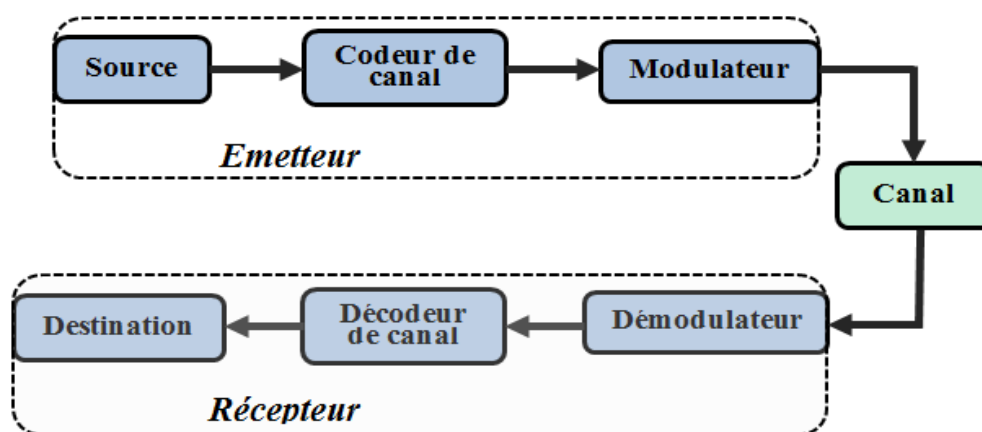
---

## 2.1 Introduction

Dans ce deuxième chapitre, nous rappelons quelques notions théoriques de base sur les communications numériques, et particulièrement les communications coopératives. Ce chapitre présente également une introduction aux domaines de la recherche sur les systèmes de communication sans fil et les différents outils sur lesquels s'appuie le contenu de cette thèse. Nous introduisons aussi l'hypothèse de la connaissance imparfaite du canal aux récepteurs (aux nœuds relais et/ou à la destination) et nous récapitulons les travaux associés au contexte de cette thèse.

## 2.2 Chaîne de transmission numérique

L'objectif fondamental d'une chaîne de transmission numérique est de garantir la transmission des données de la source vers une destination, tout en minimisant le taux d'erreurs avec un débit maximal, une occupation spectrale minimale, et en tenant compte du niveau de puissance permis pour l'émission/réception, de la bande passante offerte sur le canal utilisé et du niveau de bruit inhérent au système. La figure 2.1 représente un modèle typique d'une chaîne de transmission numérique.



**Figure 2. 1** Schéma fondamental d'une chaîne de transmission numérique.

Cette chaîne de transmission est constituée de plusieurs éléments, chacun jouant un rôle particulier et déterminant. En effet, une source émet un message sous forme d'une séquence des bits d'information à l'intention d'un destinataire. La source et le destinataire sont deux entités séparées, éventuellement distantes, qui sont reliées par un canal qui est le support de communication d'une part, mais qui d'autre part est le siège des perturbations telles que le

bruit et les interférences [1,2]. Une solution sera d'utiliser un codage correcteur d'erreur (ex : codage convolutif, codage en blocs, etc.) qui consiste à introduire des bits de redondance dans la séquence des bits d'information, pour permettre à la destination de corriger les erreurs survenues lors de la transmission, ce qui améliorera d'une manière significative la fiabilité de la transmission. Cet aspect pris en considération dans notre travail. Après le codage de canal, la séquence de bits à émettre doit être adaptée au canal de transmission. Cette opération, appelée modulation ou encore Mapping, est alors modélisée par une conversion bits/symboles, elle consiste à associer à chaque ensemble de  $k$  bits, un des  $M = 2^k$  symboles complexes différents, et la modulation est alors dite d'ordre  $M$ .

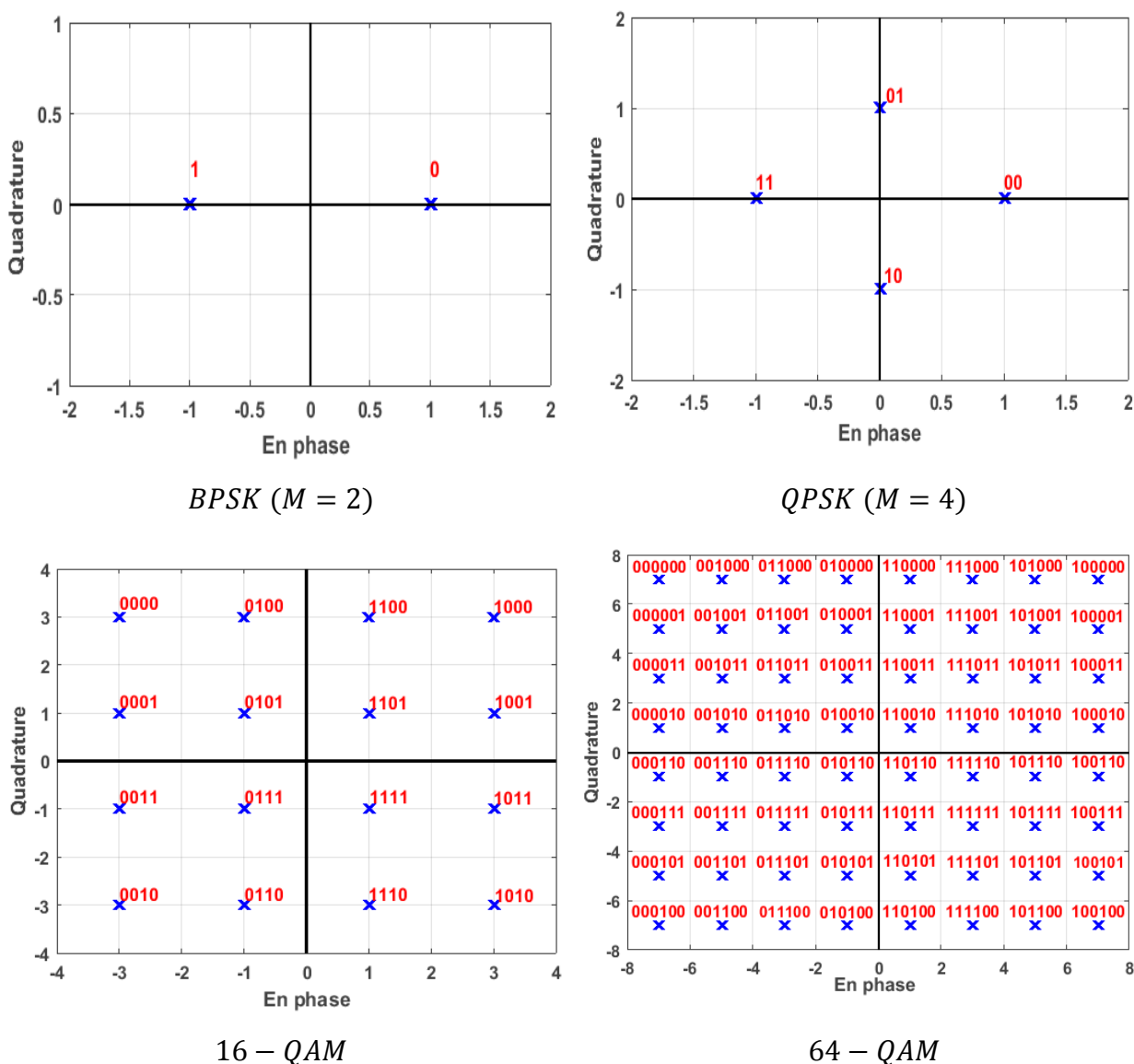


Figure 2.2 Diagramme des constellations des modulations  $M$ -PSK et  $M$ -QAM

Dans le cadre de ce travail, nous considérons les modulations  $M$ -PSK (*Phase Shift Keying*) et  $M$ -QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) représentées sur la figure 2.2. A la réception, le démodulateur annule l'effet de la modulation par l'estimation du symbole transmis par l'émetteur, et ce à travers une conversion symboles/bits. Par la suite, afin de corriger les erreurs ayant pu se produire dans le canal durant la transmission, on fait appel à un décodeur de canal comme opération duale au codage de canal utilisé à l'émetteur.

## 2.3 Modèle du canal radio-mobile

Le canal est la composante la plus importante du système de communication et également la plus controversée. En effet, les communications sans-fil sont souvent sévèrement dégradées par les effets de la propagation. Le canal présente des distorsions aléatoires et incontrôlables comme les interférences, le bruit, l'atténuation due à la distance et les délais. Le modèle de canal le plus simple est le modèle additif blanc Gaussien (AWGN) dans lequel un bruit aléatoire complexe  $w[n]$  s'ajoute au symbole émis  $s[n]$  sous la forme suivante :

$$y[n] = s[n] + w[n] \quad (2.1)$$

Cependant, le modèle Gaussien n'est pas adapté au canal radio, et d'autres modèles à évanouissement plus représentatifs de la réalité ont été considérés, tels que le canal à évanouissement de Rayleigh, le canal à évanouissement de Rice et le canal à évanouissement de Nakagami. Dans notre travail, nous nous intéresserons qu'au canal à évanouissement de Rayleigh.

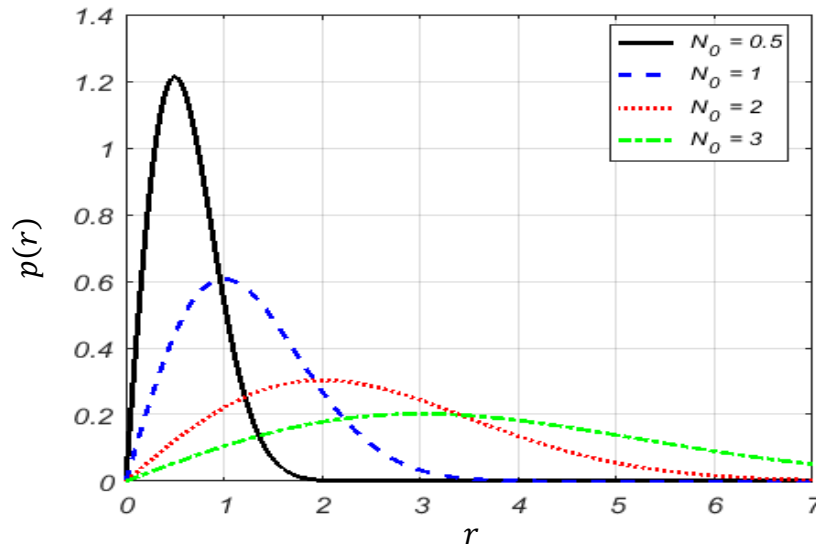
### 2.3.1 Canal à évanouissement de Rayleigh

Dans cette section, nous présentons le modèle à évanouissement de Rayleigh que nous utilisons tout au long de cette thèse pour modéliser la propagation dans les liens radio. Bien qu'un bref aperçu soit présenté ici sur ce type de canal, une analyse plus approfondie est disponible dans [3-4] pour plus de détails. Le canal à évanouissement de Rayleigh est le modèle le plus réaliste d'un environnement urbain, et le plus populaire dans les communications coopératives. Il reflète un scénario à trajets multiples, et avec un grand nombre de signaux réfléchis, qui peut être modélisé par un gain instantané  $h$ , un coefficient complexe dont les parties réelle et imaginaire sont des variables aléatoires Gaussiennes indépendantes, de moyennes nulles et de variances  $N_0$ , i.e.,  $\mathcal{CN}(0, N_0)$ . L'atténuation

résultante suit une distribution de Rayleigh caractérisée par une densité de probabilité (PDF) donnée par l'expression suivante :

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{N_0} \exp\left(-\frac{r}{2N_0}\right) & 0 \leq r < \infty \\ 0 & -\infty < r \leq 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

L'allure de cette distribution est illustrée sur la figure 2.3 avec les différentes valeurs de  $N_0$ .



**Figure 2.3** Distribution de Rayleigh avec les différentes valeurs de  $N_0$ .

Dans ce cas, le trajet entre l'émetteur et le récepteur est représenté par le coefficient d'atténuation complexe  $h$  et le symbole reçu s'écrit alors :

$$y[n] = h s[n] + w[n] \quad (2.3)$$

où  $w[n]$  représente le bruit additif.

### 2.3.2 Information sur l'état du canal sans-fil

La connaissance de l'information sur l'état de canal (CSI<sup>1</sup>), par les nœuds participants à la communication, est l'une des contraintes les plus fondamentales des systèmes de communication sans fil [4]. Elle fait référence aux propriétés connues du canal assurant une liaison radio. Spécifiquement, le CSI peut caractériser l'effet combiné de l'affaiblissement du chemin, de la diffusion, de la diffraction, de l'atténuation, et de l'ombrage, etc., lorsqu'un signal se propage d'un émetteur à son récepteur correspondant. En conséquence, ces

<sup>1</sup> Channel State Information

informations peuvent nous indiquer si une liaison radio est en bon état ou non. Les systèmes de communication sans fil peuvent obtenir un CSI précis en effectuant une estimation du canal. Jusqu'à présent, les chercheurs ont proposé de nombreuses méthodes d'estimation de canal, telles que l'estimation par maximum de vraisemblance (ML) [6], l'estimation par la méthode des moindres carrés (LS) [7], l'estimation par l'erreur minimale moyenne (MMSE) [8]...etc. Par exemple, dans [6] Du et *al.* proposent d'effectuer une estimation de canal basée sur l'algorithme ML pour prédire le CSI des liaisons macro-cellulaires OFDM montantes dans un environnement sans fil variant dans le temps. Dans [7], l'auteur envisage d'utiliser un algorithme LS pour effectuer une estimation de canal MIMO, et fournit la qualité de la poursuite de celui-ci. Dans [8], Ma et *al.* proposent une méthode hybride à base d'un algorithme MMSE linéaire pour estimer les CSIs des canaux individuels, et ont recours à un estimateur de canal LS afin d'obtenir le point d'initialisation du MMSE itératif. Une fois que l'information sur l'état du canal est acquise par les récepteurs, une information par boucle de retour peut être retransmise afin d'adapter les paramètres de l'émission au canal estimé. Ceci conduit souvent à une amélioration remarquable des performances (en erreur sur les bits ou en débit) de la communication.

## 2.4 Codage spatio-temporel

L'idée de base du codage spatio-temporel est de créer de la redondance ou de la corrélation entre les symboles transmis sur les dimensions spatiale et temporelle. On distingue deux grandes familles de codage espace-temps : le codage espace-temps en bloc (STBC) qui consiste à coder un bloc de symboles modulés, et le codage espace-temps en treillis (STTC), où les symboles à transmettre sont liés de proche en proche à travers un treillis de codage. Dans [9], Alamouti propose un codage espace-temps en bloc qui est optimal pour un système à deux antennes en émission et une antenne en réception, et dont la matrice de codage espace-temps est donnée comme suit :

$$\begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Ce type de codage permet de transmettre deux symboles sur deux temps consécutifs, ce qui implique que le code d'Alamouti est de rendement unitaire. Le principal avantage de ce code réside dans la simplicité de détection qui s'articule autour de l'évaluation du maximum de vraisemblance (ML), ce qui rend le code très attractif pour exploiter la diversité d'émission et

l'atteinte des performances optimales. Le schéma de codage originalement proposé par Alamouti a été étendu par V. Tarok dans [10] afin d'être appliqué à un nombre d'antennes d'émission plus élevé.

## 2.5 Egalisation

Comme nous l'avons évoqué précédemment, la transmission sur un canal sans fil entraîne très souvent des interférences entre symboles (ISI<sup>2</sup>). Dans le but d'annuler les distorsions résultantes sur les signaux porteurs d'information en diminuant l'impact de ces interférences au niveau du récepteur, une étape d'égalisation devient indispensable. Il convient de préciser que l'utilisation d'un codage spatio-temporel permet de minimiser l'effet de ces interférences; cependant, l'étape d'égalisation reste indispensable pour supprimer les résidus d'interférence. Dans ce cas, la détection optimale consiste à appliquer un filtre adapté. Ceci revient à multiplier le vecteur reçu  $\mathbf{y}[n]$ , par la trans-conjuguée de la matrice de canal. Nous exposerons dans la suite les principaux détecteurs utilisés dans le cadre de cette thèse.

### 2.5.1 Détection à maximum de vraisemblance

Le détecteur à maximum de vraisemblance (ML) est optimal en termes de taux d'erreurs binaire (BER). Il est basé sur le critère qui minimise la puissance du bruit sur le vecteur reçu  $\mathbf{y}[n]$ , et consiste à comparer tous les  $M$  symboles possiblement transmis  $s[n]$ , appartenant à une constellation  $\mathcal{M}$ , aux séquences réellement reçus  $\mathbf{y}[n]$ . En présence d'un canal de Rayleigh, ce critère de détection ML se réduit à la condition suivante :

$$\hat{s}_{ML}[n] = \arg \min_{s \in \mathcal{M}} \|\mathbf{y}[n] - h s[n]\|^2 \quad (2.4)$$

La complexité de la solution ML croît exponentiellement avec le nombre d'antennes utilisées en émission et le nombre d'états  $M$  de la modulation. Bien que cette solution soit optimale lorsqu'elle est considérée sans décodage de canal, ce critère n'est pas adapté en cas d'adoption des techniques de codage avancées dans lesquelles le décodeur nécessite une information pondérée sur les bits. On utilise dans ce cas-ci un détecteur à Maximum A-Posteriori (MAP). Le critère de détection MAP d'une séquence  $s$  consiste à maximiser la

---

<sup>2</sup> Inter Symbol Interference

probabilité de détecter  $s$  étant donné la séquence reçue  $y$ . Le calcul du MAP est possible à partir de l'algorithme BCJR<sup>3</sup> [11].

$$\begin{aligned}
 \hat{s}_{MAP} &= \arg \min_{s \in \mathcal{M}} Pr(s/y) \\
 &= \arg \min_{s \in \mathcal{M}} Pr(y/s) \cdot Pr(s) / Pr(y) \\
 &= \arg \min_{s \in \mathcal{M}} Pr(y/s) \cdot Pr(s) \\
 &= \hat{s}_{ML}
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Il convient de noter que la différence entre les deux critères ML et MAP réside dans le fait que le détecteur MAP utilise en plus, la connaissance a priori sur le symbole  $s$  (second terme). Par conséquent, dans le cas où les séquences  $s$  sont équiprobables, les critères MAP et ML sont équivalents. Bien que plus complexe que le ML, l'algorithme MAP est particulièrement intéressant grâce à l'information souple disponible en sortie, nécessaire pour la concaténation avec le décodage de canal, comme nous le détaillerons plus bas dans la section(2.7.3).

## 2.5.2 Détecteurs linéaires

Les récepteurs basés sur les deux critères ML et MAP sont certes optimaux mais souffrent de la grande complexité de la recherche exhaustive. C'est pourquoi, malgré leurs moins bonnes performances, les détecteurs linéaires, qui sont de plus faible complexité, ont gagné beaucoup d'intérêt. Ils consistent principalement à appliquer un filtrage linéaire sur le signal reçu, offrant ainsi une simplicité de mise en œuvre acquise au prix d'une relative perte en performances. Les principales techniques de détection linéaire sont celles basées sur le Forçage à Zéro (ZF) et sur le Minimum de l'Erreur Quadratique Moyenne (MMSE).

Le forçage à zéro a été proposé afin de garantir la suppression de l'ISI à la sortie de l'égaliseur, en appliquant un filtre linéaire  $\mathbf{G}_{ZF}$  à la séquence reçue  $\mathbf{y}$ , avec  $\mathbf{h}$  la réponse impulsionnelle du canal :

$$\mathbf{G}_{ZF} = (\mathbf{h}^\dagger \cdot \mathbf{h})^{-1} \cdot \mathbf{h} \tag{2.6}$$

Ses principaux avantages sont sa simplicité et la non-nécessité d'estimer le rapport signal sur bruit. En présence d'évanouissements et de bruit, le critère ZF a pour effet d'augmenter le niveau du bruit, ce qui dégrade sa performance.

---

<sup>3</sup> Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv



La détection MMSE est basée sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne entre les symboles égalisés et les symboles transmis. Elle consiste à appliquer au signal reçu un filtre linéaire  $G_{MMSE}$ , dont l'expression est donnée par :

$$G_{MMSE} = \left( h^\dagger \cdot h + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_s^2} \right)^{-1} \cdot h \quad (2.7)$$

Avec  $\sigma_s^2$  et  $\sigma_w^2$  étant la puissance du signal et celle du bruit, respectivement. Ce récepteur est donc moins sensible au bruit que l'égaliseur ZF, mais équivalent à celui-ci en l'absence de bruit.

## 2.6 La diversité

Afin de combattre les évanouissements provoqués par les multi-trajets du canal, les systèmes de transmission utilisent la diversité. Cette diversité est mise en œuvre par l'envoi et/ou la réception de plusieurs répliques d'un même signal. La diversité peut être obtenue à travers plusieurs dimensions : espace, temps et fréquence [12]. La diversité spatiale consiste à utiliser plusieurs antennes émettrices et/ou réceptrices afin de transmettre un message. La diversité temporelle consiste à émettre le signal de manière redondante à des instants différents, séparés d'au moins le temps de cohérence du canal, et ce pour combattre les évanouissements sélectifs en temps. La diversité fréquentielle, quant à elle, consiste à transmettre les symboles sur plusieurs fréquences lorsque les canaux sont sélectifs en fréquence.

### 2.6.1 Diversité coopérative

L'idée des communications coopératives a été proposée pour la première fois par Van Der Meulen (1971). Il s'agit d'un domaine de recherche en pleine croissance, qui devient particulièrement important dans les réseaux de communication sans fil, pour une utilisation efficace du spectre. L'idée principale de ce type de technique de communication est le partage des ressources entre plusieurs nœuds d'un réseau. Ceci est rendu possible en permettant aux relais de coopérer les uns avec les autres [4]. En effet, dans une communication coopérative, plusieurs nœuds relais opèrent conjointement avec le nœud source afin de transmettre ses informations à la destination. La communication bénéficie ainsi de la diversité spatiale puisque les signaux sont transmis sur des canaux à évanouissements indépendants, ce qui garantit une meilleure qualité de la détection au récepteur. A la destination, les signaux issus de la source et des relais (ou seulement des relais) sont combinés afin d'augmenter la



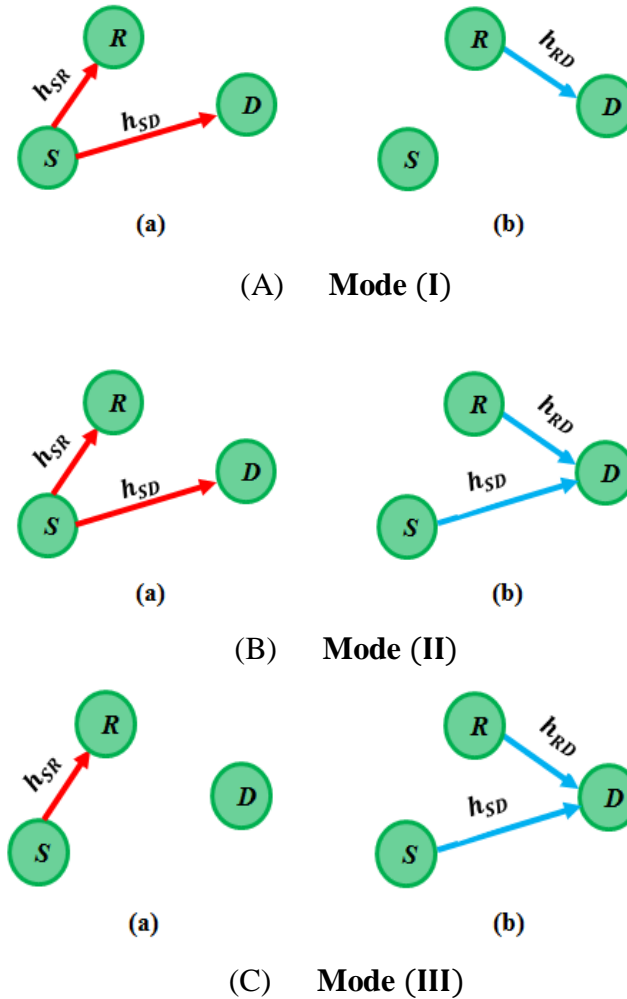
La notion de coopération a été largement étudiée en théorie de l'information dans les années 70 par Cover et El Gamal [16]. Mais, sa véritable popularité a été acquise suite aux travaux de [17-19], où les auteurs ont montré les avantages du relayage coopératif dans un environnement sans-fil cellulaire et ad hoc. Récemment, les communications coopératives ont suscité un intérêt croissant, tant dans la recherche que dans l'industrie. Un schéma de relais full-duplex est proposé dans [20-21], pour analyser le protocole coopératif de récupération d'énergie assisté par relais, en présence de canaux à évanouissement lent de Rayleigh. Dans [22], les auteurs ont proposé pour la liaison descendante un schéma efficace de sélection relais-destination, à faible complexité pour les réseaux coopératifs multi-relais multi-utilisateurs. Dans [23-24], les auteurs ont proposé un schéma conjoint de sélection relais - antenne utilisant une technique de récupération d'énergie pour réduire les probabilités de coupure. Ce schéma utilise un mécanisme de coopération robuste pour mettre à jour les informations se rapportant à l'état des canaux, pour des améliorations accrues de la capacité et de la couverture. Ce scénario est analysé mathématiquement dans [25] en incorporant la méthode de rétroaction pour combattre les pertes. De plus, la performance en termes de couverture sur différents types de canaux, à savoir de Rayleigh, de Rice et de Nakagami, ainsi que le placement optimal des relais, ont été analysés dans [26]. Les auteurs dans [27] ont étudié les performances du protocole DaF hybride à l'aide d'un schéma de relais incrémentiel destiné à réduire le taux d'erreur et la probabilité de coupure. Dans [28], l'ordre de la diversité a été amélioré, grâce à la technique de modulation par déplacement d'espace (SSK) afin d'obtenir une meilleure connectivité. Plusieurs techniques ont été étudiées et proposées pour minimiser les erreurs afin d'assurer soit une meilleure capacité [29-34], soit une meilleure couverture [35-39].

### 2.6.1.1 Modes de transmission

La plupart des travaux effectués dans le domaine des réseaux coopératifs [40-41] ont considéré trois principaux types de modes de transmission :

Les phases de transmission du Mode (I) sont illustrées par la figure 2.5 (A). Durant la première fenêtre temporelle (time slot), le nœud source transmet le signal vers les nœuds relais et destination. Par contre, pendant le deuxième time slot, seul le nœud relais retransmet le signal vers le nœud destination. La figure 2.5 (B) représente les phases de transmission du Mode (II). Par rapport au Mode (I), le mécanisme de transmission du deuxième time slot est différent. Durant cette période, les nœuds relais et source retransmettent ensemble le signal

vers le nœud destination. Les deux périodes de transmission du Mode (III) sont représentées par la figure 2.5 (C). La différence par rapport aux modes précédents se manifeste déjà dans la période du premier time slot au cours de laquelle, seul le nœud relais reçoit le signal transmis par le nœud source.



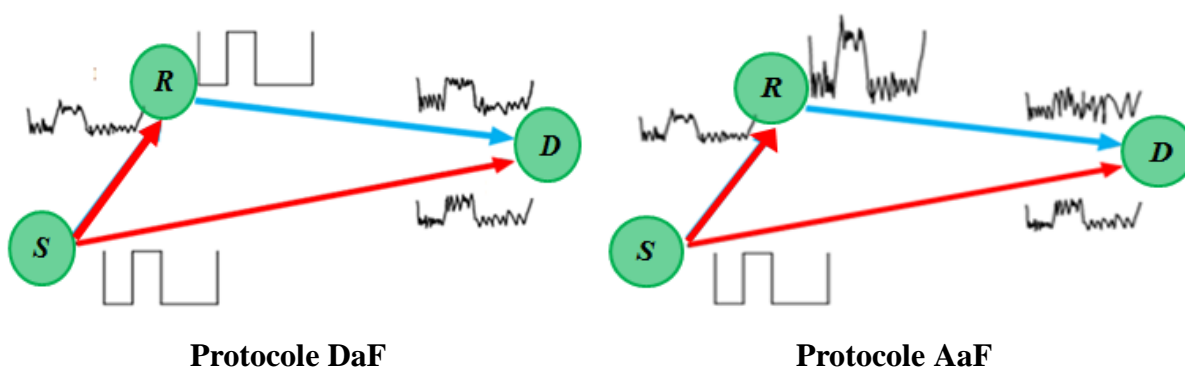
**Figure 2.5** Modes de transmission

Nous précisons que, tout au long de cette thèse, nous nous intéresserons exclusivement aux systèmes de communication coopérative en mode (I).

### 2.6.1.2 Protocole de transmission

Dans les communications coopératives, les relais utilisent, le plus souvent, deux protocoles de transmission, à savoir les protocoles AaF (Amplify And Forward) et DaF (Decode and Forward). Dans le protocole AaF, les relais amplifient le signal reçu de la source, puis le

retransmettent au nœud destination [42-43]. Ainsi, Il est considéré comme l'une des techniques de coopération les plus simples et les plus populaires [5]. En revanche, les relais intensifient le signal reçu tout en amplifiant le bruit contenu. Dans le protocole DaF [6, 44], les relais décodent le signal provenant de la source, puis le ré-encodent et l'acheminent vers la destination. Dans ce cas, contrairement au protocole AaF, le bruit n'est pas amplifié et une nouvelle version du signal est transmise. La figure 2.6 illustre la façon dont sont traités les symboles reçus au niveau des relais dans les deux protocoles avant qu'ils soient transmis vers la destination.



**Figure 2. 6** Protocoles de transmission

### 2.6.1.3 Techniques de combinaison

Dans les communications coopératives, la destination reçoit plusieurs versions du message en provenance de la source et un ou plusieurs relais, d'où la nécessité d'une technique de combinaison pour obtenir une estimation plus fiable du signal transmis. Il existe plusieurs techniques pour cela à savoir [40]:

- **Combinaison à taux identique (ERC<sup>4</sup>)** : dans le cas où le temps de calcul est un point crucial, ou encore l'état du canal est inconnu au niveau de la destination, tous les signaux reçus peuvent être simplement additionnés. C'est la technique de combinaison la plus simple, mais à la performance la moins bonne. L'opération effectuée par cette technique peut être exprimée comme [2]:

$$Y_D[n] = \sum_{S,D} Y_{iD} [n], \quad i \in \{S, R\} \quad (2.8)$$

<sup>4</sup> Equal Ratio Combining

- **Combinaison à taux fixe (FRC<sup>5</sup>):** Une meilleure performance peut être obtenue, lorsque la FRC est utilisée. Au lieu d'additionner simplement les signaux entrants, ceux-ci sont pondérés avec un rapport constant, qui ne change que très peu durant toute la communication. La FRC est assurée selon l'opération suivante :

$$Y_D[n] = \sum_{S,R} d_{iD} * Y_{iD} [n], i \in \{S, R\} \quad (2.9)$$

- **Combinaison à taux du signal sur bruit (SNRC<sup>6</sup>):** La performance en termes de BER peut être plus améliorée, si les signaux entrants sont pondérés de manière intelligente. La valeur qui est souvent utilisée pour caractériser la qualité d'une liaison qu'est le SNR, est utilisée ici pour pondérer les signaux reçus comme suit :

$$Y_D[n] = \sum_{S,R} SNR_i * Y_{iD} [n], i \in \{S, R\} \quad (2.10)$$

- **Combinaison à taux maximal (MRC<sup>7</sup>) :** Le MRC réalise la meilleure performance possible, en multipliant chaque signal d'entrée avec le gain conjugué du canal correspondant. Cela suppose que les atténuations des canaux sont parfaitement connues par le récepteur. La MRC peut être exprimée comme :

$$Y_D[n] = \sum_{S,R} h_{iD}^* * Y_{iD} [n], i \in \{S, D\} \quad (2.11)$$

- **Combinaison à taux du signal sur bruit amélioré (ESNRC<sup>8</sup>):** Cette méthode consiste à ignorer un signal d'entrée lorsque les données sur les autres canaux entrants ont une meilleure qualité. Si les canaux ont plus ou moins la même qualité de canal les signaux entrants sont rationnés. Cela peut être exprimé par la loi suivante :

$$Y_D[n] = \begin{cases} Y_{SD}[n] & (SNR_{SD}/SNR_{SRD} > 10) \\ Y_{SD}[n] + Y_{RD}[n] & (0.1 \leq \frac{SNR_{SD}}{SNR_{SRD}} \leq 10) \\ Y_{RD}[n] & (SNR_{SD}/SNR_{SRD} < 0.1) \end{cases} \quad (2.12)$$

## 2.6.2 Etude des performances de la diversité coopérative

Nous visons dans cette section à valider les performances de la diversité coopérative en termes du BER. Pour ce faire, nous considérons un réseau coopératif composé d'une source,

---

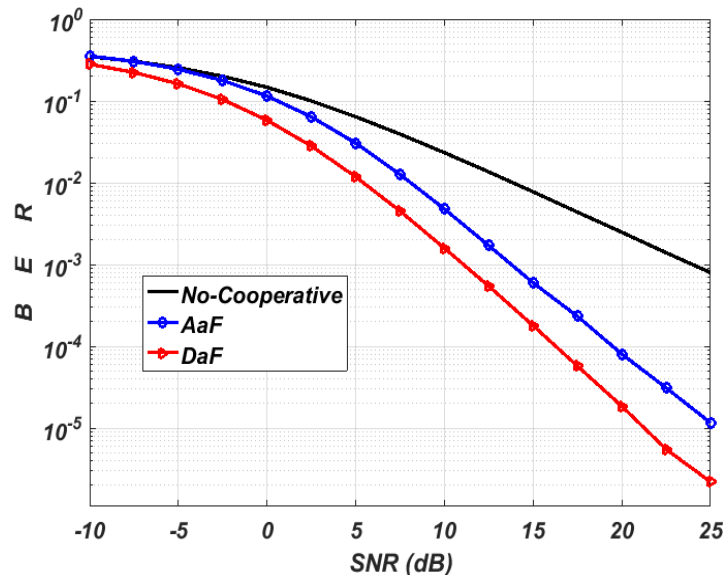
<sup>5</sup> Fixed Ratio Combining

<sup>6</sup> Signal to Noise Ratio Combining

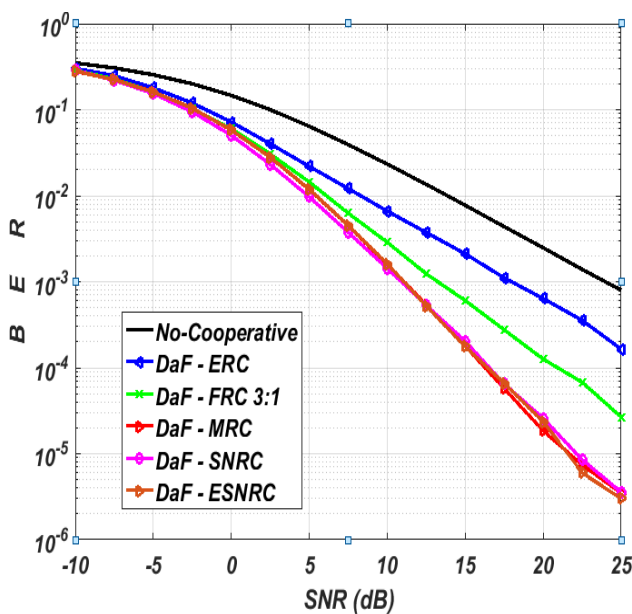
<sup>7</sup> Maximum Ratio Combining

<sup>8</sup> Enhanced Signal to Noise Ratio Combining

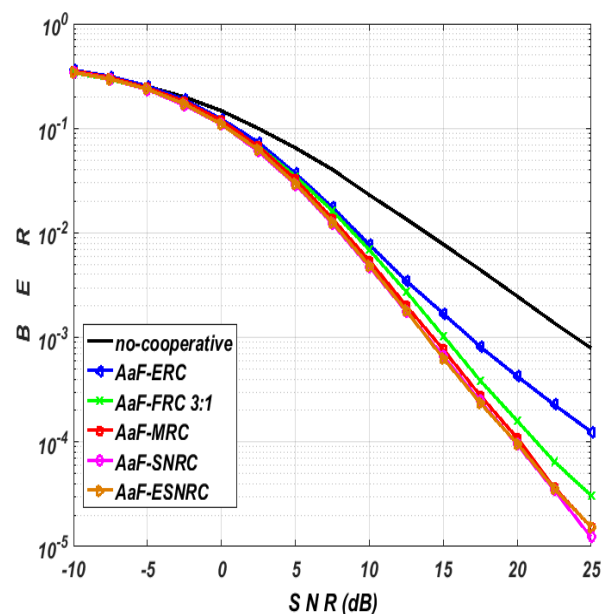
un relais et une destination. Nous supposons que chaque nœud est équipé d'une seule antenne omnidirectionnelle et fonctionne en mode half-duplex, et que toutes les liaisons sont soumises à un évanouissement de Rayleigh. Dans ce qui suit, nous étudions l'impact des protocoles de transmission et celui des différentes techniques de combinaison sur les performances globales du système. Les différents résultats obtenus sont illustrés dans la figure 2.7.



(a) Performances des protocoles de transmission AaF et DaF



(b) Cas d'un relais DaF



(c) Cas d'un relais AaF

**Figure 2.7** Analyse des performances des communications coopératives.

La figure 2.7 (a) se rapporte à l'apport de la diversité coopérative et la comparaison de deux protocoles de transmission, à savoir AaF et DaF. Nous précisons que le combineur à taux maximal (MRC) est retenu au niveau de la destination. D'après cette figure, il est clair que la diversité coopérative (avec AaF ou DaF) améliore significativement la performance, ce qui est justifié par l'augmentation de l'ordre de diversité par l'incorporation d'un relais dans le réseau. Nous constatons également que de meilleures performances sont atteintes par l'utilisation du protocole DaF. Cela est dû au fait que le protocole AaF amplifie aussi le bruit contenu dans le signal, ce qui a engendré une dégradation de la performance par rapport au protocole DaF. Les figures 2.7 (b et c) illustrent les performances des différentes techniques de combinaison pour les deux protocoles de transmission DaF (Figure 2.7 (b)) et AaF ((Figure 2.7 (b)). D'après ces figures, nous constatons que des performances supérieures sont obtenues par les combineurs MRC, SNRC et ESNRC, car ils combattent plus efficacement l'effet du bruit qui atténue le signal, vu qu'ils utilisent soit les SNRs, soit les gains conjugués des canaux correspondants. Nous précisons que dans le cadre de cette thèse, le MRC est le combineur adopté dans les chapitres 3,4 et 5.

## 2.7 Codage de canal

Le codage canal est l'un des composants essentiels des systèmes de communication numérique. Il reste incontournable pour garantir des performances acceptables, quoique les techniques d'égalisation avancées existantes permettent de combattre les effets d'interférence des symboles. Le codage de canal assure la correction des erreurs introduites pendant la transmission en introduisant de la redondance de l'information, ce qui permet d'assurer une certaine diversité temporelle. Le décodeur, sous certaines conditions liées à la structure du code, doit être capable d'exploiter cette diversité afin de récupérer l'information originale envoyée de l'émetteur.

### 2.7.1 Turbo-codes

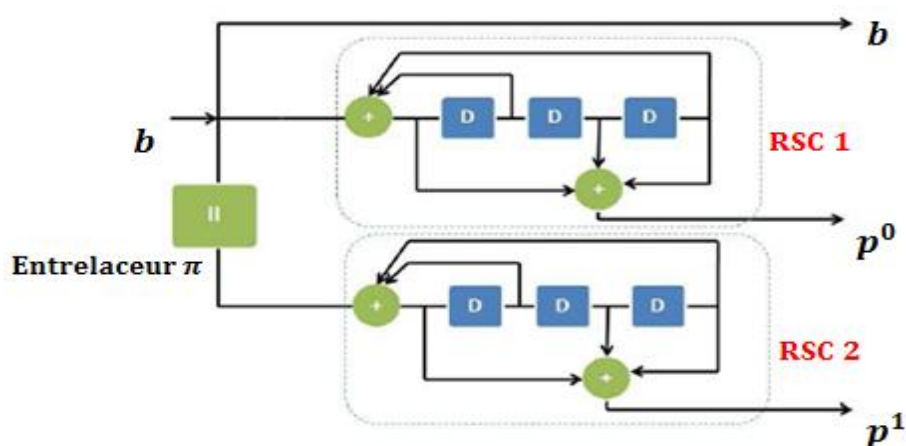
Les turbo-codes qui furent introduits par C. Berrou, A Glavieux et P. Thitimajshima en 1993 [45], peuvent être considérés comme étant une famille récente de codes correcteurs d'erreurs, et sont largement utilisés dans les dernières normes sans fil comme l'UMTS et le LTE. Ils sont basés sur une concaténation parallèle de deux codeurs convolutifs, qui pour garantir une meilleure diversité temporelle et une certaine dé-corrélation entre leurs entrées, sont séparés par un entrelaceur. Il est à noter que le choix de l'entrelaceur est crucial dans la



conception du code. La force majeure des turbo-codes ne réside pas dans le schéma du codage au niveau de l'émetteur, mais plutôt dans la structure du décodeur au niveau du récepteur qui introduit le principe d'échange itératif de l'information entre les deux décodeurs. Dans [46], les auteurs montrent comment les turbo-codes permettent d'améliorer l'efficacité spectrale d'un système par rapport aux solutions classiques à base de codage correcteur d'erreurs. En effet, ces premiers exhibent de grandes performances très proches de la limite de Shannon, grâce au principe d'opération de ceux-ci qui exploitent l'information extrinsèque fournie par le premier décodeur dans le second comme information a priori. Les figures 2.8 et 2.10 illustrent les schémas du turbo codage/décodage. Les turbo-codes ont reçu un grand intérêt par la communauté scientifique depuis leur introduction, par exemple dans [47-49], les auteurs ont expliqué soigneusement leur fonctionnement. Par la suite, le décodage turbo des codes convolutifs est étendu aux codes en blocs [50-52].

## 2.7.2 Turbo-encodeur

Le turbo-encodeur, adopté dans les chapitres 3 et 4, consiste en une concaténation parallèle de deux codes convolutifs récurrents systématiques (RSC<sup>9</sup>), identiques et de longueur de contrainte  $K$  (voir dans l'Annexe A du manuscrit), à travers un entrelaceur aléatoire qui est nécessaire lors du transfert des bits, d'un codeur (ou décodeur) vers le suivant. Tout le principe des turbos codes est basé sur cette notion (Figures 2.8).



**Figure 2.8** Schéma de principe d'un turbo-codeur, construit à partir de deux codes convolutifs récurrents et d'un entrelaceur  $\pi$ .

<sup>9</sup> Recursive Systematic Convolutional

Le rôle de l'entrelaceur consiste à permuter les données émises, et plusieurs techniques de permutation sont possibles. Néanmoins, le choix de la structure de l'entrelaceur, est un facteur crucial qui détermine les performances d'un turbo-code. Ainsi, à un bit d'information  $b$  est associée une redondance  $p$ , qui peut être divisée en une redondance  $p^0$  issue du premier codeur RSC 1, et une redondance  $p^1$  issue du codeur RSC 2.

### 2.7.3 Turbo-décodeur

Pour la partie turbo-décodeur, deux principaux algorithmes qui permettent la résolution de ce type de codes sont connus, à savoir l'algorithme de Viterbi (VA<sup>10</sup>) et l'algorithme MAP. Le premier algorithme, basé sur la théorie de maximum de vraisemblance, détermine la séquence d'états la plus probable à partir de la séquence reçue  $y$ . L'introduction du concept « valeur douce » dans l'algorithme de Viterbi le transforme en algorithme SOVA<sup>11</sup>, cette modification permet, entre autres, de quantifier les valeurs des bits reçus en donnant des informations plus précises qui améliorent la qualité du décodage. Le deuxième algorithme, connu aussi sous le nom de BJRC, est celui qui sera traité dans ce chapitre. Il consiste à estimer chaque état individuellement à partir de la séquence reçue  $y$ . La caractéristique commune à ces deux algorithmes est qu'ils fournissent une mesure de la fiabilité sous forme probabiliste (appelée aussi métrique) sur chaque symbole décodé.

#### ❖ Algorithme MAP

L'algorithme MAP repose sur la minimisation de la probabilité d'erreur par symbole ou par bit, et sa règle de décision est connue sous le nom du maximum a posteriori, car elle retient le maximum des probabilités a posteriori (APP) du symbole ou bit envoyé dans le canal. Nous précisons que, contrairement à l'algorithme MAP, l'algorithme VA consiste à minimiser la probabilité d'erreur d'un mot de code et sa règle de décision est appelée le principe de maximum de vraisemblance (ML).

*« Soient  $A_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ , l'ensemble des symboles transmis dans un intervalle de temps donné,  $Pr(A_i)$  représente la probabilité a priori de ces symboles. Soit  $B$  le signal reçu qui n'est qu'un des  $A_i$  corrompu par du bruit, qui est une variable aléatoire continue de densité de probabilité  $Pr(B)$ . L'expression  $Pr(A_i|B)$  est l'APP de  $A_i$  sachant que le signal reçu  $B$  a*

---

<sup>10</sup> Viterbi Algorithm

<sup>11</sup> Soft Out Viterbi Algorithm

été observé. Le détecteur MAP cherche à maximiser l'APP  $Pr(A_i|B)$  qui s'exprime sous la forme:

$$Pr(A_i|B) = \frac{Pr(B|A_i)Pr(A_i)}{Pr(B)} \quad (2.13)$$

Notons que  $Pr(B|A_i)$  est appelée la fonction de vraisemblance. Le critère de décision qui consiste à prendre le maximum de  $Pr(B|A_i)$  parmi les  $N$  signaux est le principe du ML si les signaux sont équiprobables. Si la distribution des signaux  $A_i$  est uniforme (c.à.d. les signaux  $A_i$  sont équiprobables), or  $Pr(B)$  est indépendant du signal  $A_i$  transmis, donc maximiser  $Pr(A_i|B)$  revient à maximiser l'expression  $Pr(B|A_i)$ . »

Donc le détecteur basé sur le principe MAP établira la même décision que celui basé sur le principe ML, tel que mentionné dans le paragraphe 2.5.1.

Soit  $R = y_1^N$  la séquence reçue pour toutes les classes de signaux, alors l'équation (2.13) devient :

$$Pr(b_t = i | y_1^N) = \frac{Pr(y_1^N | b_t = i)Pr(b_t = i)}{Pr(y_1^N)}; \quad i = 0, 1. \quad (2.14)$$

La règle de décision MAP consiste à comparer les probabilités APP  $Pr(b_t = 0 | y_1^N)$  et  $Pr(b_t = 1 | y_1^N)$ , et à prendre le maximum des deux, ce qui peut être résumé par l'équation suivante :

$$\begin{cases} Pr(b_t = 1 | y_1^N) > Pr(b_t = 0 | y_1^N) \Rightarrow H_1 \\ Pr(b_t = 1 | y_1^N) < Pr(b_t = 0 | y_1^N) \Rightarrow H_0 \end{cases} \quad (2.15)$$

Dans l'équation (2.15) : l'hypothèse  $H_1$  signifie que le détecteur MAP assigne  $b_t$  à la valeur 1 dans le cas où  $P(b_t = 1 | y_1^N)$  est supérieur à  $P(b_t = 0 | y_1^N)$ . Dans le cas contraire le détecteur MAP choisit ( $b_t = 0$ ) ce qui correspond à l'hypothèse  $H_0$ . Afin de faire le lien entre l'équation (2.14) et le rapport de vraisemblance, il suffit de remplacer l'équation (2.14) dans l'équation (2.15), et définir le logarithme du rapport de vraisemblance LLR par :

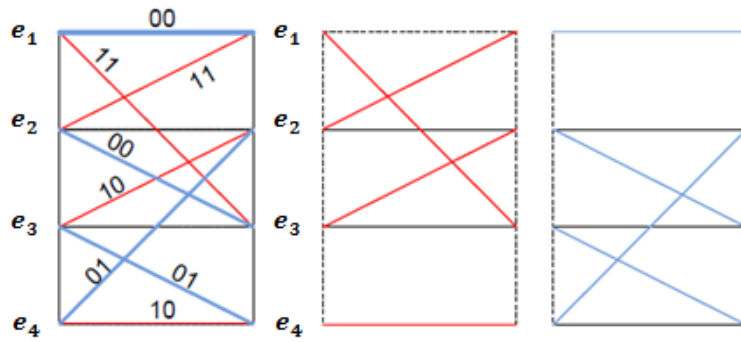
$$LLR(b_t | y_1^N) = \ln \left[ \frac{P(b_t = 1 | y_1^N)}{P(b_t = 0 | y_1^N)} \right] \quad (2.16)$$

En appliquant la relation de Bayes, l'équation (2.16) devient:

$$LLR ( b_t | y_1^N ) = \ln \left[ \frac{Pr(y_1^N, b_t = 1) / Pr(y_1^N)}{Pr(y_1^N, b_t = 0) / Pr(y_1^N)} \right] = \ln \left[ \frac{Pr(y_1^N, b_t = 1)}{Pr(y_1^N, b_t = 0)} \right] \quad (2.17)$$

Dans un diagramme de treillis d'un codeur RSC (voir figure 2.9 et l'Annexe A), chaque chemin est spécifié par : l'état initial  $e'$ , l'état final  $e$  et le bit d'information entrant  $b_t$ . Si nous connaissons deux de ces éléments d'information, nous pouvons identifier le chemin correct sans erreur. Dans cette équation (2.17), seule la séquence  $y_1^N$  est connue, les  $b_t$  et aucun autre élément d'information ne sont connus. Cependant, dire que  $b_t = 1$ , c'est dire que le chemin correct est l'un des quatre chemins possibles représentés en rouge dans la figure 2.9. Donc les probabilités conjointes entre les bits reçus et le bit d'information peuvent se réécrire comme :

$$\sum_N Pr(b_t = 1, y_1^N) = \sum_N Pr(e', e, y_1^N) \quad (2.18)$$



**Figure 2.9** Treillis d'un codeur RSC

En remplaçant l'équation (2.18) dans (2.17), le  $LLR$  devient :

$$LLR ( b_t | y_1^N ) = \ln \left[ \frac{Pr(y_1^N, b_t = 1)}{Pr(y_1^N, b_t = 0)} \right] = \frac{\sum_{b_t=1} Pr(e', e, y_1^N)}{\sum_{b_t=0} Pr(e', e, y_1^N)} \quad (2.19)$$

En appliquant la relation de Bayes, et en apportant quelques modifications, on obtient :

$$LLR ( b_t | y_1^N ) = \ln \left( \frac{\sum_{b_t=1} \alpha_{t-1}(e') \beta_t(e) \gamma_t(e', e)}{\sum_{b_t=0} \alpha_{t-1}(e') \beta_t(e) \gamma_t(e', e)} \right) \quad (2.20)$$

Avec :

$\alpha_{t-1}(e') = P(e', y_p)$  étant la métrique en avant (Forward metric).

$\beta_t(e) = P(y_f | e)$  étant la métrique en arrière (Backward metric).

$Y_t(e', e) = P(e, y_t | e', y_p)$  étant la métrique de transition (Transition metric).

Le calcul des métriques en avant et en arrière est donnée dans l'annexe A. Ceci étant, l'expression du LLR dans l'équation (2.20) devient :

$$LLR(b_t | y_1^N) = L_a(b_t) + L_c y_{t1} + L_{ij}^e(b_t | y_1^N) \quad (2.21)$$

Avec :  $L_a$  étant l'information a priori,  $L_c$  celle sur le canal, et  $L_{ij}^e(b_t)$  l'information extrinsèque, où  $i$  représente le décodeur de départ et  $j$  celui de l'arrivée. Les expressions de  $L_a$ ,  $L_c$  et  $L_{ij}^e(b_t)$  sont données dans l'annexe A.

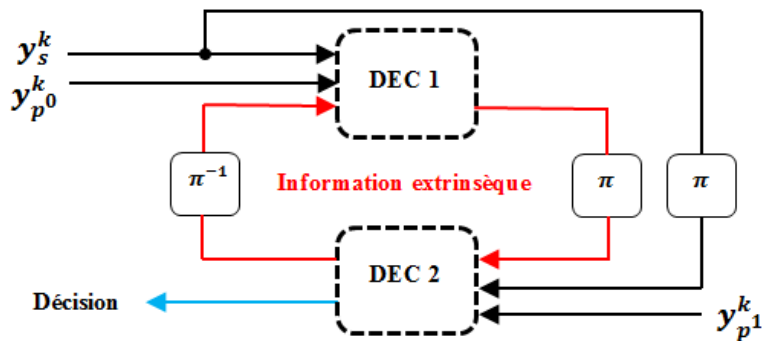


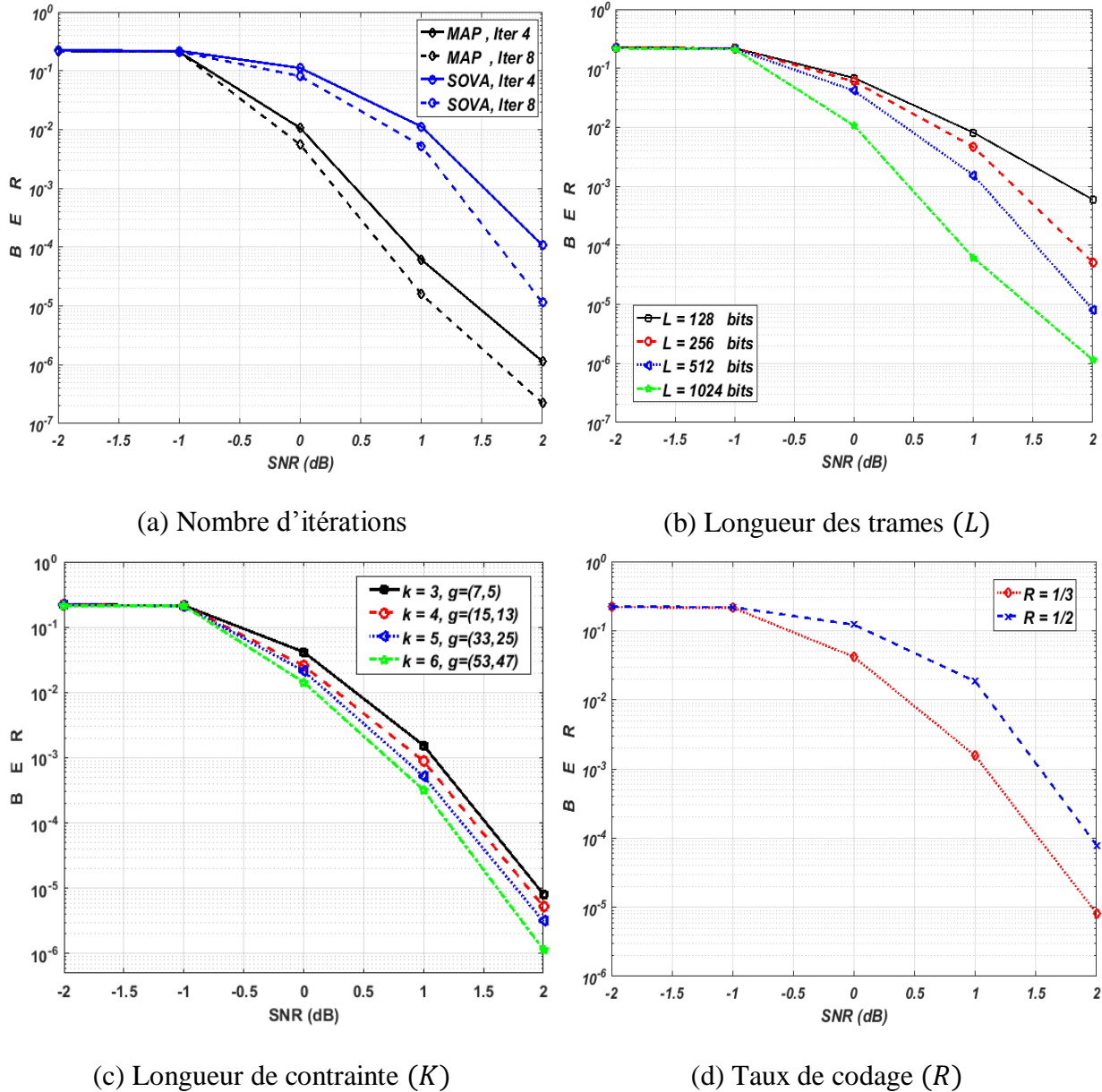
Figure 2. 10 Le décodeur itératif.

## 2.7.4 Etude des performances des turbo codes

Cette section vise à valider les performances des turbo codeurs en termes de BER. Pour ce faire, nous avons simulé un système de communication dans un canal AWGN à base d'un turbo codeur convolutif comportant une architecture innovatrice, à savoir la concaténation parallèle de deux codes convolutifs, au niveau de l'étage de codage, mais celui aussi du décodage itératif. Pour les simulations, nous avons mené une étude paramétrique en modifiant quelques paramètres d'intérêt, à savoir : le nombre d'itérations, la longueur des trames, la longueur de contrainte  $K$  et le taux de codage. Nous avons utilisé deux types d'algorithmes de décodage : le Log-MAP qui est une variante de l'algorithme MAP utilisé habituellement dans le turbo décodage itératif, et l'algorithme SOVA qui est une modification de l'algorithme de Viterbi pour avoir des décisions soft (sorties soft) afin de l'adapter au turbo décodage itératif. Les résultats obtenus sont illustrés dans la figure 2.11.

D'après la figure 2.11 (a) portant sur l'étude de la variation du nombre d'itérations, il est constaté que l'augmentation de celui-ci est suivie d'une amélioration considérable du BER. On peut également remarquer que MAP présente des performances plus élevées que

celles de SOVA. Il s'en suit que le nombre d'itérations est un facteur clé impactant la performance des turbo codes, car par le biais du processus de décodage itératif, une amélioration continue de l'information a priori des bits d'information en résulte. La figure 2.11 (b) illustre parfaitement le rôle dominant de la longueur  $L$  du bloc d'information dans l'évaluation du BER, dont l'augmentation engendre une amélioration notable du BER.



**Figure 2.11** Analyse des performances des Turbo codes.

La figure 2.11 (c), quant à elle, présente l'influence de la longueur de contrainte sur la performance, qui montre que la variation de cette longueur entre 3 à 6, améliore la fiabilité de l'information reçue de manière significative, mais au détriment du temps de calcul qui devient plus important pour les grandes valeurs de  $K$ . Nous avons utilisé, jusqu'à maintenant, un turbo

codeur ordinaire (sans poinçonnage) avec un taux de codage  $R = 1/3$ . Pour évaluer l'effet du poinçonnage sur les performances, nous avons perforé les séquences de parité de chaque codeur convolutif pour obtenir à la fin un taux de codage  $R = 1/2$ . D'après la figure 2.11 (d), il est clair que les performances en termes de BER avec le turbo code de taux  $R = 1/3$  (sans poinçonnage) sont meilleures que celui avec  $R = 1/2$  (avec poinçonnage) pour un bloc de longueur égale à 512 bits. Si on fixe le BER requis à  $10^{-4}$ , un gain de SNR égal à 0.5 dB est atteint.

## 2.8 Codage Coopératif

Pendant ces dernières années, le codage coopératif a reçu un grand intérêt de la part de la communauté scientifique. Dans cette partie, nous nous intéresserons uniquement aux turbo-codes coopératifs [53-57] et aux codes spatio-temporels distribués [58-62, 14] dans la perspective de l'amélioration de la fiabilisation de la donnée.

Dans [53], les auteurs présentent une étude de performance d'un schéma de sélection de relais dans les systèmes coopératifs, à mémoire tampon, avec des transmissions codées basées sur deux codages différents, à savoir les codes turbo classiques et les codes turbo distribués. Pour chacun des schémas de codage susmentionnés, les performances du système en termes de débit et de délai moyens sont vérifiées et des approximations simples et explicites du débit asymptotique pour une taille de mémoire tampon infinie, et un SNR élevé sont obtenues. Dans [54], les auteurs proposent un schéma à code turbo distribué en exploitant uniquement les deux meilleurs relais sélectionnés parmi l'ensemble des relais disponibles. Le turbo-encodeur considéré est basé sur une concaténation parallèle de deux codes convolutifs systématiques récursifs de rendement  $1/3$ . La séquence d'informations systématique est transmise directement vers le nœud destination, tandis que les deux séquences de parité, dont l'une est entrelacée, sont transmises par les deux meilleurs relais sélectionnés. Dans [55, 56], les auteurs ont étudié la capacité du turbo-codage distribué pour les systèmes coopératifs. Ils ont proposé plusieurs techniques de codage au niveau des nœuds source et relais et une nouvelle technique de combinaison au niveau du nœud destination, nommée détecteur MAP. Les auteurs dans [57], ont étudié les turbo-codes poinçonnés pour la coopération en se basant sur une contrainte stricte de délai de codage.

Quelques travaux récents incluent également la notion des codes spatio-temporels dans les réseaux coopératifs où les codes sont construits d'une manière distribuée. Dans [58], les

auteurs ont proposé un nouveau codage spatio-temporel distribué pour un réseau de relais exploitant un protocole de sélection de relais basé sur les seuils. Une nouvelle méthode de formation de faisceaux est également utilisée parallèlement au schéma de transmission proposé. Trois scénarios sont considérés dans cette étude. Les résultats obtenus montrent une économie de puissance significative d'environ 2,5, 3 et 4 dB à un BER égal à  $(10^{-4})$ , par rapport aux autres méthodes conventionnelles, et ce dans le cas de l'utilisation des relais SISO, et MIMO. Dans [59], les auteurs proposent un codage spatio-temporel distribué pour un réseau de communication coopérative composé de deux sources, deux destinations et de deux relais fonctionnant en mode AaF. Les auteurs dans [62], proposent des schémas et des algorithmes de codage spatio-temporels distribués assistés par tampons adaptatifs pour des réseaux coopératifs. Les systèmes proposés utilisent des récepteurs ML à la destination et des codes ajustables soumis à une contrainte de puissance avec une stratégie AaF au niveau des relais. Les codes ajustables font partie des schémas de codage spatio-temporels proposés, et sont renvoyés aux relais après avoir été mis à jour à la destination via des canaux de retour. Chaque relais est équipé d'un tampon pour stocker des blocs de symboles reçus puis les transmettre à la destination s'ils sont sélectionnés. Dans [14], les auteurs ont proposé des schémas du codage spatio-temporel coopératif pour les canaux multi-relais. Dans la première proposition, la destination reçoit les signaux provenant de chacun des relais séparément via des sous-canaux orthogonaux. Dans la deuxième proposition, les relais utilisent un codage spatio-temporel approprié et peuvent donc transmettre simultanément sur le même sous-canal.

## 2.9 Reconnaissance automatique de type de modulation

La reconnaissance automatique de la modulation (AMC<sup>12</sup>) d'un signal détecté représente une tâche essentielle pour un récepteur intelligent, et joue un rôle important dans la démodulation des signaux interceptés, pour plusieurs systèmes de communication [63]. Dans un système coopératif, la reconnaissance automatique de type de modulation permet aux émetteurs-récepteurs adaptatifs de commuter automatiquement les modulations en fonction des conditions du canal sans recourir à un canal de retour entre l'émetteur et le récepteur. Il existe une grande variété de techniques AMC qui ont été proposées dans la littérature, et ceux-ci peuvent être réparties en deux grandes classes: les techniques basées sur le maximum de vraisemblance (LB<sup>13</sup>) [64-68] et les techniques basées sur l'extraction de certaines

---

<sup>12</sup> Automatic Modulation Classification

<sup>13</sup> Likelihood Based



grandeurs caractéristiques du signal (FB<sup>14</sup>) [69-72]. La première classe est basée sur une approche théorique de la décision et fournit des performances optimales. Elle représente une solution probabiliste basée sur une connaissance a priori des fonctions de probabilité et de certaines hypothèses [73-74]. Cependant, cette approche présente quelques limitations, à savoir une complexité de calcul élevée, des difficultés à formuler la bonne hypothèse et une analyse minutieuse requise pour définir les valeurs correctes des seuils. La deuxième classe quant à elle est basée sur une approche de reconnaissance de formes. Elle est plus facile à mettre en œuvre et atteint une performance quasi optimale si les caractéristiques appropriées sont choisies avec soin. Cette approche est décomposée en deux sous-systèmes. Le premier prend en charge l'extraction des caractéristiques pour l'entraînement et la classification. Il consiste à extraire certaines caractéristiques de base du signal reçu [75-79]. Ces techniques peuvent inclure des signatures de cyclostationnarité [75], des transformées en ondelettes [79], des statistiques d'ordre supérieur [76] et un ensemble de caractéristiques spectrales [77]. Tandis que le deuxième sous-système concerne les classifieurs qui sont responsables de la classification des signaux reçus sur la base des caractéristiques extraites.

Nandi et *al.* ont proposé un dispositif de reconnaissance de modulation utilisant plusieurs caractéristiques clés basées sur l'amplitude, la phase et la fréquence instantanées du signal intercepté [80]. Les schémas de modulation pouvant être classés par ce dispositif de reconnaissance sont les suivants: 2 – ASK, 4 – ASK, 2 – PSK, 4 – PSK, 2 – FSK et 4 – FSK. Il a été démontré que l'algorithme ANN<sup>15</sup> est plus efficace, et atteint même un taux de détection supérieur à 96% pour un SNR de 15 dB. Hong et *al.* ont étudié l'utilisation de la transformée en ondelettes pour distinguer les signaux *QAM, PSK et FSK* [81]. Ils ont affirmé que le pourcentage de bonne reconnaissance est d'environ 97% pour un SNR supérieur à 5 dB. Une autre méthode de faible complexité basée sur des cumulants du quatrième ordre est introduite par Swami et *al.* dans [82]. Le but de cette méthode est de reconnaître plusieurs schémas de modulation de manière hiérarchique. De plus, les statistiques utilisées par le classifieur peuvent être mises à jour de manière récursive. La robustesse de l'approche qu'ils ont proposée provient de celle de la statistique d'ordre supérieur (HOS<sup>16</sup>) au bruit. Wong et *al.* [77] ont étendu les travaux proposés par Nandi et *al.* [80], où une rétro-propagation résiliente (RPROP<sup>17</sup>) est utilisée comme algorithme d'apprentissage pour le classifieur ANN

---

<sup>14</sup> Features Based

<sup>15</sup> Artificial Neural Network

<sup>16</sup> Higher order statistic

<sup>17</sup> Resilient backpropagation

multicouches, ce qui a permis d'améliorer considérablement les performances et les temps de calcul. De plus, des schémas de modulation supplémentaires ont été inclus (par exemple,  $V29, V32, 16 - QAM$  et  $64 - QAM$ ), et un ensemble de caractéristiques additionnelles basées sur les HOS du signal est étudié. Pour sélectionner le meilleur sous-ensemble parmi les ensembles de caractéristiques statistiques et spectrales combinées, les auteurs ont utilisé une approche basée sur les algorithmes génétiques (GA<sup>18</sup>). Il a été démontré que le classifieur ANN atteint un taux d'environ 99% de bonne reconnaissance en utilisant seulement six caractéristiques sélectionnées par le GA.

Divers algorithmes d'identification de la modulation ont été également proposés pour les systèmes MIMO [76, 83-88]. Pour les systèmes MIMO dé-corrélés, deux classifieurs des schémas de modulation basés sur le rapport de vraisemblance ont été proposés par Choqueuse et al [84]. Le premier, identifié sous le nom de test moyen du rapport de vraisemblance (ALRT<sup>19</sup>), est optimal mais nécessite la connaissance du CSI. Le deuxième classifieur est nommé le test hybride du rapport de vraisemblance (HLRT<sup>20</sup>). À un SNR de 5 dB, il a été démontré que les deux classifieurs ont le pouvoir de reconnaître parfaitement les modulations  $2 - PSK, 4 - PSK, 16 - PSK$  et  $16 - QAM$ . Hassan et al. [88] ont étudié la reconnaissance aveugle du type de modulation pour des systèmes MIMO spatialement corrélés dans le contexte non coopératif, en utilisant un classifieur ANN. Un des inconvénients de l'algorithme proposé est sa sensibilité aux erreurs d'estimation du canal et la dégradation rapide de ses performances lorsque la variance de l'erreur d'estimation du canal devient supérieure ou égale à 0,1.

## 2.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les bases d'un système de communication sans fils. Nous avons mis l'accent en premier lieu sur les communications coopératives où nous avons présenté les différentes techniques de coopération (modes et protocoles de transmission et techniques de combinaison). Par la suite, nous avons introduit les techniques que nous combinons avec la diversité coopérative dans le contexte de cette thèse, à savoir le turbo-codage coopératif, les codes spatio-temporels distribués et la détection automatique du type de modulation. Nous avons présenté également dans ce chapitre les études préliminaires que nous avons jugé nécessaires à la compréhension et au développement de cette thèse.

---

<sup>18</sup> Genetic Algorithm

<sup>19</sup> Average Likelihood Ratio Test

<sup>20</sup> Hybrid Likelihood Ratio Test

## REFERENCES

- [1] K.L. Du and M. N. S. Swamy, *Wireless Communication Systems*, Cambridge University Press, New York, 2009.
- [2] N. André, Jürgen Freudenberger, Volker Kühn, *Coding Theory – Algorithms, Architectures, and Applications*, John Wiley & Sons, Ltd, England, 2007.
- [3] J. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. McGraw-Hill Science/Engineering/Math, Aug. 2000.
- [4] G. L. Stuber, *Principles of Mobile Communication*, 1st ed. Norwell, MA, USA : Kluwer Academic Publishers, 1996.
- [5] A. M. Tulino, A. Lozano, and S. Verdu, “Impact of antenna correlation on the capacity of multi-antenna channels,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, pp. 2491–2509, 2005.
- [6] C. Peng, F. Li and H. Liu, “Optimal Power Splitting in Two-Way Decode-and-Forward Relay Networks,” *IEEE Communications Letters*, vol. 21, no. 9, pp. 2009 - 2012, 2017.
- [7] E. Karami, “Tracking performance of least squares MIMO channel estimation algorithm,” *IEEE Transaction on Communications.*, vol. 55, pp. 2201–2209, 2007.
- [8] J. Ma, S. Zhang, H. Li, N. Zhao, and A. Nallanathan, “Iterative LMMSE individual channel estimation over relay networks with multiple antennas,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. PP, pp. 1–13, 2017.
- [9] S. M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, 1998.
- [10] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and R. Calderbank, “Space-time block codes from orthogonal designs,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 4, pp. 1456–1467, 1999.
- [11] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, “Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate (corresp.),” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 20, no. 2, pp. 284–287, 1974.
- [12] TSE, D., *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University Press. New York, 2005.
- [13] M. G. Khafagy, A. Ismail, M.S. Alouini and S. Aïssa, “Efficient Cooperative Protocols For Full-Duplex Relaying Over Nakagami-m Fading Channels”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 14, no. 6, pp. 3456 - 3470, 2015.
- [14] J. N. Laneman and G. W. Wornell, “Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless network,” *IEEE Transaction on Information Theory*. vol. 49, no. 10, pp. 2415-2425, 2003.
- [15] Q. Li, A. Pandharipande, X. Ge, J. Zhang and J. Zhang, “Performance of Virtual Full-Duplex Relaying on Cooperative Multi-path Relay Channels”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 5, pp. 3628 – 3642, 2016.
- [16] T. COVER, and A. GAMAL, “Capacity theorems for the relay channel,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, pp. 572-584, 1979
- [17] J. LANEMAN, D. TSE, and G. WORNELL, “Distributed Space-Time-Coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks,” *Transaction on Information Theory*, vol. 49, pp. 2415-2425, 2004.
- [18] Z. Liu, H. Yuan, H. Li, X. Guan and H. Yang, “Robust Power Control for Amplify-and-Forward Relaying Scheme,” *IEEE Communications Letters*, vol. 19, no. 2, pp. 263 –266, 2015.
- [19] M. Dohler and Y. Li, *Cooperative Communications: Hardware, Channel and PHY*. Wiley & Sons, February 2010.

- [20] Q. Li, A. Pandharipande, X. Ge, J. Zhang and J. Zhang, "Performance of Virtual Full-Duplex Relaying on Cooperative Multi-path Relay Channels", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 5, pp. 3628 – 3642, 2016.
- [21] T. Li, and K.B. Letaief, "Outage Probability of Energy Harvesting Relay-Aided Cooperative Networks Over Rayleigh Fading Channel", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 2, pp. 972 – 978, 2016.
- [22] M. A. Beserra de Melo, and D. B. da Costa, "An Efficient Relay-Destination Selection Scheme for Multiuser Multirelay Downlink Cooperative Networks", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 5, pp. 2354 - 2360, 2012
- [23] J. Men, J. Ge and C. Zhang, "A Joint Relay-and-Antenna Selection Scheme in Energy-Harvesting MIMO Relay Networks", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 23, no. 4, pp. 532 - 536, 2016
- [24] W. Jiang, T. Kaiser and A.J. Han Vinck, "A Robust Opportunistic Relaying Strategy for Cooperative Wireless Communications" *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 4, pp. 2642 - 2655, 2016.
- [25] H. Hui, G. Li and J. Wang, "On the Performance of Opportunistic Relaying Systems With Limited Feedback", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 2, pp. 502 - 512, 2015.
- [26] L. Han, J. Mu, W. Wang and B. Zhang, "Optimization of relay placement and power allocation for decode-and-forward cooperative relaying over correlated shadowed fading channels", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, pp. 1-7, 2014.
- [27] Z. Bai, J. Jia, C.-X. Wang and D. Yuan, "Performance Analysis of SNR-Based Incremental Hybrid Decode-Amplify-Forward Cooperative Relaying Protocol", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 63, no. 6, pp. 2094 - 2106, 2015.
- [28] P. Som, and A. Chockalingam, 2015. "Performance Analysis of Space-Shift Keying in Decode-and-Forward Multihop MIMO Networks", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 1, pp. 132 - 146, 2015
- [29] T. Elkourdi, and O. Simeone, "Femtocell as a Relay: An Outage Analysis", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 12, pp. 4204 - 4213, 2011.
- [30] H. Ding, D. B. da Costa, H. A. Suraweera and J. Ge, "Role Selection Cooperative Systems with Energy Harvesting Relays", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 6, pp. 4218 - 4233, 2016.
- [31] C. Abou-Rjeily, and Z. Noun, "Impact of Inter-Relay Co-operation on the Performance of FSO Systems With Any Number of Relays", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 6, pp. 3796 - 3809, 2016.
- [32] X. Jia, M. Zhou, X. Dang, L. Yang, and H. Zhu, "Diversity and delay performance of max link selection relay cooperation systems over non-identical Nakagami- $m$  fading channels", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2016.
- [33] N. Zdravkovic, A. Cvetkovic, K. Kansanen, and Goran T. Djordjevic, "Outage Performance of low latency decode-and-forward cooperative wireless networks", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2016.
- [34] M. A. Khan, R. K. Rao, and X. Wang, "Two-way decode-and-forward cooperative systems with signal space diversity", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2016.
- [35] M. Jaber, M. A. Imran, R. Tafazolli, and A. Tukmanov, "5G Backhaul Challenges and Emerging Research Directions: A Survey", *IEEE Access*, vol. 4, pp. 1743-1766, 2016
- [36] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, pp. 64-343, 2005.
- [37] K. J. Rayliu, A. K. Sadek, S. Weifeng, and A. Kwasinski, *Cooperative Communications and Networking*. Cambridge University Press, 2009.

- [38] V. B. Misić, and J. Misić, *Machine-to-Machine Communications: Architectures, Technology, Standards and Applications*. CRC Press, 2015.
- [39] Jonathan Rodriguez, *Fundamentals of 5G Mobile Networks*. John Wiley, 2015.
- [40] A. Meier, “Cooperative Diversity in Wireless Networks,” Erasmus Project at the University of Edinburgh, Mar. 2004.
- [41] G. KRAMER, M. GASTPAR, and P. GUPTA, “Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, pp. 3037-3063, 2005.
- [42] R. U. Nabar and H. Bolcskei, Fading relay channels: Performance limits and space-time signal design, *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*. vol. 22, no. 6, pp. 1099-1109, 2004.
- [43] D. E. Simmons and J. P. Coon, “Two-Way OFDM-Based Nonlinear Amplify-and-Forward Relay Systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 5, pp. 3808–3812, 2016.
- [44] Y. S. Rao, R. P. Sirigina, A. S. Madhukumar, “On the DMT of RF Energy Harvesting-Based Dynamic Decode-and-Forward Relaying,” *IEEE Communications Letters*, vol. 21, no. 1, pp. 200 - 203, 2017.
- [45] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, Near shannon limit error-correcting coding and decoding, *IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, 1993.
- [46] A. G. C. Berrou and P. Thitimajshima, “Near shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes,” in *IEEE International Conference on Communications*, 1993.
- [47] S. Benedetto and G. Montorsi, “Design of parallel concatenated convolutional codes,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, no. 5, pp. 591–600, 1996.
- [48] S. Benedetto and G. Montorsi, “Unveiling turbo codes : some results on parallel concatenated coding schemes,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 42, no. 2, pp. 409–428, 1996.
- [49] L. Perez, J. Seghers, and D. J. Costello, “A distance spectrum interpretation of turbo codes,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 42, no. 6, pp. 1698 –1709, Nov. 1996.
- [50] J. Hagenauer, E. Offer, and L. Papke, “Iterative decoding of binary block and convolutional codes,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 42, no. 2, pp. 429–445, 1996.
- [51] P. Jung and M. Nasshan, “Performance evaluation of turbo codes for short frame transmission systems,” *Electronics Letters*, vol. 30, no. 2, pp. 111–113, 1994.
- [52] R. Pyndiah, “Iterative decoding of product codes : Block turbo codes,” in *International Symposium on Turbo Codes and related topics*, 1997.
- [53] A. Attarkashani, W. Hamouda, J. M. Moualeu, and J. Haghghat, “ Performance Analysis of Turbo Codes and Distributed Turbo Codes in Buffer-Aided Relay Systems,” *IEEE Transactions on Communications*, Vol. aa, no. bb, pp.1-1, 2019.
- [54] H. Kaya, and E. Öztürk, “Performance analysis of distributed turbo coded scheme with two ordered best relays,” *IET Communications*, vol.9, no. 5, pp. 638 – 648, 2015.
- [55] Z. Zhang, and T. Duman, “Capacity-approaching turbo coding and iterative decoding for relay channels,” *IEEE Transactions on Communications*. vol. 53, no. 11 pp. 1895–1905, 2005.
- [56] Z. Zhang, and T. Duman, “Capacity-approaching turbo coding for half-duplex relaying,” *IEEE Transactions on Communications*. vol. 55, no. 10, pp. 1895–1906, 2007.
- [57] R. Liu, P. Spasojevic, and E. Soljanin, “User cooperation with punctured turbo codes,” *41st Allerton Conference on Communication Control and Computing*, Monticello, IL. Monticello, 2003.
- [58] M. S. Gilan, and A. Olfat, “New beamforming and space-time coding for two-path successive decode and forward relaying,” *IET Communications*, vol.12, no. 13, pp. 1573 - 1588, 2018.

- [59] F. Zhong, X. G. Xia, H. Li, and Y. Chen, "Distributed Linear Convolutional Space-Time Coding for Two-Hop Full-Duplex Relay 2x2x2 Cooperative Communication Networks," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.17, no. 5, pp. 2857 - 2868, 2018.
- [60] J. Wang, Q. Yu, Z. Li, and C. Bi, "Distributed Space Time Block Transmission and QRD Based Diversity Detector in Asynchronous Cooperative Communications Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no, 6, pp. 5111 - 5125, 2018.
- [61] Y. Liu, X. G. Xia, Z. Zhang, and H. Zhang, "Distributed Space-Time Coding Based on the Self-Coding of RLI for Full-Duplex Two-Way Relay Cooperative Networks," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 65, no, 12, pp. 3036 - 3047, 2017.
- [62] T. Peng, and R. C. de Lamare, "Adaptive Buffer-Aided Distributed Space-Time Coding for Cooperative Wireless Networks," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 64, no, 5, pp. 1888 - 1900, 2016.
- [63] O.A Dobre, "Signal identification for emerging intelligent radios: classical problems and new challenges. *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine* vol. 18, no.2, pp. 11–18, 2015.
- [64] F. Hameed, O. Dobre, and D. Popescu, "On the likelihood-based approach to modulation classification," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 12, pp. 5884–5892, 2009.
- [65] T. Wimalajeewa, J. Jagannath, P. K. Varshney, A. Drozd, and W. Su, "Distributed asynchronous modulation classification based on hybrid maximum likelihood approach," in *Proc. of IEEE Military Communications Conference (MILCOM)*, Tampa, FL, 2015.
- [66] Y. Zhang, N. Ansari, and W. Su, "Optimal Decision Fusion Based Automatic Modulation Classification by Using Wireless Sensor Networks in Multipath Fading Channel," in *Proc. of IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, Houston, TX, 2011.
- [67] B. Dulek, O. Ozdemir, P. K. Varshney, and W. Su, "Distributed Maximum Likelihood Classification of Linear Modulations over Nonidentical Flat Block-Fading Gaussian Channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 14, no. 2, pp. 724–737, 2015.
- [68] O. Ozdemir, T. Wimalajeewa, B. Dulek, P. K. Varshney, and W. Su, "Asynchronous Linear Modulation Classification with Multiple Sensors via Generalized EM Algorithm," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 14, no. 11, pp. 6389–6400, Nov 2015.
- [69] A. Hazza, M. Shoaib, S. AlShebeili, and A. Fahd, "Automatic modulation classification of digital modulations in presence of HF noise." *EURASIP Journal on Adv. in Signal Processing*, vol. 2012, p. 238, 2012.
- [70] D. C. Chang and P. K. Shih, "Cumulants-based modulation classification technique in multipath fading channels," *IET Communications*, vol. 9, no. 6, pp. 828–835, 2015.
- [71] A. Swami and B. M. Sadler, "Hierarchical digital modulation classification using cumulants," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 3, pp. 416–429, 2000.
- [72] L. Han, F. Gao, Z. Li, and O. Dobre, "Low Complexity Automatic Modulation Classification Based on Order-Statistics," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 1, pp. 400 - 411, 2017.
- [73] A. D. Octavia, A. Abdi, Y. Bar-Ness, and W. Su, "Survey of automatic modulation classification techniques: classical approaches and new trends," *IET Communications*, vol. 1, no. 2, pp.137–156, 2007.
- [74] J. L. Xu, W. Su, and M. Zhou, "Likelihood-ratio approaches to automatic modulation classification," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, vol. 41, no. 4, pp.455–469, 2011.

- [75] A. D. Octavia, A. Abdi, Y. Bar-Ness, and W. Su, "Cyclostationarity-based modulation classification of linear digital modulations in flat fading channels," *Wireless Personal Communications*, vol. 54, no. 4, pp.699–717, 2010.
- [76] M. Marey and O. A. Dobre, "Blind modulation classification for Alamouti STBC system with transmission impairments," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 4, no. 5, pp.521–524, 2015.
- [77] ML. D. Wong and A. K. Nandi, "Automatic digital modulation recognition using artificial neural network and genetic algorithm," *Signal Processing*, vol. 84, no. 2, pp.351–365, 2004.
- [78] P. Prakasam and M. Madheswaran, "Modulation identification algorithm for adaptive demodulator in software defined radios using wavelet transform," *International Journal of Signal Processing*, vol. 5, no. 1, pp.74–81, 2009.
- [79] K. Hassan, I. Dayoub, W. Hamouda, and M. Berbineau, "Automatic modulation recognition using wavelet transform and neural networks in wireless systems," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2010.
- [80] A. K. Nandi and E. Azzouz, "Algorithms for automatic modulation recognition of communication signals," *IEEE Transactions on communications*, vol. 46, no. 4, pp.431–436, 1998.
- [81] L. Hong and K. Ho, "Identification of digital modulation types using the wavelet transform," In *IEEE Military Communications Conference Proceedings (MILCOM)*, vol. 1, pp. 427–431, 1999.
- [82] A. Swami and B. M. Sadler, " Hierarchical digital modulation classification using cumulants," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 3, pp. 416–429, 2000.
- [83] M. R. Bahloul, & *al*, "Modulation classification for MIMO systems: State of the art and research directions," *Chaos, Solitons & Fractals*, vol. 89, pp.497–505, 2016.
- [84] V. Choqueuse, & *al*, "Blind modulation recognition for MIMO systems. Military Technical Academy Review," vol. 19, no. 2, pp.183–196, 2009.
- [85] O. A. Dobre, "Signal identification for emerging intelligent radios: classical problems and new challenges," *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, vol. 18, no. 2, pp.11–18, 2015.
- [86] M. S. Muhlhaus, M. Oner, O. A. Dobre, and F. K. Jondral, "A low complexity modulation classification algorithm for MIMO systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 17, no. 10, pp.1881–1884, 2013.
- [87] M. Turan, M. Öner, and H. A. Çırpan, "Joint modulation classification and antenna number detection for MIMO systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 20, no. 1, pp.193–196, 2016.
- [88] K. Hassan, I. Dayoub, W. Hamouda, C. N. Nzeza, and M. Berbineau, "Blind digital modulation identification for spatially-correlated MIMO systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 2, pp.683–693, 2012.

# Analyse des Performances des Systèmes Turbo-Codage Coopératifs à Relais Multiples

## Sommaire

---

3.1	Introduction.....	55
3.2	Modèle du système .....	56
3.3	Description du système .....	58
3.4	Calcul du SNR effectif.....	61
3.4.1	Calcul du $\hat{Y}_{SD}$ .....	62
3.4.2	Calcul du $\hat{Y}_{kD}$ .....	62
3.5	Détecteur ML à sortie soft .....	63
3.6	Résultats et simulations.....	64
3.6.1	Influence du rendement $R$ sur la performance .....	64
3.6.2	Influence du nombre de relais sur la performance .....	65
3.6.3	Influence des erreurs d'estimation des canaux sur la performance .....	67
3.7	Conclusion .....	71
	REFERENCES.....	72

---



### 3.1 Introduction

Le besoin de débits de plus en plus élevés, dicté par la nature et la largeur de bande occupée par les applications sans-fil (actuelles et futures), qui doivent de plus répondre aux exigences de fiabilité des données reçues, a considérablement augmenté ces dernières années. Tel que mentionné, dans cette perspective, le concept de diversité spatiale obtenue avec les systèmes MIMO est apparu comme une solution intéressante pour atteindre ces objectifs [1-3]. Cependant, les systèmes MIMO souffrent de deux contraintes principales, à savoir la complexité associée et le problème du couplage mutuel résultant de l'interaction électromagnétique entre les éléments d'antenne co-localisés. Les réseaux coopératifs constituaient une des alternatives très intéressantes proposées dans les architectures MIMO [4]. Récemment, ce domaine a suscité un grand intérêt dans la recherche et la plupart des efforts ont été consacrés aux protocoles de coopération au niveau des relais, plus particulièrement l'analyse de la probabilité de coupure [5], le codage à répétition [6-7] et la coopération codée par une transmission spatio-temporelle [8].

Le codage de canal a pour but de corriger les erreurs de transmission en introduisant des bits de redondance dans les données à transmettre. Dans cette optique, le turbo codage s'est démarqué comme une technique incontournable, et a grandement contribué à améliorer la fiabilité de la communication grâce à son principe de décodage itératif [9]. Récemment, des architectures hybrides combinant le codage de canal et la diversité coopérative, afin de viser les mêmes objectifs de fiabilisation de l'information tout en prenant en considération la réduction de la complexité matérielle, ont été proposées. Par exemple, la coopération codée a été introduite dans [10], et le codage de canal distribué a été présenté dans [11] en exploitant la redondance spatiale créée aux niveaux des relais et du nœud source.

Dans la diversité coopérative, un protocole de coopération au niveau des relais est appliqué sur les signaux y résidant et provenant de la source avant leur retransmission à la destination. Dans ce contexte, Les protocoles de coopération AaF et DaF ont été largement adoptés, bien que le schéma AaF soit de loin celui qui est le plus utilisé, en raison de sa faible complexité. A la destination, les signaux émanant de la source et des relais sont combinés pour offrir un degré de diversité, qui peut s'avérer très précieux dans des environnements adverses. De même, le combineur à taux maximal (MRC) a été démontré comme étant la technique optimale de combinaison, lors de l'adoption du protocole AaF, vu qu'il permet d'atteindre un ordre de diversité de  $K + 1$ , où  $K$  représente le nombre de relais [12].

Dans la plupart de ces travaux, l'information instantanée sur l'état de canal (CSI) est supposée disponible au niveau soit des relais et de la destination, ou encore au niveau des nœuds source, relais et destination [4]. Dans les canaux sans-fil à évanouissement lent, cette hypothèse peut être valide, mais très souvent, elle ne l'est pas. Plus récemment, l'hypothèse plus réaliste du CSI partiel est adoptée dans les travaux de recherche, et ce CSI est rendu disponible soit à partir d'un canal de rétroaction de la réception vers l'émission, soit à partir des techniques d'estimation du canal à la réception. Cependant, plusieurs problématiques de recherche y sont encore reliées, par exemple un CSI obsolète induit par le délai de rétroaction ou un CSI incertain provoqué par une mauvaise estimation du canal. L'impact de CSI obsolète sur la sélection du relais en raison du retard dans le canal de retour a été étudié dans [13]. Il convient de noter que seuls les auteurs de [14] se sont penchés sur l'impact des erreurs d'estimation de canal et du délai de rétroaction sur la procédure de sélection des relais et la performance du schéma de la diversité coopérative en général. De plus, l'effet du CSI obsolète ou de la mauvaise estimation de canal n'ont été traités que dans le cas des architectures non codées. Il est à noter également qu'aucun travail n'a étudié l'impact des erreurs d'estimation du canal sur les réseaux coopératifs codés, et le seul travail rapporté dans cette direction ne considère que les effets des CSIs obsolètes.

Dans ce chapitre, nous évaluons la performance du protocole AaF pour un système de turbo-codage coopératif à relais multiples. Pour cela, la technique de combinaison MRC et la détection ML<sup>1</sup> sont utilisées au niveau de la destination. Nous supposons que des erreurs d'estimation de canal se produisent sur tous les liens, c'est-à-dire source-destination, source-relais et relais-destination. En outre, nous déterminons l'expression analytique du SNR effectif résultant et nous étudions par la suite l'effet des erreurs d'estimation sur la performance en termes de taux d'erreur binaire (BER).

## 3.2 Modèle du système

Dans ce qui suit, nous considérons un système de turbo-codage coopératif à relais multiples (voir Figure 3.1). Nous employons la stratégie de relayage AaF au niveau des relais ( $\mathcal{R}$ ) pour amplifier les signaux reçus de la source ( $\mathcal{S}$ ), avant de les acheminer vers la destination ( $\mathcal{D}$ ). Nous supposons que chaque nœud est équipé d'une seule antenne omnidirectionnelle fonctionnant en mode half-duplex, c'est-à-dire, qu'un nœud ne peut pas transmettre et recevoir simultanément des signaux. Le schéma proposé opère en transmettant

---

<sup>1</sup> Maximum Likelihood

un mode de turbo code à travers  $K + 1$  canaux à évanouissement de Rayleigh plats et indépendants, où  $K$  est le nombre de relais utilisés pour la coopération.

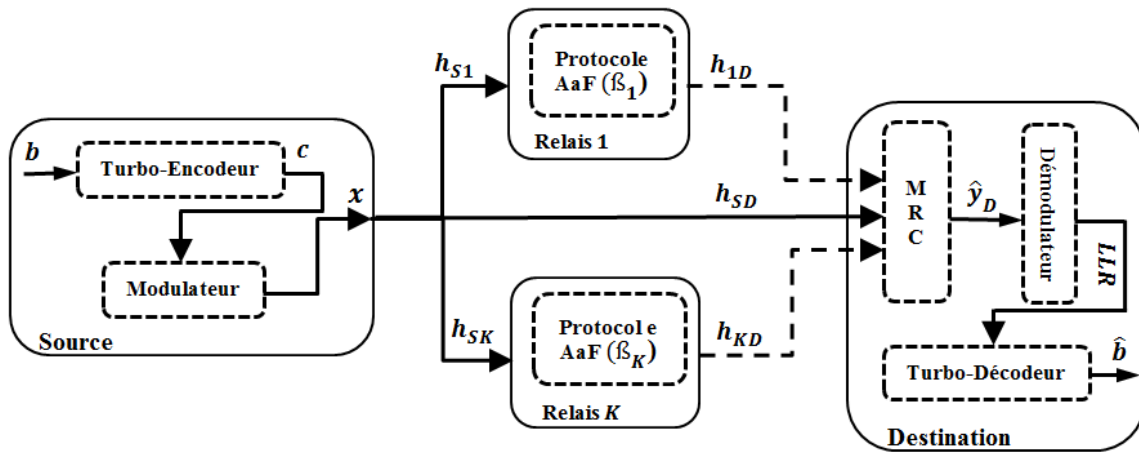


Figure 3. 1: Structure du système de turbo-codage coopératif à relais multiples.

Les nœuds source et relais comprennent chacun un turbo-encodeur. Nous considérons dans notre étude deux types de turbo encodeurs : le premier est de rendement 1/3 tandis que le deuxième est de rendement 1/2, tel qu' illustré à la figure 3.2. La structure des deux turbo encodeurs résulte d'une concaténation parallèle de deux codeurs convolutifs systématiques récurrents RSC<sup>2</sup> de rendement 1/2, séparés par un entrelaceur  $\pi$ .

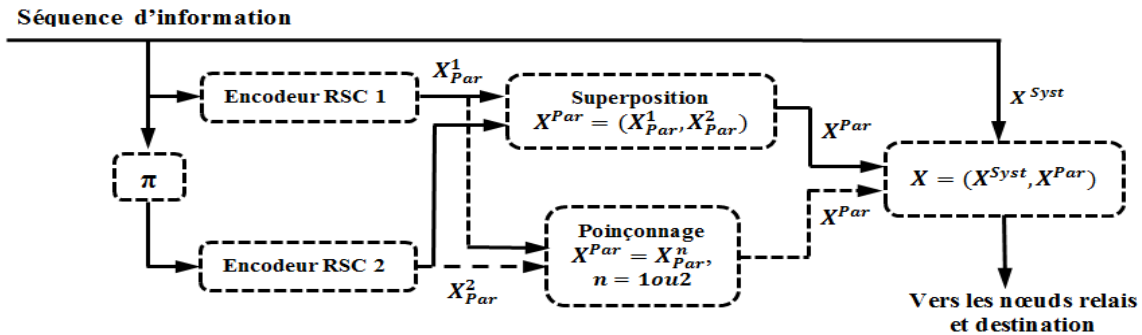


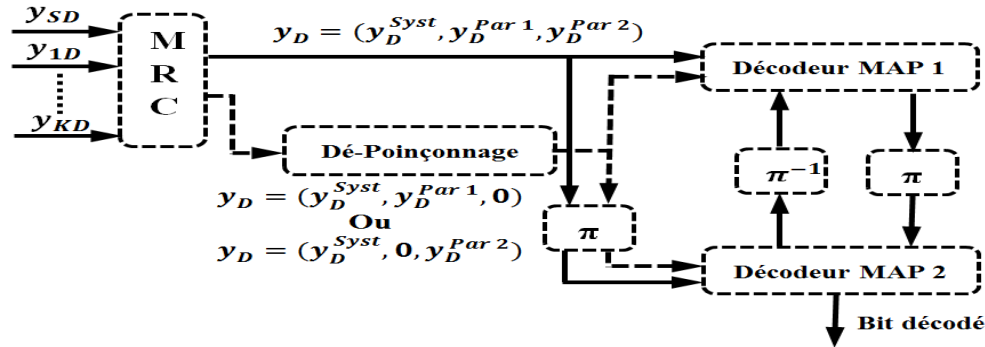
Figure 3. 2 Structure du turbo-encodeur au niveau du nœud source.

Par ailleurs, le nœud destination est équipé d'un MRC et d'un turbo-décodeur comportant deux décodeurs à entrée et à sortie soft (SISO<sup>3</sup>) échangeant de l'information entre eux et liés par des entrelaceurs, formant ainsi une structure semblable à celle du turbo-encodeur (voir Figure 3.3). Le décodage itératif est basé sur l'algorithme MAP dont le principe est de

<sup>2</sup> Recursive Systematic Convolutional

<sup>3</sup> Soft Input Soft Output

minimiser le taux d'erreur binaire par le calcul du rapport du maximum de vraisemblance (LLR<sup>4</sup>) ou de la probabilité a posteriori APP des bits d'information.



**Figure 3.3** Structure du turbo-décodeur au niveau du nœud destination.

Le processus de coopération opère en deux cycles: durant la première période de transmission le nœud source diffuse son propre message simultanément vers les nœuds relais et destination, tandis que durant la deuxième période les relais transmettent leurs versions amplifiées (ou décodés dépendamment du type de relayage) du signal après traitement vers la destination. Tous les signaux reçus de la source et des relais sont ensuite combinés en utilisant le principe MRC, exploitant ainsi pleinement l'ordre de la diversité du système.

### 3.3 Description du système

Soit  $\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_T]$  la séquence d'information générée au niveau du nœud source. Cette séquence est transmise au turbo-encodeur pour produire les bits codés  $\mathbf{C} = [c_1, c_2, \dots, c_L]$ , offrant ainsi un rendement  $R = T/L$ . Celle-ci subit par la suite une modulation de type  $M$ -PSK, donnant naissance à une séquence complexe de symboles  $\mathbf{S} = \Phi[\mathbf{b}] = [s_1, s_2, \dots, s_N]$ , où  $N = L / \log_2 M$  est la longueur de la trame, avec  $M$  étant la taille de la constellation. Nous dénotons  $\hat{h}_{ij}$  l'estimation du gain de canal entre les terminaux émetteur et récepteur,  $i$  et  $j$ , respectivement, et qui est supposée Gaussienne complexe symétrique et circulaire ZMCSCG<sup>5</sup> centrée et de variance  $\hat{\delta}_{ij}^2$ . L'expression de cette estimation peut être formulée comme suit:

$$h_{ij} = \hat{h}_{ij} + \xi_{ij} \quad (3.1)$$

<sup>4</sup> Likelihood ratio

<sup>5</sup> Zero-Mean Circularly Symmetric Complex Gaussian

Où  $\xi_{ij}$  représente l'erreur d'estimation du canal. Puisque  $h_{ij}$  et  $\hat{h}_{ij}$  sont conjointement gaussiens et ergodiques,  $\xi_{ij}$  sera une variable ZMCSCG [15] i.i.d de moyenne nulle et de variance  $\alpha_{ij}^2 = E\{|h_{ij}|^2\} - E\{|\hat{h}_{ij}|^2\}$  [16-17]. Dans le cas où  $\alpha_{ij}^2 = 0$ , une connaissance parfaite du canal correspondant est disponible. Il convient de noter qu'il est possible d'avoir une très bonne estimation du canal, ce qui minimiserait  $\alpha_{ij}^2$ , en prenant en compte la dynamique du canal et en utilisant des algorithmes d'estimation efficaces. Nous supposons que tous les canaux sont soumis à un évanouissement non sélectif en fréquence.

Durant la première phase de transmission, les signaux reçus à la destination et au  $k^{\text{ème}}$  relais,  $k = 1, \dots, K$ , en provenance du nœud source, notés respectivement  $y_{SD}$  et  $y_{Sk}$  peuvent être exprimés comme suit :

$$y_{SD}[n] = \sqrt{E_{SD}}(\hat{h}_{SD} + \xi_{SD})s[n] + w_{SD}[n] \quad (3.2)$$

$$y_{Sk}[n] = \sqrt{E_{Sk}}(\hat{h}_{Sk} + \xi_{Sk})s[n] + w_{SR}[n] \quad (3.3)$$

Avec  $E_{SD} = E_{Sk}$  étant la puissance d'émission à la source,  $s[n]$  le  $n^{\text{ème}}$  symbole transmis, et  $w_{SD}$  et  $w_{Sk}$  les bruits blancs additifs Gaussiens (AWGN<sup>6</sup>) reçus respectivement à la destination et au  $k^{\text{ème}}$  relais, de moyenne nulle et de variance  $N_0$ . Les termes  $\hat{h}_{SD}$  et  $\hat{h}_{Sk}$  sont les estimations des gains des canaux source-destination et source- $k^{\text{ème}}$  relais supposées être ZMCSCG, et de variance  $\hat{\delta}_{SD}^2$  et  $\hat{\delta}_{Sk}^2$ .

Chaque relais applique un facteur de normalisation  $\psi_k$  au signal reçu qui est inversement proportionnel à la magnitude estimée du canal source- $k^{\text{ème}}$  relais, tel que montré ci-dessous :

$$\psi_k = \frac{1}{\sqrt{E_{Sk}|\hat{h}_{Sk}|^2 + N_0}} \quad (3.4)$$

Ainsi, le signal transmis par chaque relais,  $x_k$  est de la forme suivante:

$$\begin{aligned} x_k[n] &= \psi_k y_{Sk}[n] \\ &= \frac{\sqrt{E_{Sk}}(\hat{h}_{Sk} + \xi_{Sk})s[n] + w_{Sk}[n]}{\sqrt{E_{Sk}|\hat{h}_{Sk}|^2 + N_0}} \end{aligned} \quad (3.5)$$

<sup>6</sup> Additive White Gaussian Noise

Durant la deuxième phase de transmission, chaque relais transmet son symbole  $x_k$  et le signal reçu à la destination,  $y_{kD}$ , est donné par :

$$y_{kD}[n] = \sqrt{E_{kD}} (\hat{h}_{kD} + \xi_{kD}) x_k[n] + w_{kD}[n] \quad (3.6)$$

Avec  $E_{kD}$  étant la puissance d'émission au niveau du relais et  $w_{kD}$  le bruit blanc additif Gaussien reçu à la destination, de moyenne nulle et de variance  $N_0$ . En substituant (3.5) dans l'équation (3.6), nous obtenons :

$$y_{kD}[n] = \beta_k (\hat{h}_{kD} + \xi_{kD}) * (\hat{h}_{Sk} + \xi_{Sk}) s[n] + \check{w}_{kD}[n] \quad (3.7)$$

Où  $\beta_k = (\sqrt{E_{Sk} E_{kD}} \psi_k)$  est définie comme étant le facteur d'amplification du signal et  $\hat{h}_{kD}$  est l'estimation du gain du  $k^{ème}$  canal relais-destination, supposée ZMCSCG de variance  $\hat{\delta}_{kD}^2$ . Nous supposons que  $E\{|s|^2\} = 1$ , et que  $w_{Sk}$  et  $w_{kD}$  sont indépendants, ce qui implique que le terme  $\check{w}_{kD}$  est aussi un AWGN de moyenne nulle et de variance équivalente  $N_k^{eq}$ . L'expression de  $\check{w}_{kD}$  peut être donnée par :

$$\check{w}_{kD}[n] = \frac{\sqrt{E_{kD}} (\hat{h}_{kD} + \xi_{kD}) w_{Sk}[n]}{\sqrt{E_{Sk} |\hat{h}_{Sk}|^2 + N_0}} + w_{kD}[n] \quad (3.8)$$

et l'expression de la variance équivalente  $N_k^{eq}$  est exprimée par :

$$N_k^{eq} = \psi_k \left( E_{Sk} |\hat{h}_{Sk}|^2 N_0 + E_{kD} |\hat{h}_{kD}|^2 N_0 + E_{kD} \hat{\delta}_{kD}^2 * N_0 + N_0^2 \right) \quad (3.9)$$

Au nœud de la destination, afin d'exploiter pleinement les performances du détecteur de maximum de vraisemblance (ML), le combineur MRC effectue une pondération des signaux reçus de  $(K + 1)$  branches de diversité et les combine de manière cohérente afin de maximiser le SNR à la réception. Par conséquent, sous l'hypothèse de la disponibilité seulement d'estimations de liaisons imparfaites, le combineur MRC compense l'effet de ces estimations de canal selon l'opération suivante:

$$\hat{y}_D[n] = \hat{g}_{SD} y_{SD}[n] + \sum_{k=1}^K \hat{g}_{kD} y_{kD}[n] \quad (3.10)$$

Où les poids du combineur MRC appliqués sur les signaux provenant du nœud source et des relais sont donnés par :

$$\hat{g}_{SD} = \hat{h}_{SD}^* \quad (3.11)$$

Et,

$$\hat{g}_{kD} = \hat{h}_{Sk}^* \hat{h}_{kD}^*$$

En remplaçant (3.2) et (3.11) dans l'équation (3.10), le premier terme de l'équation (3.10) peut s'écrire sous forme:

$$\begin{aligned} Q_{SD}[n] &= \hat{g}_{SD} y_{SD}[n] \\ &= \sqrt{E_{SD}} |\hat{h}_{SD}|^2 s[n] + \hat{h}_{SD}^* (\sqrt{E_{SD}} \xi_{SD} s[n] + w_{SD}[n]) \end{aligned} \quad (3.12)$$

En supposant que  $x[n] = 1$  sans perte de généralité, à partir de l'équation (3.12), il est important de noter que  $Q_{SD}[n]$  est définie comme la somme du signal informatif, donné par  $\sqrt{E_{SD}} |\hat{h}_{SD}|^2 s[n]$  et l'erreur d'estimation de canal et le bruit AWGN, donné par  $\hat{h}_{SD}^* (\sqrt{E_{SD}} \xi_{SD} + w_{SD}[n])$ .

De même, en substituant (3.6) et (3.11) dans l'équation (3.10), le seconde terme de l'équation (3.10) peut être évalué comme suit :

$$\begin{aligned} Q_{kD}[n] &= \hat{g}_{kD} y_{kD}[n] \\ &= \hat{h}_{Sk}^* \hat{h}_{kD}^* [\beta_k (\hat{h}_{Sk} + \xi_{Sk}) (\hat{h}_{kD} + \xi_{kD}) s[n] + \check{w}_{kD}[n]] \end{aligned} \quad (3.13)$$

Encore une fois,  $Q_{kD}[n]$  dans (3.13) peut-être facilement décomposé en trois parties, avec la première partie correspondant au signal informatif  $\beta_k |\hat{h}_{Sk}|^2 |\hat{h}_{kD}|^2 x[n]$ , le second terme résultant de l'erreur d'estimation du canal  $\hat{h}_{Sk}^* \hat{h}_{kD}^* \beta_k * [\hat{h}_{kD} \xi_{Sk} + \hat{h}_{Sk} \xi_{kD} + \xi_{kD} \xi_{Sk}] s[n]$ , et la dernière partie provenant du bruit est donnée par  $\hat{h}_{Sk}^* \hat{h}_{kD}^* \check{w}_{kD}[n]$ , où  $\check{w}_{kD}[n]$  est décrit dans l'équation (3.8).

### 3.4 Calcul du SNR effectif

Rappelons que le SNR moyen du combineur MRC augmente linéairement avec le nombre de branches de diversité ( $K + 1$ ). Ainsi, le SNR total est donné par:

$$\gamma_D = \check{\gamma}_{SD} + \sum_k \check{\gamma}_{kD} \quad (3.14)$$

Où  $\check{\gamma}_{SD}$  et  $\check{\gamma}_{kD}$  représentent respectivement les SNRs effectifs du canal directe source-destination, et du  $k^{ème}$  canal relais-destination.

### 3.4.1 Calcul du $\ddot{\Upsilon}_{SD}$

Sachant que  $\hat{h}_{SD}$ ,  $\xi_{SD}$  et  $w_{SD}$  sont indépendants, le SNR effectif  $\ddot{\Upsilon}_{SD}$  dans l'équation (3.14) du canal direct source-destination est donné par :

$$\begin{aligned}\ddot{\Upsilon}_{SD} &= \frac{E_{SD} |\hat{h}_{SD}|^2}{E_{SD} \alpha_{SD}^2 + N_0} \\ &= \frac{\hat{\Upsilon}_{SD}}{\Gamma_{SD} + 1}\end{aligned}\quad (3.15)$$

Où  $\hat{\Upsilon}_{SD} = E_{SD} |\hat{h}_{SD}|^2 / N_0$  est défini comme étant l'estimation du SNR du signal désiré reçu sur le canal source-destination, et  $\Gamma_{SD} = E_{SD} \alpha_{SD}^2 / N_0$  est la contribution de l'erreur de l'estimation dans le SNR sur ce même canal.

### 3.4.2 Calcul du $\ddot{\Upsilon}_{kD}$

Le SNR effectif ( $\ddot{\Upsilon}_{kD}$ ) du canal source- $k^{\text{ème}}$  relais -destination peut être obtenu en développant l'expression de l'équation (3.6) comme suit :

$$y_{kD}[n] = \beta_k \hat{h}_{kD} \hat{h}_{Sk} s[n] + \beta_k (\hat{h}_{kD} \xi_{Sk} + \hat{h}_{Sk} \xi_{kD} + \xi_{kD} \xi_{Sk}) s[n] + \tilde{w}_{kD}[n] \quad (3.16)$$

Où le premier terme de l'équation (3.16) correspond au signal désiré, tandis que le second terme est relatif à l'effet de l'erreur d'estimation du canal source- $k^{\text{ème}}$  relais -destination sur le signal désiré, quant au troisième terme, il est associé au bruit équivalent dont l'expression est donnée dans l'équation (3.8). Il faut noter que le second et le troisième termes sont regroupés comme la contribution de l'interférence. Nous supposons également que les termes  $\hat{h}_{Sk}$ ,  $\xi_{Sk}$ ,  $\hat{h}_{kD}$ ,  $\xi_{kD}$  et  $\tilde{w}_{kD}$  sont mutuellement indépendants. Le SNR effectif ( $\ddot{\Upsilon}_{kD}$ ) peut alors s'écrire de la manière suivante :

$$\ddot{\Upsilon}_{kD} = \frac{\beta_k^2 |\hat{h}_{Sk}|^2 |\hat{h}_{kD}|^2}{\beta_k^2 \left( |\hat{h}_{kD}|^2 \alpha_{Sk}^2 + |\hat{h}_{Sk}|^2 \alpha_{kD}^2 + \alpha_{Sk}^2 \alpha_{kD}^2 \right) + N_k^{eq}} \quad (3.17)$$

Après développement et simplification, le SNR effectif devient:

$$\ddot{\Upsilon}_{kD} = \frac{\hat{\Upsilon}_{Sk} \hat{\Upsilon}_{kD}}{\hat{\Upsilon}_{Sk} (\Gamma_{kD} + 1) + \hat{\Upsilon}_{kD} (\Gamma_{Sk} + 1) + \Gamma_{Sk} \Gamma_{kD} + \Gamma_{kD} + 1} \quad (3.18)$$



Où  $\hat{\gamma}_{Sk} = E_{\epsilon_{Sk}} |\hat{h}_{Sk}|^2 / N_0$  et  $\hat{\gamma}_{kD} = E_{\epsilon_{kD}} |\hat{h}_{kD}|^2 / N_0$  représentent, respectivement, les estimations des SNRs reçus sur les canaux source- $k^{\text{ème}}$  relais et  $k^{\text{ème}}$  relais -destination. D'autre part,  $\Gamma_{Sk} = E_{\epsilon_{Sk}} \alpha_{Sk}^2 / N_0$ , et  $\Gamma_{kD} = E_{\epsilon_{kD}} \alpha_{kD}^2 / N_0$  sont les contributions des erreurs d'estimation sur les SNRs des canaux correspondants.

Il convient de noter que dans le cas d'une connaissance parfaite des canaux, i.i.d  $\alpha_{ij}^2 = 0$ , et  $(i, j) \in (S, k, D)$ , l'expression SNR effectif ( $\ddot{\gamma}_{kD}$ ) dans l'équation (3.18) devient :

$$\ddot{\gamma}_{kD} = \frac{\gamma_{Sk} \gamma_{kD}}{\gamma_{Sk} + \gamma_{kD} + 1} \quad (3.19)$$

Et de façon équivalente, celle du SNR total dans l'équation (3.14) est réécrite comme :

$$\gamma_D = \gamma_{SD} + \sum_k \frac{\gamma_{Sk} \gamma_{kD}}{\gamma_{Sk} + \gamma_{kD} + 1} \quad (3.20)$$

Ce qui corrobore les expressions rapportées dans la littérature [18-21]

### 3.5 Détecteur ML à sortie soft

Le détecteur à maximum de vraisemblance (ML) effectue une recherche de manière exhaustive du mot de code  $c_i$  ( $c_i \in C$ ) le plus probable, parmi tous les mots de code possibles, à partir d'une séquence reçue  $\hat{y}_D$ , et ce, en maximisant la probabilité  $Pr(\hat{y}_D | s)$ . La solution ML est donnée par [22-23] :

$$\hat{s} = \arg \max_{s \in S} Pr(\hat{y}_D | s) \quad (3.21)$$

Le détecteur ML à sortie soft consiste à déterminer pour chaque bit codé  $c_i$  qui a été transmis, le logarithme du rapport de vraisemblance  $LLR(c_i)$  de la probabilité *a posteriori* (APP). Les valeurs ( $c_i$ ), métriques adoptées dans la décision du détecteur ML, ont l'expression suivante :

$$LLR(c_i) = \log \left[ \frac{Pr(c_i = 1 | \hat{y}_D)}{Pr(c_i = 0 | \hat{y}_D)} \right], \quad i = 1, \dots, \log_2(M). \quad (3.22)$$

Où  $\log_2(M)$  est le nombre de bits mappés en symbole  $s$ . En utilisant le théorème de Bayes, et en supposant que les bits sont équiprobables, l'expression du  $LLR$  devient :

$$LLR(c_i) = \log \left[ \frac{\sum_{s \in S_p^{(1)}} Pr(\hat{y}_D | s)}{\sum_{s \in S_p^{(0)}} Pr(\hat{y}_D | s)} \right] \quad (3.23)$$

Avec  $S_p^{(1)}$  et  $S_p^{(0)}$  étant deux sous-ensembles de symboles  $s$  pour lesquels le bit  $c_i$  a respectivement la valeur 1 ou 0. Les informations pondérées obtenues à la sortie du détecteur ML doivent être introduites dans le Turbo-décodeur pour récupérer les bits d'information transmis par la source.

### 3.6 Résultats et simulations

Dans cette partie, nous présentons les simulations et l'évaluation des performances du système turbo-codage coopératif à relais AaF multiples, proposé pour les canaux de propagation de type Gaussien et Rayleigh. c. Le turbo-encodeur est constitué de deux codeurs RSC identiques avec les caractéristiques suivantes : rendement  $R = 1/3$ , polynôme générateur :  $G = [G_0, G_1] = [7, 5]_8$ , longueur de contrainte :  $K = 3$ . Le système génère succinctement un autre rendement  $R = 1/2$  à partir du premier, grâce à l'opération de poinçonnage (puncturing). Pour plus de clarté, les paramètres de simulation sont répertoriés dans le Tableau 3.1. Les performances obtenues par des simulations de Monte-Carlo, reflètent la qualité de transmission évaluée en termes de la variation du taux d'erreurs binaire (noté BER).

Paramètre	Valeur
Longueur des trames	1024
Type de modulation	BPSK et QPSK
Turbo-Encodeur	RSC, $R = 1/3$ et $1/2$ , $K = 3$ $G_0 = 7, G_1 = 5$ ,
Entrelaceur	Entrelaceur aléatoire (1024 bits)
Turbo-Décodeur	Algorithme MAP
Nombre d'itération	4

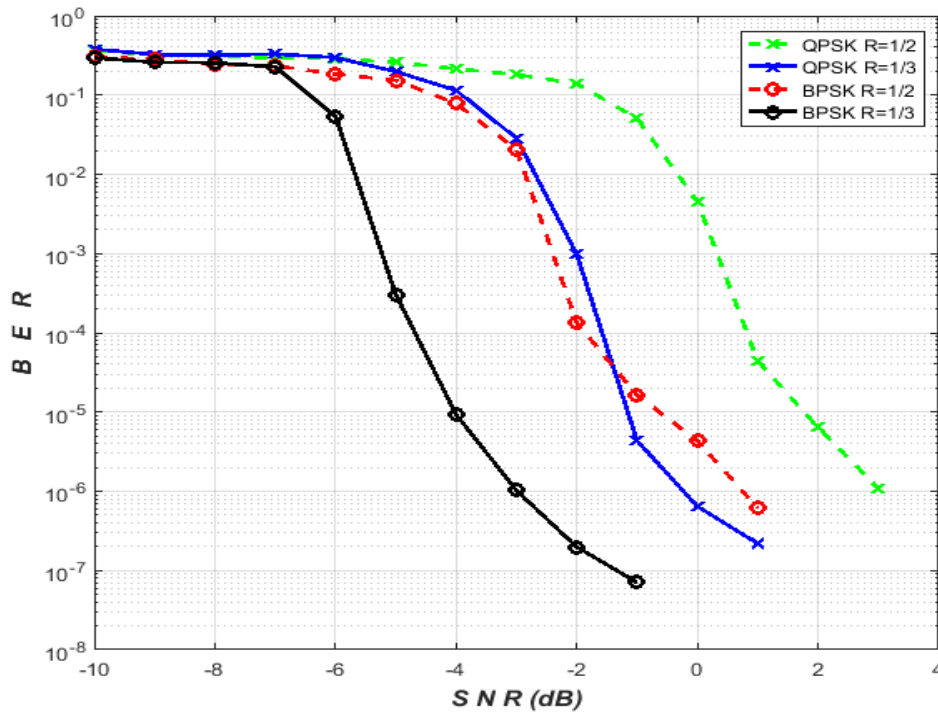
Tableau 3.1 Paramètres de simulation.

#### 3.6.1 Influence du rendement $R$ sur la performance

Dans cette partie, l'effet du taux de codage (rendement) sur la performance en termes de BER du système à turbo-codage coopératif utilisant un seul relais AaF, est étudié en utilisant les modulations BPSK et QPSK sous l'hypothèse d'une connaissance parfaite des canaux ( $\alpha_{ij}^2 = 0$ ).

La figure 3.4 illustre les résultats obtenus sous ces conditions. D'après cette figure, nous constatons que les performances atteintes avec les schémas utilisant les deux taux de codage sont similaires pour des valeurs faibles du SNR ( $\leq -7$ db), et ce dû à l'état défavorable du canal qui ne favorise pas l'exploitation du gain de codage offert par le turbo-encodeur. Par

contre, dans la haute gamme du SNR, une différence de performance est constatée, et une fiabilité supérieure de la donnée reçue est assurée par la structure utilisant l'architecture de turbo codage/décodage de rendement 1/3, et ce indépendamment de la modulation retenue. Par exemple, lorsque le BER requis est fixé à  $10^{-6}$ , opter pour l'architecture à un rendement de 1/2 (poinçonnage) au lieu de 1/3 résulte en une dégradation en termes de SNR de 3,5 dB pour la BPSK et de 3,2 dB pour la QPSK.



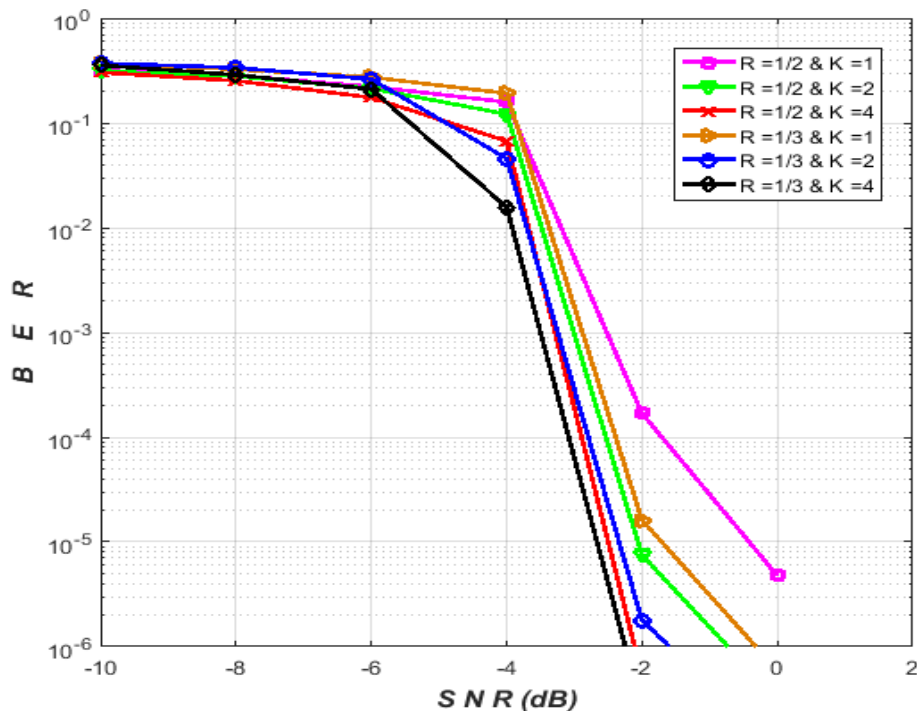
**Figure 3.4** Performance d'un système à turbo-codage coopératif à un seul relais AaF de rendement  $R = [1/3, 1/2]$ , avec les modulations BPSK et QPSK dans un canal de Rayleigh avec un CSI parfait ( $\alpha_{ij}^2 = 0$ ) et  $N = 1024$ .

### 3.6.2 Influence du nombre de relais sur la performance

Dans cette partie, seule la modulation QPSK est considérée. L'effet du nombre de relais sur la performance du système est étudié dans les architectures avec les deux gains de codage précédents, dans les canaux Gaussien et Rayleigh. Il convient de rappeler que dans le cas d'un canal Gaussien les canaux  $h_{ij} = 1$ , et qu'une connaissance parfaite des canaux aux récepteurs est supposée dans le cas d'un canal Rayleigh.

La figure 3.5 illustrant les taux d'erreur binaire dans un canal Gaussien montre que, pour des valeurs de SNR faibles ( $\leq -7$ db), les performances des deux turbo-encodeurs de rendement 1/3 et 1/2 sont presque identiques, quel que soit le nombre de relais. On peut donc déduire que la combinaison du turbo-codage avec la diversité coopérative ne produit pas

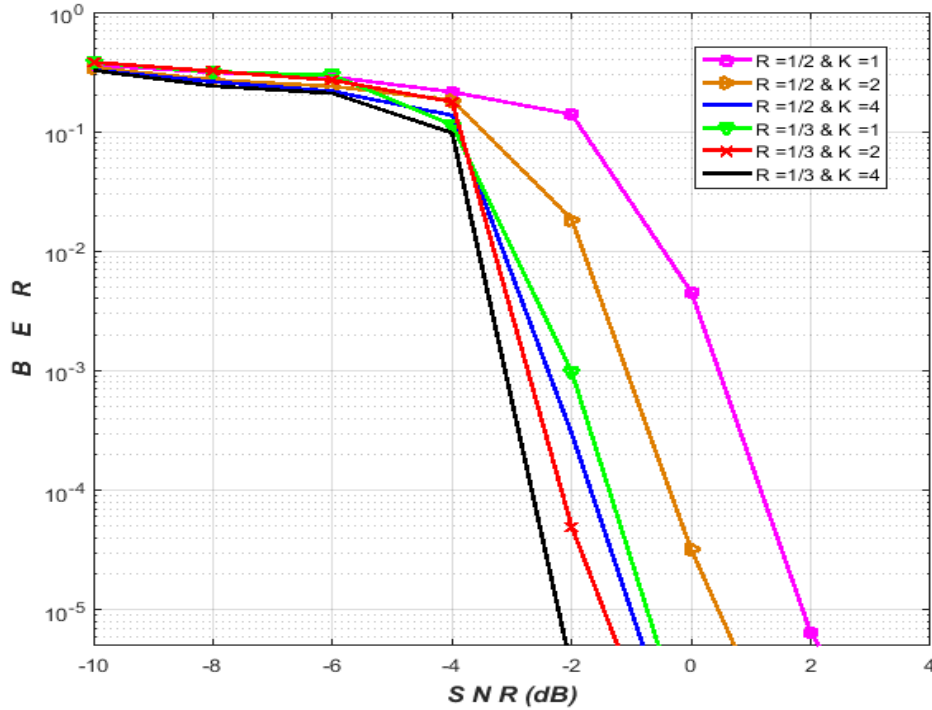
de gain appréciable en SNR lorsque celui-ci est faible. D'autre part, augmenter le rapport signal sur bruit permet d'améliorer les performances, en particulier avec le turbo-encodeur dont le rendement est de  $1/3$ . Nous constatons également que cette performance est d'autant plus améliorée que le nombre de relais est grand (de 1 à 4 relais). En effet, pour un BER requis égal à  $10^{-5}$ , le passage de 1 à 4 relais fournit un gain de 2 dB avec le turbo-encodeur de rendement  $1/2$ , alors que pour celui de rendement  $1/3$ , le gain reste marginal, de l'ordre de 1 dB.



**Figure 3.5** Performance d'un système de turbo-codage coopératif à relais AaF multiples de rendement  $R = [1/3, 1/2]$ , avec la modulation QPSK dans un canal Gaussien avec CSI parfait ( $\alpha_{ij}^2 = 0$ ) et  $N = 1024$ .

La figure 3.6 fournit les résultats correspondants aux performances du même système dans le canal de Rayleigh. Il est clair que les performances sont dégradées dans ce canal par rapport au cas Gaussien. En effet, pour une performance comparable en termes de BER que dans le canal Gaussien, le SNR requis pour un Canal de Rayleigh est plus élevé. Le gain apporté par l'incorporation de la diversité coopérative est notable dans ce cas, pour les architectures basées sur les deux turbo-encodeurs. Nous pouvons voir également que l'amélioration des performances est proportionnelle au nombre de relais  $K$  utilisés, et ce, quel que soit le rendement du turbo-encodeur. Cependant, le gain de performance, fourni par l'augmentation du nombre de relais de 1 à 4 relais, est supérieur à celui obtenu dans le cas

d'un canal Gaussien. En effet, pour un BER requis égal à  $10^{-5}$ , le passage de 1 à 4 relais présente des gains de 3 dB et de 1.8 dB avec un turbo-encodeur de rendement, respectivement, de 1/2 et 1/3.



**Figure 3.6** Performance d'un système de turbo-codage coopératif à relais AaF multiples de rendement  $R = [1/3, 1/2]$ , avec les modulations QPSK dans un canal de Rayleigh avec CSI parfait et  $N = 1024$ .

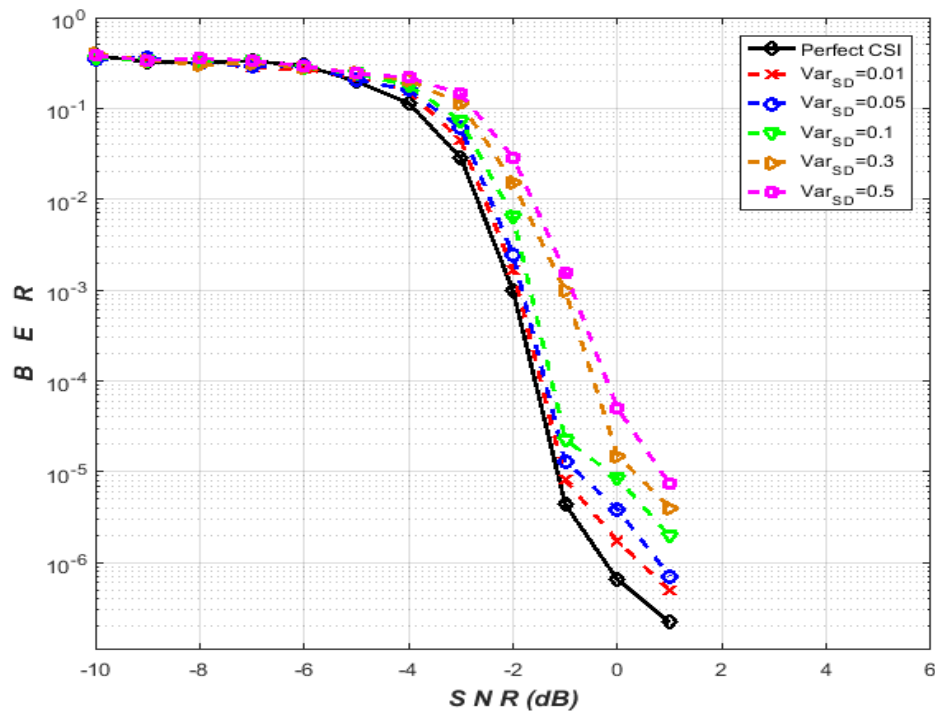
### 3.6.3 Influence des erreurs d'estimation des canaux sur la performance

Dans cette section, nous considérons une connaissance imparfaite des canaux aux récepteurs dans le canal de Rayleigh selon trois scénarios. Dans le premier scénario, les erreurs d'estimation sont supposées présentes uniquement sur le lien direct source-destination, i.e.,  $\alpha_{SD}^2 = Var$ , et  $\alpha_{Sk}^2 = \alpha_{kD}^2 = 0$ . Dans le deuxième scénario, nous considérons une connaissance imparfaite de tous les canaux en supposant la même variance pour les erreurs d'estimation sur ces canaux, i.e.,  $\alpha_{SD}^2 = \alpha_{Sk}^2 = \alpha_{kD}^2 = Var$ , dans le cas d'un turbo-encodeur de rendement  $R = 1/2$ . Dans le troisième scénario, nous fixons  $\alpha_{SD}^2 = 0.1$ ,  $R = 1/2$ , et nous supposons la même variance pour les erreurs d'estimation des canaux source- $k^{ème}$  relais et  $k^{ème}$  relais -destination, c.à.d.,  $\alpha_{Sk}^2 = \alpha_{kD}^2 = Var$ . Les scénarios susmentionnés sont détaillés dans le Tableau 3.2.

Scénario	Paramètres
Scénar.1	$\alpha_{SD}^2 = Var$ , $\alpha_{Sk}^2 = \alpha_{kD}^2 = 0$ , $R = [1/3, 1/2]$ et QPSK
Scénar.2	$\alpha_{SD}^2 = \alpha_{Sk}^2 = \alpha_{kD}^2 = Var$ , $R = 1/2$ et QPSK
Scénar.3	$\alpha_{SD}^2 = 0.1$ , $\alpha_{Sk}^2 = \alpha_{kD}^2 = Var$ , $R = 1/2$ et QPSK

**Tableau 3.2** Paramètres de simulation des différents scénarios avec  $Var \in [0.01, 0.05, 0.1, 0.3, 0.5]$  et  $R = [1/3, 1/2]$ .

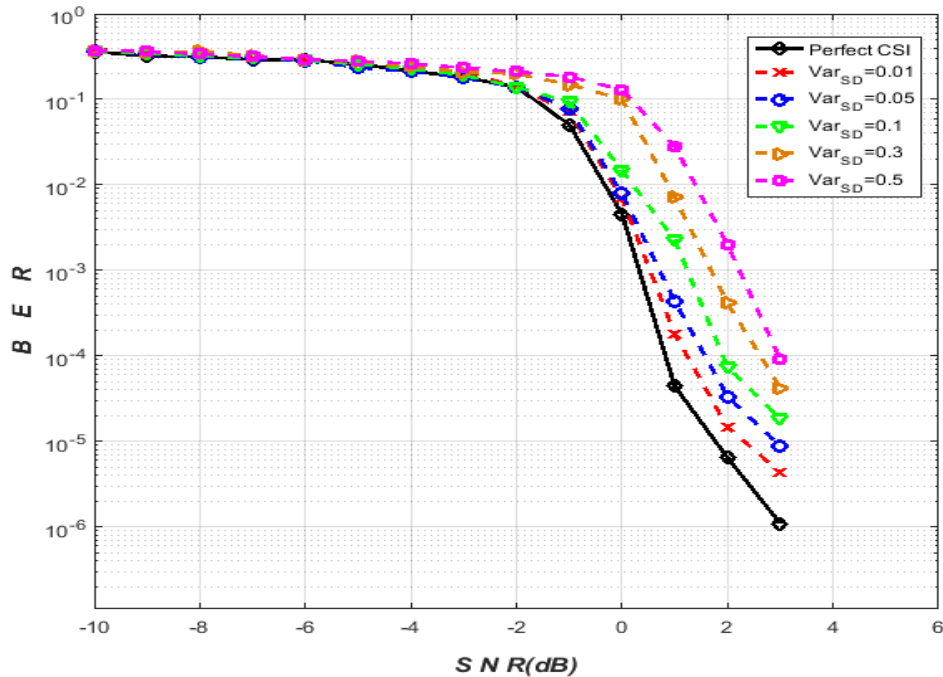
Les figures 3.7 et 3.8 considèrent l'effet de l'erreur d'estimation de canal sur la performance en considérant le scénar.1, donc une connaissance imparfaite du lien direct et une connaissance parfaite des canaux source- $k^{ème}$ relais et  $k^{ème}$ relais –destination. Comme on peut le constater à partir de ces deux figures, pour des valeurs faibles du SNR, les performances obtenues sont quasiment identiques quels que soient  $R$  et  $\alpha_{SD}^2$ .



**Figure 3.7** Performance d'un système de turbo-codage coopératif à relais AaF multiples de rendement  $R = 1/3$ , avec la modulation QPSK, dans un canal de Rayleigh et sous les hypothèses du scénar.1 ( $\alpha_{SD}^2 = Var_{SD}$ ,  $\alpha_{Sk}^2 = \alpha_{kD}^2 = 0$ ).

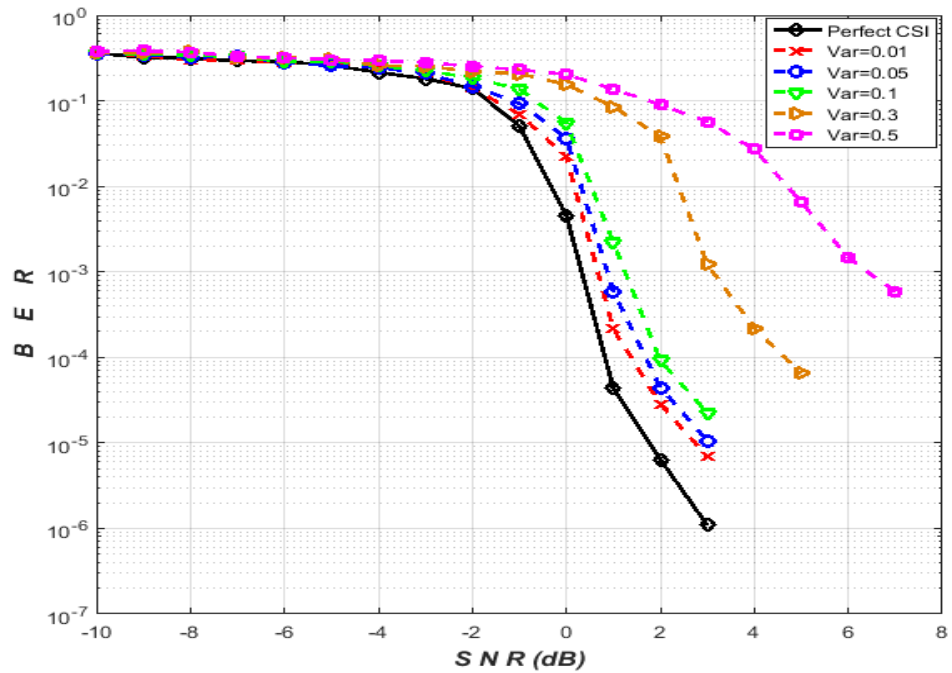
Pour des valeurs élevées du SNR, il est démontré que les performances sont dégradées lorsque la variance d'erreur augmente, et ce dans le cas des deux taux de codage  $1/3$  et  $1/2$ . Cependant, comme on pouvait s'y attendre, la diminution du taux de codage ( $R = 1/3$ ) permet d'offrir une plus grande robustesse face à l'erreur d'estimation de la liaison directe. La dégradation des performances résultant de la diminution de la précision de l'estimation de la

liaison directe reste raisonnable grâce à l'exploitation combinée de la diversité coopérative et du traitement turbo.

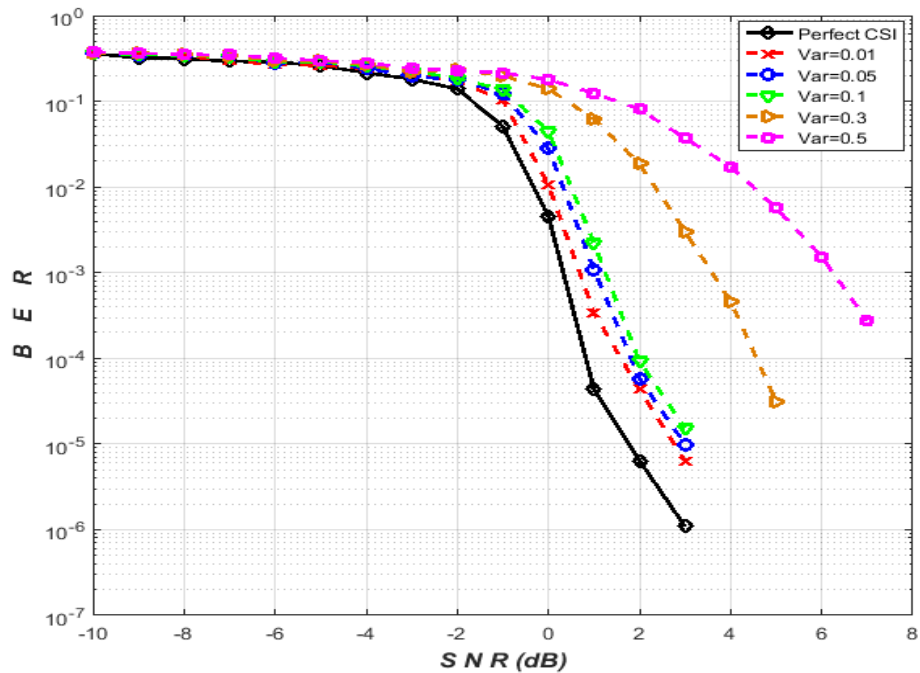


**Figure 3.8** Performance d'un système de turbo-codage coopératif à relais AaF multiples de rendement  $R = 1/2$ , avec la modulation QPSK dans un canal de Rayleigh et sous les hypothèses du scénario 1 ( $\alpha_{SD}^2 = Var_{SD}$ ,  $\alpha_{Sk}^2 = \alpha_{kD}^2 = 0$ ).

La figure 3.9 montre la performance obtenue avec le système proposé dans le cas du scénario 2 avec une connaissance imparfaite de tous les canaux, lorsqu'on considère une variance égale pour les erreurs d'estimation, c.à.d,  $\alpha_{SD}^2 = \alpha_{Sk}^2 = \alpha_{kD}^2 = Var$ . Il est clair de cette figure que la pénalité en termes de performance par rapport au scénario où le lien est parfaitement estimé (courbe noire) est plus importante, en particulier lorsque la variance des erreurs d'estimation augmente. La dégradation devient très sévère quand l'erreur dépasse 10% , ce qui concorde avec la règle citée dans [24]. Il l'en résulte que, quand  $Var \leq 0.1$ , la performance diminue que légèrement. En effet, pour un BER requis égal à  $10^{-4}$ , la dégradation en SNR est inférieure à 1 dB. En revanche, lorsque  $Var > 0.1$ , le BER devient très élevé. Même dans ces conditions, dans le pire des cas simulés, où la variance d'estimation atteint la valeur de 0,5, la communication devient sans erreur lorsque le SNR  $> 8$  dB, ce qui est tout à fait acceptable dans de nombreuses applications sans-fils.



**Figure 3.9** Performance d'un système de turbo-codage coopératif à relais AaF multiples de rendement  $R = 1/2$ , avec la modulation QPSK dans un canal de Rayleigh, et sous les hypothèses du scénar.2 : ( $\alpha_{SD}^2 = \alpha_{Sk}^2 = \alpha_{kD}^2 = Var$ ).



**Figure 3.10** Performance d'un système de turbo-codage coopératif à relais AaF multiples de rendement  $R = 1/2$ , avec la modulation QPSK dans un canal de Rayleigh et sous les hypothèses du scénar.3 : ( $\alpha_{SD}^2 = 0.1$  et  $\alpha_{Sk}^2 = \alpha_{kD}^2 = Var$ ).

Dans la figure 3.10, nous présentons les résultats en BER en considérant le scénar.3 sous l'hypothèse d'un CSI imparfait avec  $\alpha_{SD}^2 = 0.1$  et  $R = 1/2$ , et en faisant varier les



variances des erreurs d'estimation sur les autres liens. Nous observons que les performances du système de turbo-coopératif proposé se dégradent lorsque  $\alpha_{Sk}^2$  et  $\alpha_{kD}^2$  augmentent. Nous remarquons que lorsque  $0.01 \leq \alpha_{Sk}^2 = \alpha_{kD}^2 \leq 0.1$ , les BERs sont presque similaires et la détérioration est insignifiante, puisqu'elle est inférieure à 0.5 dB pour un BER =  $10^{-5}$ . D'autre part, elle devient très sévère lorsque les erreurs dépassent 10%, car une mauvaise estimation du canal fournit très souvent des symboles erronés au nœud de destination à haut SNR. Cependant, cette dégradation reste tolérable pour la communauté scientifique.

### 3.7 Conclusion

Dans ce présent chapitre, nous avons analysé et évalué les performances d'un système de turbo-codage coopératif à relais AaF multiples, en utilisant la combinaison MRC et la détection ML au niveau de la destination. Nous avons aussi déterminé l'expression du SNR effectif. Nous avons également évalué l'influence de certains paramètres sur la performance du système tels que : le rendement du turbo-encodeur et le nombre de relais. Nous avons montré, à travers les résultats obtenus, qu'un turbo-encodeur de rendement inférieur, exhibe de meilleures performances, et que celles-ci s'améliorent de plus en plus avec l'augmentation du nombre de relais. Nous avons également étudié l'impact d'une connaissance imparfaite des canaux aux récepteurs sur la performance selon trois scénarios dans le cas d'un canal de Rayleigh. Il est à noter que la diversité coopérative associée à la détection turbo itérative permet de maintenir une qualité de liaison de canal viable, même en présence d'erreurs d'estimation élevées de canal. Dans le but d'améliorer davantage les performances des réseaux coopératifs, nous proposerons dans le chapitre qui suit, une nouvelle technique pour la construction d'un bloc STBC distribué (D-STBC).

## REFERENCES

- [1] E. Telatar, "Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 06, pp. 585–595, 2009.
- [2] M. Gesbert, Shafi, D. Shiu, P. Smith and A. Naguib, "From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space Time Coded Wireless Systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 03, pp. 281–302, 2003.
- [3] D. Shafi, Gesbert, D. s. Shiu, P. Smith and W. Tranter, "Guest editorial: MIMO systems and applications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 03, pp. 277–280, 2003.
- [4] E. Sendonaris, Erkip and B. Aazhang, "User cooperation diversity, part I and part II," *IEEE Transaction on Communications*, vol. 51, no. 11, pp. 1927–1948, 2003.
- [5] J. N. Laneman, D. N. C. Tse and G. W. Wornell, "Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062–3080, 2004.
- [6] V. Savin, D. Declercq and S. Pfletschinger, "Multi-relay cooperative NB-LDPC coding with non-binary repetition codes over block-fading channels," in *2012 Proceedings of the 20th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Bucharest, Romania, 27-31 August 2012.
- [7] J. Laneman, "Cooperative diversity in wireless network: Algorithms and architectures," PhD Dissertation, Massachusetts Institute of Technology, MA, USA, 2002.
- [8] M. Janani, A. Hedayat, T. E. Hunter and A. Nosratinia, "Coded Cooperation in Wireless Communications: Space Time Transmission and Iterative Decoding," *IEEE Transaction on Signal Processing*, vol. 52, no. 02, pp. 362–371, 2004.
- [9] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima, "Near shannon limit error-correcting coding and decoding," in *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Geneva, Switzerland, 23-26 May 1993.
- [10] M. Janani, A. Hedayat, T. Hunter and A. Nosratinia, "Coded Cooperation in Wireless Communications: Space-time transmission and iterative decoding," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 362–371, 2004.
- [11] B. Zhao and M. C. Valenti, "Distributed Turbo Coded Diversity for the Relay Channel," *Electronic Letters*, vol. 39, no. 10, pp. 786–787, 2003.
- [12] C. N. Deshmukh and V. T. Ingole, "Decode and Forward Cooperative Diversity for Modified SV Model Based UWB Communication," *International Journal of Scientific & Engineering Research*, vol. 6, no. 1, p. 1212–1218, 2015.
- [13] H. A. Suraweera, M. Soysa, C. Tellambura and H. K. Garg, "Performance analysis of partial relay selection with feedback delay," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 17, no. 06, pp. 531–534, 2010.

- [14] M. Seyfi, S. Muhaidat and J. Liang, "Performance analysis of relay selection with feedback delay and channel estimation errors," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 18, no. 01, pp. 67-70, 2011.
- [15] T. Yoo, E. Yoon and A. Goldsmith, "MIMO capacity with channel uncertainty: does feedback help?," *IEEE Global Telecommunications Conference ( GLOBECOM '04)*, 29 November-03 December. 2004.
- [16] H. Seungyoup, A. Seongwoo, O. Eunsung and H. Daesik, "Effect of Channel-Estimation Error on BER Performance in Cooperative Transmission," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 04, pp. 2083-2088, 2009.
- [17] K. Ghanem, T. Denidni and F. Ghanem, "Modified-rate-quantization algorithm for multiple-input multiple-output systems," *Journal of Wireless Personal Communications*, vol. 43, no. 4, pp. 1241-1255, 2007.
- [18] S. Ikki and H. Mohamed, "Performance Analysis of Cooperative Diversity Wireless Networks over Nakagami-m Fading Channel," *IEEE Communications Letters*, vol. 11, no. 4, pp. 334-336, 2007.
- [19] T. Nechiporenko, P. Kalansuriya and C. Tellambura, "Performance of Optimum Switching Adaptive M-QAM for Amplify-and-Forward Relays," *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, vol. 58, no. 5, pp. 2258-2268, 2009.
- [20] A. Ribeiro, X. Cai and G. B. Giannakis, "Symbol Error Probabilities for General Cooperative Links," *IEEE Transactions On Wireless Communications*, vol. 4, no. 3, pp. 1264-1273, 2005.
- [21] T. A. Tsiftsis, G. K. Karagiannidis, S. A. Kotsopoulos and F. Pavlidou, "BER analysis of collaborative dual-hop wireless transmissions," *Electronics Letters*, vol. 40, no. 11, pp. 679-680, 2004.
- [22] B. Steingrimsson, L. Zhi-Quan and W. Kon Max, "Soft quasi-maximum-likelihood detection for multiple-antenna wireless channels," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 11, pp. 2710-2719, 2003.
- [23] B. Chwald and S. Ten Brink, "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 3, pp. 389-399, 2003.
- [24] A. Paulraj and R. Nabar, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2006.

# Evaluation des Performances du Codage STBC Distribué dans les Réseaux Coopératifs à Relais AaF et DaF

## Sommaire

---

4.1	Introduction.....	75
4.2	Modèle du système .....	76
4.2.1	Construction du code D-STBC .....	77
4.3	Reconstruction du code D-STBC.....	80
4.4	Analyse des performances.....	82
4.4.1	Probabilité d'erreur au nœud de relais .....	83
4.4.2	Probabilité d'erreur au nœud de destination .....	83
4.4.3	Résultats de simulation .....	84
4.5	Étude des performances d'un système Turbo-BICM DaF D-STBC.....	88
4.5.1	Turbo-décodeur BICM .....	90
4.5.2	Résultats de simulation .....	92
4.6	Conclusion .....	96
	REFERENCES.....	97

---

## 4.1 Introduction

Les communications coopératives sont largement considérées comme un candidat prometteur pour les futurs systèmes de communication sans fil, en raison de leurs avantages inhérents tels que : la collaboration entre les différentes unités déjà déployées, l'extension de la couverture cellulaire, et la garantie d'une transmission fiable [1-2]. En effet, l'idée de coaliser plusieurs antennes sur différents nœuds, créant ainsi des configurations 'MIMO virtuelles' tirant parti de la diversité spatiale, a suscité récemment un intérêt croissant, tant dans la recherche que dans l'industrie [3-9].

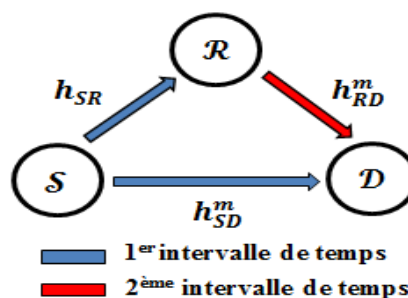
Le concept de codage spatio-temporel distribué (D-STBC) remonte aux travaux de la référence [10], où deux relais équipés d'une seule antenne étaient utilisés pour assister et soutenir le lien source-destination dans le but de créer le code D-STBC. Ensuite, des alternatives reposant sur la communication à relais bidirectionnelle ont été proposées dans les travaux rapportés dans [11-12]. Dans la stratégie D-STBC, le processus de transmission se déroule en deux phases. Dans la première phase, appelée phase de diffusion, deux nœuds sources, ou plus, envoient les symboles aux nœuds relais, tandis que dans la seconde phase, appelée phase d'accès multiple, les nœuds relais transmettent simultanément les signaux reçus aux nœuds destination.

En considérant les mécanismes du codage D-STBC, une grande partie de la littérature a traité des mécanismes de relais half-duplex (HD) et full-duplex (FD), en raison de leur capacité à obtenir une diversité complète et un gain de codage notable dans les canaux de transmission sans fil à évanouissement multi-trajets [13- 14]. Au meilleur de notre connaissance, pour la construction du bloc D-STBC, trois techniques clés ont été adoptées dans la littérature. La première approche nécessite des canaux temporels supplémentaires par rapport aux autres alternatives [15]. En général, dans un tel schéma, chaque élément du bloc STBC, envoyé via les liens source-destination et source-relais, est exploité uniquement pour la diversité. Il faut donc huit créneaux de temps pour que ce schéma de diversité envoie deux symboles. La seconde technique repose sur l'incorporation de plusieurs antennes dans le nœud relais [12-13, 16], tandis que la dernière nécessite la collaboration de deux relais ou plus [3, 17-18]. Cependant, le recours à un plus grand nombre d'antennes au niveau des relais pour atteindre un débit de données plus élevé pourrait devenir un défi en raison des contraintes de puissance et de complexité, qui augmentent avec l'augmentation du nombre des antennes utilisées.

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle solution D-STBC prenant en compte ces contraintes en incorporant des nœuds (source et relais) équipés uniquement d'une seule antenne, et adoptant les protocoles de relaying DaF ou AaF. En faisant coopérer les nœuds source et relais, et en proposant un traitement simple à la destination, le nouveau schéma utilise uniquement quatre créneaux temporels pour générer artificiellement le bloc D-STBC. En appliquant un égaliseur linéaire de zéro forcing (ZF), les deux symboles transmis dans le bloc D-STBC sont récupérés. L'extension à plusieurs antennes à la destination est directe et simple car elle implique seulement une redéfinition de la nouvelle matrice de canaux, sur laquelle l'égaliseur linéaire ZF est appliqué. Le scénario de plusieurs relais est également pris en compte et le combineur à taux maximal (MRC) des signaux provenant des différents relais est réalisé. La deuxième contribution de ce chapitre est la dérivation d'une expression analytique de la probabilité d'erreur du schéma proposé avec le protocole de relaying DaF, qui s'avère être parfaitement adapté à celle atteinte par simulations. Afin d'améliorer les performances de notre système dans le cas d'une connaissance imparfaite des canaux aux récepteurs (relais et destination), nous proposons d'introduire la modulation codée avec entrelacement de bits (BICM).

## 4.2 Modèle du système

Dans cette partie, nous considérons un réseau coopératif composé d'une source, un relais et une destination (voir Figure 4.1). La source et le relais sont équipés d'une seule antenne omnidirectionnelle et fonctionnent en mode half-duplex, tandis que la destination est équipée de  $R_x$  antennes formant ainsi les différentes configurations, notées 2 by  $R_x$ . Les informations sont transmises de la source au nœud de destination via à la fois le lien direct et le nœud relais.



**Figure 4. 1** Principe de la transmission par relaying

Nous supposons également que toutes les liaisons sont soumises à un évanouissement quasi-statique de Rayleigh, c'est-à-dire que le canal reste constant sur un bloc contenant deux intervalles de transmission, et varie de manière aléatoire avec chaque bloc. Les coefficients d'évanouissement sont supposés connus à la fois par les nœuds relais et destination.

### 4.2.1 Construction du code D-STBC

Soit  $\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_L]$  la séquence d'information originale générée au niveau du nœud source, formant une séquence complexe de symboles  $\mathbf{S} = \Phi[\mathbf{b}] = [s_1, s_2, \dots, s_N]$ , suite à une modulation de type  $M$ -PSK, avec  $M$  étant la taille de la constellation, et  $N = L / \log_2 M$  la longueur de la trame. Durant la première phase "phase de diffusion", et avant la transmission, la source restructure la trame de données sous la forme  $[s_1, -s_2^*, s_3, -s_4^* \dots, -s_N^*]$ , construisant ainsi le premier vecteur du code STBC transmis  $[s_i, -s_{i+1}^*]$ , qui est ensuite acheminé vers les nœuds relais et destination pendant les intervalles de transmission définis dans notre protocole comme 1 et 3, avec une puissance d'émission  $\mathcal{E}_S$ . Il convient de rappeler que les intervalles de transmission font référence aux fenêtres temporelles pour le mécanisme de transmission du bloc STBC entier.

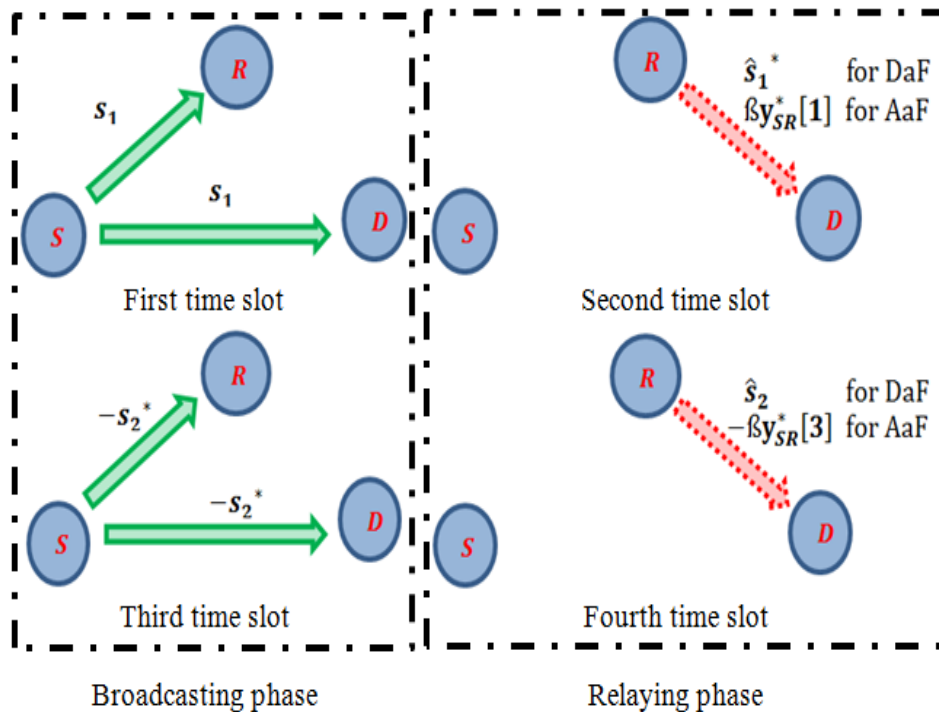


Figure 4.2 Différentes phases pour la transmission D-STBC

Le schéma synoptique de la technique proposée est illustré dans la figure 4.2 dans le cas des deux relayages DaF et AaF. Les vecteurs  $2 \times 1$  des symboles reçus à chaque élément d'antenne de la destination et au relais, en provenance du nœud source, et notés respectivement  $\mathbf{y}_{SD} = [y_{SD}^m[1], y_{SD}^m[3]]^T$  et  $\mathbf{y}_{SR} = [y_{SR}[1], y_{SR}[3]]^T$ , sont donnés par :

$$y_{SD}^m[k] = \sqrt{\mathcal{E}_s} h_{SD}^m s[k] + w_{SD}^m[k] \quad (4.1)$$

$$y_{SR}[k] = \sqrt{\mathcal{E}_s} h_{SR} s[k] + w_{SR}[k] \quad (4.2)$$

Où  $m$  est l'indice de l'antenne de réception,  $k$  est l'intervalle de transmission,  $s[k] = s_i, -s_{i+1}^*$  pour, respectivement,  $k = 1, 3$ ,  $h_{SD}^m$  et  $h_{SR}$  sont, respectivement, les gains des canaux source- $m^{\text{ème}}$  antenne de la destination et source-relais, supposés être ZMCSCG de variance  $\sigma_{SD}^{m^2}$  et  $\sigma_{SR}^2$ . Les termes  $w_{SD}^m$  et  $w_{SR}$  sont des bruits AWGN reçus, respectivement, à la  $m^{\text{ème}}$  antenne de la destination et au relais, de moyenne nulle et de variance  $N_0$  i.e.,  $\mathcal{CN}(0, N_0)$ . En notant  $\gamma_{SD}^m = |h_{SD}^m|^2 \mathcal{E}_s / N_0$  et  $\gamma_{SR} = \mathcal{E}_s |h_{SR}|^2 / N_0$  les SNR instantanés reçus, respectivement, par la branche d'indice  $m$  du lien source-destination et par le relais, les fonctions de densité de probabilité (PDF<sup>1</sup>) associées sont exprimées comme suit :

$$p_{\gamma_{SD}^m}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}_{SD}^m} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{SD}^m}\right) \quad (4.3)$$

$$p_{\gamma_{SR}}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}_{SR}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{SR}}\right) \quad (4.4)$$

Où  $\bar{\gamma}_{SD}^m$  et  $\bar{\gamma}_{SR}$  sont les SNRs moyens, respectivement, de la branche d'indice  $m$  des liens source-destination et source-relais.

#### 4.2.1.1 Relais DaF

Dans cette section, nous considérons une connaissance parfaite du canal  $\mathcal{S}-\mathcal{R}$  par le relais. Dans ce cas, le relais détecte les symboles transmis en procédant à une détection à maximum de vraisemblance ML maximisant la probabilité  $Pr(y_{SR} | s)$ . Par conséquent, la solution ML pourrait être formulée comme suit:

$$\hat{s}[k] = \arg \min_{s \in \mathcal{S}} \|\mathbf{y}_{SR}[k] - \sqrt{\mathcal{E}_s} h_{SR} s[k]\|^2, \quad k = 1, 3 \quad (4.5)$$

<sup>1</sup> Probability Density Function



Il est à noter qu'il est obligatoire pour chaque transmission que le signal reçu par le relais soit correctement détecté pour garantir un transfert ultérieur sans erreur vers la destination. Subséquemment, les symboles décodés au nœud relais, notés  $\hat{s}_i$  et  $-\hat{s}_{i+1}^*$ , supposés corrects, sont conjugués (pour la partie  $\hat{s}_i$ ), puis conjugués et inversés (pour  $-\hat{s}_{i+1}^*$ ), afin de préparer la génération de la deuxième ligne du bloc STBC qui produirait  $[\hat{s}_i^*, \hat{s}_{i+1}]$ . Ensuite, à la phase de relayage, les signaux résultants au relais sont finalement transmis à chaque antenne du nœud de destination dans les intervalles de transmission 2 et 4. Par conséquent, chaque terme peut être décrit comme suit:

$$y_{RD}^m[k] = \sqrt{\mathcal{E}_r} h_{RD}^m \hat{s}^{DaF}[k] + w_{RD}^m[k] \quad (4.6)$$

Où  $\hat{s}^{DaF}[k] = \hat{s}_i^*, \hat{s}_{i+1}$  pour, respectivement,  $k = 2, 4$ . Nous précisons que ces signaux sont réordonnés à la destination avant leur combinaison. Ici,  $h_{RD}^m$  et  $w_{RD}^m$  désignent, respectivement, pour la  $m^{\text{ème}}$  antenne de réception à la destination, le coefficient du canal  $\mathcal{R}-\mathcal{D}$ , et le bruit AWGN  $\mathcal{CN}(0, N_0)$ . Comme précédemment, nous notons  $\gamma_{RD}^m = |h_{RD}^m|^2 \mathcal{E}_r / N_0$  le SNR instantané reçu par la branche d'indice  $m$  du lien relais-destination où la fonction de densité de probabilité peut être exprimée comme suit :

$$p_{Y_{RD}}^m(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}_{RD}^m} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{RD}^m}\right) \quad (4.7)$$

Où  $\bar{\gamma}_{RD}^m$  est le SNR moyen du canal à évanouissement de Rayleigh entre le relais et la destination.

#### 4.2.1.2 Relais AaF

Dans le cas d'un relais AaF, un facteur d'amplification de valeur  $\beta = \sqrt{\mathcal{E}_s(\mathcal{E}_s |h_{SR}|^2 + N_0)^{-1}}$  est utilisé au niveau du relais, pour maintenir une puissance d'émission moyenne fixe entre la source et le relais. Ensuite, comme pour l'alternatif DaF, la deuxième ligne du code STBC est produite à partir du signal amplifié en appliquant correctement les opérations de conjugaison et d'inversion de signe, i.e., respectivement,  $x^{AaF}[k] = \beta y_{SR}^*[1]$ , and  $-\beta y_{SR}^*[3]$ . Durant la phase de relayage, le signal résultant est transmis à la  $m^{\text{ème}}$  antenne de réception à la destination dans les intervalles de transmission 2 et 4, et les signaux reçus sont donnés par:

$$y_{RD}^m[k] = \sqrt{\mathcal{E}_r} h_{RD}^m x^{AaF}[k] + w_{RD}^m[k] \quad (4.8)$$

En substituant l'expression de  $x^{AaF}[k]$  dans l'équation (4.5), nous obtenons :

$$\mathbf{y}_{RD}^m[k] = \sqrt{\mathcal{E}_s \mathcal{E}_r} \beta h_{SR}^* h_{RD}^m s^{AaF}[k] + w_{SRD}^m[k] \quad (4.9)$$

Où  $s^{AaF}[k] = s_i^*, s_{i+1}$  pour  $k = 2, 4$ , et  $w_{SRD}^m[2] = w_{RD}^m[2] + \sqrt{\mathcal{E}_r} \beta h_{RD}^m w_{SR}^*[1]$  et  $w_{SRD}^m[4] = w_{RD}^m[4] - \sqrt{\mathcal{E}_r} \beta h_{RD}^m w_{SR}^*[3]$  correspondent aux bruits équivalents définis comme  $\mathcal{CN}(0, N_0^{eq}[k])$  où les variances sont données, respectivement, par :  $N_0^{eq}[2] = (1 + \mathcal{E}_r \beta^2 |h_{RD}^m|^2)$  et  $N_0^{eq}[4] = (1 - \mathcal{E}_r \beta^2 |h_{RD}^m|^2)$ . Le SNR instantané au niveau de chaque antenne à la destination en présence de relayage AaF est donné par :

$$\gamma_R^m = \frac{\gamma_{SR} \gamma_{RD}^m}{\gamma_{SR} + \gamma_{RD}^m + 1} \quad (4.10)$$

### 4.3 Reconstruction du code D-STBC

Afin de récupérer les symboles originalement transmis  $s_1$  et  $s_2$ , les signaux provenant des noeuds source et relais sont combinés à la destination, pour produire le signal  $2Rx \times 1$  suivant :

$$\mathbf{y}_D = \mathbf{y}_{SD} + \mathbf{y}_{RD} \quad (4.11)$$

Il convient de noter que le signal  $\mathbf{y}_D$  utilise les signaux reçus pendant les quatre intervalles de transmission pour générer la sortie combinée de chaque antenne de réception à la destination. Par conséquent, l'expression du signal correspondant à chaque antenne est donnée par :

$$\mathbf{y}_D^m(i) = \mathbf{y}_{SD}^m(1) + \mathbf{y}_{RD}^m(4) \quad (4.12)$$

$$\mathbf{y}_D^m(i+1) = \mathbf{y}_{SD}^m(3) + \mathbf{y}_{RD}^m(2) \quad (4.13)$$

Ensuite, en considérant le protocole de relayage (RP) (qu'il soit AaF ou DaF), et en effectuant les mêmes modifications pour récupérer les symboles originaux comme dans l'approche STBC conventionnelle, l'équation (4.11) pourrait être réécrite sous forme matricielle comme suit:

$$\mathbf{y}_D^{2byRx} = \mathbf{H}_{RP}^{2byRx} \mathbf{v} + \mathbf{w}_{RP}^{2byRx}, \quad RP \in (\text{AaF}, \text{DaF}) \quad (4.14)$$

Où  $\mathbf{v} = [s_1 \ s_2]^T$  est le vecteur  $2 \times 1$  des symboles transmis,  $\mathbf{w}_{RP}^{2byRx}$  est le vecteur  $2Rx \times 1$  du bruit AWGN équivalent et  $\mathbf{H}_{RP}^{2byRx}$  est la matrice du canal équivalent de dimension  $2Rx \times 2$ . Le vecteur  $\mathbf{w}_{RP}^{2byRx}$  et la matrice  $\mathbf{H}_{RP}^{2byRx}$  sont donnés par les expressions suivantes dépendamment de l'ordre du code et du RP :

Pour une configuration D-STBC 2by1 ( $Rx = 1$ ), avec un relais DaF:

$$\mathbf{H}_{DaF}^{2by1} = \begin{bmatrix} \sqrt{\mathcal{E}_s} h_{SD}^{Rx1} & \sqrt{\mathcal{E}_r} h_{RD}^{Rx1} \\ \sqrt{\mathcal{E}_r} (h_{RD}^{Rx1})^* & -\sqrt{\mathcal{E}_s} (h_{SD}^{Rx1})^* \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}_{DaF}^{2by1} = \begin{bmatrix} w_{SD}^{Rx1}[1] + w_{RD}^{Rx1}[2] \\ (w_{SD}^{Rx1}[1])^* + (w_{RD}^{Rx1}[2])^* \end{bmatrix}$$

Pour une configuration D-STBC 2by1 ( $Rx = 1$ ), avec un relais AaF:

$$\mathbf{H}_{AaF}^{2by1} = \begin{bmatrix} \sqrt{\mathcal{E}_s} h_{SD}^{Rx1} & \sqrt{\mathcal{E}_s \mathcal{E}_r} \beta h_{SR}^* h_{RD}^{Rx1} \\ \sqrt{\mathcal{E}_s \mathcal{E}_r} \beta h_{SR} (h_{RD}^{Rx1})^* & -\sqrt{\mathcal{E}_s} (h_{RD}^{Rx1})^* \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}_{AaF}^{2by1} = \begin{bmatrix} w_{SD}^{Rx1}[1] + w_{SRD}^{Rx1}[1] \\ (w_{SD}^{Rx1}[1])^* + (w_{SRD}^{Rx1}[2])^* \end{bmatrix}$$

Pour une configuration D-STBC 2by2 ( $Rx = 2$ ), avec un relais DaF:

$$\mathbf{H}_{DaF}^{2by2} = \begin{bmatrix} \sqrt{\mathcal{E}_s} h_{SD}^{Rx1} & \sqrt{\mathcal{E}_r} h_{RD}^{Rx1} \\ \sqrt{\mathcal{E}_s} h_{SD}^{Rx2} & \sqrt{\mathcal{E}_r} h_{RD}^{Rx2} \\ \sqrt{\mathcal{E}_r} (h_{RD}^{Rx1})^* & -\sqrt{\mathcal{E}_s} (h_{SD}^{Rx1})^* \\ \sqrt{\mathcal{E}_r} (h_{RD}^{Rx2})^* & -\sqrt{\mathcal{E}_s} (h_{SD}^{Rx2})^* \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}_{DaF}^{2by2} = \begin{bmatrix} w_{SD}^{Rx1}[1] + w_{RD}^{Rx1}[2] \\ w_{SD}^{Rx2}[1] + w_{RD}^{Rx2}[2] \\ (w_{SD}^{Rx1}[1])^* + (w_{RD}^{Rx1}[2])^* \\ (w_{SD}^{Rx2}[1])^* + (w_{RD}^{Rx2}[2])^* \end{bmatrix}$$

Pour une configuration D-STBC 2by2 ( $Rx = 2$ ), avec un relais AaF:

$$\mathbf{H}_{AaF}^{2by2} = \begin{bmatrix} \sqrt{\mathcal{E}_s} h_{SD}^{Rx1} & \sqrt{\mathcal{E}_s \mathcal{E}_r} \beta h_{SR}^* h_{RD}^{Rx1} \\ \sqrt{\mathcal{E}_s} h_{SD}^{Rx2} & \sqrt{\mathcal{E}_s \mathcal{E}_r} \beta h_{SR}^* h_{RD}^{Rx2} \\ \sqrt{\mathcal{E}_s \mathcal{E}_r} \beta h_{SR} (h_{RD}^{Rx1})^* & -\sqrt{\mathcal{E}_s} (h_{SD}^{Rx1})^* \\ \sqrt{\mathcal{E}_s \mathcal{E}_r} \beta h_{SR} (h_{RD}^{Rx2})^* & -\sqrt{\mathcal{E}_s} (h_{SD}^{Rx2})^* \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}_{AaF}^{2by2} = \begin{bmatrix} w_{SD}^{Rx1}[1] + w_{SRD}^{Rx1}[1] \\ w_{SD}^{Rx2}[1] + w_{SRD}^{Rx2}[1] \\ (w_{SD}^{Rx1}[1])^* + (w_{SRD}^{Rx1}[2])^* \\ (w_{SD}^{Rx2}[1])^* + (w_{SRD}^{Rx2}[2])^* \end{bmatrix}$$

Il est facile de vérifier que  $\mathbf{H}_{RP}^{2byRx}$  est une matrice complexe orthogonale, et cela quel que soit le protocole de relayage ou le nombre d'antennes  $Rx$  à la réception, comme suit :

$$(\mathbf{H}_{RP}^{2byRx})^\dagger \mathbf{H}_{RP}^{2byRx} = \left( \sum_{j=1}^{2Rx} |\mathbf{H}_{RP}^{2byRx}(j, 1)|^2 \right) \mathbf{I}_2 \quad (4.15)$$

Afin d'obtenir le vecteur  $\mathbf{v}$  des symboles transmis dans l'équation (4.14), un égaliseur linéaire de type ZF est incorporé en appliquant la pseudo-inverse de Moore-Penrose de la matrice du canal équivalent et qui est définie par :

$$\mathbf{G}_{RP}^{2byRx} = \left( (\mathbf{H}_{RP}^{2byRx})^\dagger \mathbf{H}_{RP}^{2byRx} \right)^{-1} (\mathbf{H}_{RP}^{2byRx})^\dagger \quad (4.16)$$

La détection des symboles  $s_1$  et  $s_2$  peut alors se faire séparément :

$$\begin{bmatrix} \hat{S}_i^{ZF} \\ \hat{S}_{i+1}^{ZF} \end{bmatrix} = \mathbf{G}_{RP}^{2byRx} \mathbf{Y}_D^{2byRx} \quad (4.17)$$

Une architecture simple plus généralisée du schéma que nous avons proposé est obtenue en augmentant le nombre de relais afin d'améliorer la fiabilité des données reçues, en utilisant uniquement un combineur à taux maximal (MRC) à la destination pour les signaux reçus des différents relais, comme indiqué ci-dessous:

$$y_{RD_{MRC}}^m[i] = \sum_{k=1}^K (h_{R_k D}^m)^* y_{R_k D}^m[i], \quad \text{Pour le protocole de relaying AaF} \quad (4.18)$$

$$y_{RD_{MRC}}^m[i] = \sum_{k=1}^K (h_{S R_k}^* h_{R_k D}^m)^* y_{R_k D}^m[i], \quad \text{Pour le protocole de relaying DaF} \quad (4.19)$$

Où  $K$  est le nombre de relais. Ensuite, en substituant le terme  $y_{RD}^m$  dans les équations (4.12) et (4.13) par  $y_{RD_{MRC}}^m$  défini dans les équations (4.18) et (4.19), l'approche reste la même pour l'estimation des symboles transmis  $s_1$  et  $s_2$ .

## 4.4 Analyse des performances

La probabilité d'erreur de bout en bout du schéma D-STBC résultant est exprimée comme suit:

$$P_b = P_b^{SR}(\gamma_{SR}) P_b^{SD}(\gamma_{SD}) + P_b^{SRD}(\gamma_{SRD}) [1 - P_b^{SR}(\gamma_{SR})] \quad (4.20)$$

Où  $P_b^{SR}(\cdot)$ ,  $P_b^{SD}(\cdot)$  dénotent les probabilités d'erreur dans les liens correspondants, et  $\gamma_{SD}$  et  $\gamma_{SRD}$  sont respectivement les SNRs des liens direct et source-relais-destination.  $P_b^{SRD}(\cdot)$  est la probabilité d'erreur associée à un canal à relais, et peut être exprimée dans le cas d'un protocole DaF comme suit [19]:

$$P_b^{SRD}(\gamma_{SRD}) = [1 - P_b^{RD}(\gamma_{RD})]P_b^{SR}(\gamma_{SR}) + [1 - P_b^{SR}(\gamma_{SR})]P_b^{RD}(\gamma_{RD}) \quad (4.21)$$

Ici,  $P_b^{RD}(\cdot)$  et  $\gamma_{RD}$  sont respectivement la probabilité d'erreur et le SNR correspondants au lien relais-destination.

#### 4.4.1 Probabilité d'erreur au nœud de relais

La probabilité d'erreur moyenne par symbole (SER), notée  $P_s^{SR}(\gamma_{SR})$ , correspondant au canal source-relais, lors de l'adoption de la modulation M-PSK, pourrait être exprimée par :

$$P_s^{SR}(\gamma_{SR}) = \int_0^{\infty} 2Q(\sqrt{2g_{PSK}\gamma_{SR}}) p_{\gamma_{SR}}(\gamma) d\gamma \quad (4.22)$$

Où  $g_{PSK} = \sin^2(\frac{\pi}{M})$  et  $Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp(-\frac{x^2}{2\sin^2\theta}) d\theta$  sont respectivement le paramètre de la modulation M-PSK et la fonction d'erreur de Gauss. Par la suite, en exploitant le fait que le SNR du lien source-relais a une distribution exponentielle, et en calculant l'intégration dans l'équation (4.22), cette dernière pourrait être formulée comme suit:

$$P_s^{SR}(\gamma_{SR}) = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_{SR}}{\alpha + \bar{\gamma}_{SR}}} \right) \quad (4.23)$$

Avec  $\alpha = 1$  pour la modulation BPSK et  $\alpha = 2$  pour la modulation QPSK.

#### 4.4.2 Probabilité d'erreur au nœud de destination

Lorsqu'on considère un scénario de  $Rx$  antennes au nœud de destination, la fonction de probabilité du SNR  $\gamma_{RD}$  (respectivement  $\gamma_{SD}$ ), pourrait être donnée par:

$$p_{\gamma_{jD}}(\gamma) = \frac{1}{(Rx-1)! \bar{\gamma}_{jD}^{Rx}} \gamma^{Rx-1} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{jD}}\right), \text{ où } j \in [S, R] \quad (4.24)$$

Où  $(\cdot)!$  désigne l'opérateur factoriel. De même que pour l'équation (4.22) et exploitant l'équation (4.24), il pourrait être démontré que la probabilité d'erreur moyenne par symbole (SER)  $P_s^{RD}(\gamma_{RD})$  (resp.  $P_s^{SD}(\gamma_{SD})$ ) correspondant au lien relais-destination (resp. source-destination), dans lequel la modulation M-PSK est retenue, pourrait être calculé comme:

$$P_s^{JD}(\gamma_{jD}) = \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^{Rx} \sum_{m=0}^{Rx-1} \binom{Rx-1+m}{m} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^m, \quad \text{où } j \in [S, R] \quad (4.25)$$

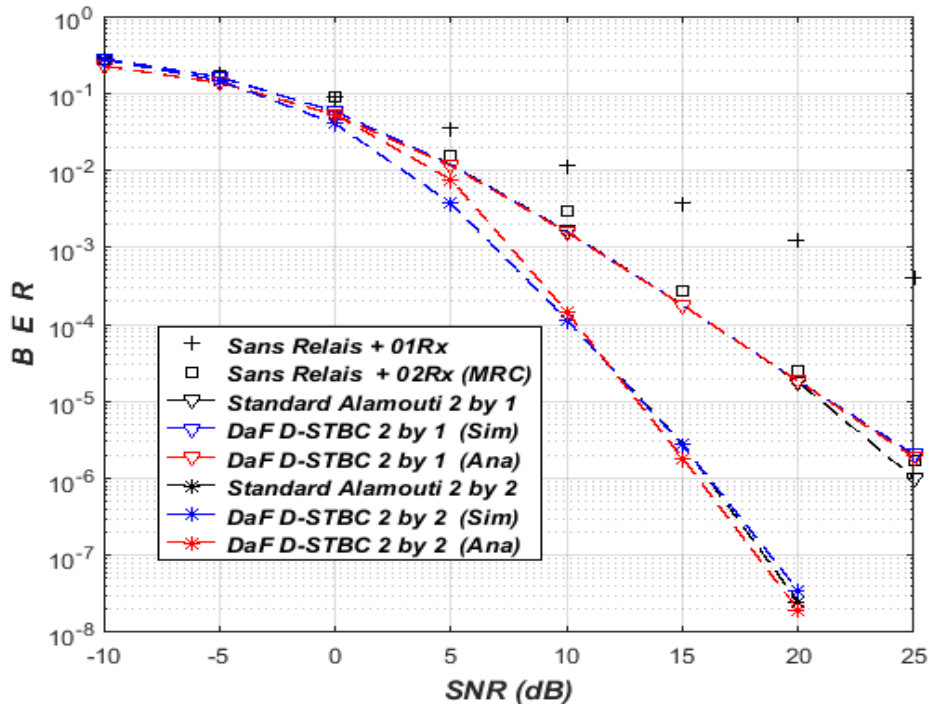
Où  $\mu = \sqrt{\bar{\gamma}_{jD}/(\alpha + \bar{\gamma}_{jD})}$ . Pour résumer, l'évaluation de la probabilité d'erreur par bit de bout en bout  $P_b$  dans l'équation (4.20) pour le système D-STBC proposé se fait par étapes. Premièrement, les expressions de  $P_b^{SR}$ ,  $P_b^{RD}$ , et  $P_b^{SD}$  sont calculées à partir des équations (4.23) et (4.25) à travers la relation  $P_b = \frac{1}{\log_2 M} P_s$ . Ensuite, les probabilités  $P_b^{SR}$  et  $P_b^{RD}$  obtenues sont substituées dans l'équation (4.21) pour calculer  $P_b^{SRD}$ . Finalement, il suffit de remplacer les probabilités  $P_b^{SR}$ ,  $P_b^{SD}$  et  $P_b^{SRD}$  dans l'équation (4.20) pour trouver la  $P_b$  du schéma D-STBC proposé.

### 4.4.3 Résultats de simulation

Les simulations des schémas D-STBC proposés à relais unique et multiples sont basés sur 1 000 itérations de Monte Carlo (MC), et ce, pour chaque valeur de SNR. Par souci de simplicité, la modulation BPSK est uniquement étudiée *i.e.*  $M = 2$ ,  $g_{PSK} = 1$  et  $\alpha = 1$ , et sans perte de généralité, le scénario de plusieurs antennes de réception à la destination est limité au cas de deux antennes  $Rx \in \{1, 2\}$ . Nous supposons également la même énergie de transmission par symbole aux nœuds source et relais, *i.e.*  $\mathcal{E}_s = \mathcal{E}_r$ . Nous précisons que le code STBC conventionnel, appelé ici standard Alamouti, et les schémas non coopératifs sont utilisés comme références de comparaison. Nous considérons une connaissance parfaite des canaux aux récepteurs (relais et destination).

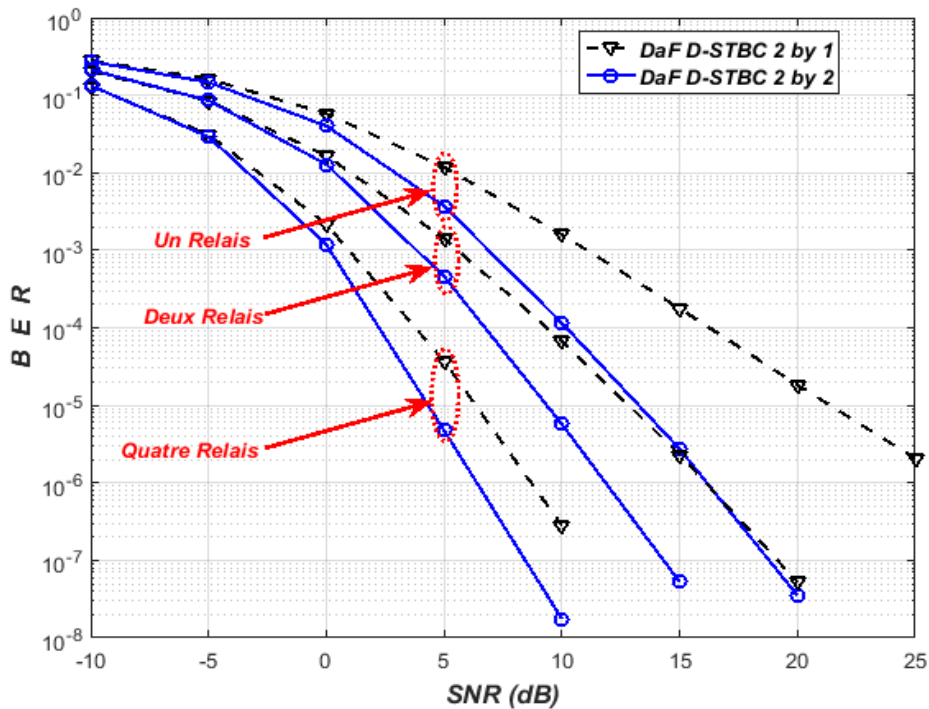
La figure 4.3 illustre les performances simulée et analytique du schéma D-STBC proposé à un seul relais intégrant le protocole DaF, du schéma STBC classique (standard d'Alamouti), et d'un système non-coopératif (sans le canal à relais). Les résultats obtenus montrent que les BERs analytiques correspondent étroitement aux BERs obtenus par simulation, pour les deux configurations 2 by 1 et 2 by 2, quels que soient le nombre d'antennes de réception  $Rx$  et la plage de SNR. Ces résultats sont prévus puisque le schéma D-STBC à base de relayage DaF, où le décodage au niveau du relais est supposé sans erreur, exhibe un fonctionnement similaire à celui d'un STBC conventionnel. Dans le cas d'une configuration 2 by 1, nous remarquons que le système STBC conventionnel et le D-STBC à un relais DaF présentent des performances similaires à celle obtenue pour un système non-coopératif à diversité

spatiale avec un combineur MRC. Nous constatons également que l'augmentation du nombre d'antennes  $R_x$  au nœud de la destination améliore significativement les performances du système D-STBC. En effet, le système devient plus robuste aux erreurs, lorsque la configuration du système converge vers une destination MIMO.



**Figure 4.3.** BER vs SNR pour l'architecture D-STBC proposée à un relais dans un canal de Rayleigh

Afin de tirer pleinement parti des performances de l'architecture D-STBC proposée basée sur un relais DaF, le nombre de relais est varié entre 1 et 4, et les résultats correspondants sont illustrés à la figure 4.4, pour les deux configurations 2 by 1 et 2 by 2. Comme le montre cette figure, l'augmentation du nombre de relais permet d'améliorer considérablement les performances. Pour un BER requis égal à  $10^{-5}$ , opter pour une architecture à quatre relais au lieu d'un seul permet d'obtenir des gains de 15 dB et 9,45 dB pour les configurations 2 by 1 et 2 by 2, respectivement. Plus intéressant encore, avec l'augmentation du nombre de relais, nous remarquons que le gain apporté par l'incorporation d'une antenne de réception supplémentaire à la destination diminue, car l'écart de performances entre les configurations 2 by 1 et 2 by 2 devient plus petit. Par conséquent, nous pouvons conclure que le gain de performance résulte principalement de la diversité coopérative.



**Figure 4.4.** BER vs SNR pour l'architecture DaF D-STBC proposée avec des relais multiples

Les figures 4.5 et 4.6 présentent les taux d'erreur binaires du schéma D-STBC proposé avec le protocole AaF à relais unique et multiples, respectivement. Dans la figure 4.5, les performances du système D-STBC proposé (2 by 1 et 2 by 2) à base de relayage AaF sont comparées à celles des deux systèmes non-coopératifs (SISO et SIMO). Nous pouvons observer que pour des valeurs faibles du SNR ( $SNR \leq 5$  dB), les performances de l'architecture proposée et des alternatives non-coopératives sont quasiment similaires. Toutefois, lorsque le SNR devient important ( $SNR > 5$  dB), le système D-STBC proposé incorporant l'AaF, avec ses deux configurations 2 by 1 et 2 by 2, présente de meilleures performances, surpassant, respectivement, celles des deux systèmes SISO et SIMO. De plus, à partir des figures 4.3 et 4.5, il est également observé que les performances du D-STBC à base du DaF sont supérieures à celles du AaF-D-STBC. En effet, pour un  $SNR = 15$  dB, le DaF-D-STBC offre des BERs de l'ordre de  $2 \times 10^{-4}$  et  $2 \times 10^{-6}$  pour les configurations 2 by 1 et 2 by 2, respectivement. Par contre, et pour le même SNR, le AaF D-STBC exhibe des BERs de l'ordre de  $10^{-3}$  et  $2 \times 10^{-4}$  pour les configurations 2 by 1 et 2 by 2, respectivement.

La figure 4.6 montre l'impact du nombre de relais déployés sur les performances du schéma AaF- D-STBC proposé pour les configurations 2 by 1 et 2 by 2. Nous constatons que l'augmentation du nombre de relais de 1 à 4 permet similairement d'améliorer davantage les



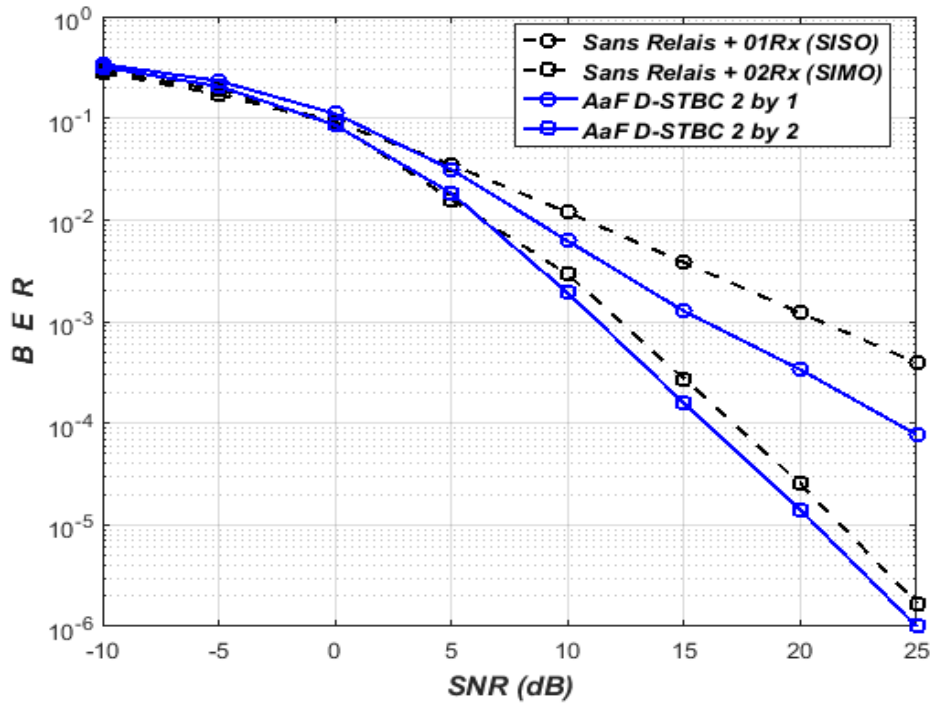


Figure 4.5 Performances du système AaF -D-STBC proposé

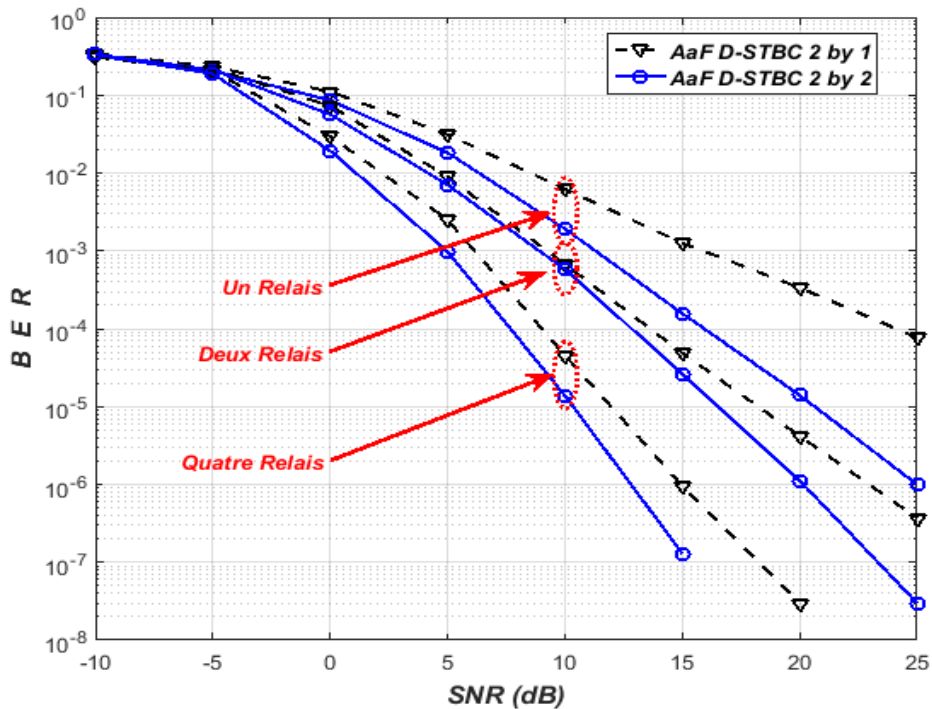


Figure 4.6 Performances du système AaF D-STBC proposée avec relais multiples

performances du schéma AaF-D-STBC. Nous remarquons également que le gain apporté par la configuration 2 by 2 n'est pas très important par rapport à celui obtenu par l'architecture DaF- D-STBC et qui est rapporté à la figure 4.4, et ce, pour un nombre de relais supérieur ou

égal à deux. Il serait donc plus approprié de réduire la complexité du système AaF-D-STBC en optant pour la configuration 2 by 1.

## 4.5 Étude des performances d'un système DaF Turbo-BICM D-STBC

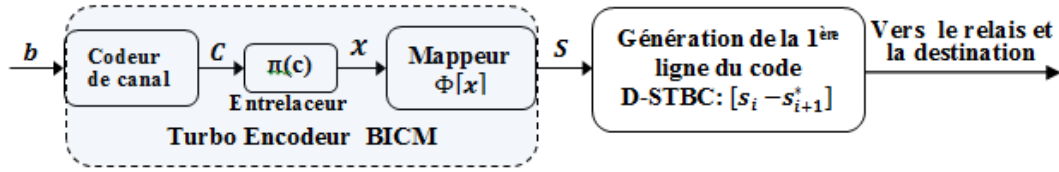
Dans cette section, le principe de la modulation codée avec entrelacement de bits (BICM<sup>2</sup>) est utilisé pour atteindre des performances élevées du système DaF-D-STBC proposé dans le cas d'une connaissance imparfaite des canaux aux récepteurs (relais et destination). La BICM a été introduite pour la première fois par Zehavi dans ses travaux dans [20], puis analysée du point de vue de la théorie d'information dans le document phare de Caire [21]. Elle doit sa popularité au fait que le codeur de canal et le modulateur sont séparés par un entrelaceur au niveau des bits et peuvent être choisis indépendamment. Des schémas BICM ont été proposés pour diverses normes sans fil, à savoir : les réseaux locaux sans fils (IEEE 802.11a/g appelé aussi WLAN<sup>3</sup>) [22] et les réseaux d'accès large bande (IEEE 802.16 appelé aussi WiMax) [23]. Les systèmes Turbo-BICM apportent une importante diversité de codage (bien adaptée aux canaux à évanouissement [24]) et une grande flexibilité en ce qui concerne la simplicité de conception et d'implémentation. En effet, le système comprend, du côté émetteur, un turbo-encodeur standard, un entrelaceur et un modulateur, tandis que, de façon équivalente, le récepteur est constitué d'un détecteur soft, d'un désentrelaceur et d'un turbo-décodeur.

La figure 4.7 (a, b, c) illustre le schéma bloc du système DaF- D-STBC proposé. Dans la figure 4.7 (a), le modèle de transmission basé sur le Turbo-BICM du nœud source est présenté. La séquence d'information  $\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_L]$  est transmise vers un turbo-encodeur de rendement  $R = 1/3$ , produisant un vecteur de bits codés  $\mathbf{C} = [c_1, c_2, \dots, c_L]$  qui sera entrelacé ( $\pi$ ), générant le vecteur  $\mathbf{x} = \pi(\mathbf{C})$ . Ce dernier passe par modulateur ( $\Phi$ ) pour former une séquence complexe de symboles  $\mathbf{S} = \Phi[\mathbf{x}] = [s_1, s_2, \dots, s_N]$  et générer, par conséquent, la première ligne du code D-STBC. Le schéma bloc du nœud relais DaF est donné dans la figure 4.7 (b). Il est constitué d'un bloc d'estimation de canal, d'un turbo-décodeur BICM, suivi d'un turbo-encodeur BICM identique à celui introduit dans le nœud source, puis d'un bloc de génération de la deuxième ligne du code D-STBC. Le nœud destination, présenté dans la figure 4.7 (c), est composé également d'un bloc d'estimation de canal, d'un bloc pour la reconstitution du code D-STBC, et enfin d'un turbo-décodeur BICM

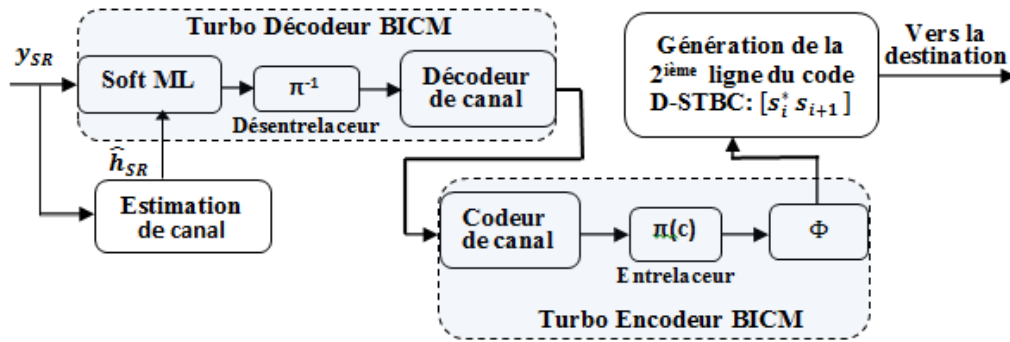
<sup>2</sup> Bit Interleaved Coded Modulation

<sup>3</sup> Wireless Local Area Network

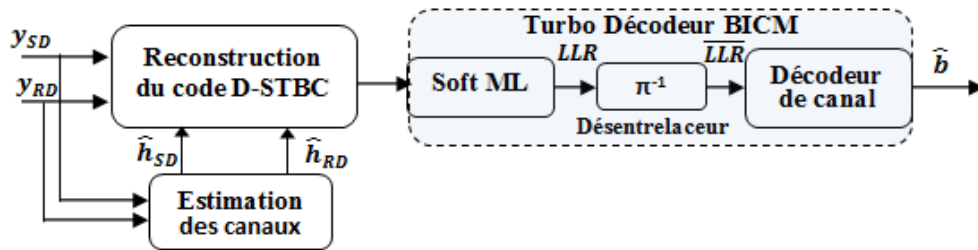
similaire à celui du relais. Ce dernier est formé d'un détecteur ML à sortie pondérée, d'un désentrelaceur ( $\pi^{-1}$ ) et d'un turbo-décodeur.



(a) Nœud source



(b) Nœud Relais



(c) Nœud destination

**Figure 4.7** Schéma synoptique du système Turbo -BICM DaF D-STBC proposé.

Dans cette section, nous avons considéré une connaissance imparfaite des canaux aux récepteurs (relais et destination), donc les estimations des canaux au relais et à la destination peuvent être modélisées par :

$$\begin{cases} h_{SR} = \hat{h}_{SR} + \xi_{SR} \\ h_{jD}^m = \hat{h}_{jD}^m + \xi_{jD}^m \end{cases}, \quad \text{où } j \in [S, R] \quad (4.26)$$

Où  $\xi_{SR}$  et  $\xi_{jD}^m$  sont respectivement les vecteurs des erreurs d'estimation des canaux source-relais, source-destination et relais-destination, et sont constitués de gain ZMCSCG, i.i.d de

moyenne nulle et de variance  $\alpha_{SR}^2$  et  $\alpha_{jD}^2$ , respectivement. Si  $\xi_{SR}$  et  $\xi_{jD}^m$  sont nuls, alors une connaissance parfaite des canaux est obtenue.

### 4.5.1 Turbo-décodeur BICM

Le logarithme du rapport de vraisemblance  $LLR$  ( $\Lambda_j^{(i)}$ ) est utilisé dans un turbo-décodeur BICM pour représenter les connaissances disponibles sur les bits codés. Les valeurs de  $LLR$  sont utilisées lorsque des informations sont échangées entre le démodulateur et le turbo-décodeur, ou à l'intérieur du turbo-décodeur lorsque cela est implémenté à l'aide d'un algorithme itératif. Les valeurs de  $LLR$  a posteriori pour les positions des bits  $i$  calculées par le détecteur ML à sorties pondérées, en fonction du symbole reçu de l'égaliseur ZF  $r_j^{ZF} = \widehat{\mathbf{G}}_{RP}^{2byRx} \widehat{\mathbf{Y}}_D^{2byRx}$ , sont définies par :

$$\Lambda_j^{(i)} = \ln \left[ \frac{Pr(c_i = 1 | r_j^{ZF})}{Pr(c_i = 0 | r_j^{ZF})} \right], \quad i = 1, \dots, \log_2(M). \quad (4.27)$$

Où  $r_j^{ZF}$  est le  $j^{\text{ème}}$  symbole reçu, et  $c_i$  est le  $i^{\text{ème}}$  bit du mot de code transmit  $\mathbf{c} = [c_1, c_2, \dots, c_{\log_2(M)}]$ .

En utilisant la règle de Bayes, il est possible d'exprimer l'équation (4.27) par la somme des valeurs : extrinsèques  $L_i^{ex}$  et a priori  $L_i^{ap}$  comme suit:

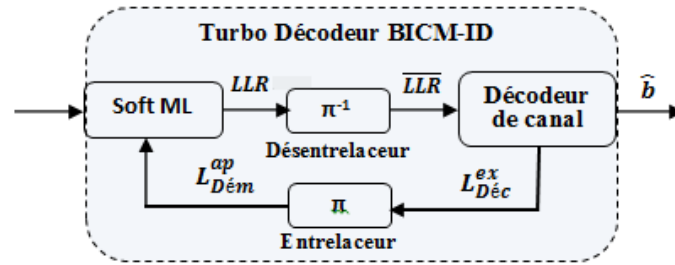
$$\begin{aligned} \Lambda_j^{(i)} &= \ln \left[ \frac{Pr(r_j^{ZF} | c_i = 1)}{Pr(r_j^{ZF} | c_i = 0)} \right] + \ln \left[ \frac{Pr(c_i = 1)}{Pr(c_i = 0)} \right] \\ &= L_j^{ex} + L_j^{ap} \end{aligned} \quad (4.28)$$

Si aucune itération n'est effectuée entre le démodulateur et le turbo-décodeur, et les bits  $\{0, 1\}$  sont équiprobables,  $L_j^{ap} = 0$  et  $\Lambda_j^{(i)} = L_j^{ex}$ , comme c'est le cas dans les blocs d'informations de contrôle proposés par le projet WINNER [25] ou dans les récepteurs de faibles complexités proposés par IEEE pour les émetteurs-récepteurs multi-bandes OFDM-UWB [26]. Cependant, dans le cas d'un décodeur BICM à décodage itératif (BICM-ID<sup>4</sup>), où des itérations sont présentes dans le récepteur BICM (voir Figure 4.8), dues aux échanges d'informations entre

<sup>4</sup> BICM with Iterative Decoding

le démodulateur et le turbo-décodeur de manière itérative, alors les probabilités sont données par :

$$Pr(c_i = b) = \frac{\exp(b L_i^{ap})}{1 + \exp(L_i^{ap})} \quad (4.29)$$



**Figure 4. 8** Turbo Décodeur BICM-ID

S'il n'y a aucun échange d'informations entre le démappeur et le décodeur (BICM), c'est-à-dire aucune information a priori n'est disponible ( $L_j^{ap} = 0$ ), l'équation (4.28) est réduite à :

$$\begin{aligned} \Lambda_j^{(i)} &= \log \left[ \frac{Pr(r_j^{ZF} | c_i = 1)}{Pr(r_j^{ZF} | c_i = 0)} \right] \\ &= \log \left[ \frac{\sum_{s \in S_i^{(1)}} \exp\left(-\frac{|r_j^{ZF} - s|^2}{N_0}\right)}{\sum_{s \in S_i^{(0)}} \exp\left(-\frac{|r_j^{ZF} - s|^2}{N_0}\right)} \right] \end{aligned} \quad (4.30)$$

Où  $S_i^{(b)}$  est un sous-ensemble des symboles  $s$  pour lesquels le  $i^{\text{ème}}$  bit a la valeur  $b \in \{0, 1\}$  avec  $S = S_i^{(1)} \cup S_i^{(0)}$ . L'équation (4.30) indique comment les valeurs extrinsèques  $L_j^{ex}$  sont calculées dans le schéma BICM pour le  $i^{\text{ème}}$  bit codé, en fonction du symbole reçu  $r_j^{ZF}$ . Il faut noter que ce calcul implique l'évaluation de la somme des fonctions exponentielles des distances euclidiennes par rapport à tous les points de la constellation, et ensuite le logarithme du rapport des sommes résultantes. Cependant, il ressort clairement de ces équations que le nombre d'exponentielles impliquées augmente linéairement avec le nombre de symboles constituant la constellation, et c'est la raison pour laquelle des versions simplifiées ont été proposées dans la littérature. L'approximation  $max - \log$  est de loin la simplification la plus adoptée [27] :

$$\log \left\{ \sum_i \exp(\lambda_i) \right\} \approx \max_i \{\lambda_i\} \quad (4.31)$$

En substituant l'équation (4.31) dans l'équation (4.30), le  $LLR$  a posteriori peut être calculé comme suit :

$$\Lambda_j^{(i)} = L_j^{ex} \approx \max_{s \in \mathcal{S}_i^{(1)}} (-\gamma |r_j^{ZF} - s|^2) - \max_{s \in \mathcal{S}_i^{(0)}} (-\gamma |r_j^{ZF} - s|^2) \quad (4.32)$$

Avec  $\gamma = 1/N_0$ . Finalement, après avoir omis la variance du bruit  $N_0$ , on atteint l'approximation  $\max - \log$  pour le calcul des  $\Lambda_j^{(i)}$  comme suit :

$$\Lambda_j^{(i)} \approx \gamma \left( \min_{s \in \mathcal{S}_i^{(0)}} (|r_j^{ZF} - s|^2) - \min_{s \in \mathcal{S}_i^{(1)}} (|r_j^{ZF} - s|^2) \right) \quad (4.33)$$

Bien que les valeurs  $\Lambda_j^{(i)}$  dans l'équation (4.33) soient sous-optimales par rapport à celles dans l'équation (4.30), l'impact de cette déviation sur les performances du récepteur est faible, le plus souvent négligeable, lorsque des constellations mappées en code Gray sont utilisées [28-30]. Il est important de mentionner que l'utilisation de l'approximation  $\max - \log$  transforme également la relation non linéaire entre  $r_j^{ZF}$  et les valeurs  $\Lambda_j^{(i)}$  en une fonction linéaire.

## 4.5.2 Résultats de simulation

Dans cette partie, il est question de l'évaluation des performances du système turbo BICM- DaF D-STBC proposé dans le cas d'une connaissance imparfaite des canaux par des simulations Monte-Carlo. Pour cela, nous fixons les puissances de transmission  $\mathcal{E}_s$  et  $\mathcal{E}_r$  à 1 et les distances entre les différents nœuds à 1  $m$ . Nous précisons que le turbo-encodeur de rendement  $R = 1/3$  est constitué de deux codeurs RSC identiques : de polynôme générateur  $G = [7,5]_8$  et de longueur de contrainte  $K$  égale à 3. Sans perte de généralité, le nombre d'antenne à la destination est fixé à  $Rx = 1$ , et nous retenons, dans cette partie, uniquement la configuration 2 by 1. Ci-dessous sont répertoriés les paramètres de simulation les plus importants dans le Tableau 4.1.

Paramètre	Valeur
Longueur des trames	1024
Type de modulation	BPSK
Turbo-Encodeur	RSC, $R = 1/3$
Entrelaceur	Entrelaceur aléatoire (1024 bits)
Turbo-Décodeur	Algorithme MAP
Nombre d'itérations (T. décodeur)	6

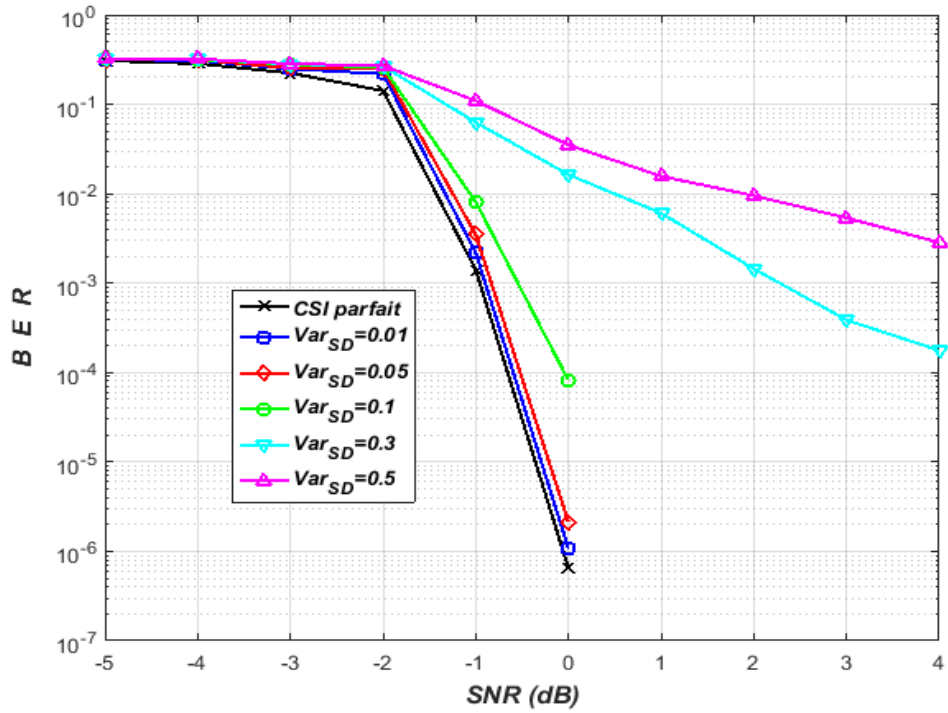
**Tableau 4.1:** Paramètres de simulation

Les figures 4.9, 4.10 et 4.11 présentent les performances en termes de BER de la solution proposée sous l'hypothèse d'une connaissance imparfaite des canaux aux récepteurs, dans le canal d'un évanouissement de Rayleigh, selon trois scénarios. Dans le premier scénario, les erreurs d'estimation sont supposées uniquement présentes sur le lien direct source-destination, i.e.,  $\alpha_{SD}^2 = var_{SD}$ , et  $\alpha_{SR}^2 = \alpha_{RD}^2 = 0$ . Dans le deuxième et le troisième scénarios, respectivement, nous fixons les paramètres comme suit :  $\alpha_{SR}^2 = \alpha_{RD}^2 = 0.05$  et  $\alpha_{SR}^2 = \alpha_{RD}^2 = 0.1$ , et nous faisons varier  $\alpha_{SD}^2 = var_{SD} \in [0.01, 0.05, 0.1, 0.3, 0.5]$ . Les descriptifs des scénarios de simulation sont fournies dans le Tableau 4.2.

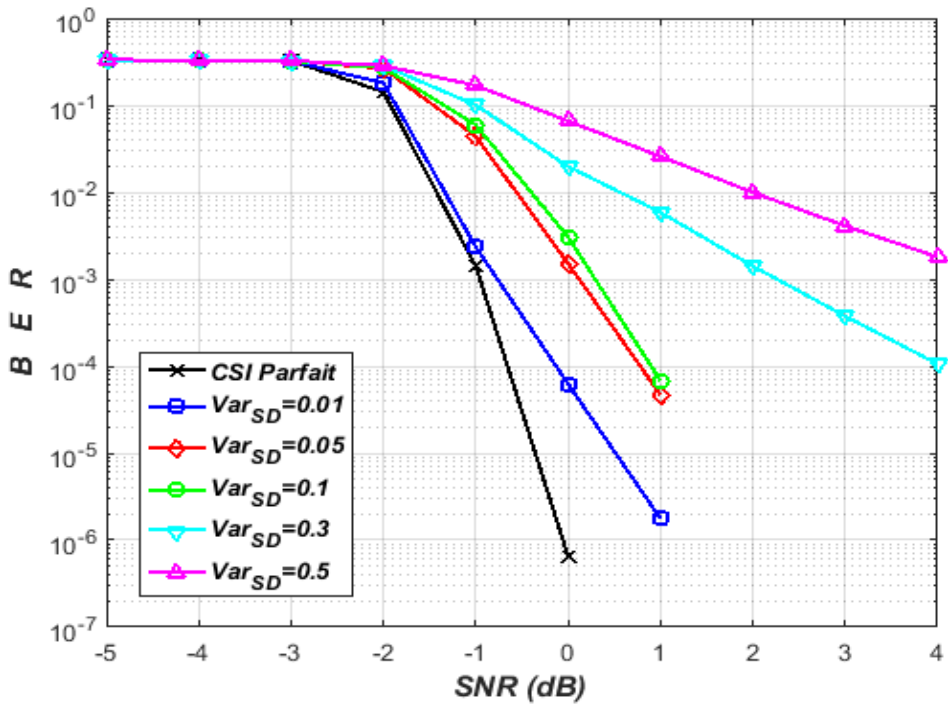
Scénario	Paramètres
Scénar.1	$\alpha_{SD}^2 = var_{SD}$ , $\alpha_{SR}^2 = \alpha_{RD}^2 = 0$ , 2 by 1, $R = 1/3$ et BPSK
Scénar.2	$\alpha_{SD}^2 = var_{SD}$ , $\alpha_{SR}^2 = \alpha_{RD}^2 = 0.05$ , 2 by 1, $R = 1/3$ et BPSK
Scénar.3	$\alpha_{SD}^2 = var_{SD}$ , $\alpha_{SR}^2 = \alpha_{RD}^2 = 0.1$ , 2 by 1, $R = 1/3$ et BPSK

**Tableau 4.2** Paramètres de simulation des différents scénarios avec  $\alpha_{SD}^2 = var_{SD} \in [0.01, 0.05, 0.1, 0.3, 0.5]$ .

La figure 4.9 illustre la performance obtenue dans le cas du scénar.1 où les erreurs d'estimation sont supposées se produire uniquement sur le lien direct source-destination, et les informations sur les liens source-relais et relais-destination sont supposées disponibles au niveau du relais et de la destination, respectivement. La figure montre que le taux d'erreur binaire augmente rapidement quand  $\alpha_{SD}^2$  augmente. Nous constatons que pour des valeurs de  $\alpha_{SD}^2 < 0.1$ , les BERs présentent des dégradations insignifiantes, contrairement au cas où  $\alpha_{SD}^2$  dépasse 10% où les dégradations deviennent très importantes. Les figures 4.10 et 4.11 illustrent les performances obtenues avec le système proposé pour les scénarios 2 et 3. Les résultats obtenus montrent parfaitement l'impact des erreurs d'estimation des canaux source-relais et relais-destination sur les performances du système turbo BICM D-STBC.



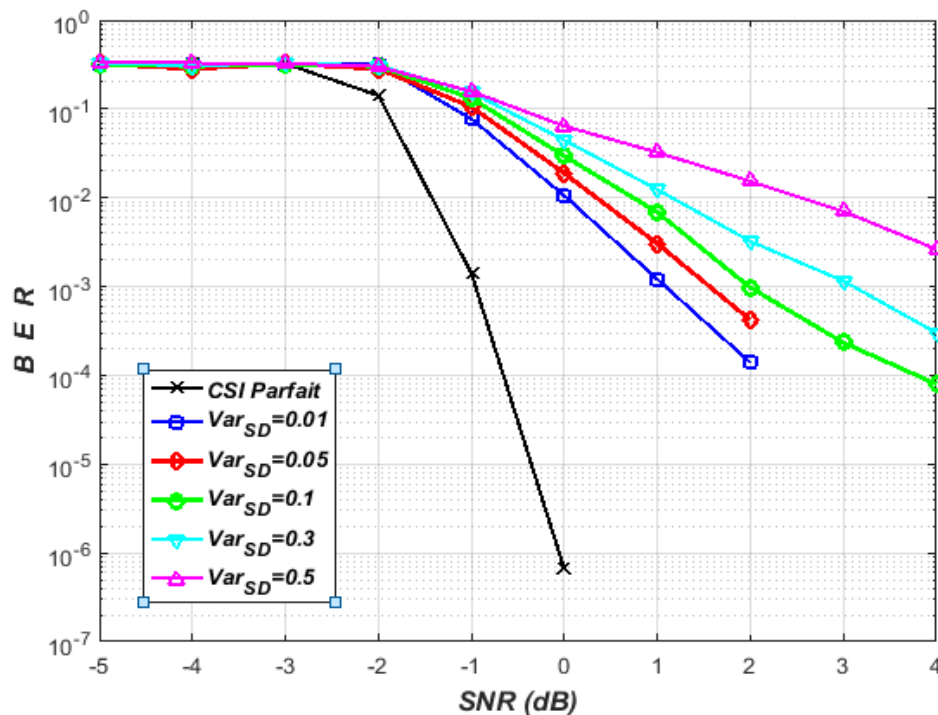
**Figure 4.9** Performance du système turbo BICM -D-STBC 2by1 à relais DaF, de  $R = 1/3$  et  $L = 1024$ , avec la modulation BPSK, dans un canal de Rayleigh, sous l'hypothèse d'un CSI imparfait au canal source-destination :  $\alpha_{SD}^2 = var_{SD}$ ,  $\alpha_{SR}^2 = \alpha_{RD}^2 = 0$ .



**Figure 4.10** Performance du système turbo BICM D-STBC 2by1 à relais DaF, de  $R = 1/3$  et  $L = 1024$ , avec la modulation BPSK dans un canal de Rayleigh, sous l'hypothèse de CSIs imparfaits aux canaux :  $\alpha_{SD}^2 = var_{SD}$ ,  $\alpha_{SR}^2 = \alpha_{RD}^2 = 0.05$ .



En effet, plus  $\alpha_{SR}^2$  (resp.  $\alpha_{RD}^2$ ) augmente, plus les dégradations sur la fiabilité de la donnée reçue deviennent très sévères. Cela signifie que l'erreur d'estimation du canal à la phase de relayage, qui résulte en une mauvaise détection des symboles au niveau des relais, a un effet critique sur la sécurisation de la communication. Nous pouvons également déduire qu'une estimation parfaite du canal au niveau du nœud relais facilite la tâche de détection au nœud destination, et évite le phénomène de propagation d'erreur. Nous constatons aussi que si  $\alpha_{SD}^2 \leq 0.1$ , les performances du système restent très acceptables quelque soit  $\alpha_{SR}^2$  (resp.  $\alpha_{RD}^2$ ), et cela grâce à la fiabilité renforcée par le turbo BICM-D-STBC. Il convient de noter que nous pouvons améliorer considérablement les performances, en adoptant la configuration 2 by 2 ou en intégrant un décodeur BICM à décodage itératif (BICM-ID), mais au détriment de la complexité engendrée au niveau des nœuds relais et destination. En effet, en augmentant le nombre d'antennes, la complexité du détecteur ML augmentera proportionnellement, et cela aura comme conséquence l'augmentation du temps de calcul dans le décodeur BICM-ID, et probablement du nombre d'itérations pour la convergence et la dégradation de la qualité de la détection, car les estimés des canaux vont eux même devenir non valables.



**Figure 4.11** Performance du système turbo BICM D-STBC 2by1 à relais DaF, de  $R = 1/3$  et  $L = 1024$ , avec la modulation BPSK dans un canal de Rayleigh, sous l'hypothèse de CSIs imparfaits dans les canaux :  $\alpha_{SD}^2 = var_{SD}$ ,  $\alpha_{SR}^2 = \alpha_{RD}^2 = 0.1$ .

## 4.6 Conclusion

Dans ce présent chapitre, nous avons proposé un nouveau schéma simple de transmission à base de STBCs distribués virtuellement générés, et qui s'appuient uniquement sur des nœuds à une seule antenne opérant dans un réseau coopératif, afin de respecter les contraintes de taille et d'énergie limitées des nœuds. Il a été démontré que le bloc STBC pouvait être généré en utilisant moins de ressources en temps et en espace que les approches conventionnelles, en ayant recours à la fois aux protocoles de transmission DaF et AaF au niveau des nœuds relais. Une expression analytique du BER du système D-STBC proposé a été dérivée, et s'est avérée correspondre étroitement à celui atteint via les simulations de Monte Carlo. L'architecture résultante, basée sur les relais DaF, surpasse celle de l'AaF et présente des performances nettement supérieures avec des relais supplémentaires, par rapport au STBC standard. Pour atteindre des performances élevées avec le système DaF D-STBC proposé, dans le cas d'une connaissance imparfaite des canaux aux récepteurs (relais et destination), nous avons proposé une autre architecture à base d'un schéma turbo BICM. Les résultats prometteurs obtenus démontrent la robustesse de la solution proposée face aux erreurs d'estimations des canaux.

Nous proposons dans le cinquième chapitre une nouvelle approche de classification automatique du type de modulation basée sur le schéma D-STBC proposé dans ce chapitre, ou nous nous intéresserons uniquement au protocole AaF.

## REFERENCES

- [1] Yang, A. Y., Hu, H., Xu, J. and Mao, G.: “Relay technologies for WiMax and LTE advanced mobile systems,” *IEEE Communication Magazine*, vol. 47, no.10, pp. 100–105, 2009,
- [2] Sheng, Z., K. K. Leung, and Z. Ding, “Cooperative wireless networks: From radio to network protocol designs,” *IEEE Communication Magazine*, vol. 49, no. 5, pp.64–69, 2011.
- [3] Laneman, J.N. and Wornell, G. W.: “Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks,” *IEEE Transaction on Information Theory*, vol. 49, pp. 2415–2425, 2003.
- [4] Dayanidhy, M., Jawahar Senthil Kumar, V.: “Performance investigation of multi-relay cooperative diversity networks,” *Computers & Electrical Engineering*, 60, pp. 151-160, 2017.
- [5] Zhongyuan, Z., Zhiguo, D., Mugen, P. and Yong, Li.: “A full-cooperative diversity beamformingscheme in two-way amplify-and-forward relay systems,” *Digital Communications and Networks*, 1, (1), pp. 57-67, 2015.
- [6] Saima, Z., and Sarmad, S.: “Green multi-hop cooperative wireless communication with signal space diversity,” *International Journal of Electronics and Communications*, 68, (12), pp. 1247-1252, 2014.
- [7] Amouri, B., Ghanem, K. and Kaddeche, M.: “Hybrid relay selection-based scheme for UWB BANs combining MB-OFDM and decode-and-forward cooperative architectures,” *IET Journals & Magazines*, 52, (24), pp. 2017–2019, 2016.
- [8] K. Nagendra, B. Vimal, D. Dharmendra, “ Performance analysis of QAM in amplify-and-forward cooperative communication networks over Rayleigh fading channels,” *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 72, pp. 86-94, 2017.
- [9] T. V. Canh, L. Minh-Tuan, T. X. Nam, Q. D. Trung, “MIMO cooperative communication network design with relay selection and CSI feedback,” *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 69, no. 7, pp. 1018-1024, 2015.
- [10] Hua, Y., Mei, Y. and Chang, Y.: “Parallel wireless mobile relays with space time modulations,” *IEEE Workshop on Statistical Signal Processing*, St. Louis, Missouri, pp. 375–378, 2003.
- [11] Liu, Y., Zhang W. and Ching, P. C.: “Time-Reversal Space–Time Codes in Asynchronous Two-Way Relay Communications,” *IEEE Transaction on Wireless Communication*, 15, pp. 1729 – 1741, 2016.
- [12] Yan, H. and Nguyen, Ha H.: “Distributed Space Time Coding for Bit-Interleaved Coded Modulation in Two-Way Relaying Communications,” *IEEE Global Communications Conference*, pp. 1–6, 2015.
- [13] Peng, T. and de Lamare, R. C.: “Adaptive Buffer-Aided Distributed Space-Time Coding for Cooperative Wireless Networks,” *IEEE Transaction on Communication*, vol. 64, pp. 1888 – 1900, 2016.

- [14] Peng, H., Lei, C.: “Soft decode-and-forward cooperative communication with distributed space-time coding,” *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 67, no. 10, pp. 861-867, 2013.
- [15] Hucher, C., Rekaya, G. and Belfiore, J.-C.: “AF and DF protocols based on Alamouti ST code,” *IEEE International Symposium Information Theory*, pp. 1526–1530, 2007.
- [16] M. F. Kader and S. Y. Shin, “Cooperative Relaying Using Space-Time Block Coded Non-orthogonal Multiple Access,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 7, pp. 5894-5903, 2017.
- [17] Al Astal, M. T. and Abu-Hudrouss, A.: “SIC detector for 4 relay distributed space-time block coding under quasi-synchronization,” *IEEE Communication Letter*, vol. 15, no. 10, pp. 1056–1058, 2011.
- [18] Zheng, F., Burr, A. G. and Olafsson, S.: “Signal detection for distributed space-time block coding: 4 relay nodes under quasi-synchronisation,” *IEEE Transaction on Communication*, vol. 57, pp. 1250–1255, 2009.
- [19] J. G. Proakis, *Digital Communication*, 4th ed., McGraw-Hill, 2000.
- [20] E. Zehavi, “8-PSK trellis codes for a Rayleigh channel,” *IEEE Transaction on Communication*, vol. 40, no. 3, pp. 873–884, 1992.
- [21] G. Caire, G. Taricco and E. Biglieri, “Bit-interleaved coded modulation,” *IEEE Transaction on Information Theory*, vol. 44, no. 3, pp. 927–946, 1998.
- [22] IEEE 802.11, “Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: High-speed physical layer in the 5GHz band,” *IEEE Std 802.11a-1999(R2003)*, Tech. Rep., Jul. 1999.
- [23] I. Koffman and V. Roman, “Broadband wireless access solutions based on OFDM access in IEEE 802.16,” *IEEE Communication. Magazin*, vol. 40, no. 4, pp. 96–103, Apr 2002.
- [24] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. New York, NY: Cambridge University Press, 2005.
- [25] T. Lestable et al., “D2.2.3 modulation and coding schemes for the WINNER II system,” *WINNER II*, Tech. Rep. IST-4-027756, November 2007, available at <https://www.ist-winner.org>.
- [26] A. Batra et al., “Multi-band OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 task group 3a,” Mar. 2004, Document IEEE P802.15-03/268r3, available at <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/>.
- [27] A. J. Viterbi, “An intuitive justification and a simplified implementation of the MAP decoder for convolutional codes,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 2, pp. 260–264, Feb. 1998.
- [28] M. K. Simon and R. Annavajjala, “On the optimality of bit detection of certain digital modulations,” *IEEE Transaction on Communication*, vol. 53, no. 2, pp. 299–307, Feb. 2005.
- [29] B. Classon, K. Blankenship, and V. Desai, “Channel coding for 4G systems with adaptive modulation and coding,” *IEEE Wireless Communication Magazine*, vol. 9, no. 2, pp. 8–13, Apr. 2002.

- [30] A. Alvarado, H. Carrasco, and R. Feick, "On adaptive BICM with finite block-length and simplified metrics calculation," in IEEE Vehicular Technology Conference 2006, VTC-2006 Fall, Montreal, Canada, Sep. 2006.

# Identification Automatique de la Modulation pour les codes STBC Distribués dans les Réseaux Coopératifs à Relais AaF

## Sommaire

---

<b>5.1</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>101</b>
<b>5.2</b>	<b>Modèle du système .....</b>	<b>102</b>
<b>5.3</b>	<b>Modèle du processus d'identification .....</b>	<b>103</b>
<b>5.3.1</b>	<b>Extraction des caractéristiques.....</b>	<b>103</b>
<b>5.3.2</b>	<b>Classification .....</b>	<b>107</b>
<b>5.4</b>	<b>Evaluation des performances des classifieurs .....</b>	<b>113</b>
<b>5.4.1</b>	<b>Métriques d'évaluation .....</b>	<b>114</b>
<b>5.4.2</b>	<b>La courbe ROC .....</b>	<b>115</b>
<b>5.5</b>	<b>Résultats et discussion.....</b>	<b>115</b>
<b>5.6</b>	<b>AMC par les réseaux de neurones artificiels.....</b>	<b>120</b>
<b>5.7</b>	<b>Etude de l'ordre de complexité des classifieurs .....</b>	<b>123</b>
<b>5.8</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>124</b>
	<b>REFERENCES.....</b>	<b>125</b>

---

## 5.1 Introduction

La Radio Intelligente (RI) est un concept permettant aux terminaux radiofréquence d'être dotés de capacités d'intelligence, telles que la flexibilité, la reconfigurabilité, l'apprentissage, et l'adaptation. L'identification automatique du type de modulation (AMC) est l'une des composantes cruciales du concept de la RI pour des applications civiles et militaires. En effet, la RI prend en charge l'approvisionnement du terminal en informations sur son environnement, afin qu'il puisse effectuer les meilleurs choix en termes de modulation, fréquence porteuse, codage canal, à un instant donné, dans un lieu donné et pour un service donné. Pour ce faire, les paramètres de transmission d'un système de communication doivent être détectés. L'AMC est une caractéristique importante d'un système RI qui accentue la capacité de celui-ci d'enrichir sa connaissance de l'environnement de transmission. En effet, elle lui permet de sélectionner le processus de démodulation approprié, au niveau du récepteur, pour le signal détecté, assurant ainsi une communication sécurisée et fiable tout en améliorant les performances globales des systèmes de radiocommunication cognitifs.

Dans la littérature, la plupart des algorithmes existants pour la problématique de l'identification automatique de modulation peuvent être répertoriés en deux catégories principales : les algorithmes basés sur le maximum de vraisemblance [1-3] et les algorithmes basés sur l'extraction de certaines caractéristiques du signal [4]. Malgré leur bonne performance, les algorithmes basés sur le maximum de vraisemblance requièrent une complexité de calcul très élevée, ainsi qu'une grande quantité d'informations a priori telles que l'amplitude du signal, et la phase et la puissance du bruit [3]. Ceci peut justifier l'utilisation massive des algorithmes basés sur les caractéristiques du signal qui eux nécessitent moins d'informations a priori et implique une faible complexité de calcul.

Dans le cadre de ce chapitre, notre intérêt s'est porté donc sur les algorithmes basés sur les caractéristiques du signal. Nous proposons une nouvelle approche d'AMC basée sur le schéma D-STBC proposé dans le chapitre 4. Nous effectuons une étude comparative de quatre classifieurs en termes d'efficacité de classification et de complexité de calcul, afin de déterminer le classifieur le plus approprié permettant d'améliorer considérablement la probabilité d'identification correcte du type de modulation. Afin de garantir une comparaison fiable, nous introduisons d'autres métriques d'évaluation, à savoir, l'exactitude (accuracy), le rappel (recall), la précision et la spécificité. Nous précisons que chaque classifieur est paramétré de manière optimale relativement aux conditions de classification.

## 5.2 Modèle du système

Dans ce chapitre, nous proposons une approche AMC semi-aveugle basée sur le schéma de codage spatio-temporel distribué D-STBC, décrit dans le chapitre 4, où nous nous intéressons uniquement au protocole AaF au niveau  $\mathcal{R}$ . Nous rappelons que les signaux reçus au relais et à la destination durant les deux phases de transmission peuvent être écrits comme suit :

$$\begin{aligned} y_{SD}^m[k] &= \sqrt{\mathcal{E}_s} h_{SD}^m s[k] + w_{SD}^m[k] \\ y_{SR}[k] &= \sqrt{\mathcal{E}_s} h_{SR} s[k] + w_{SR}[k] \\ \mathbf{y}_{RD}^m[k] &= \sqrt{\mathcal{E}_s \mathcal{E}_r} \beta h_{SR}^* h_{RD}^m s[k] + w_{SRD}^m[k] \end{aligned} \quad (5.1)$$

Nous rappelons également que les signaux à la destination  $\mathcal{D}$  après l'observation d'un certain réarrangement et traitement, peuvent être formulés sous forme matricielle comme :

$$\mathbf{y}_D^{2byRx} = \mathbf{H}_{AaF}^{2byRx} \mathbf{v} + \mathbf{w}_{AaF}^{2byRx} \quad (5.2)$$

Où  $\mathbf{H}_{AaF}^{2byRx}$  est la matrice des gains du canal équivalent de dimension  $2Rx \times 2$ , donnée par :

$$\mathbf{H}_{AaF}^{2byRx} = \begin{bmatrix} \sqrt{\mathcal{E}_s} h_{SD}^1 & \sqrt{\mathcal{E}_s \mathcal{E}_r} \beta h_{SR}^* h_{RD}^1 \\ \vdots & \vdots \\ \sqrt{\mathcal{E}_s} h_{SD}^{Rx} & \sqrt{\mathcal{E}_s \mathcal{E}_r} \beta h_{SR}^* h_{RD}^{Rx} \\ \sqrt{\mathcal{E}_s \mathcal{E}_r} \beta h_{SR} (h_{RD}^1)^* & -\sqrt{\mathcal{E}_s} (h_{SD}^1)^* \\ \vdots & \vdots \\ \sqrt{\mathcal{E}_s \mathcal{E}_r} \beta h_{SR} (h_{RD}^{Rx})^* & -\sqrt{\mathcal{E}_s} (h_{SD}^{Rx})^* \end{bmatrix}$$

avec  $h_{SD}^{Rx}$ ,  $h_{RD}^{Rx}$  et  $h_{SR}$  étant, respectivement, les coefficients des canaux  $\mathcal{S}-\mathcal{D}$ ,  $\mathcal{R}-\mathcal{D}$  pour la  $Rx^{ième}$  antenne de réception à la destination, et ceux du canal  $\mathcal{S}-\mathcal{R}$ , tous supposés être ZMCSCG de variance  $\sigma_{SD}^{Rx^2}$ ,  $\sigma_{RD}^{Rx^2}$  et  $\sigma_{SR}^2$ .  $\mathbf{v} = [s_i \ s_{i+1}]^T$  est le vecteur  $2 \times 1$  des symboles transmis,  $\mathbf{w}_{AaF}^{2byRx} = [w_D^1[1] \ \dots \ w_D^{Rx}[1] \ (w_D^1[2])^* \ \dots \ (w_D^{Rx}[2])^*]^T$  est le vecteur  $2Rx \times 1$  du bruit AWGN équivalent, où les termes  $w_D^m$  sont modélisés comme  $\mathcal{CN}(0, N_0^{eq})$  avec  $N_0^{eq} = N_0(1 \pm \mathcal{E}_r \beta^2 |h_{rd}^m|^2)$  et  $\beta = \sqrt{\mathcal{E}_s (\mathcal{E}_s |h_{SR}|^2 + N_0)^{-1}}$  est un facteur d'amplification au niveau de  $\mathcal{R}$ . La technique du zéro- forcing (ZF) est appliquée pour détecter les symboles transmis et consiste à appliquer une matrice d'égalisation  $\mathbf{G}_{AaF}^{2byRx}$  sur le vecteur reçu qui est définie par:

$$\mathbf{G}_{AaF}^{2byRx} = \left( (\mathbf{H}_{AaF}^{2byRx})^\dagger \mathbf{H}_{AaF}^{2byRx} \right)^{-1} (\mathbf{H}_{AaF}^{2byRx})^\dagger \quad (5.3)$$



Ce qui résulte en des estimés des symboles transmis exprimés par:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{v}} &= \mathbf{G}_{AaF}^{2byRx} \mathbf{Y}_D^{2byRx} \\ &= \mathbf{v} + \left( \hat{\mathbf{H}}_{2byRx}^\dagger \hat{\mathbf{H}}_{2byRx} \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{2byRx}^\dagger \mathbf{w}_{2byRx}\end{aligned}\tag{5.4}$$

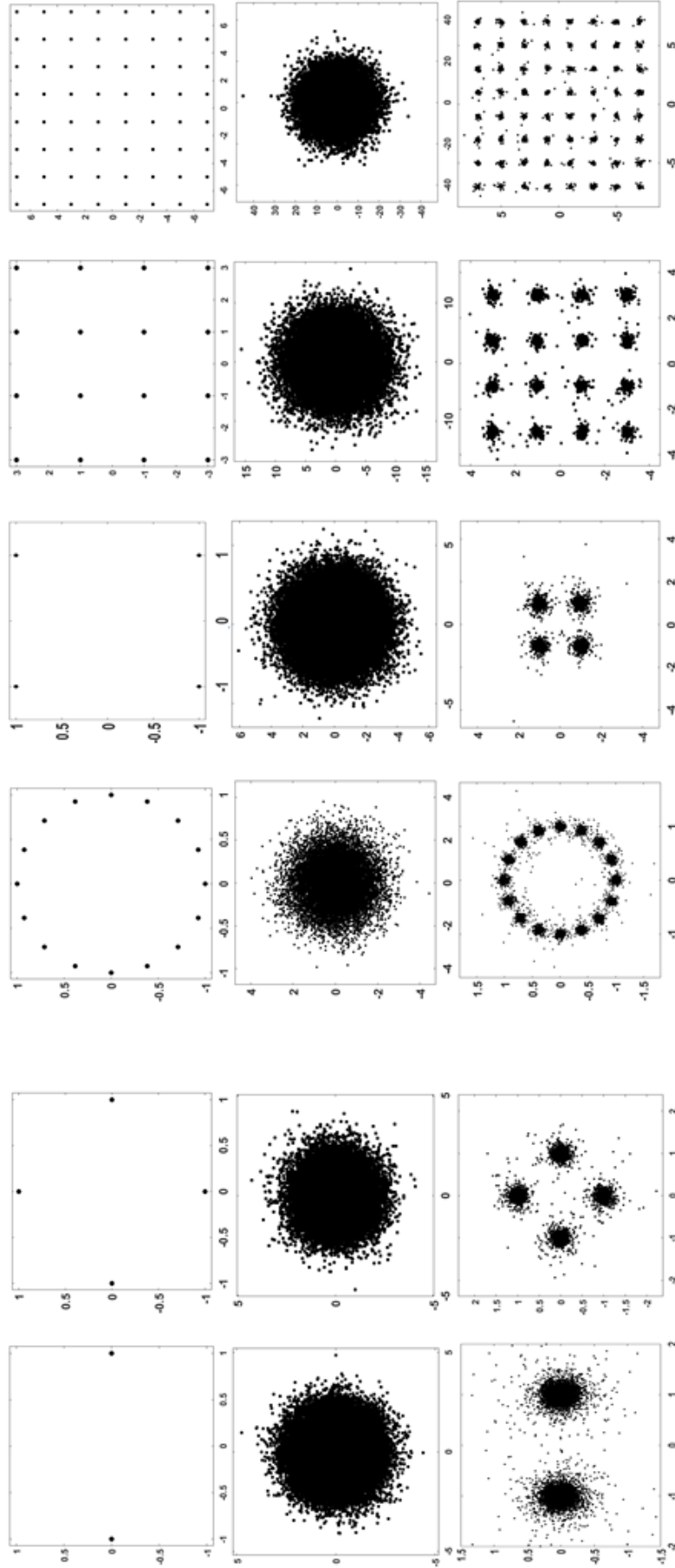
Subséquentement, le vecteur estimé  $\hat{\mathbf{v}}$  est appliqué au bloc de l'identification de la modulation, ou plus précisément au sous-système d'extraction des caractéristiques. La figure 5.1 illustre un exemple de la constellation des symboles estimés  $\hat{\mathbf{v}}$ , pour des schémas de modulations différents, et ce en utilisant la matrice d'égalisation  $\mathbf{G}_{AaF}^{2by2}$ .

### 5.3 Modèle du processus d'identification

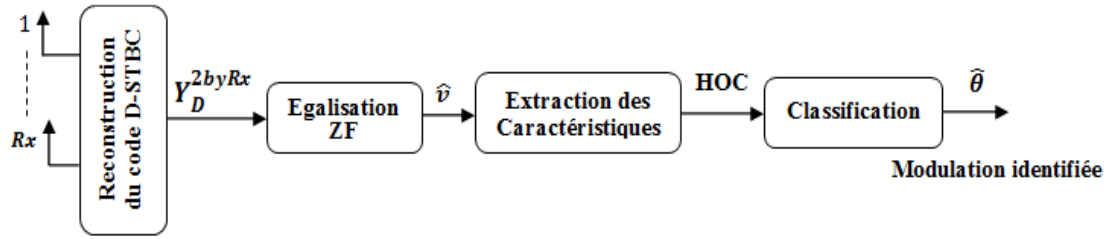
Le processus d'identification automatique de modulation proposé dans le cadre de ce chapitre est basé sur l'exploitation des caractéristiques du signal. Cette approche est généralement divisée en deux sous-systèmes : un sous-système d'extraction des caractéristiques discriminantes, et un sous-système de classification. L'extraction des caractéristiques est la partie qui détermine un ensemble de paramètres caractéristiques d'une famille de modulations. Elle est d'une importance primordiale pour les algorithmes d'identification de modulation. Il est nécessaire d'extraire les caractéristiques clés permettant à l'algorithme d'identifier correctement les différents types de modulation. Généralement, une étape de prétraitement est indispensable avant l'extraction des caractéristiques, en raison de la distorsion causée par le canal sans fil sur les données, et c'est suite à tout cela que le sous-système de classification prend en charge l'identification de la modulation en fonction des caractéristiques extraites. Le schéma synoptique de tout ce processus d'identification, au niveau de la destination est représenté par la figure 5.2.

#### 5.3.1 Extraction des caractéristiques

Tel que précédemment mentionné, l'extraction des caractéristiques est une étape cruciale dans le processus de classification de la modulation. En général les cumulants et les moments d'ordres supérieurs (HOCs et HOMs) représentent les caractéristiques les plus utilisées dans les algorithmes d'identification du type de modulation, et semblent fournir suffisamment d'information pour classer d'une manière très efficace chaque modulation, et ce dans de nombreux travaux [1, 5-7].



**Figure 5.1** Constellations des schémas des modulations, dans l'ordre des colonnes, 2-PSK, 4-PSK, 16-PSK, 4-QAM, 16-QAM et 64-QAM. Pour chaque type de modulation, la première ligne représente la constellation des signaux source  $\mathcal{S}$ , la seconde représente celle du signal reçu  $\mathbf{y}_D^{2by2}$  et la troisième représente la constellation des signaux récupérés  $\hat{\mathcal{S}}_I^{ZF}$  desquels on va extraire les caractéristiques.  $SNR = 15$  dB avec la configuration AaF D-STBC  $2by2$ .



**Figure 5.2** Schéma synoptique du processus d'identification au niveau de la destination.

Ces caractéristiques ont été aussi bien adoptées dans les configurations SISO [8] que dans les configurations MIMO [9-10]. Les HOCs d'ordre  $p$  du vecteur  $\hat{\mathbf{v}}$  sont définis comme [11]

$$M_{pq}(\hat{\mathbf{v}}) = E[\hat{\mathbf{v}}^{p-q} (\hat{\mathbf{v}}^*)^q] \quad (5.5)$$

Par conséquent, les HOCs de second ordre peuvent être exprimés par :

$$M_{20}(\hat{\mathbf{v}}) = E[(\hat{\mathbf{v}})^2] \quad \text{et} \quad M_{21}(\hat{\mathbf{v}}) = E[|\hat{\mathbf{v}}|^2] \quad (5.6)$$

De manière similaire, les HOCs d'ordre  $p$  du vecteur  $\hat{\mathbf{v}}$  sont donnés par

$$C_{pq}(\hat{\mathbf{v}}) = \underset{\substack{\longleftarrow \\ p-q \text{ termes}}}{\text{Cum}} [\hat{\mathbf{v}}, \dots, \hat{\mathbf{v}}, \hat{\mathbf{v}}^*, \dots, \hat{\mathbf{v}}^*] \underset{\substack{\longrightarrow \\ q \text{ termes}}}{\text{Cum}} \quad (5.7)$$

En utilisant l'équation (5.7) ci-dessus,  $C_{20}(\hat{\mathbf{v}})$  et  $C_{21}(\hat{\mathbf{v}})$  peuvent être écrits comme suit:

$$C_{20}(\hat{\mathbf{v}}) = \text{Cum} [\hat{\mathbf{v}}, \hat{\mathbf{v}}] \quad \text{et} \quad C_{21}(\hat{\mathbf{v}}) = \text{Cum} [\hat{\mathbf{v}}, \hat{\mathbf{v}}^*] \quad (5.8)$$

avec

$$\text{Cum} [\hat{\mathbf{v}}_1, \dots, \hat{\mathbf{v}}_n] = \sum_Y (-1)^{B-1} (B-1)! \prod_{\Omega \in Y} E[\prod_{j \in \Omega} \hat{\mathbf{v}}_j] \quad (5.9)$$

où  $Y$  parcourt la liste de toutes les partitions  $(Y_1, \dots, Y_B)$  pour l'ensemble des indices  $(1, \dots, n)$ ,  $\Omega$  parcourt la liste de tous les blocs de la partition  $Y$  et  $B$  est le nombre d'éléments de la partition  $Y$ . Par exemple, supposant que  $n = 3$ , l'ensemble d'indices disponibles est  $(1, 2, 3)$  et cinq types distincts de partitionnement peuvent être obtenus pour cet ensemble, à savoir:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \{(1), (2), (3)\} & \text{conduisant à } B = 3 \\ \{(1), (2, 3)\} & \text{conduisant à } B = 2 \\ \{(2), (1, 3)\} & \text{conduisant à } B = 2 \\ \{(3), (1, 2)\} & \text{conduisant à } B = 2 \\ \{(1, 2, 3)\} & \text{conduisant à } B = 1 \end{array} \right.$$

d'où,

$$\begin{aligned}
Cum [\hat{\nu}_1, \hat{\nu}_2, \hat{\nu}_3] = & (-1)^{1-1} (1-1)! E[\hat{\nu}_1 \hat{\nu}_2 \hat{\nu}_3] \\
& + (-1)^{2-1} (2-1)! E[\hat{\nu}_1] E[\hat{\nu}_2 \hat{\nu}_3] \\
& + (-1)^{2-1} (2-1)! E[\hat{\nu}_2] E[\hat{\nu}_1 \hat{\nu}_3] \\
& + (-1)^{2-1} (2-1)! E[\hat{\nu}_3] E[\hat{\nu}_1 \hat{\nu}_2] \\
& + (-1)^{3-1} (3-1)! E[\hat{\nu}_1] E[\hat{\nu}_2] E[\hat{\nu}_3]
\end{aligned} \tag{5.10}$$

Après quelques manipulations :

$$\begin{aligned}
Cum [\hat{\nu}_1, \hat{\nu}_2, \hat{\nu}_3] = & E[\hat{\nu}_1 \hat{\nu}_2 \hat{\nu}_3] - E[\hat{\nu}_1] E[\hat{\nu}_2 \hat{\nu}_3] \\
& - E[\hat{\nu}_2] E[\hat{\nu}_1 \hat{\nu}_3] - E[\hat{\nu}_3] E[\hat{\nu}_1 \hat{\nu}_2] \\
& + 2E[\hat{\nu}_1] E[\hat{\nu}_2] E[\hat{\nu}_3]
\end{aligned} \tag{5.11}$$

Après une étude paramétrique empirique intensive, dans laquelle nous avons testé différentes possibilités de combinaison des HOMs et HOCs et du choix de leurs degrés  $p$  et  $q$ , nous avons sélectionné ceux qui offrent les meilleurs résultats en termes de classification. Dans le cadre de ce travail, nous combinons les HOC et HOM d'ordre quatre et six, respectivement, du vecteur de symboles  $\hat{\nu}$  obtenu. Il est bon de rappeler que les HOCs sont formés à partir de HOMs. En effet, les relations entre les cumulants d'ordre quatre et six et les moments peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{aligned}
C_{40} &= M_{40} - 3M_{20}^2 \\
C_{41} &= M_{41} - 3M_{21}M_{20} \\
C_{42} &= M_{42} - 2M_{21}^2 - |M_{20}|^2 \\
C_{60} &= M_{60} - 15M_{20}M_{40} + 30M_{20}^3 \\
C_{61} &= M_{61} - 5M_{40}M_{21} - 10M_{41}M_{20} + 30M_{21}M_{20}^2 \\
C_{62} &= M_{62} - 6M_{42}M_{20} - 8M_{41}M_{21} - M_{40}M_{22} + 6M_{22}M_{20}^2 + 24M_{20}M_{21}^2
\end{aligned} \tag{5.12}$$

Ces derniers sont parmi les plus couramment utilisés dans les algorithmes d'identification du type de modulation. Un exemple de valeurs théoriques des HOS, pour quelques modulations numériques, est illustré dans le tableau 5.1. Dans le but de minimiser l'influence de la puissance du récepteur et éliminer le problème de mise à l'échelle, nous avons opté pour les versions normalisées des HOCs exprimées comme suit [12]:

$$\check{C}_{pq}(\hat{\nu}) = C_{pq}(\hat{\nu})/C_{21}(\hat{\nu})^{p/2}, \quad p = 4, 6. \tag{5.13}$$

Où  $C_{21}(\hat{\mathbf{v}}) = M_{21}(\hat{\mathbf{v}}) = E[\hat{\mathbf{v}}^2]$  est le cumulants de second ordre. Pour notre structure de décision, nous introduisons un vecteur de caractéristiques noté :  $\mathbf{F} = (\mathcal{F}_1, \mathcal{F}_2, \mathcal{F}_3, \mathcal{F}_4, \mathcal{F}_5, \mathcal{F}_6)$  basé sur les cumulants, et défini comme suit:

$$\mathbf{F} = (|\check{C}_{40}|, |\check{C}_{41}|, |\check{C}_{42}|, |\check{C}_{60}|, |\check{C}_{61}|, |\check{C}_{62}|) \quad (5.14)$$

Sur la base du vecteur de caractéristiques du vecteur estimé, le schéma de modulation de chaque flux récupéré est alors identifié à travers le bloc de classification.

	2-PSK	4-PSK	16-PSK	16-QAM	64-QAM
$M_{40}$	1	1	0	-0.68	-0.619
$M_{41}$	1	0	0	0	0
$M_{42}$	1	1	1	1.32	1.38
$C_{40}$	-2	1	0	-0.68	-0.619
$C_{41}$	-2	0	0	0	0
$C_{42}$	-2	-1	-1	-0.68	-0.619
$M_{60}$	1	0	0	0	0
$M_{61}$	1	1	0	-1.32	1.298
$M_{62}$	1	1	0	0	0
$M_{63}$	1	1	1	1.96	2.22
$C_{60}$	16	0	0	0	0
$C_{61}$	16	-4	0	2.08	1.7972
$C_{62}$	16	0	0	0	0
$C_{63}$	16	4	4	2.08	1.7972
$M_{80}$	1	1	0	2.20	1.91
$M_{81}$	1	0	0	0	0
$M_{82}$	1	1	0	-2.48	-2.75
$C_{80}$	-272	-34	0	-13.98	-11.50
$C_{81}$	-272	0	0	0	0
$C_{82}$	-272	34	0	-13.98	-11.50

**Tableau 5. 1:** Valeurs théoriques de certains moments et cumulants d'ordres supérieurs pour les différentes modulations 2-PSK, 4-PSK, 16-PSK, 16-QAM et 64-QAM. Ces valeurs sont obtenues sur des signaux de moyenne nulle et variance unitaire en absence du bruit [1].

### 5.3.2 Classification

Le sous-système de classification est l'étape qui succède à l'extraction des caractéristiques du signal et représente la partie décisionnelle du processus global d'identification du type de modulation. Dans cette section, nous présentons les différents classifieurs utilisés dans le contexte de notre travail, à savoir : les machines à vecteurs de support (SVM), les réseaux de neurones artificiels (ANN), les K-plus proches voisins (KNN) et Le naïve Bayes (NB).

### 5.3.2.1 SVMs

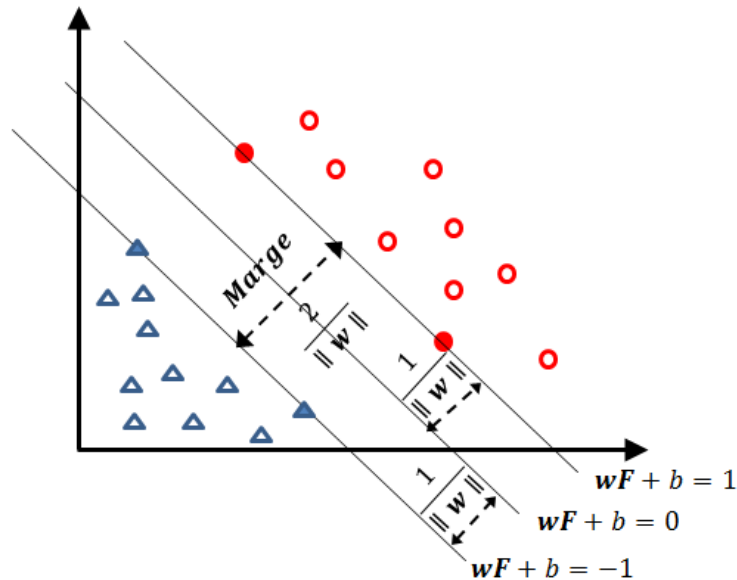
Introduit par Vapnik en 1990, les SVMs sont des classifieurs très répandus qui font partie de la famille des modèles dits discriminatifs. Les SVMs supportent deux cas de classification : un premier cas pour les classes linéairement séparables, et un deuxième pour les classes non-linéairement séparables. Dans le cas des classes linéairement séparables, le model SVM définit un hyperplan qui permet de séparer les données des différentes classes de la manière la plus optimale possible. Supposons un ensemble de  $\ell$  données d'apprentissage  $\mathcal{A}(\mathbf{F}_i, \mathcal{M}_i), i = 1, \dots, \ell$ , où  $\mathbf{F} \in \mathbb{R}^n$  est un vecteur caractéristique de dimension  $n$  qui est en même temps l'entrée du classifieur SVM, et  $\mathcal{M}_i \in \{-1, 1\}$  est l'une des classes possibles à laquelle  $\mathbf{F}_i$  appartient. La fonction linéaire discriminante  $g$  est exprimée par  $g(\mathbf{F}) = \mathbf{w}\mathbf{F} + b$ , avec  $\mathbf{w} = (\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_n) \in \mathbb{R}^n$  étant le vecteur des coefficients de l'hyperplan, et  $b \in \mathbb{R}$  est un scalaire appelé le biais. Cela veut dire qu'il existe un hyperplan dans  $\mathbb{R}^n$  de telle sorte que toutes les données appartenant à la classe 1 et  $-1$  se retrouvent de part et d'autre de l'hyperplan vérifiant l'équation :  $\mathbf{w}\mathbf{F} + b = 0$ . En effet, les données relevant de la classe  $+1$  doivent vérifier l'inégalité  $\mathbf{w}\mathbf{F} + b > 0$ , alors que celles relevant la classe  $-1$  doivent vérifier l'inégalité  $\mathbf{w}\mathbf{F} + b < 0$ . La fonction de décision concernant l'appartenance d'un point à l'une des deux classes est donnée par :  $class(\mathbf{F}) = sign(\mathbf{w}\mathbf{F} + b)$ . La résolution de cette équation peut donner une infinité d'hyperplans la vérifiant, d'où le besoin de choisir l'hyperplan optimal défini comme celui qui maximise la marge qui représente la plus petite distance entre les différentes données des deux classes et l'hyperplan. Ces points, appelés vecteurs support, déterminent la position et l'orientation de la marge tel qu'illustré dans la figure 5.3. Maximiser la marge revient à maximiser la somme des distances des deux classes par rapport à l'hyperplan, qui est ( $Marge = 2/\|\mathbf{w}\|$ ).

Dans le cas des classes non-linéairement séparables, les classifieurs SVMs ont été généralisés en ayant recours à deux outils : la marge souple (soft margin) et les fonctions noyaux (kernel functions). L'idée principale de la marge souple consiste à autoriser des erreurs de classification. Par contre, le principe des fonctions noyaux consiste à projeter les données dans un espace de plus grande dimension, appelé espace de caractéristiques, afin que les données non-linéairement séparables dans l'espace d'entrée deviennent linéairement séparables dans l'espace de caractéristiques. Parmi les noyaux les plus utilisés on distingue : le noyau linéaire, le noyau polynomial et le noyau Gaussien noté aussi RBF<sup>1</sup>. Ces multiples choix de noyaux rend les SVM plus intéressants. Nous notons que ces classifieurs SVM sont

---

<sup>1</sup> Radial Basis Function

utilisés dans le cadre de cette thèse dans les algorithmes d'identification du type de modulation [13], en raison de leur bonne performance et de leur capacité à traiter des données de grande dimension avec un faible nombre de paramètres requis. Dans le cas de notre travail, seul le noyau linéaire a été retenu.



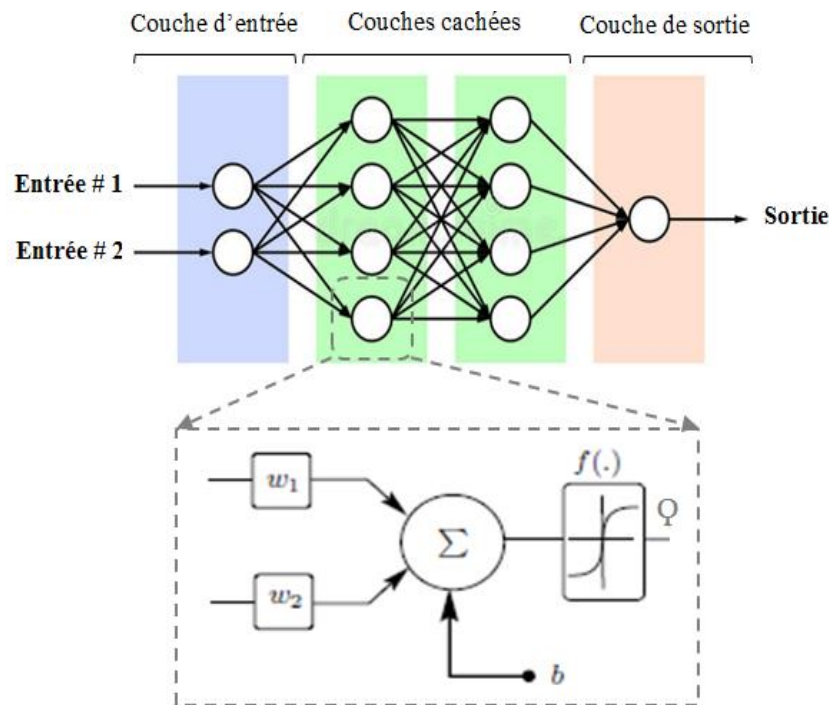
**Figure 5.3** Hyperplan de séparation pour un exemple de deux classes (les carrés et les cercles) linéairement séparables. Le fond bleu et rouge (pour les triangles et les cercles) représentent les vecteurs supports.

### 5.3.2.2 ANNs

Inspiré des neurones biologiques, les réseaux de neurones artificiels, proposés vers la fin des années 1950, sont des modèles de classification très répandus de nos jours. Leur but à l'origine était d'imiter le fonctionnement du cerveau humain, cependant leur développement a évolué vers l'apprentissage de tâches de classification spécifiques. En raison de sa structure flexible, de ses bonnes performances de classification, et de sa capacité de généralisation, ce type de classifieur est largement utilisé pour des problématiques de reconnaissance de formes, telles que le cas particulier de l'identification du type de modulation [6, 14-15].

Dans les implémentations courantes, un neurone est simulé par une fonction mathématique qui combine ses entrées de manière non-linéaire, et la connexion entre les neurones est représentée par les passages des sorties d'un ensemble de neurones comme entrées des neurones successeurs. A chaque connexion sont associés des poids qui définissent le degré d'activation du neurone selon les entrées et la sortie désirée. Le réseau de neurones est organisé en architecture à multiple couches, où la couche d'entrée représente les données à classifier et la couche de sortie indique la classe à laquelle appartiennent ces entrées. Entre ces

deux couches d'entrée et de sortie, il y a une ou plusieurs couches de traitement, appelées couches cachées qui s'ajustent itérativement lors de l'entraînement du modèle. La sortie  $Q$  de chaque neurone est donnée par  $Q = f(b + \sum_i \omega_i e_i) = f(b + \mathbf{w}^T \mathbf{e})$ , où  $e_i$  sont les entrées du neurone et  $\omega_i$  sont les poids correspondants,  $f$  est la fonction dite d'activation et  $b$  est le biais. Le processus d'optimisation du modèle est effectué via une approche appelée rétro-propagation (backpropagation), qui permet la mise à jour itérative et récursive des entrées de chaque neurone à partir des sorties désirées. L'entraînement du modèle se déroule selon une fonction de coût donnée, qui évalue la classification à chaque itération. Un avantage majeur des réseaux de neurones par rapport aux autres modèles, consiste en l'apprentissage conjoint et simultané des caractéristiques et du classifieur. En effet, en opérant directement sur les données brutes, les réseaux de neurones offrent des performances de classification impressionnantes.



**Figure 5. 4** Structure d'un classifieur ANN multicouches.

Après le ralentissement de leur développement durant les années 90 au détriment des modèles SVMs, les réseaux de neurones sont revenus en force ces dernières années et révolutionnent plusieurs domaines grâce au paradigme d'apprentissage profond (deep learning), référant principalement à l'augmentation considérable du nombre des couches cachées dans l'architecture du réseau. Ceci est principalement attribué à deux facteurs déterminants, à savoir la disponibilité abondante des données d'apprentissage et le développement des ressources performantes de calcul intensif.



### 5.3.2.3 *KNNs*

Les classifieurs de type *KNN* sont les plus simples algorithmes de classification qui ne requièrent aucun entraînement. Ce sont des classifieurs non-paramétriques où aucune hypothèse préalable sur la distribution des données n'est établie. Ils sont aussi utilisés dans les algorithmes d'identification du type de modulation [16]. L'algorithme repose sur une représentation de chaque classe par les vecteurs caractéristiques d'un certain nombre de ses échantillons, appelés références ou templates. Au cours de la classification, le vecteur caractéristique de la donnée à classifier est d'abord comparé à toutes les références des classes possibles, puis attribué le label de la classe la plus fréquente parmi les  $K$  plus proches du résultat de la comparaison, où  $K$  est une constante préalablement définie. La comparaison est réalisée via une fonction de distance telle que la distance Euclidienne, la distance de Manhattan, la distance de Chebitchev, la distance en cosinus, la distance de Mahalanobis, ...etc. Bien que la distance Euclidienne soit la plus souvent employée, le choix de la fonction de comparaison joue un rôle déterminant dans la classification. Notons que les *KNN* requiert la sauvegarde de toutes les références des classes possibles, et une requête donnée doit être comparée à toute ces références, ce qui peut induire une complexité en espace de stockage et en temps de calcul. Malgré qu'il existe plusieurs améliorations du *KNN*, l'algorithme de base reste le plus adopté dans les travaux de recherches.

### 5.3.2.4 *NB*

Le classifieur naïve Bayes est une autre approche simple basée sur la théorie de Bayes, faisant ainsi partie de la famille des classifieurs probabilistes. Le terme « naïve » de son nom fait référence à la supposition forte d'indépendance entre les vecteurs caractéristiques, ce qui simplifie énormément la formulation mathématique au prix de l'éloignement des conditions réalistes. Malgré qu'il ait été proposé en 1960, il demeure encore parmi les méthodes les plus utilisées comme référence dans les expériences. La linéarité du NB le rend scalable à la dimension des données. Son entraînement, basé sur le ML, nécessite donc un temps linéaire. Parmi les avantages attractifs du NB est le besoin d'un nombre limité de données d'entraînement pour une estimation robuste des paramètres du modèle. Dans le NB, pour classifier un vecteur caractéristique  $= (\mathcal{F}_1, \dots, \mathcal{F}_n)$ , on calcule les probabilités conditionnelles  $Pr(\mathcal{M}_i | \mathcal{F}_1, \dots, \mathcal{F}_n)$  d'appartenance de  $F$  à chaque classe  $\mathcal{M}_i$ . Le théorème de Bayes permet alors d'écrire la probabilité conditionnelle comme :

$$Pr(\mathcal{M}_i | \mathcal{F}_1, \dots, \mathcal{F}_n) = \frac{Pr(\mathcal{M}_i) Pr(\mathbf{F} | \mathcal{M}_i)}{Pr(\mathbf{F})} \quad (5.15)$$

Cette équation est attribuée la terminologie suivante

$$A\text{ Posteriori} = \frac{(A\text{ Priori}) (Vraisemblance)}{Evidence}$$

Comme le dénominateur est une constante et est indépendant de la classe, il peut être omis sans impact sur le résultat de la classification. Le numérateur est équivalent à la probabilité jointe  $Pr(\mathcal{M}_i, \mathcal{F}_1, \dots, \mathcal{F}_n)$ . En réécrivant le numérateur par application de la règle de la chaîne et en exploitant l'hypothèse d'indépendance des variables, la probabilité à postériori devient :

$$Pr(\mathcal{M}_i | \mathcal{F}_1, \dots, \mathcal{F}_n) = \frac{Pr(\mathcal{M}_i) \prod_{j=1}^n Pr(\mathcal{F}_j | \mathcal{M}_i)}{Pr(\mathbf{F})} \quad (5.16)$$

Pour attribuer le vecteur  $\mathbf{F}$  à une classe donnée, le NB souvent emploie la règle du maximum a postériori comme suit :

$$\mathcal{M}_i(\mathbf{F}) = \arg \max_{\mathcal{M}_i \in \mathcal{M}} Pr(\mathcal{M}_i) \prod_{j=1}^n Pr(\mathcal{F}_j | \mathcal{M}_i) \quad (5.17)$$

Il faut noter que la performance d'un classifieur peut être améliorée en procédant à un certain prétraitement sur ses entrées, qui comprend principalement la normalisation. Cette dernière consiste à définir un intervalle de normalisation de manière à ce que toutes les données à l'entrée du classifieur se situent dans cette intervalle. Cette opération aide à améliorer l'efficacité d'un classifieur en évitant des données impromptues à l'entrée du classifieur. Les techniques de normalisation les plus répandues sont illustrées dans le tableau 5.2. Dans le cadre de notre travail, la normalisation à l'échelle de l'intervalle [0,1] est appliquée.

Normalisation à l'échelle de l'intervalle $[a, b]$	$F'_i = a + \frac{(b - a)(F_i - \min(F_i))}{\max(F_i) - \min(F_i)}$
Normalisation $min - max$	$F'_i = \frac{F_i - \min(F_i)}{\max(F_i) - \min(F_i)}$
Mise à l'échelle automatique	$F'_i = \frac{F_i - \mathcal{U}_{F_i}}{\sigma_{F_i}}$
Mise à l'échelle maximale	$F'_i = \frac{F_i}{\max(F_i)}$

**Tableau 5.2:** Les techniques de normalisation les plus répandues dans la littérature, avec  $\mathcal{U}_{F_i}$  et  $\sigma_{F_i}$  étant respectivement la moyenne et la variance d'un vecteur caractéristique  $\mathbf{F}_i$ .

La validation croisée est une méthode simple utilisée dans le but de garantir une évaluation non biaisée de l'efficacité d'un classifieur [17]. Elle consiste, en premier lieu, à diviser les données en  $\mathcal{K}$  sous-ensembles. Par la suite, le modèle du classifieur est construit sur la base de  $\mathcal{K} - 1$  sous-ensemble puis évalué sur le sous-ensemble restant. Afin d'explorer tous les sous-ensembles, nous répétons cette opération  $\mathcal{K}$  fois et nous retenons la moyenne des  $\mathcal{K}$  résultats obtenus. Pour notre cas, nous avons divisé l'ensemble de données d'apprentissage en 5 sous-ensembles ( $\mathcal{K} = 5$ ).

## 5.4 Evaluation des performances des classifieurs

Évaluer les performances des classifieurs est une étape critique. En effet, même si le taux de bonne classification ou encore l'erreur globale de classification fournissent une information importante, ils sont rarement suffisants à eux seuls pour caractériser précisément le système. En effet, il existe de nombreuses métriques utilisées dans l'évaluation des classifieurs et qui renforcent le jugement de la qualité de la classification. Il est judicieux de noter que la plupart de ceux-ci sont construits à partir de la matrice de confusion à deux classes, illustrée dans le tableau 5.3 ci-dessous.

		Classes estimées par le classifieur	
		$\mathcal{M}_s$	$\mathcal{M}_{q \neq s}$
Classes Réelles	$\mathcal{M}_s$	Vrais positifs ( $V_P$ )	Fauts positifs ( $F_P$ )
	$\mathcal{M}_{q \neq s}$	Fauts négatifs ( $F_N$ )	Vrais négatifs ( $V_N$ )

**Tableau 5.3** Matrice de confusion à deux classes

Dans ce cas, nous définissons les deux paramètres  $s, q = 1, \dots, \text{card}^2(\theta)$ , où  $\theta$  est l'ensemble considéré des schémas de modulation, et  $\mathcal{M}_i$  est la modulation de l'indice  $i$ .

Vrais positifs ( $V_P$ ) : Nombre de  $\mathcal{M}_i$  correctement identifiées comme  $\mathcal{M}_s$ .

Fauts positifs ( $F_P$ ) : Nombre de  $\mathcal{M}_i$  détectées comme  $\mathcal{M}_{q \neq s}$  bien qu'il s'agisse de  $\mathcal{M}_s$ .

Fauts négatifs ( $F_N$ ) : Nombre de  $\mathcal{M}_i$  détectées comme  $\mathcal{M}_s$  bien qu'il s'agisse de  $\mathcal{M}_{q \neq s}$ .

Vrais négatifs ( $V_N$ ) : Nombre de  $\mathcal{M}_i$  correctement identifiées comme  $\mathcal{M}_{q \neq s}$ .

<sup>2</sup> Cardinal : la cardinalité est une notion de taille pour un ensemble. Autrement dit, il s'agit du nombre d'éléments de l'ensemble  $\theta$ .

En particulier, si la matrice de confusion est diagonale (i.e.,  $F_N = F_P = 0$ ), le classifieur est dit parfait. Des exemples des matrices de confusion obtenues pour les classifieur SVM et KNN sont données dans l'annexe B.

### 5.4.1 Métriques d'évaluation

À partir de la matrice de confusion illustrée dans le tableau 5.3, nous pouvons extraire diverses métriques d'évaluation des différents classifieurs. Nous résumons certaines d'entre elles dans le tableau 5.4, à savoir l'exactitude (accuracy), le rappel (recall), la précision et la spécificité. La valeur d'exactitude du système est une mesure du biais statistique qui décrit les erreurs systématiques, tandis que la valeur de rappel est la proportion des cas positifs réels correctement prédits. Inversement, la précision indique la proportion des cas positifs prédits qui sont correctement positifs. Enfin, la spécificité donne une mesure de la robustesse du système contre les faux positifs.

Métrique d'évaluation	Définition
Exactitude ( $\Theta$ )	$\frac{V_P + V_N}{V_P + F_P + V_N + F_N}$
Rappel ( $\Psi$ )	$\frac{V_P}{V_P + F_N}$
Précision ( $\delta$ )	$\frac{V_P}{V_P + F_P}$
Spécificité ( $\Phi$ )	$\frac{V_N}{V_N + F_P}$

**Tableau 5.4** Métriques d'évaluation calculées à partir de la matrice de confusion

Une mesure globale de la performance du système peut être obtenue à partir de la métrique F-score, calculée comme la moyenne harmonique de rappel et précision:

$$f = 2 \frac{\Psi \delta}{\Psi + \delta} \quad (5.18)$$

## 5.4.2 La courbe ROC

Une méthode efficace pour évaluer les performances d'un classifieur consiste à tracer la courbe ROC<sup>3</sup> [18]. La courbe ROC est une représentation du taux des vrais positifs en fonction du taux des faux positifs. Cette représentation met en avant une autre métrique d'évaluation pertinente pour mesurer la performance d'un classifieur appelée l'aire sous la courbe (AUC<sup>4</sup>) [19]. Plus cette aire se rapproche de 1, plus le classifieur est performant, et cette courbe constitue également une autre approche pour consolider la comparaison des différents classifieurs. Plus cette courbe atteint des valeurs élevées, plus l'aire sous celle-ci est grande, moins le classifieur fait d'erreur. La figure 5.5 montre l'interprétation de la courbe ROC pour une modulation  $\mathcal{M}_i$ .

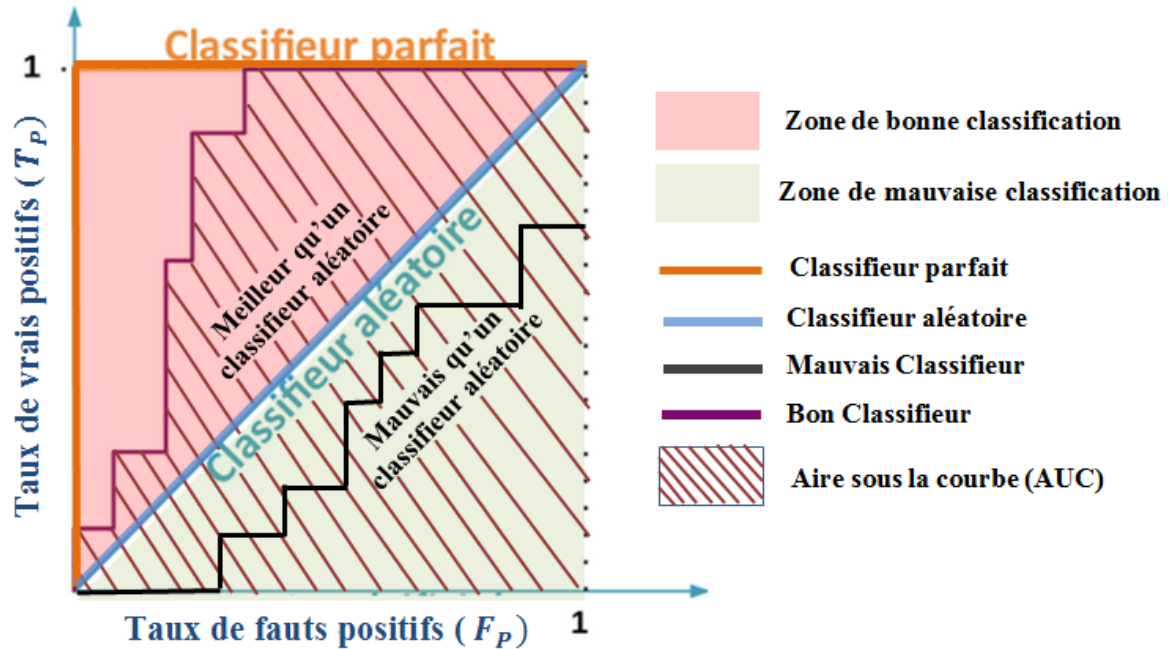


Figure 5.5 Interprétation de la courbe ROC pour une modulation  $\mathcal{M}_i$ .

## 5.5 Résultats et discussion

Dans ce paragraphe, l'ensemble des résultats numériques que nous présentons sont basés sur un ensemble d'intérêt des modulations  $\theta = \{2\text{-PSK}, 4\text{-PSK}, 16\text{-QAM}, 64\text{-QAM}\}$ , et l'exécution de 1000 simulations de type Monte Carlo (MC) pour chaque type de modulation appartenant à  $\theta$  (soit 4000 simulations au total) et pour chaque valeur de SNR ( $\text{SNR}_{dB} \in \{-6, 0, 6\}$ ). Chaque simulation MC est basée sur  $L = 1024$  symboles D-STBC. Sans perte

<sup>3</sup> Receiver Operating Characteristic.

<sup>4</sup> Area under the curve.

de généralité, les configurations D-STBC testées sont  $2byRx \in \{2by1, 2by2\}$  et le canal considéré est de Rayleigh à évanouissement par bloc. Nous précisons que tous les classifieurs sont soumis aux mêmes conditions d'apprentissage et de test. Tout d'abord, la phase d'apprentissage des classifieurs est obtenue par différentes réalisations des signaux D-STBC avec  $L$  symboles pour chaque type de modulation, et chaque valeur de SNR et chaque antenne de réception parmi les  $Rx$  en  $\mathcal{D}$ . Pour chaque réalisation, les symboles et les canaux de transmission sont générés d'une manière aléatoire. Suite à la phase d'apprentissage, notre système est testé pour une évaluation effective des performances. Ici, la probabilité d'identification correcte est donnée en pourcentage et peut être exprimée par :

$$P_{id} = \frac{\sum_{\theta_i \in \theta} N_{\theta_i}}{N_{Total}} \times 100 \quad (5.19)$$

Où  $N_{\theta_i}$  est le nombre de réalisations pour laquelle la modulation  $\theta_i \in \theta$  est identifiée correctement, et  $N_{Total} = 4000$  est le nombre total de réalisations. Les classifieurs sont alors évalués par leur probabilité moyenne d'identification correcte. La sélection des meilleurs modèles de classifieurs est effectuée en faisant appel à la technique de validation croisée (cross-validation).

SNR <sub>dB</sub>	<i>D-STBC 2 by 1</i>			<i>D-STBC 2 by 2</i>		
	<u>-6</u>	<u>0</u>	<u>6</u>	<u>-6</u>	<u>0</u>	<u>6</u>
<b>SVM</b>	40.26	63.66	76.96	73.66	91.69	99.66
<b>KNN</b>	38.48	59.28	74.91	72.58	90.44	99.38
<b>NB</b>	37.14	59.17	74.82	70.32	88.83	99.12

**Tableau 5.5 :** Probabilité moyenne d'identification correcte pour les différents classifieurs dans le système AaF D-STBC avec  $SNR_{SR} = 15$  dB.

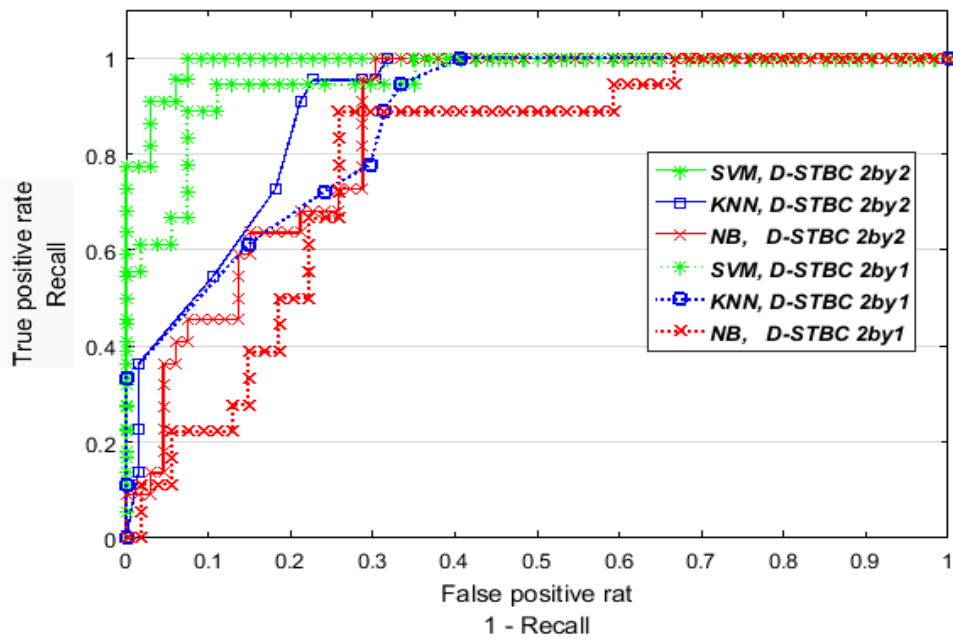
Nous soulignons que cette étude repose également sur les hypothèses suivantes: les SNRs des canaux  $\mathcal{SD}$  et  $\mathcal{RD}$  sont égaux (i.e.,  $SNR = SNR_{SD} = SNR_{RD}$ ), tandis que le SNR du canal  $\mathcal{SR}$  (i.e.,  $SNR_{SR}$ ) peut être différent. Le tableau 5.5 illustre les performances des classifieurs SVM, KNN et NB du système AaF D-STBC avec les deux configurations  $2by1$  et  $2by2$ , dans le cas d'une connaissance parfaite de l'état des canaux. Il ressort de ce tableau que le classifieur SVM offre les meilleures performances en termes de probabilité moyenne d'identification. En outre, il est à noter que tous les classifieurs présentent globalement des performances comparables pour chacune des configurations D-STBC. Ceci peut être expliqué

par le fait qu'ils sont adaptés à un déploiement approprié afin de les conduire à leurs meilleures performances. Plus intéressant encore, les performances apportées par la diversité d'antennes, provenant d'une antenne de réception supplémentaire en  $\mathcal{D}$ , deviennent plus notables, car l'écart de performances entre les configurations *2by1* et *2by2* est très important. De plus, dans ce cas (configuration *2by2*), tous les classifieurs présentent des performances très compétitives.

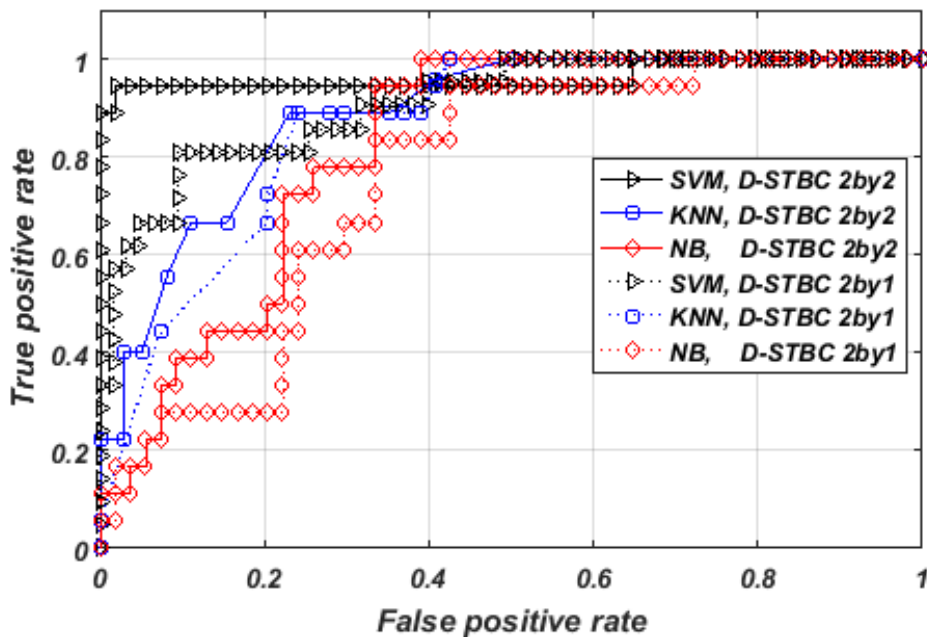
Scores	$\sigma_e^2$	<i>D-STBC 2 by 1</i>			<i>D-STBC 2 by 2</i>		
		<i>SVM</i>	<i>KNN</i>	<i>NB</i>	<i>SVM</i>	<i>KNN</i>	<i>NB</i>
$\Theta$	0	75,13	72,06	70,54	98,25	97,93	97,71
	0.05	66,87	64,86	60,46	97,12	95,49	94,69
	0.1	65,20	60,29	58,64	93,49	90,83	88,27
$\Psi$	0	56,61	55,24	54,29	98,14	97,14	94,71
	0.05	55,43	52,73	52,00	95,87	95,82	93,07
	0.1	50,82	46,44	51,43	91,54	89,07	87,21
$\delta$	0	81,31	77,67	74,29	98,62	97,86	97,71
	0.05	70,68	67,10	49,95	97,55	95,36	95,22
	0.1	57,32	53,57	45,38	94,14	91,41	88,62
$\Phi$	0	49,85	44,60	41,41	96,43	95,52	94,67
	0.05	38,80	36,00	35,07	93,76	88,97	88,62
	0.1	32,20	28,83	32,45	85,48	79,09	78,09
$f$	0	51,84	48,62	46,15	96,56	96,06	95,18
	0.05	44,39	43,04	35,50	94,40	91,61	91,61
	0.1	41,50	37,80	33,53	87,71	83,06	81,36

**Tableau 5.6 :** Mesures d'évaluation pour le système AaF D-STBC proposé, pour les différents classifieurs avec  $SNR = 3$  dB,  $SNR_{SR} = 15$  dB et  $\sigma_{SD}^2 = \sigma_{SR}^2 = \sigma_{RD}^2 = \sigma_e^2$ .

Les métriques obtenues avec notre système, relatives aux classifieurs étudiés, en supposant des variances d'erreur d'estimation égales sur tous les liens (i.e.,  $\sigma_{SD}^2 = \sigma_{SR}^2 = \sigma_{RD}^2 = \sigma_e^2$ ), sont répertoriées dans le tableau 5.6. Tel qu'il est montré dans ce tableau, lorsque le CSI est parfait, le classifieur SVM reste toujours le plus performant, quelle que soit le critère d'évaluation, et ce, pour les deux configurations D-STBC. De plus, nous constatons que les valeurs obtenues de Recall, précision et de *F-score* sont limitées avec la configuration *2by1*, même avec le classifieur SVM, car elles ne sont évaluées qu'à 56,61%, 49,85% et 51,84%, respectivement. Ce tableau met en lumière le rôle de la diversité d'antennes à la réception dans l'amélioration de ces aspects, car le SVM permet de réaliser des améliorations significatives de 41,53%, 46,58% et 44,72% en termes de Recall, précision et de *F-mesure*, respectivement.



**Figure 5.6** Courbes ROC des classifieurs SVM, KNN et NB utilisant AaF D-STBC avec  $SNR = 3 \text{ dB}$ ,  $SNR_{SR} = 15 \text{ dB}$  et  $\sigma_e^2 = 0$ .



**Figure 5.7** Courbes ROC des classifieurs SVM, KNN et NB utilisant AaF D-STBC avec  $SNR = 3 \text{ dB}$ ,  $SNR_{SR} = 15 \text{ dB}$  et  $\sigma_e^2 = 0.1$ .

De toute évidence, la performance supérieure du classifieur SVM est due à des valeurs plus réduites des faux positifs ( $FP$ ) et de faux négatifs ( $F_n$ ) prédites par cette approche.



Encore plus intéressant à remarquer, vu qu'avec la configuration *2by2* les performances atteintes par ces classifieurs sont plus que satisfaisantes, il est plus pertinent pratiquement d'adopter une classification basée sur le NB pour sa complexité réduite, afin de mieux vérifier les contraintes sur l'efficacité énergétique, tout en fonctionnant à un niveau de SNR aussi faible que 3 dB. Par contre, en présence d'un CSI imparfait ( $\sigma_e^2 > 0$ ), on peut noter que lors de l'adoption de la configuration *2by1*, la performance est considérablement dégradée avec l'augmentation de la variance de l'erreur, quel que soit le classifieur retenu. En revanche, la diversité offerte par l'alternative *2by2* permet de renforcer la capacité de l'AMC à canaliser les erreurs, puisque seule une pénalité de performance raisonnable est signalée, en particulier avec le classifieur SVM.

Enfin, les courbes ROC des classifieurs SVM, KNN et NB sont illustrées dans les Figures 5.6 et 5.7, respectivement, correspondant à un CSI parfait, et à la présence d'une erreur d'estimation ( $\sigma_e^2 = 0.1$ ), et les AUCs correspondants sont données, respectivement, dans les tableaux 5.7 et 5.8. Il ressort clairement des résultats illustrés dans les figures 5.6 et 5.7 que le AUC fournie par le SVM est la plus élevée, par rapport aux autres AUC des autres classifieurs, et ce quelle que soit la configuration considérée. En effet, comme nous pouvons le remarquer à partir des tableaux 5.7 et 5.8, les AUCs fournies sont 0,9537 et 0,9897 dans le cas d'un CSI parfait ( $\sigma_e^2 = 0$ ), et 0,9016 et 0,9630 dans le cas d'un CSI imparfait ( $\sigma_e^2 = 0.1$ ), avec les configurations D-STBC *2by1* et *2by2*, respectivement.

	<b>2 by 1</b>	<b>2 by 2</b>
<b>SVM</b>	0.9537	0.9897
<b>KNN</b>	0.8704	0.8984
<b>NB</b>	0.7829	0.8561

**Tableau 5.7 :** Courbes ROC des classifieurs SVM, KNN et NB utilisant D-STBC avec  $SNR = 3 \text{ dB}$ ,  $SNR_{SR} = 15 \text{ dB}$  et  $\sigma_e^2 = 0$ .

Il est noté également que les classifieurs KNN et NB sont sensibles aux erreurs d'estimation du canal. L'une des solutions proposées consiste à utiliser une technique d'égalisation plus robuste pour substituer le ZF. L'égaliseur à erreur quadratique minimale (MMSE<sup>5</sup>) pourrait probablement améliorer les performances, mais nécessiterait la connaissance parfaite du SNR. Une autre solution consiste à utiliser une technique de séparation aveugle de sources (BSS<sup>6</sup>) dans laquelle l'estimation de canal n'est pas requise.

<sup>5</sup> Minimum Mean-Squared Error

<sup>6</sup> Blind Source Separation

	<b>2 by 1</b>	<b>2 by 2</b>
<b>SVM</b>	0.9016	0.9630
<b>KNN</b>	0.8043	0.8292
<b>NB</b>	0.7251	0.7706

**Tableau 5.8 :** Courbes ROC des classifieurs SVM, KNN et NB utilisant D-STBC avec  $SNR = 3 \text{ dB}$ ,  $SNR_{SR} = 15 \text{ dB}$  et  $\sigma_e^2 = 0.1$ .

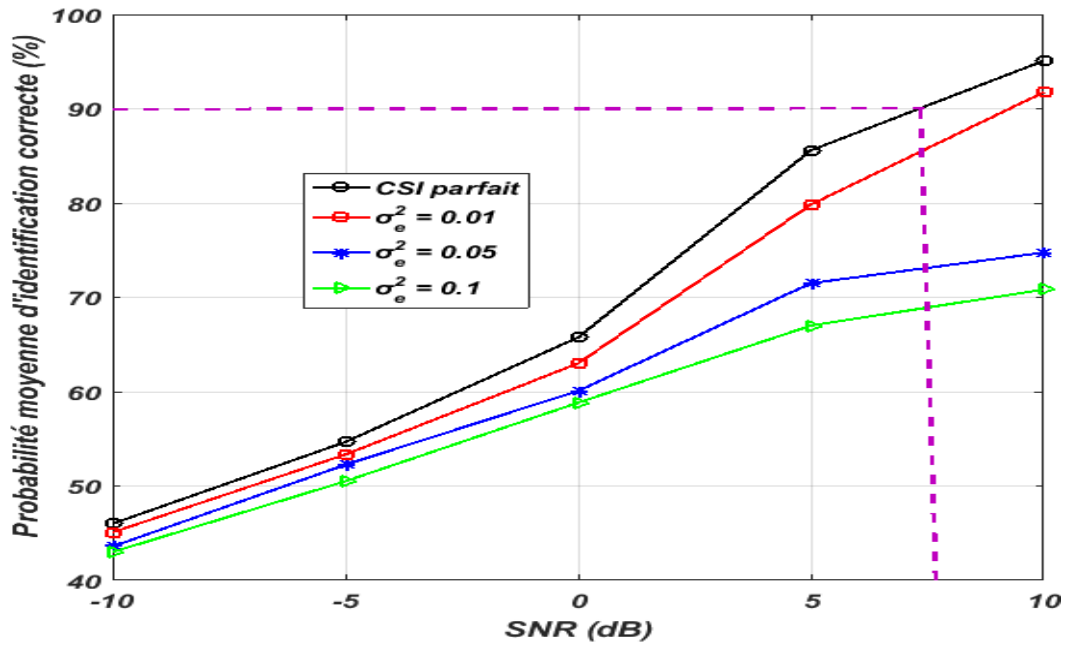
## 5.6 AMC par les réseaux de neurones artificiels

Le processus d'identification automatique de type de modulation peut être considéré comme un problème de reconnaissance de forme. Les réseaux de neurones artificiels constituent l'une des meilleures solutions utilisées pour les problématiques de reconnaissance de formes en raison de leur structure flexible et de leurs hautes performances de classification [20-23]. Après avoir extrait le vecteur caractéristique (équation 5.14), nous procédons à l'adaptation du bloc de classification du modèle d'identification, illustré dans la figure 5.2, qui est un réseau de neurones artificiels. Cela consiste en un apprentissage de l'ANN à l'aide d'un algorithme d'apprentissage à rétro-propagation résilient (RPROP<sup>7</sup>) introduit dans [24], afin qu'il s'adapte aux configurations possibles du réseau AaF D-STBC proposé où les poids des entrées des neurones ainsi que leurs biais sont ajustés de manière itérative. Outre la convergence rapide, l'un des principaux avantages RPROP repose sur le fait qu'aucun choix de paramètres et de valeurs initiales n'est nécessaire pour obtenir des temps de convergence optimaux [24]. De plus, l'algorithme RPROP est connu pour ses hautes performances sur les problèmes de reconnaissance de formes [25]. Après la phase d'apprentissage, une phase de test est lancée et le classifieur est évalué par la probabilité d'identification (équation 5.16). Il faut noter la robustesse des ANNs face aux erreurs d'estimations des canaux du réseau AaF D-STBC proposé est conjointement examinée. L'effet de l'erreur d'estimation de canal sur l'identification de la modulation a été évalué sous l'hypothèse de variances égales des erreurs d'estimation sur tous les liens  $\sigma_{SD}^2 = \sigma_{SR}^2 = \sigma_{RD}^2 = \sigma_e^2$ , et les résultats correspondants obtenus sont illustrés dans les figures 5.8 et 5.9.

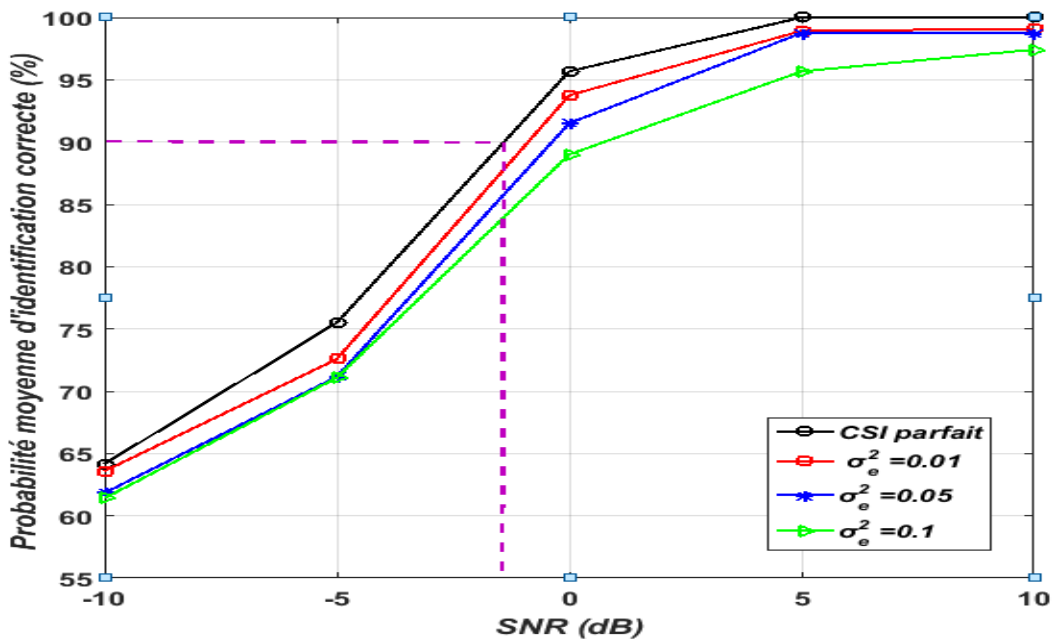
Comme le montrent ces deux figures, lorsque le CSI est parfait ( $\sigma_e^2 = 0$ ), en considérant la configuration 2by2, le système proposé exhibe une très grande performance et identifie parfaitement tous les types de modulations, même à faible SNR (à partir de 5 dB). En effet, à 90% d'identification, la configuration 2by2 offre un gain de rapport signal sur bruit d'environ

<sup>7</sup> Resilient backpropagation

8,5 dB par rapport à la configuration 2by1, et ceci grâce à la diversité spatio-temporelle supplémentaire offerte par la solution 2by2

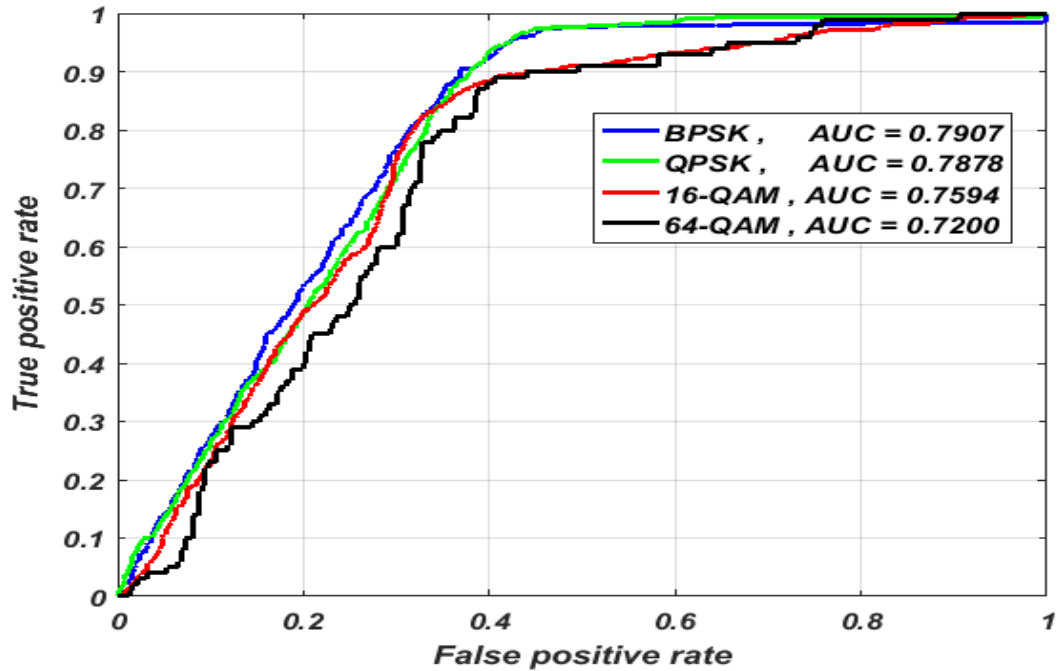


**Figure 5.8** Probabilité moyenne d'identification correcte pour le classifieur ANN pour le système AaF D-STBC avec la configuration 2by1,  $SNR_{sr} = 15$  dB et  $\sigma_{sd}^2 = \sigma_{sr}^2 = \sigma_{rd}^2 = \sigma_e^2$ , où  $\sigma_e^2 \in \{0.01, 0.05, 0.1\}$

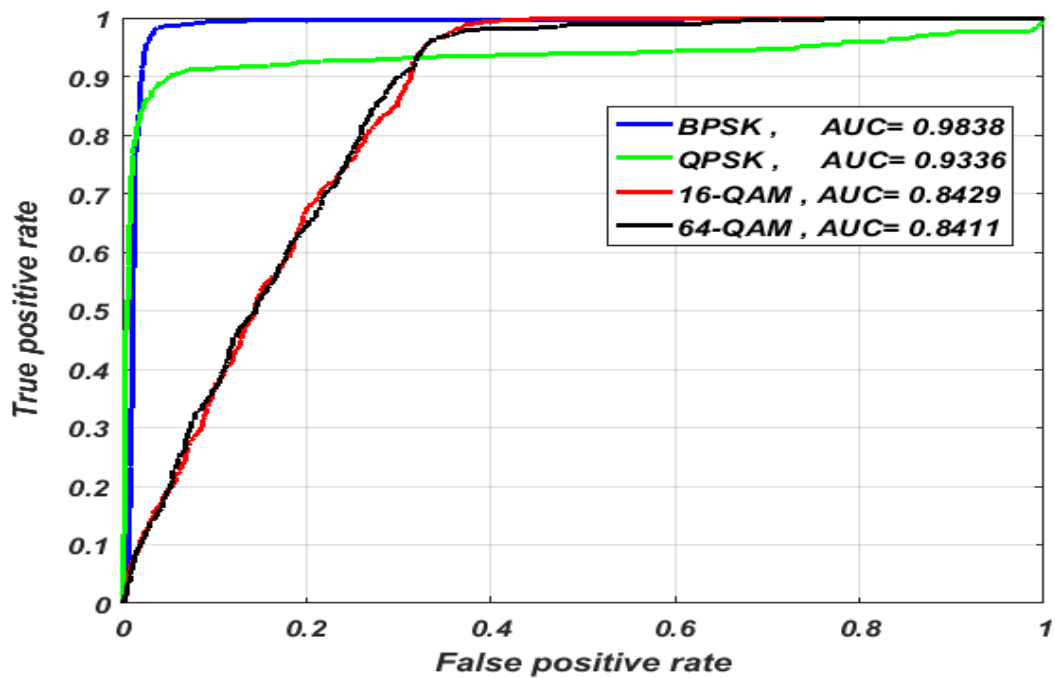


**Figure 5.9** Probabilité moyenne d'identification correcte pour le classifieur ANN dans le système AaF D-STBC avec la configuration 2by2,  $SNR_{sr} = 15$  dB et  $\sigma_{sd}^2 = \sigma_{sr}^2 = \sigma_{rd}^2 = \sigma_e^2$ , où  $\sigma_e^2 \in \{0.01, 0.05, 0.1\}$

Par contre, dans le cas d'un CSI imparfait ( $\sigma_e^2 > 0$ ), il apparaît clairement à partir des résultats qu'avec la configuration 2by1, l'algorithme proposé est plus sensible aux erreurs d'estimation du canal, et il s'en suit une performance qui est considérablement réduite avec l'aggravation de la variance de l'erreur.



**Figure 5.10** Courbes ROC des différentes modulations avec le classifieur ANN pour le système AaF D-STBC avec la configuration 2by1,  $SNR_{sr} = 15 \text{ dB}$ ,  $SNR = 2 \text{ dB}$  et  $\sigma_e^2 = 0.1$



**Figure 5.11** Courbes ROC des différentes modulations avec le classifieur ANN pour le système AaF D-STBC avec la configuration 2by2,  $SNR_{sr} = 15 \text{ dB}$ ,  $SNR = 2 \text{ dB}$ , et  $\sigma_e^2 = 0.1$

Néanmoins, lors de l'adoption de la configuration *2by2*, le classifieur ANN bénéficie d'une robustesse supérieure, et la dégradation des performances, résultant de la diminution de la précision de l'estimation des canaux, reste raisonnable. Pour confirmer les résultats obtenus, les courbes ROC des différentes modulations avec le classifieur ANN pour le système AaF D-STBC sont rapportées dans les figures 5.10 et 5.11 avec  $SNR_{sr} = 15$  dB,  $SNR = 2$  dB et  $\sigma_e^2 = 0.1$  pour les configurations *2by1* et *2by2*. En comparant les courbes ROC obtenues pour chaque type de modulation avec les deux configurations *2by1* et *2by2*, il est constaté que le classifieur ANN lorsqu'incorporé dans la configuration *2by2* montre une efficacité supérieure, car il offre de grandes valeurs d'AUCs et une meilleure robustesse face aux erreurs d'estimation du canal, par rapport à celles obtenues avec l'alternative *2by1*.

## 5.7 Etude de l'ordre de complexité des classifieurs

Dans cette partie, il est question de comparer les classifieurs du point de vue de l'ordre de complexité de calcul.

Pour le classifieur SVM, l'ordre dépend essentiellement de trois paramètres, à savoir : le nombre de vecteurs supports définissant l'hyperplan de séparation  $N_{Vect}$ , le nombre de classes  $N_{Class}$  et la taille du vecteur des caractéristiques  $N_{Caract}$ . Dans le cas d'un classifieur SVM binaire, l'ordre de complexité est estimé à  $\mathcal{O}(N_{Vect}(N_{Caract} + 4))$ . Il s'en suit qu'un ordre de complexité de  $\mathcal{O}(N_{Vect}(N_{Caract} + 4)N_{Class}^2/2)$  est associé avec un classifieur SVM multi-classes. Par contre, pour un classifieur KNN, l'ordre de complexité dépend du nombre d'échantillons retenu pour le calcul des distances  $N_{Ech}$  et du nombre de distances minimales  $N_{Dist}$ . Ceci conduit à un ordre de complexité  $\mathcal{O}(N_{Ech}(N_{Caract} + N_{Dist}))$ . Pour un classifieur ANN multicouches, la complexité dépend principalement du nombre de couches noté  $N_{Couche}$ , et de la taille de la couche représentée par le nombre de neurones par couche,  $N_{Neurone}$ , qui sont ajustés de façon à obtenir le modèle du réseau le plus performant. Ceci mène à un ordre de complexité  $\mathcal{O}(N_{Couche} N_{Neurone}^2)$ . Le classifieur NB quant à lui, a un ordre de complexité qui repose sur la taille des données d'apprentissage  $N_{Apprent}$  et celle du vecteur des caractéristiques  $N_{Caract}$ . L'ordre de complexité de chaque classifieur est illustré dans le tableau 5.9.

Classifieurs	Ordre de complexité
SVM	$\mathcal{O}(N_{Vect}(N_{Caract} + 4)N_{Class}^2/2)$
KNN	$\mathcal{O}(N_{Ech}(N_{Caract} + N_{Dist}))$
ANN	$\mathcal{O}(N_{Couche} N_{Neurone}^2)$
BN	$\mathcal{O}(N_{Apprent} N_{Caract})$

**Tableau 5.9 :** Ordres de complexité des classifieurs ANN, SVM, KNN et NB.

## 5.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une approche AMC basée sur un nouveau schéma D-STBC pour un réseau coopératif où les nœuds source et relais sont dotés d'une seule antenne. Les meilleures performances AMC sont assurées à travers une étude comparative menée sur les classifieurs les plus couramment utilisés, à savoir les ANNs, les SVMs, les KNNs et les NBs. Dans ce contexte, nous avons également introduit quelques métriques d'évaluation afin d'assurer une évaluation objective et fiable et une plus grande cohérence des classifieurs. Les résultats des simulations ont révélé que, comparés aux alternatives KNN et NB, les classifieurs ANN et SVM jouissent d'une précision et d'une robustesse supérieure, et atteignent des performances objectives plus élevées, confirmant ainsi leur supériorité dans la discrimination entre les différents types de modulation. En présence d'imprécisions sur les estimations des canaux dans les différents liens, la configuration *2by2* offre une grande robustesse et permet de maintenir une qualité d'identification de modulation viable, en particulier avec les classifieurs ANN et SVM.

## REFERENCES

- [1] O.A. Dobre, A. Abdi, Y. Bar-Ness, and W. Su, "Survey of automatic modulation classification techniques: classical approaches and new trends," *IET Communications*, vol. 1, no. 2, pp. 137–156, 2007
- [2] J.L. Xu, W. Su, and M. Zhou, "Likelihood-ratio approaches to automatic modulation classification," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, vol. 41, no. 4, pp.455–469, 2011.
- [3] F. Hameed, O.A. Dobre, and D.C. Popescu, "On the likelihood-based approach to modulation classification," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 12, pp. 5884–5892, 2009.
- [4] O.A. Dobre, A. Abdi, Y. Bar-Ness, and W. Su, "Cyclostationarity-based modulation classification of linear digital modulations in flat fading channels," *Wireless Personal Communications*, vol. 54, no. 4, pp.699–717, 2010.
- [5] A. Swami and B.M. Sadler, "Hierarchical digital modulation classification using cumulants," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 3, pp 416–429, 2000.
- [6] K. Hassan, I. Dayoub, W. Hamouda, C.N. Nzéza, and M. Berbineau, "Blind digital modulation identification for spatially-correlated mimo systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 2, pp. 683–693, 2012.
- [7] M.W. Aslam, Z. Zhu, and A. K. Nandi, "Automatic modulation classification using combination of genetic programming and KNN," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 8, pp. 2742–2750, 2012.
- [8] S. Xi and H.-C. Wu, "Robust automatic modulation classification using cumulant features in the presence of fading channels," *IEEE Wireless Communications and Networking* vol. 4, pp. 2094-2099, 2006.
- [9] W. Ben Chikha, S. Chaoui and R. Attia, "Identification of superposed modulations for two-way relaying MIMO systems with physical-layer network coding," *IET Communications*, vol. 11, no. 2, pp.225–231, 2017.
- [10] S. Kharbech, I. Dayoub, M. Zwingelstein-Colin and E. Pierre-Simon, "Blind Digital Modulation Identification for MIMO Systems in Railway Environments With High-Speed Channels and Impulsive Noise," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 8, pp. 7370–7379, 2018.
- [11] A. Mahmood, M. Chitre, and M.A. Armand, "On single-carrier communication in additive white symmetric alpha-stable noise," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 10, pp.3584–3599, 2014.
- [12] C. M. Spooner, "On the utility of sixth-order cyclic cumulants for RF signal classification," *Conference Record of Thirty-Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp.890-897 vol.1, 2001.
- [13] F.C.B.F. Muller, C. Cardoso, and A. Klautau, "A front end for discriminative learning in automatic modulation classification," *IEEE Communications Letters*, vol. 15, no. 4, pp. 443–445, 2011.

- [14] K. Hassan, I. Dayoub, W. Hamouda, and M. Berbineau, "Automatic modulation recognition using wavelet transform and neural networks in wireless systems," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2010, Article ID 532898, p. 42, 2010.
- [15] S. Kharbech, I. Dayoub, M. Zwingelstein-Colin, E. Pierre-Simon and K. Hassan, "Blind Digital Modulation Identification for Time-Selective MIMO Channels," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 3, no. 4, pp. 373–376, 2014..
- [16] M. W. Aslam, Z. Zhu, and A. K. Nandi, "Automatic modulation classification using combination of genetic programming and KNN," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 8, pp.2742–2750, 2012.
- [17] R. Andrew Webb and Keith D. Copsey. *Statistical Pattern Recognition*, chapter Additional Topics, pp. 582–583. Wiley, 3rd edition, 2011.
- [18] A.P. Bradley, "The use of the area under the ROC curve in the evaluation of machine learning algorithms," *Pattern recognition*, vol. 30, no. 7, pp.1145–1159, 1997.
- [19] T. Fawcett, "An introduction to ROC analysis," *Pattern recognition letters*, vol. 27, no. 8, pp.861–874, 2006.
- [20] A. Ebrahimzadeh, H. Azimi, and S.A. Mirbozorgi, "Digital communication signals identification using an efficient recognizer," *Measurement*, vol. 44, no. 88, pp.1475 – 1481, 2011.
- [21] J.J. Popoola and R. Van Olst, "A novel modulation-sensing method," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 6, no. 3, pp.60–69, 2011.
- [22] L. Zhou and H. Man, "Distributed automatic modulation classification based on cyclic feature via compressive sensing," In *IEEE Military Communications Conference, MILCOM 2013*, pp. 40–45, 2013.
- [23] M.L.D. Wong and A. Nandi, "Automatic digital modulation recognition using artificial neural network and genetic algorithm," *Signal Processing*, vol. 84, pp. 351–365, 2004.
- [24] M. Riedmiller and H. Braun, "A direct adaptive method for faster backpropagation learning: the RPROP algorithm," *IEEE International Conference on Neural Networks*, 1993.
- [25] B. Howard Demuth Mark Hudson Beale, Martin T. Hagan. *Neural Network Toolbox User's Guide*. The MathWorks, Inc., Natick MA, USA, r2014b edition, 2014.



# Chapitre **6**

## **Conclusion Générale et Perspectives**

### **Sommaire**

---

<b>6.1 Bilan des travaux effectués .....</b>	<b>128</b>
<b>6.2 Perspectives.....</b>	<b>130</b>

---

## 6.1 Bilan des travaux effectués

Bien souvent, les contraintes de taille, de puissance, ou autres entravent le déploiement effectif des systèmes MIMO. Dans une telle situation, recourir à une communication coopérative via des nœuds relais s'avère la bonne solution. Ces nœuds, en coopérant, forment un réseau d'antennes virtuelles où, généralement, chaque nœud est équipé d'une seule antenne, tirant ainsi profit des avantages des systèmes MIMO en exploitant les codes spatio-temporels, par exemple. La destination reçoit alors plusieurs versions du même signal de la source et d'un ou plusieurs relais, et combine ces derniers pour créer de la diversité.

En se basant sur la communication coopérative, cette thèse apporte des solutions dans le but d'améliorer davantage les performances du système résultant et la qualité des transmissions. Notre objectif était de proposer des architectures de communication coopérative sans-fils, afin d'augmenter la fiabilité de la communication. Pour ce faire, nous nous sommes intéressés à la combinaison de plusieurs techniques avec la diversité coopérative telles que les turbo-codes, les codes spatio-temporels et l'apprentissage automatique pour la radio intelligente.

La proposition de solutions spécifiques au contexte considéré nécessite une connaissance des modes et des protocoles de transmission dans les communications coopératives. Au niveau du deuxième chapitre, nous avons donné, dans un premier temps, une introduction aux domaines de la recherche sur les systèmes de communication sans-fil, et les différents aspects sur lesquels s'appuie le contenu de cette thèse. Nous avons introduit aussi l'hypothèse de la connaissance imparfaite du canal aux récepteurs (aux nœuds relais et/ou à la destination) afin d'étudier la robustesse des systèmes proposés dans les chapitres 3, 4 et 5. Dans ce même chapitre, nous avons présenté des résultats préliminaires sur les communications coopératives et sur les turbo-codes. Cela nous a permis, en premier lieu, d'étudier les performances des protocoles (DaF et AaF) au niveau des relais, d'évaluer les techniques de combinaison au niveau du nœud destination, de déterminer l'architecture (combinaison du protocole de relayage et de la technique de combinaison) la plus appropriée dans le contexte de ce travail, puis de valider les performances des turbo-codes en fonction de certains paramètres à savoir : le nombre d'itérations, la longueur des trames, la longueur de contrainte et le taux de codage.

Au niveau du troisième chapitre, le but était de combiner les bienfaits des turbo-codes avec ceux des communications coopératives. Pour ce faire, nous avons proposé et évalué les performances d'un système de turbo-codage coopératif à relais AaF multiples, sous l'hypothèse d'une connaissance imparfaite des canaux de transmission aux récepteurs. En tenant compte de cette hypothèse, nous avons déterminé l'expression analytique du SNR effectif résultant dans un environnement à évanouissement de Rayleigh. Au niveau du nœud destination, nous avons intégré une architecture basée sur le combineur du taux maximal (MRC), qui a été démontrée comme étant la technique optimale de combinaison lors de l'adoption du protocole AaF, suivi d'un détecteur ML à sortie pondérée, afin d'offrir au turbo-décodeur une mesure de fiabilité sur les bits reçus. A travers les différents résultats obtenus, nous avons démontré que l'association de la diversité coopérative avec les turbo-codes offre une meilleure fiabilité de la communication grâce à leur principe de décodage itératif.

Dans le chapitre 4, nous nous sommes intéressés à l'exploitation de la redondance introduite par les codes STBC d'Alamouti dans le contexte des communications coopératives. Pour cela, nous avons proposé un modèle de réseau coopératif supportant l'utilisation du codage spatio-temporel distribué (D-STBC) sur un ou plusieurs niveaux de relais. Dans ce scénario, la source et les relais partagent leurs antennes pour créer un tableau virtuel de transmission à la destination, en ayant recours au protocole de transmission DaF ou à l'AaF au niveau des nœuds relais, et un égaliseur linéaire de type zéro forcing (ZF) au niveau du nœud destination. Les résultats obtenus ont montré que la solution D-STBC proposé exhibe des performances similaires à celles d'un STBC conventionnel. Nous avons également dérivé une expression analytique du BER du système proposé qui s'avère être en adéquation avec la courbe de BER obtenue par simulation, dans le cas d'un relais DaF. Ensuite, nous avons supposé une connaissance imparfaite des canaux de transmission aux récepteurs. Avec une telle hypothèse, nous avons présenté une extension de la structure du réseau D-STBC proposé, à un réseau basé sur la modulation codée avec entrelacement de bits (BICM). Il a été démontré que le modèle BICM-DSTBC présente une meilleure robustesse face aux erreurs d'estimation des canaux.

Dans le Chapitre 5, nous avons présenté une nouvelle approche de reconnaissance automatique de modulation adaptée au réseau D-STBC proposé dans le chapitre 4, basée sur les statistiques d'ordre supérieurs (HOS) qui se manifestent comme étant des caractéristiques adéquates pour un tel système d'identification. Ce choix est justifié par leur robustesse pour caractériser les différents types de modulation, ceci sans compter leur avantage en termes de

complexité de calcul. Dans ce contexte, nous avons effectué une étude comparative des classifieurs les plus utilisés dans la littérature, à savoir les ANNs, les SVMs, les KNNs et les NBs, du point de vue de l'efficacité de classification et de la complexité de calcul. De plus, afin d'assurer une comparaison équitable, nous avons introduit quelques métriques d'évaluation. Les résultats des simulations ont révélé que, comparés aux alternatives KNN et CN, les classifieurs ANN et SVM jouissent d'une précision et d'une robustesse plus accrues, et atteignent des performances objectives plus élevées, confirmant ainsi leur supériorité dans la discrimination entre les différents types de modulation. Nous avons également remarqué que, globalement, tous les classifieurs ont des performances proches dans le cas d'une configuration 2 *by* 2. Ceci peut être expliqué par le fait qu'ils ont chacun été optimisés, et donc utilisés à leur meilleure capacité. En effet, il est important de concevoir de façon optimale un classifieur afin de bien l'adapter aux conditions d'utilisation et ainsi favoriser sa généralisation par rapport aux nouvelles entrées.

De ce fait, nous sommes convaincus que cette thèse servira comme un excellent point de départ pour la continuité des travaux combinant la diversité coopérative avec les autres technologies notamment la radio cognitive. Cet axe de recherche est d'un intérêt particulier à court et moyen termes, en raison du rôle que jouera la radio intelligente dans les futurs standards sans-fil, particulièrement avec l'arrivée et la standardisation de la nouvelle génération des communications sans fil (**5G**).

## 6.2 Perspectives

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse ouvrent plusieurs axes de recherche. Nous en proposons trois, chacun étant issu des chapitres présentant nos contributions.

- ✓ Dans le chapitre 3, nous avons proposé et étudié un système de turbo-codage coopératif à relais multiples, employant la technique de transmission AaF. Il faut noter que les performances des turbo-codes en fonction des entrelaceurs ont fait le sujet de plusieurs travaux. Dans ce chapitre, nous avons utilisé un entrelaceur pseudo-aléatoire; cependant, il est possible d'exploiter d'autres entrelaceurs comme l'entrelacement hélicoïdal,... etc. Il est également intéressant d'utiliser un autre type des codes correcteurs d'erreur, à savoir les codes polaires qui se présentent comme l'un des candidats potentiels pour la **5G**.

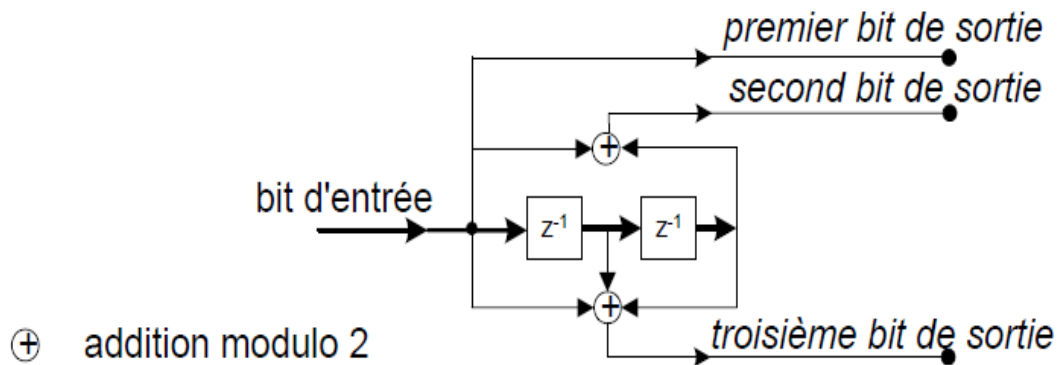
- ✓ Dans le chapitre 4, nous avons proposé une technique simplifiée de génération de codes spatio-temporels orthogonaux d'Alamouti distribués (D-STBC), et nous nous sommes limités à une architecture basée sur un égaliseur linéaire de type zéro forcing (ZF), et un nombre d'antennes  $R_x = 2$  au niveau du nœud destination. Cependant, Tarokh a généralisé le code d'Alamouti à des dimensions plus élevées, donc il est possible d'étendre cette méthode pour d'autres schémas de codes plus complexes (ex : OSTBC, QOSTBC, etc.). D'autres égaliseurs pourront également être envisagés à l'image des MMSE et ML.
  
- ✓ Dans le chapitre 5, nous avons proposé une approche de détection automatique de type de modulation, qui est l'étape qui précède la démodulation, il serait donc important d'intégrer, dans un système de démodulation, le processus d'identification, conçu afin d'évaluer ses performances en termes de BER. Dans ce même chapitre, nous nous sommes intéressés uniquement au type de modulation, il serait très intéressant de proposer des algorithmes robustes pour la reconnaissance d'autres paramètres de communication dédiés aux systèmes MIMO coopératifs, tels que le type de codage et le nombre d'antennes émettrices.

# Annexe A

## Annexe relative au Chapitre 2

### A.1 Codes convolutifs

Les codes convolutifs, introduits en 1955 par Elias, forment une classe extrêmement souple et efficace de codes correcteurs d'erreurs. Ce sont les codes les plus utilisés dans les systèmes de télécommunications fixes et mobiles. On trouve ceux-ci dans de nombreuses applications : communication sans fils (IMT-2000, GSM, IS-95), communication terrestre et satellitaire, communication spatiale. Leur principe consiste à ajouter systématiquement de la redondance au message codé au fur et à mesure que les bits  $b_t$  du message sont livrés au codeur. Le message codé se forme ainsi itérativement en utilisant un registre à décalage. Ce registre est dimensionné pour accueillir les  $K$  bits les plus récents du message et la génération du message codé utilise  $n$  fonctions linéaires algébriques. Ces fonctions sont appelées fonctions génératrices.



**Fig. A.1** Exemple de codeur convolutif avec une longueur de contrainte  $K = 3$ . Ce codeur génère 3 bits de sortie ( $n = 3$ ) pour chaque bit d'entrée.

Deux catégories de codes convolutifs ont été particulièrement étudiées et présentent des propriétés intéressantes:

#### ❖ Les codes non systématiques ou NSC<sup>1</sup>

Un code convolutif est dit systématique si l'un des bits de sortie est identique au bit d'entrée. Les codes NSC présentent l'avantage par rapport aux codes systématiques de

<sup>1</sup> Non Systematic Convolutional codes

fournir plus d'information: tout bit de sortie du codeur renseigne sur plusieurs bits du message codé. Le décodeur dispose donc de plus d'éléments dans un code NSC, et permet donc de corriger plus d'erreurs.

❖ **Les codes systématiques récurrents ou RSC<sup>2</sup>**

Un code convolutif est dit récurrent si la séquence passant dans les registres à décalages est « alimentée » par le contenu de ces registres.

### A.1.1 Représentations graphiques des codes convolutifs

Il existe plusieurs représentations qui permettent de décrire le fonctionnement d'un code convolutif telles que la représentation en arbre, le digramme d'état et le diagramme en treillis. La représentation en treillis est la plus courante d'un code convolutif (voir figure A.2). Elle est d'une importance majeure aussi bien pour la définition des propriétés d'un code que pour son décodage. Leur méthode de décodage la plus populaire repose sur l'algorithme de Viterbi.

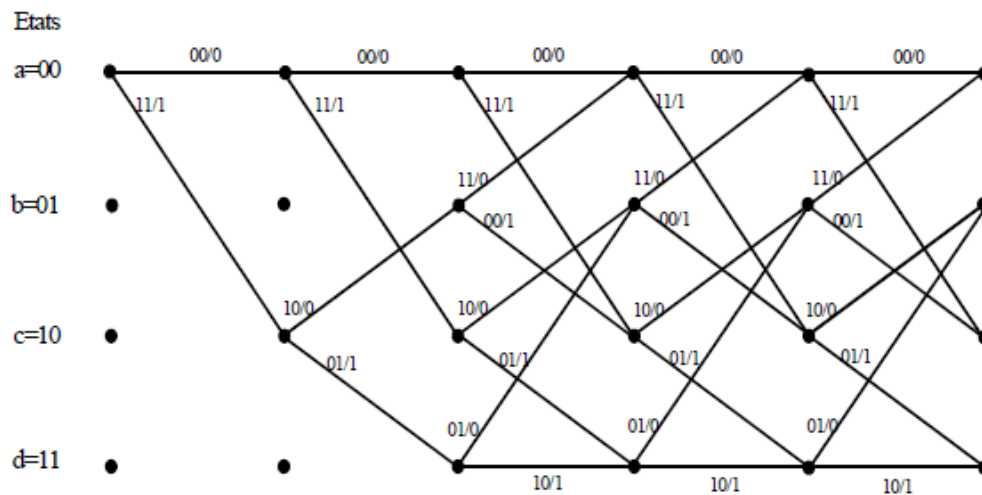


Fig. A.2 Diagramme en treillis du code convolutif

Récemment, il a été montré que les codes convolutifs combinés avec l'entrelacement dans les schémas de concaténation pouvaient s'approcher de la limite théorique de Shannon.

## A.2 Algorithme MAP

Considérons un codeur convolutionnel décrit par un treillis, et une séquence  $C = [c_1, c_2, \dots, c_N]$  de  $N$  mots de code ou symboles à sa sortie, où  $c_t$  est le symbole généré par le codeur au temps  $t$ . Le bit d'entrée d'information correspondant,  $b_t$ , peut prendre les valeurs  $-1$  ou  $+1$  avec une probabilité a priori  $Pr(b_t)$ , dont on peut définir le log-

<sup>2</sup> Recursive Systematic Convolutional codes

likelihood ratio (*LLR*) dénoté  $L(b_t)$  par le logarithme du rapport des probabilités du bit prenant ses deux valeurs possibles (+1 ou -1), comme suit:

$$L(b_t) = \ln \left[ \frac{\Pr(b_t = +1)}{\Pr(b_t = -1)} \right] \quad (a.1)$$

Etant donné le  $L(b_t)$ , il sera possible de calculer les probabilités sans condition  $\Pr(b_t = +1)$  ou  $\Pr(b_t = -1)$ , sachant que  $\Pr(b_t = -1) = 1 - \Pr(b_t = +1)$ , comme suit :

$$\exp(L(b_t)) = \frac{\Pr(b_t = +1)}{1 - \Pr(b_t = +1)} \quad (a.2)$$

Ainsi

$$\Pr(b_t = +1) = \frac{\exp(L(b_t))}{1 + \exp(L(b_t))} = \frac{1}{1 + \exp(-L(b_t))} \quad (a.3)$$

De la même manière,  $\Pr(b_t = -1)$  peut-être écrit comme suit :

$$\Pr(b_t = -1) = \frac{1}{1 + \exp(-L(b_t))} = \frac{\exp(-L(b_t))}{1 + \exp(-L(b_t))} \quad (a.4)$$

De ce fait, nous pouvons écrire :

$$\Pr(b_t) = \left( \frac{\exp(-L(b_t)/2)}{1 + \exp(-L(b_t))} \right) \exp(\pm L(b_t)/2), \quad \text{avec: } b_t = \pm 1 \quad (a.5)$$

Comme nous pouvons le constater, le terme  $A_{1t} = \left( \frac{\exp(-L(b_t)/2)}{1 + \exp(-L(b_t))} \right)$  ne dépend pas du signe du bit  $b_t$ ; de ce fait, ce terme peut être considéré comme une constante que nous utiliserons plus bas.

Nous nous intéresserons maintenant au calcul des *LLRs* d'un bit  $b_t$  transmis, basé sur des probabilités conditionnelles, sachant la séquence  $y_1^N$  reçue que nous utiliserons dans la dérivation de l'algorithme de MAP. Nous définirons le logarithme du rapport de vraisemblance  $LLR(b_t | y_1^N)$  par :

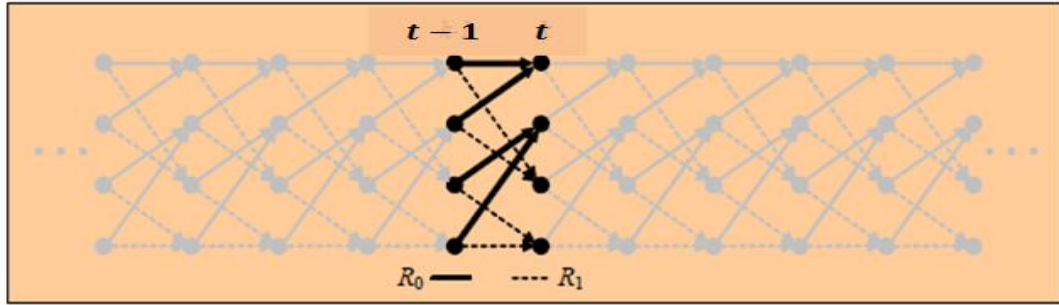
$$LLR(b_t | y_1^N) = \ln \left[ \frac{P(b_t = +1 | y_1^N)}{P(b_t = -1 | y_1^N)} \right] \quad (a.6)$$



En appliquant la relation de Bayes, l'équation (a. 6) devient:

$$LLR (b_t | y_1^N) = \ln \left[ \frac{Pr(y_1^N, b_t = +1)}{Pr(y_1^N, b_t = -1)} \right] \quad (a.7)$$

En prenant en considération le treillis d'un codeur RSC, représenté dans la figure A.3 :



**Fig. A.3** treillis d'un codeur RSC

Nous obtiendrons l'expression de  $LLR (b_t | y_1^N)$ , donnée dans le chapitre 2 par l'équation (2.19), comme suit :

$$LLR (b_t | y_1^N) = \ln \left[ \frac{Pr(y_1^N, b_t = +1)}{Pr(y_1^N, b_t = -1)} \right] = \frac{\sum_{R_1} Pr(e', e, y_1^N)}{\sum_{R_0} Pr(e', e, y_1^N)} \quad (a.8)$$

où  $R_1$  et  $R_0$  représentent respectivement l'ensemble des transitions de l'état  $E_{t-1} = e'$  à l'état  $E_t = e$  généré par  $b_t = +1$  ou  $b_t = -1$ , comme le montre la Fig. A.1. Le signal reçu  $y_1^N$  de  $N$  symboles peut être divisé en trois séquences : une séquence passée, une séquence en cours et une séquence future :

$$\begin{aligned} (y_1^N) &= (y_1^{t-1}, y_t, y_{t+1}^N) \\ &= (y_p, y_t, y_f) \end{aligned} \quad (a.9)$$

Avec :  $y_p$  la séquence passée.

$y_t$  la séquence en cours.

$y_f$  la séquence future.

En remplaçant  $(y_1^N)$  par son expression, l'expression de  $Pr(s', s, y_1^N)$  devient :

$$Pr(e', e, y_1^N) = Pr(e', e, y_p, y_t, y_f) \quad (\text{a.10})$$

Dans un canal sans mémoire, il arrive que si nous connaissons l'état actuel  $E_t = e$ , la séquence reçue après le temps  $t$ ,  $y_f$ , ne dépendra ni de l'état précédent  $e'$  ni de la séquence passée ou actuelle,  $y_p$  et  $y_t$ . En appliquant la relation de Bayes, nous obtenons :

$$\begin{aligned} Pr(e', e, y_p, y_t, y_f) &= Pr(y_f | e', e, y_p, y_t) Pr(e', e, y_p, y_t) \\ &= Pr(y_f | e) Pr(e', e, y_p, y_t) \end{aligned} \quad (\text{a.11})$$

Encore, si nous connaissons l'état précédent  $e'$ , l'état suivant  $e$  et le symbole actuel  $y_t$  ne dépendent pas de la séquence passée  $y_p$ , nous obtenons :

$$\begin{aligned} Pr(e', e, y_p, y_t) &= Pr(y_t, e | e', y_p) Pr(e', y_p) \\ &= Pr(y_t, e | e') Pr(e', y_p) \end{aligned} \quad (\text{a.12})$$

Finalement l'équation (a.10) devient :

$$\begin{aligned} Pr(e', e, y_1^N) &= Pr(y_f | e) Pr(e, y_t | e') Pr(e', y_p) \\ &= \beta_t(e) Y_t(e', e) \alpha_{t-1}(e') \end{aligned} \quad (\text{a.13})$$

Nous appellerons :

$\alpha_{t-1}(e') = Pr(e', y_p)$  la métrique en avant (Forward metric).

$\beta_t(e) = Pr(y_f | e)$  la métrique en arrière (Backward metric).

$Y_t(e', e) = Pr(e, y_t | e')$  la métrique de transition (Transition metric).

Alors, l'expression de  $LLR$  (a.8) devient :

$$LLR(b_t | y_1^N) = \ln \left( \frac{\sum_{R_1} \alpha_{t-1}(e') Y_t(e', e) \beta_t(e)}{\sum_{R_0} \alpha_{t-1}(e') Y_t(e', e) \beta_t(e)} \right) \quad (\text{a.14})$$

$\alpha_{t-1}(e') = Pr(e', y_p)$  représente la probabilité conjointe que, au temps  $t - 1$ , l'état soit  $e'$  et que la séquence reçue jusqu'à présent soit  $y_p$ . La probabilité  $Y_t(e', e) = Pr(e, y_t | e')$  représente la probabilité que le symbole reçu l'état  $e$  soit  $y_t$  étant donné que l'état précédent est  $e'$ . Enfin, la probabilité  $\beta_t(e) = Pr(y_f | e)$  est la probabilité conditionnelle que, étant donné que l'état actuel est  $e$ , la séquence future sera  $y_f$ .

### A.2.1 Calcul des métriques en avant et en arrière

Pour la métrique en avant, elle sera calculée de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
\alpha_t(e) &= Pr(e', y_{p+1}) = Pr(e', y_p, y_t) = \sum_{e'} Pr(e, e', y_p, y_t) \\
&= \sum_{e'} Pr((e, y_t) | (e', y_p)) Pr(e', y_p) \\
&= \sum_{e'} Pr((e, y_t) | e') Pr(e', y_p) \\
&= \sum_{e'} Y_t(e', e) \alpha_{t-1}(e')
\end{aligned} \tag{a.15}$$

Et pour la métrique en arrière, elle sera calculée de la même manière que  $\alpha_t(e)$  :

$$\begin{aligned}
\beta_{t-1}(e') &= Pr(y_f | e') = \sum_e Pr(y_f, e | e') = \sum_e Pr(y_t, y_f, e | e') \\
&= \sum_e Pr(y_f | e', e, y_t) Pr(e, y_t | e') = \sum_e Pr(y_f | e) Pr(e, y_t | e') \\
&= \sum_e \beta_t(e) Y_t(e', e)
\end{aligned} \tag{a.16}$$

### A.2.2 Calcul de la Métrique de transition $Y_t(e', e)$

La métrique de transition  $Y_t(e', e)$  sera calculée comme suit :

$$\begin{aligned}
Y_t(e', e) &= Pr(y_t, e | e') = Pr(y_t | e', e) Pr(e | e') \\
&= Pr(y_t | c_t) Pr(b_t)
\end{aligned} \tag{a.17}$$

Si l'état  $e'$  est connu, la probabilité que l'un des deux états  $e$  possibles soit atteint, est égale à la probabilité que le bit d'entrée soit  $b_t = \pm 1$  (c'est-à-dire que la branche de treillis est une ligne continue ou une ligne en pointillée). Alors  $Pr(e | e') = Pr(b_t)$  et  $Pr(y_t | e', e) = Pr(y_t | c_t)$ . Sachant que :

$$Pr(y_t | c_t) = A_{2t} \exp\left(\frac{L_c}{2} \sum_{l=1}^n c_{tl} y_{tl}\right), \text{ et } L_c = \frac{2}{\sigma^2} \tag{a.18}$$

En remplaçant l'équation (a.5) et (a.18) dans (a.17), nous obtiendrons :

$$Y_t(e', e) = A_{2t} \exp\left(\frac{L_c}{2} \sum_{l=1}^n c_{tl} y_{tl}\right) A_{1t} \exp(b_t L(b_t)/2) \tag{a.19}$$

$$= A_t \exp(b_t L(b_t)/2) \exp(\frac{L_c}{2} \sum_{l=1}^n c_{tl} y_{tl})$$

Avec :  $A_t = A_{1t} A_{2t}$

Une fois que les valeurs de  $Y_t(e', e)$  sont connues, les valeurs de  $\alpha_{t-1}(e')$  et  $\beta_t(e)$  seront calculées récursivement utilisant les équations (a.15) et (a.16), respectivement. Supposant que le treillis à l'état initial  $e_0 = 0$ , les conditions initiales pour cette récursivité sont :

$$\alpha_0(e) = \begin{cases} 1 & \text{si } (e = 0) \\ 0 & \text{si } (e \neq 0) \end{cases} \quad (a.20)$$

$$\beta_N(e) = \begin{cases} 1 & \text{si } (e = 0) \\ 0 & \text{si } (e \neq 0) \end{cases}$$

### A.2.3 Résumé des étapes pour la mise en œuvre de l'algorithme MAP

1. Initialisation des valeurs de  $\alpha_0(e)$  et  $\beta_N(e)$  selon l'équation (a.20).
2. Calcul des valeurs de  $Y_t(e', e)$  selon l'équation (a.19).
3. Calcul des valeurs de  $\alpha_{t-1}(e')$  selon l'équation (a.15).
4. Calcul des valeurs de  $\beta_t(e)(e')$  selon l'équation (a.16).
5. Calcul des valeurs de  $LLR(b_t | y_1^N)$  selon l'équation (a.14).

Dans le cas d'un codeur RSC, le premier bit codé,  $c_{t1}$  est égal au bit d'information  $b_t$ . Nous pouvons développer à nouveau Eq. (a.19), afin de distinguer ce bit systématique:

$$\begin{aligned} Y_t(e', e) &= A_t \exp(b_t L(b_t)/2) \exp(\frac{L_c}{2} \sum_{l=1}^n c_{tl} y_{tl}) \\ &= A_t \exp(b_t L(b_t)/2) \exp(\frac{L_c}{2} [c_{t1} y_{t1} + \sum_{l=2}^n c_{tl} y_{tl}]) \\ &= A_t \exp(\frac{b_t}{2} [L(b_t) + L_c y_{t1}]) \gamma_t(e', e) \end{aligned} \quad (a.21)$$

Avec  $\gamma_t(e', e) = \exp(\frac{L_c}{2} \sum_{l=2}^n c_{tl} y_{tl})$ . En substituant l'équation (a.21) dans l'équation (a.14), on obtient :

$$\begin{aligned} LLR(b_t | y_1^N) &= \ln \left( \frac{\sum_{R_1} \alpha_{t-1}(e') A_t \exp(\frac{b_t}{2} [L(b_t) + L_c y_{t1}]) \gamma_t(e', e) \beta_t(e)}{\sum_{R_0} \alpha_{t-1}(e') A_t \exp(\frac{b_t}{2} [L(b_t) + L_c y_{t1}]) \gamma_t(e', e) \beta_t(e)} \right) \\ &= \ln \left( \frac{\sum_{R_1} A_t \exp(\frac{b_t}{2} [L(b_t) + L_c y_{t1}]) \alpha_{t-1}(e') \gamma_t(e', e) \beta_t(e)}{\sum_{R_0} A_t \exp(\frac{b_t}{2} [L(b_t) + L_c y_{t1}]) \alpha_{t-1}(e') \gamma_t(e', e) \beta_t(e)} \right) \end{aligned} \quad (a.22)$$

$$= L(b_t) + L_c y_{t1} + \ln \left( \frac{\sum_{R_1} \alpha_{t-1}(e') \gamma_t(e', e) \beta_t(e)}{\sum_{R_0} \alpha_{t-1}(e') \gamma_t(e', e) \beta_t(e)} \right)$$

Finalemnt, l'expression  $LLR(b_t | y_1^N)$  peut s'écrire sous forme :

$$LLR(b_t | y_1^N) = L(b_t) + L_c y_{t1} + L_{ij}^e(b_t | y_1^N) \quad (\text{a.23})$$

Ou encore

$$L_{ij}^e(b_t | y_1^N) = LLR(b_t | y_1^N) - L(b_t) - L_c y_{t1} \quad (\text{a.23})$$

**Avec :**  $L_a$  l'information a priori.

$L_c y_{t1}$  l'information sur la canal.

$L_{ij}^e(b_t | y_1^N) = \ln \left( \frac{\sum_{R_1} \alpha_{t-1}(e') \gamma_t(e', e) \beta_t(e)}{\sum_{R_0} \alpha_{t-1}(e') \gamma_t(e', e) \beta_t(e)} \right)$  l'information extrinsèque.

Où  $i$  représente le décodeur de départ et  $j$  représente celui d'arrivé.

# Annexe B

## Annexe relative au Chapitre 5

### B.1 Matrices de confusion

Dans cette annexe, nous présentons quelques matrices de confusion des trois meilleurs classifieurs étudiés à savoir le SVM, KNN et ANN, pour le système AaF D-STBC avec les deux configurations  $2by1$  et  $2by2$ , dans le cas d'une connaissance parfaite de l'état des canaux ( $\sigma_e^2 = 0$ ).

		Classes prédites				TPR		FNR	
		BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM				
Classes réelles	BPSK	0.59	0.25	0.11	0.05	0.59	0.41		
	QPSK	0.22	0.57	0.13	0.08	0.57	0.43		
	16-QAM	0.03	0	0.8	0.17	0.8	0.2		
	64-QAM	0	0	0.08	0.92	0.92	0.08		

**Tableau B.1** Matrice de confusion du classifieur SVM pour le système AaF D-STBC avec la configuration  $2by1$ ,  $SNR_{sr} = 15$  dB, SNR = 4 dB avec  $P_{id} = 0.72$

		Classes prédites				TPR		FNR	
		BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM				
Classes réelles	BPSK	0.53	0.35	0.09	0.03	0.53	0.47		
	QPSK	0.34	0.6	0.03	0.03	0.6	0.4		
	16-QAM	0.04	0.02	0.75	0.19	0.75	0.25		
	64-QAM	0.01	0	0.07	0.92	0.92	0.08		

**Tableau B.2** Matrice de confusion du classifieur KNN pour le système AaF D-STBC avec la configuration  $2by1$ ,  $SNR_{sr} = 15$  dB, SNR = 4 dB avec  $P_{id} = 0.7$ .

		Classes prédites				TPR		FNR	
		BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM				
Classes réelles	BPSK	0.73	0.15	0.08	0.04	0.73	0.27		
	QPSK	0.12	0.72	0.1	0.06	0.72	0.28		
	16-QAM	0.02	0.01	0.89	0.08	0.89	0.11		
	64-QAM	0.01	0.01	0.06	0.92	0.92	0.08		

**Tableau B.3** Matrice de confusion du classifieur ANN pour le système AaF D-STBC avec la configuration  $2by1$ ,  $SNR_{sr} = 15$  dB, SNR = 4 dB avec  $P_{id} = 0.815$

		Classes prédites				TPR		FNR	
		<i>BPSK</i>	<i>QPSK</i>	16-QAM	64-QAM				
Classes réelles	<i>BPSK</i>	1	0	0	0	1	0		
	<i>QPSK</i>	0	1	0	0	1	0		
	16-QAM	0	0	0.93	0.07	0.93	0.07		
	64-QAM	0	0	0.06	0.94	0.94	0.06		

**Tableau B.4** Matrice de confusion du classifieur SVM pour le système AaF D-STBC avec la configuration  $2by2$ ,  $SNR_{sr} = 15$  dB, SNR = 4 dB avec  $P_{id} = 0.968$

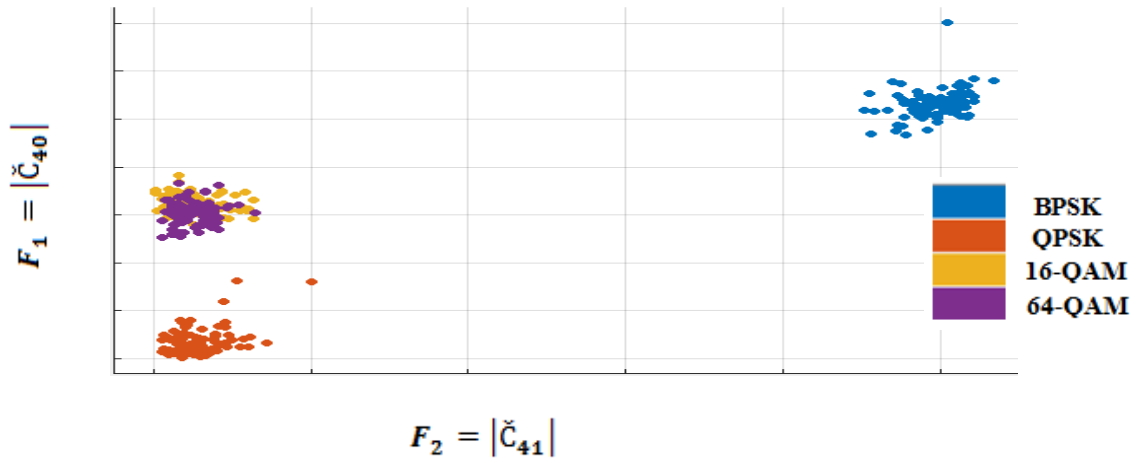
		Classes prédites				TPR		FNR	
		<i>BPSK</i>	<i>QPSK</i>	16-QAM	64-QAM				
Classes réelles	<i>BPSK</i>	1	0	0	0	1	0		
	<i>QPSK</i>	0	1	0	0	1	0		
	16-QAM	0	0	0.91	0.09	0.91	0.09		
	64-QAM	0	0	0.08	0.92	0.94	0.08		

**Tableau B.5** Matrice de confusion du classifieur KNN pour le système AaF D-STBC avec la configuration  $2by2$ ,  $SNR_{sr} = 15$  dB, SNR = 4 dB avec  $P_{id} = 0.958$

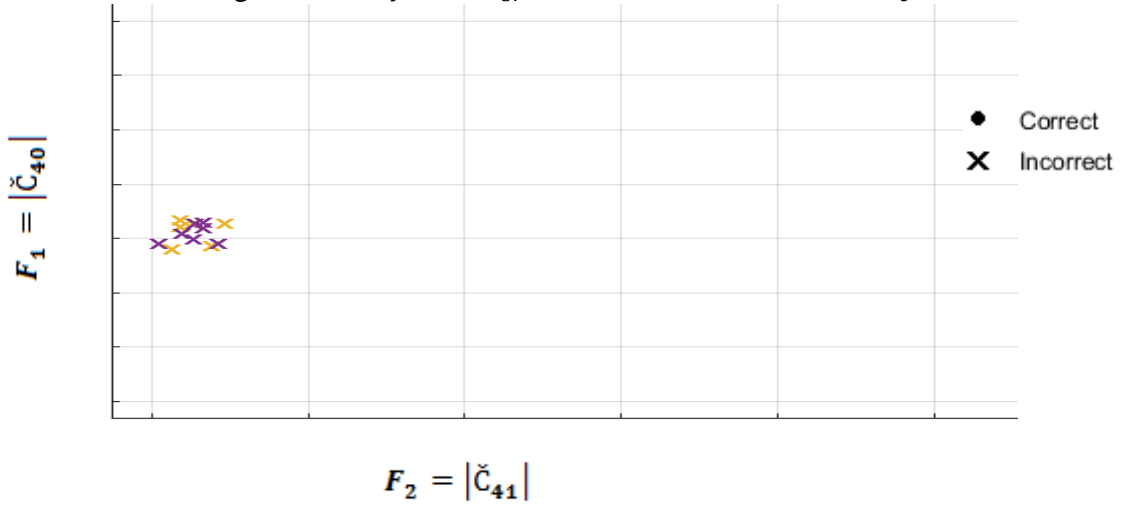
		Classes prédites				TPR		FNR	
		<i>BPSK</i>	<i>QPSK</i>	16-QAM	64-QAM				
Classes réelles	<i>BPSK</i>	1	0	0	0	1	0		
	<i>QPSK</i>	0	1	0	0	1	0		
	16-QAM	0	0	0.97	0.03	0.97	0.03		
	64-QAM	0	0	0.055	0.945	0.945	0.055		

**Tableau B.6** Matrice de confusion du classifieur ANN pour le système AaF D-STBC avec la configuration  $2by2$ ,  $SNR_{sr} = 15$  dB, SNR = 4 dB avec  $P_{id} = 0.979$

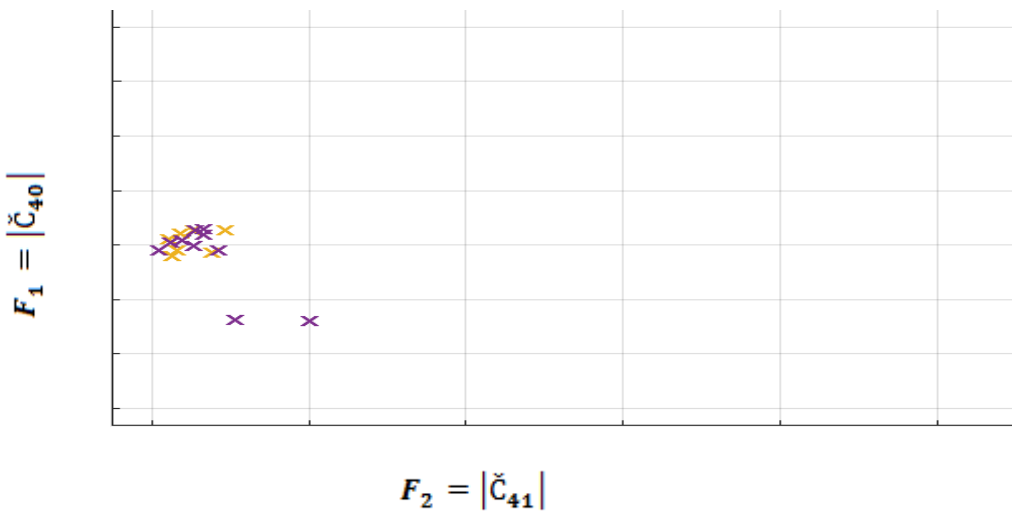
Il ressort de ces matrices de confusion que les meilleures performances sont obtenues par la configuration  $2by2$ . En effet, pour les modulations *BPSK* et *QPSK*, les classifieurs montrent une probabilité d'identification correcte de 100%, tandis que les résultats obtenus pour les modulations 16-QAM et 64-QAM sont très prometteurs. Il ressort également des résultats de la classification, que les modulations *BPSK* et *QPSK* sont relativement faciles à classifier par rapport aux modulations 16-QAM et 64-QAM où les différents classifieurs commettent quelques erreurs. Ces résultats sont confirmés par les nuages des points illustrés dans les figures B.1, B.2 et B.3 où nous pouvons facilement constater que les classifieurs se trompent uniquement entre les modulations 16-QAM et 64-QAM et présentent de grandes performances (sans erreurs) pour les modulations *BPSK* et *QPSK*.



**Fig B.1** Représentation du nuage des points avant classification pour le système AaF D-STBC avec la configuration  $2by2$ ,  $SNR_{sr} = 15$  dB,  $SNR = 4$  dB et  $\sigma_e^2 = 0$ .



**Fig B.2** Représentation du nuage des points après classification avec le classifieur SVM pour le système AaF D-STBC avec la configuration  $2by2$  ( $P_{id} = 0.968$ ).



**Fig B.3** Représentation du nuage des points après classification avec le classifieur KNN pour le système AaF D-STBC avec la configuration  $2by2$  ( $P_{id} = 0.958$ ).