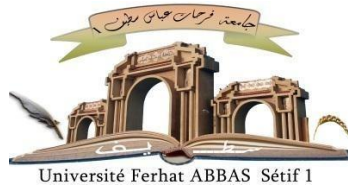


الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS - SETIF1

FACULTÉ DES SCIENCES

THÈSE

Présentée au Département d'informatique

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT en Science

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : informatique

Option : informatique

Par

NEKKAA Foudil

THÈME

Perfectionnement des mécanismes d'accès au médium du standard IEEE802.11 pour la gestion de la qualité de service

Soutenue le 11/04/2026 devant le Jury :

MECHTA Djamila	Professeur	Univ.de Sétif1	Président
SEMCHEDDINE Fouzi	Professeur	Univ.de Sétif1	Rapporteur
BOUDRIES Abdelmalek	Professeur	Univ.de Béjaia	Examineur
FENANIR Samir	MCA	Univ.de Sétif1	Examineur
RABHI Seddik	MCA	Univ.de Adrar	Examineur
ZETOUNI Farouq	Professeur	Univ. de Ouargla	Examineur
HAROUS Saad	Professeur	Univ. de sharijah, UAE	Invité

Promotion : 2025-2026

DÉDICACE

- ❖ Je dédie cette thèse à la mémoire de mon cher père, dont l'esprit continue de m'inspirer chaque jour.
- ❖ À ma mère bien-aimée, pour son amour inconditionnel et son soutien constant.
- ❖ À mon frère aîné disparu, dont le souvenir restera à jamais gravé dans mon cœur.
- ❖ À ma chère épouse, et à nos enfants, pour leur patience, leur amour et leur encouragement tout au long de ce parcours.
- ❖ À mes frères et sœurs, pour leur soutien et leur affection.
- ❖ Et enfin, à mes amis, pour leur amitié fidèle et leurs encouragements.

REMERCIEMENTS

Tout d’abord, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon directeur de thèse, le Professeur Fouzi Semcheddine de l’université de Sétif 1, pour ses orientations judicieuses, son encadrement rigoureux, sa disponibilité et son soutien pendant ces années dédiées à ma thèse.

Ensuite, je voudrais adresser mes sincères remerciements au Professeur Harous Saad de l’université de Sharjah, UAE, qui m’a apporté une aide précieuse à la rédaction de l’article scientifique, dont les conseils et remarques ont contribué à l’amélioration de ce travail.

Je suis reconnaissant à la Présidente du Jury, le Professeur Djamila Mechta, de l’Université de Sétif 1, pour avoir accepté de présider cette soutenance.

Je tiens aussi à remercier l’ensemble des membres du jury: Le Professeur Abdelmalek Boudries, de l’Université de Béjaïa, Monsieur Samir Fenanir, Maître de Conférences à l’Université de Sétif 1, Monsieur Seddik Rabhi, Maître de Conférences à l’Université d’Adrar, et Monsieur Farouq Zitouni, Professeur à l’Université de Ouargla, pour avoir accepté de lire attentivement, d’évaluer mon travail et d’apporter leurs suggestions constructives.

Enfin, je remercie chaleureusement toutes les personnes qui ont contribué, d’une manière ou d’une autre, à la réalisation de cette thèse tout au long de ce parcours doctoral.

Résumé :

Cette thèse se concentre sur l'étude du protocole IEEE 802.11b DCF, en analysant spécifiquement le problème de la perte de trames due au bruit du canal, qui a un impact direct sur les performances du réseau IEEE 802.11. Pour résoudre ce problème, nous proposons un nouveau modèle analytique basé sur une chaîne de Markov tridimensionnelle, qui intègre deux mécanismes clés : la fragmentation des paquets (PFM) et la retransmission des fragments de données sans renouvellement de la réservation de canal (DFR/RCRM). Notre modèle comporte de nombreuses hypothèses qui le rendent plus réaliste: nous supposons que le compteur de backoff est bloqué lorsque le canal est occupé, et que les retransmissions sont limitées pour les trames de contrôle (RTS et CTS) et les trames de données, conformément aux limites du SSRC et du SLRC respectivement. De plus, nous faisons une distinction fondamentale sur les raisons de perte de divers types de trames pendant la procédure de transmission. Les trames de contrôle (RTS et CTS) peuvent être perdues à la fois en raison de collisions et du bruit du canal, tandis que les trames de données (DATA) et d'acquittement (Ack) sont affectées uniquement par le bruit. Les résultats de notre analyse justifient que la mise en marche du mécanisme DFR/RCRM améliore considérablement le débit de saturation, en particulier dans un environnement fortement bruité. Nous avons aussi démontré que la longueur des fragments est un facteur essentiel qui affecte directement la performance du protocole: les fragments longs sont plus efficaces dans un environnement peu bruité, tandis que des fragments courts, combinés à des retransmissions répétées, sont plus performants dans un environnement très bruyant. En conclusion, notre contribution offre une modélisation plus réaliste et met en évidence l'importance de combiner correctement la fragmentation et la retransmission optimisée des fragments pour renforcer la robustesse et la performance du protocole IEEE 802.11b DCF face aux perturbations du canal.

Mots-clés : IEEE 802.11 DCF, PFM, HR-DSSS, analyse de débit, chaîne de Markov, rapport signal sur bruit

Abstract:

This thesis focuses on the study of the IEEE 802.11b DCF protocol, specifically analyzing the problem of frame loss due to channel noise, which has a direct impact on IEEE 802.11 network performance. To address this problem, we propose a new analytical model based on a three-dimensional Markov chain, which integrates two key mechanisms: Packet Fragmentation Mechanism (PFM) and Data Fragment Retransmission without Renewing the Channel Reservation Mechanism (DFR/RCRM). Our model has several assumptions that make it more realistic: we assume that the backoff counter is blocked when the channel is busy, and retransmissions for control frames (RTS and CTS) and data frames are limited according to the SSRC and SLRC thresholds, respectively. In addition, we make a fundamental distinction between the reasons for the loss of various types of frames during the transmission process. Control frames (RTS and CTS) can be lost due to both collisions and channel noise, while data and acknowledgment frames are affected only by noise. The results of our analysis demonstrate that implementing the DFR/RCRM mechanism significantly improves saturation throughput, especially in a highly noisy environment. We also demonstrated that fragment length is a key factor directly affecting protocol performance: long fragments are more efficient in a low-noise environment, while short fragments, combined with repeated retransmissions, perform better in a very noisy environment. In conclusion, our contribution provides a more realistic model and highlights the importance of properly combining fragmentation and optimized fragment retransmission to enhance the robustness and performance of the IEEE 802.11b DCF protocol against channel disturbances.

Keywords: IEEE 802.11 DCF, PFM, HR-DSSS, throughput analysis, Markov chain, signal-to-noise ratio.

ملخص:

تُركز هذه الأطروحة على دراسة بروتوكول IEEE 802.11b DCF، وتحديدًا تحليل مشكلة فقدان الإطارات بسبب ضوضاء القناة، والتي تؤثر بشكل مباشر على أداء شبكة IEEE 802.11. لمعالجة هذه المشكلة، نقترح نموذجًا تحليليًا جديدًا قائمًا على سلسلة ماركوف ثلاثية الأبعاد، يدمج آليتين رئيسيتين: تجزئة الحزم (PFM) وإعادة إرسال الأجزاء دون تجديد حجز القناة (DFR/RCRM). يعتمد نموذجنا على عدة افتراضات تجعله أكثر واقعية: نفترض أن عدد التراجع يُعلق عندما تكون القناة مشغولة، وأن عمليات إعادة الإرسال محدودة بالنسبة لإطارات التحكم (RTS و CTS) وإطارات البيانات، وفقًا لحدود SSRC و SLRC على التوالي. بالإضافة إلى ذلك، يمكننا التمييز بشكل أساسي بين أسباب فقدان أنواع مختلفة من الإطارات أثناء عملية الإرسال. يمكن أن تُفقد إطارات التحكم (RTS و CTS) بسبب كل من التصادمات وضوضاء القناة، بينما تتأثر إطارات البيانات (DATA) والإقرار (Ack) بالضوضاء فقط. تُظهر نتائج تحليلنا أن تطبيق آلية DFR/RCRM يُحسن بشكل ملحوظ معدل نقل البيانات المُشبع، خاصةً في البيئات عالية الضوضاء. كما أثبتنا أن طول القطعة عامل رئيسي يؤثر بشكل مباشر على أداء البروتوكول: فالأجزاء الطويلة تكون أكثر كفاءة في البيئات منخفضة الضوضاء، بينما الأجزاء القصيرة، مع عمليات إعادة الإرسال المتكررة، تُحسن الأداء في البيئات عالية الضوضاء. ختامًا، تُقدم مساهمتنا نموذجًا أكثر واقعية، وتُبرز أهمية الجمع الصحيح بين التجزئة وإعادة إرسال مُحسّنة للأجزاء تعزز من متانة وأداء بروتوكول IEEE 802.11b DCF في مواجهة اضطرابات القناة.

الكلمات المفتاحية: IEEE 802.11 DCF، PFM، HR-DSSS، تحليل معدل النقل، سلسلة ماركوف، نسبة الإشارة إلى الضوضاء.

Liste des publications

Revues internationaux:

- NEKKAA, Foudil, SEMCHEDDINE, Fouzi, et HAROUS, Saad. *Fragmentation and retransmission of data fragment, without renewing the channel reservation, on IEEE 802.11 b. International Journal of Computing and Digital Systems*, 2023, vol. 13, no 1, p. 1195-1206.

Table des matières

Dédicace	I
Remerciements	II
Résumé	III
Liste des publications	VI
Tables des matières	VII
Liste des figures	XII
Liste des tableaux	XV
Introduction générale	1
 1. Évolution des réseaux WLAN	 6
1.1. Introduction	7
1.2. Catégories de réseaux sans fils	8
1.2.1. Réseaux Personnels Sans fil (WPAN)	8
1.2.2. Réseaux Locaux Sans fil (WLAN)	9
1.2.3. Réseaux Métropolitain Sans fil (WMAN)	9
1.2.4. Réseaux Etendus Sans fil (WWAN)	10
1.3. Évolution graduelle des réseaux WLAN	11
1.3.1. Évolution graduelle du protocole HiSWAN	11
1.4.1.1 HiSWANa	11
1.4.1.2 HiSWANb	12
1.3.2. Évolution graduelle du protocole HiperLAN	12
1.3.2.1. HiperLAN 1	13
1.3.2.2. HiperLAN 2	13
1.3.3. Évolution graduelle du protocole IEEE 802.11	14
1.3.3.1. IEEE 802.11 (WiFi)	14
1.3.3.2. IEEE 802.11b (WiFi 1)	14
1.3.3.3. IEEE 802.11a (WiFi 2)	15
1.3.3.4. IEEE 802.11g (WiFi 3)	15
1.3.3.5. IEEE 802.11n (WiFi 4)	15

1.3.3.6. IEEE 802.11e	16
1.3.3.7. IEEE 802.11ac (WiFi 5)	16
1.3.3.8. IEEE 802.11 ax (WiFi 6).....	17
1.3.3.9. IEEE 802.11 be (WiFi 7)	17
1.4. Composants et topologies de l'IEEE 802.11	18
1.4.1. Composants clés de l'IEEE 802.11	18
1.4.1.1. Stations sans fil (STA)	18
1.4.1.2. Points d'accès (AP).....	18
1.4.1.3. Système de distribution (DS).....	19
1.4.2. Topologies de l'IEEE 802.11	19
1.4.2.1. Topologies avec infrastructure	19
1.4.2.1.1. Basic Service Set (BSS)	19
1.4.2.1.2. Extended Service Set (ESS).....	20
1.4.2.2. Topologie en mode Ad-hoc(IBSS)	20
1.5. Architecture en couches de l'IEEE 802.11.....	21
1.5.1. Couche liaison de données (DLC)	21
1.5.1.1. Sous-couche LLC.....	22
1.5.1.2. Sous-couche MAC	22
1.5.2. Couche physique de l'IEEE 802.11.....	22
1.5.2.1. Sous couche PLCP	23
1.5.2.2. Sous couche PMD.....	23
1.6. Conclusion	23
2. Mécanismes de la couche MAC pour l'IEEE 802.11	25
2.1. Introduction	26
2.2. Sous-couche MAC	26
2.2.1 Les principaux mécanismes de la couche MAC	27
2.2.1.1. Mécanisme de formatage des trames MAC	27
2.2.1.1.1. Trames de données (MPDU)	27
2.2.1.1.2. Trames de contrôle	30
2.2.1.1.3. Trames de gestion	33
2.2.1.2. Fragmentation des trames de données.....	33
2.2.1.3. Agrégation des trames de données	35
2.2.1.3.1. Agrégation des MSDUs (A-MSDU).....	35

2.2.1.3.2. Agrégation des MPDUs (A-MPDU).....	35
2.2.1.4. Mécanismes de sécurité de données	36
2.2.1.4.1. L'authentification	36
2.2.1.4.2. La confidentialité des données	37
2.2.1.4.3. L'intégrité des données	37
2.2.1.5. Mécanismes de mobilité intercellulaires des stations	38
2.2.1.6. Mécanismes de qualité de service	38
2.2.1.7. Mécanismes de gestion d'énergie	41
2.2.1.8. Mécanismes de réservation du canal sans fil	41
2.2.1.8.1. Espaces inter-trames (IFS)	44
2.2.1.8.2. Mécanisme de réservation DCF	44
2.2.1.8.3. Mécanisme de réservation PCF	46
2.2.1.8.4. Mécanisme de réservation HCF	47
2.3. Conclusion	49
 3. Couche physique est environnement de transmission pour l'IEEE 802.11	 50
3.1. Introduction	51
3.2. Couche physique de l'IEEE 802.11	51
3.2.1. Sous-couche PLCP	52
3.2.1.1. Structure des trames PPDU.....	52
3.2.1.1.1. Trame PPDU pour la technique FHSS	52
3.2.1.1.2. Trame PPDU pour la technique DSSS	53
3.2.1.1.3. Trame PPDU pour la technique HR/DSSS.....	54
3.2.1.1.4. Trame PPDU pour la technique OFDM	56
3.2.1.1.5. Trame PPDU pour la technique hybride HR/DSSS-OFDM	58
3.2.1.2. Sous-couche PMD.....	58
3.2.1.2.1. Les bandes de fréquences et l'IEEE 802.11	59
3.2.1.2.2. Techniques de modulations et de démodulations	61
3.2.1.2.2.1. Techniques de modulations	62
3.2.1.2.2.2. Techniques de démodulations	65
3.2.1.2.3. Techniques de transmission et de réception sans fil	66
3.2.1.2.3.1. Technique FHSS	66
3.2.1.2.3.2. Technique DSSS	67

3.2.1.2.3.3. Technique HR-DSSS	69
3.2.1.2.3.4. Technique OFDM	70
3.3. Environnement de transmission sans fil.....	72
3.3.1. Caractéristiques d'un canal de transmission	73
3.3.1.1. Bande de fréquences.....	73
3.3.1.2. Capacité	74
3.3.1.3. L'efficacité spectrale	74
3.3.1.4. L'atténuation.....	74
3.3.1.5. Temps de propagation	75
3.3.1.6. Taux de transmission.....	75
3.3.1.7. Taux en Bauds	76
3.3.2. Technologies des antennes.....	76
3.3.2.1. La technologie SISO	76
3.3.2.2. La technologie SIMO	77
3.3.2.3. La technologie MISO	77
3.3.2.4. La technologie MIMO.....	78
3.3.3. Modèles de canaux sans fil.....	78
3.3.3.1. Canal à bruit blanc additif gaussien (AWGN)	79
3.3.3.2. Canal de Rayleigh	80
3.3.3.3. Canal de Rice	82
3.4. Conclusion	83
4. Synthèse des études existantes pour le protocole DCF IEEE 802.11	84
4.1. Introduction	85
4.2. Méthodes d'évaluation de performances des protocoles IEEE 802.11.....	85
4.3. Modèles de Markov appliqués aux travaux précédents	86
4.3.1. Modèles simples	86
4.3.1.1. Modèles à bakoff rapide	86
4.3.1.2. Modèles à backoff lent	91
4.3.1.3. Modèles à Backoff hybride.....	94
4.3.2. Modèles avancés.....	96
4.3.2.1. Modèles à bakoff rapide et Ber uniforme	96
4.3.2.2. Modèles à backoff rapide et Ber partiel	100
4.3.2.3. Modèles à Backoff rapide et gestion avancée des collisions.	103

4.3.2.4. Modèles à backoff lent et Ber uniforme	104
4.3.2.5. Modèles à backoff lent et Ber partiel	107
4.4. Comparaison récapitulative des modèles existant	109
4.5. Conclusion	113
5. Contribution : Retransmission des fragments de données sans renouvellement de la réservation du canal dans le réseau l'IEEE 802.11b.	115
5.1. Introduction	116
5.2. Couche physique du 802.11b HR-DSSS	116
5.2.1. Structure des trames-PLCP et paramètres associés	117
5.2.2. Modèles de BER et de probabilités d'erreur de trames.....	118
5.3. Modèle de Markov pour DCF avec DFR/RCRM	121
5.3.1. Hypothèses	121
5.3.2. Paramètres d'entrée du modèle	122
5.3.3. Etats du modèle	122
5.3.4. Calcul de probabilités.....	124
5.3.4.1. Probabilités utilisées pendant l'attente	124
5.3.4.2. Probabilités utilisées pendant la réservation et la transmission.....	124
5.3.4.3. Probabilités des transitions	126
5.3.4.4. Probabilités stationnaires des états.....	128
5.3.4.5. Probabilité de transmission (τ).....	128
5.3.5. Débit de saturation.....	129
5.4. Résultats numériques et discussions	131
5.4.1. Influence de l'environnement sur les probabilités d'erreur	131
5.4.2. Influence du NDFR/RCR sur le débit de saturation	134
5.4.3. Influence des stations concurrentes avec et sans DFR/RCRM sur le débit de saturation.....	138
5.5. Conclusion	139
Conclusion générale et perspectives	140
Glossaire et abréviations	143
Bibliographie	149

Liste des figures

1.1. Classification des réseaux sans fil	8
1.2. Réseau en mode infrastructure (BSS).....	20
1.3. Réseau en mode infrastructure étendu (ESS).....	20
1.4. Réseau en mode Ad-hoc (IBSS).	21
1.5. Modèle en couche de la norme IEEE 802.11.....	21
2.1. Format de la trame MPDU	27
2.2. Champs de l'entête MAC	28
2.3. Format de la trame RTS	31
2.4. Format de la trame CTS.....	31
2.5. Format de la trame Ack	32
2.6. La fragmentation d'une trame MSDU en trames MPDU.....	34
2.7. Structure de la trame A-MSDU	35
2.8. Structure de la trame A-MPDU	36
2.9. Mécanismes d'accès de au canal	42
2.10. Accès au canal par la technique de base CSMA/CA.....	45
2.11. Accès au canal par la technique RTS/CTS	45
2.12. Accès au canal par la technique PCF	46
2.13. Mécanisme de réservation EDCA.....	47
3.1. Structure de la trame PPDU pour la technique FHSS	53
3.2. Structure de la trame PPDU pour la technique DSSS	54
3.3. Structure de la trame PPDU à long préambule pour la technique HR/DSSS	55
3.4. Structure de la trame PPDU à court préambule pour la technique HR/DSSS	55
3.5. Structure de la trame PPDU pour la technique OFDM	57
3.6. Structure de la trame PPDU à court préambule pour la technique HR/DSSS-OFDM...	58
3.7. Structure de la trame PPDU à long préambule pour la technique HR/DSSS-OFDM....	58
3.8. Les sous-bandes ISM utilisées dans WLAN.....	59
3.9. Les canaux de transmission dans la bande des 2,4 GHz	60
3.10. Répartition des sous-bandes en canaux	61
3.11. Les puissances d'émissions dans les sous-bandes UNII	61

3.12. Modulation 4-ASK	62
3.13. Modulation 4-PSK	63
3.14. Modulation 4-FSK	65
3.15. Technique de transmission et de réception FHSS	67
3.16. Technique de transmission et de réception DSSS	68
3.17. Technique de transmission et de réception OFDM	72
3.18. Environnement de transmission sans fil	73
3.19. L'architecture de la technologie SISO	76
3.20. L'architecture de la technologie SIMO.....	77
3.21. L'architecture de la technologie MISO	78
3.22. L'architecture de la technologie MIMO	78
3.23. Transmission sur un canal à bruit blanc additif Gaussien	79
3.24. Distribution de gaussien	80
3.25. Distribution de Rayleigh	81
3.26. Distribution de Rice.....	82
4.1 MCM-2D de Bianchi [08]	88
4.2 Probabilité d'erreur d'une trame à Longue préambule en fonction du rapport E_c/N_c	89
4.3 MCM-3D [47]	90
4.4 MCM-2D [50]	92
4.5 MCM-2D [52]	95
4.6 MCM-2D [53]	97
4.7.a MCM-3D [54]	98
4.7.b MCM-2D [54]	99
4.8 MCM-2D [55]	101
4.9 MCM-2D [60]	105
4.10 MCM-2D [63]	107
4.11 MCM-2D [64]	109
5.1 MCM du 802.11 avec RTS/CTS, PFM et DFR/RCRM.	123
5.2 Probabilité d'erreur d'une trame à Longue préambule en fonction du rapport E_c/N_c ..	132
5.3 Probabilité d'erreur d'une trame à courte préambule en fonction du rapport E_c/N_c ...	133
5.4 Débit de saturation en fonction du Maximum-NDFR/RCR dans un environnement faiblement bruité.	134

5.5	Débit de saturation en fonction du Maximum-NDFR/RCR dans un environnement bruité.....	135
5.6	Débit de saturation en fonction du Maximum-NDFR/RCR dans un environnement fortement bruité	136
5.7	Débit de saturation en fonction du rapport E_c/N_c et du Maximum-NDFR/RCR	137
5.8	Débit de saturation en fonction du nombre de stations et du maximum-NDFR/RCR..	138

Liste des tableaux

2.1. Seuils de sensibilité et portées des cartes réseau IEEE 802.11b	39
2.2. Les valeurs des paramètres EDCA	48

3.1. Table de correspondance pour distinguer les taux de transmission (HR-DSSS)	55
3.2. Table de correspondance pour distinguer les taux de transmission (OFDM)	57
3.3. Plages de la bande de fréquences ISM par pays.....	60
3.4. Codage par changement de phase	68

4.1 Comapraison de modèles en fonction des paramètres de la couche MAC	110
4.2 Comparaison des modèles en fonction paramètres des trames physiques	111
4.3 Comparaison des modèles en fonction des caractéristiques de canal et de l'antenne	112

5.1 Structure d'une trame dans l'interface physique 802.11b HR-DSSS.....	118
5.1 Paramètres du système.....	131

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction

Un réseau IEEE 802.11, communément appelé Wi-Fi (Wireless Fidelity), est devenu indispensable dans le domaine des communications sans fil. Contrairement aux réseaux filaires, la technologie Wi-Fi offre aux utilisateurs une flexibilité remarquable, leur permettant de se connecter et de communiquer facilement au sein d'un réseau local ou d'accéder à Internet sans avoir besoin de câbles, quel que soit leur emplacement. Pour assurer le bon fonctionnement des appareils sans fil, le protocole IEEE 802.11 propose à chaque fois des mécanismes d'accès au canal et de formatage des données au niveau de la couche MAC, ainsi que des techniques de transmission et de modulation au niveau de la couche physique. Bien que des améliorations aient été apportées au niveau des ces deux couches depuis l'apparition de la première version du protocole IEEE 802.11 en 1997, certains problèmes persistent et entravent son fonctionnement optimal.

Problématique et motivation

Dans les réseaux IEEE 802.11, la perte des trames de données et de contrôle est principalement causée par l'influence des signaux internes et externes, qui perturbent le signal transmis et engendrent des interférences. Ces perturbations et interférences diminuent le rapport Signal sur Bruit plus Interférences SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio), ce qui entraîne une augmentation du taux d'erreur par bit BER (Bit Error Rate). Par ailleurs, un milieu caractérisé par un BER est élevé présente également également une forte probabilité de perte, notamment pour les trames de grande taille qui sont moins résistantes au bruit que celles de petite taille. En d'autre côté, dans un environnement dense, la probabilité de perte est accru en raison des collisions entre trames, en particulier avec la présence des stations cachées. Le problème des stations cachées a été partiellement résolu par le groupe de travail IEEE 802.11 grâce à la méthode de réservation RTS/CTS (Request To Send/ Clear To Send) , ce qui diminue considérablement la probabilité de collision.

Pendant la phase de réservation de canal via le mécanisme RTS/CTS, la perte de l'une des trames de contrôle RTS ou CTS empêche l'émetteur de recevoir la trame CTS. Dans le cas contraire, c'est-à-dire, si l'émetteur reçoit correctement la trame CTS, la phase de transmission d'une trame de données est lancée, la perte de cette trame ou de la trame de contrôle ACK (Acknowledgment) empêche l'émetteur de recevoir la trame ACK. Dans les deux cas, l'émetteur ne reçoit pas la trame attendue (CTS après l'envoi d'une trame RTS ou ACK après l'envoi d'une trame de données MPDU (MAC Service Data Unit)), ce qui l'oblige à doubler sa fenêtre de contention CW (Contention Window) afin de réduire les risques de pertes. Cependant, ces actions

ralentissent également l'efficacité de la transmission en retardant la réservation du canal, en particulier dans un environnement à BER élevé. En conséquence, le débit de saturation du réseau diminue, ce qui dégrade les performances du réseau IEEE 802.11

Dans le but de combler les diverses lacunes des modèles analytiques existants (voir chapitre 04) nous proposons un nouveau modèle analytique plus représentatif, permettant d'évaluer avec précision les performances du protocole IEEE 802.11b DCF dans différents scénarios. Pour ce faire, il est nécessaire de prendre en considération la correction des dysfonctionnements liés au backoff, de distinguer les différentes causes de perte de chaque type de trame (de contrôle et de données), et d'intégrer les paramètres sensibles aux trames à transmettre au niveau de la couche physique, sans oublier l'effet des bruits et interférences. Par ailleurs, l'intégration d'un nouveau mécanisme avancé de gestion de retransmission des trames de données, appelé mécanisme de retransmission de fragments sans renouvellement de réservation du canal DFR/RCRM (Data Fragment Retransmission, without Renewing the Channel Reservation Mechanism), dans la modélisation du protocole DCF (Distributed Coordination Function), représente une innovation majeure, étant donné qu'il n'avait jamais été réalisé en milieu bruité selon la littérature existante (voir chapitre 04). Ce dernier (DFR/RCRM), représente un mécanisme efficace pour améliorer le débit de saturation en permettant à une station de retransmettre chaque fragment de données de manière successive dans un environnement bruité sans doubler inutilement sa fenêtre de contention. En d'autres termes, le mécanisme DFR/RCRM est combiné avec le mécanisme de fragmentation des paquets PFM (Packet Fragmentation Mechanism), qui opère au niveau de la couche MAC et consiste à réduire la taille des trames (MPDU) à transmettre afin de diminuer la probabilité d'erreur de chacune d'elles.

Objectif, Méthodologie et Contributions

L'objectif principal de notre thèse est de proposer un nouveau modèle analytique du protocole IEEE 802.11b DCF, adapté à la nature de l'environnement. Pour ce faire, nous nous intéressons à l'analyser du débit de saturation (ST, Saturated Throughput), en prenant en considération l'impact des mécanismes suivants : le mécanisme de réservation de canal RTS/CTS, le mécanisme de fragmentation des paquets (PFM) et le mécanisme de retransmission de fragments de données sans renouvellement de la réservation du canal (DFR/RCRM). L'utilisation du mécanisme RTS/CTS permet de réserver le canal et de s'assurer qu'il est libre à un moment donné (afin d'éviter les collisions), de sorte que les trames (fragments) à transmettre soient uniquement exposées au bruit et aux interférences. Tandis que, le mécanisme PFM a pour objectif de construire des trames de petite taille (fragments) afin de réduire les erreurs de transmission. En raison des erreurs de transmission,

chaque fragment peut être retransmis plus d'une fois sans renouveler la réservation du canal, par le mécanisme DFR/RCRM, ce qui permet d'éviter le doublement de la fenêtre de contention.

Pour des raisons de précision, notre analyse du débit de saturation a été réalisée dans l'une des conditions de canal non idéales, en tenant compte des caractéristiques réelles de la couche physique, telles que la structure des trames (HR-DSSS-PPDU, RTS, CTS et Ack), les taux de transmission de chaque champ de la trame, ainsi que les taux d'erreur par bits correspondants.

Afin d'atteindre ces objectifs, nous proposons un modèle chaîne de Markov tridimensionnelle (MCM-3D), fondé sur une trois processus stochastiques. Notre MCM-3D décrit de manière détaillée le fonctionnement du protocole DCF en intégrant les mécanismes RTS/CTS, PFM et DFR/RCRM, afin de dériver les différentes métriques de performances, comme le taux de transmission, le débit de saturation, etc. Le modèle proposé est constitué de trois phases essentielles, parcourues par chaque station lorsqu'elle dispose d'une trame de petite taille (obtenue par PFM) à transmettre. La première correspond à la phase d'attente, durant laquelle le compteur du backoff est supérieur à zéro. Lorsque ce compteur atteint zéro, la phase de réservation du canal par le mécanisme RTS/CTS est commencée. Après la réservation du canal, la phase de transmission et de retransmission des données, qui est gérée par le mécanisme DFR/RCRM, est lancée.

Les contributions principales de cette thèse sont les suivantes:

- Développement d'un nouveau MCM-3D représentant le comportement réel du protocole de l'IEEE 802.11b DCF en environnement bruité.
- Identification correcte des paramètres au niveau de la structure des trames physiques (les champs d'une trame de données ou de contrôles ainsi que leurs débits de transmission associés) et au niveau du canal de transmission (les taux d'erreur par bit (Ber) associés aux débits de transmission partiels), afin de déterminer le temps de transmission moyen et la probabilité d'erreur de chaque trame (RTS, CTS, DATA et ACK) séparément.
- Intégration d'un nouveau mécanisme nommé DFR/RCRM, permettant la retransmission des fragments de données sans renouveler la réservation du canal, afin de diminuer le temps d'accès au canal et la probabilité de collision.
- Distinction entre les trames perdues en raison du bruit et celles perdues en raison de collisions (à l'aide du mécanisme RTS/CTS).
- Intégration d'un mécanisme de limitation du nombre de retransmissions pour les trames de contrôle et les trames de données.

- Mise en évidence, à travers les résultats obtenus, de la supériorité des performances d'un réseau sans fil intégrant le mécanisme DFR/RCRM dans un environnement bruité, par rapport à un réseau IEEE 802.11b DCF classique.

Organisation du document : La suite de ce document est structurée comme suit :

- Chapitre 1 présente les notions générales sur les réseaux sans fil : les différentes catégories de réseaux sans fil, l'évolution des divers types de réseaux WLAN, ainsi que les principaux composants, topologies et architecture en couches du standard IEEE 802.11.
- Le chapitre 2 décrit les mécanismes de la sous-couche MAC d'IEEE 802.11, notamment le DCF, le PCF et leurs extensions pour améliorer la qualité de service, sans oublier les mécanismes de formatage des trames (données, contrôle, gestion). Il aborde aussi des mécanismes de fragmentation, d'agrégation, de sécurité, de mobilité et de gestion d'énergie.
- Le chapitre 3 traite en détail les structures de trames en fonction de diverses techniques de transmission et de réception, les méthodes de modulation et de démodulation, ainsi que des propriétés du canal telles que la plage de fréquences, la capacité, l'atténuation, l'efficacité spectrale et les technologies d'antennes (SISO : Single Input Single Output, SIMO : Single Input Multiple Output, MISO : Multiple Input Single Output, MIMO : Multiple Input Multiple Output). Il expose également les modèles de canaux sans fil, à savoir AWGN, Rayleigh et Rice.
- Le chapitre 4 propose une synthèse détaillée des travaux existants portant sur le protocole DCF IEEE 802.11. Ces travaux ont été classifiés en divers types de catégories selon l'orientation du modèle examiné (MAC, physique) et mettent en évidence leurs limites.
- Le chapitre 5 expose la contribution principale de la thèse qui consiste à proposer un nouveau mécanisme de retransmission de fragments sans renouvellement de la réservation du canal (DFR/RCRM). Il présente en détail la structure de chaque type de trame dans la couche physique, les divers modèles de taux d'erreurs par bit (BER) et leurs probabilités d'erreur correspondantes. Il modélise le comportement de chaque station par un nouveau modèle analytique de chaîne de Markov tridimensionnelle (MCM-3D), afin d'évaluer le débit de saturation sous l'impact d'un environnement bruité.
- La thèse se conclut par une conclusion générale résumant les contributions, les limites rencontrées et suggère des axes de recherche futurs.

Chapitre 01

Évolution des réseaux WLAN

1.1. Introduction

Les réseaux sans fil (en anglais : Wireless Networks) représentent une révolution technologique majeure dans le domaine des communications. Ils offrent la possibilité de connecter différentes stations fixes, portables et mobiles entre elles par l'intermédiaire des ondes radio, infrarouges ou micro-ondes, en lieu et à place des câbles. Les communications entre divers dispositifs sans fil peuvent s'effectuer de manière directe ou via d'autres dispositifs intermédiaires. Le déploiement de ce type de technologies au sein d'une zone géographique, avec un rayon pouvant atteindre quelques kilomètres, se développe rapidement. Les dispositifs sans fil offrent aux utilisateurs une flexibilité totale pour se déplacer et échanger des informations, avec des taux de transmission pouvant atteindre plusieurs gigabits par seconde (Gb/s), tout en restant connectés sans entraves liées aux fils. De plus, les canaux de transmission hertziens sont moins protégés que les câbles qui assurent des liens directs. Ainsi, toute personne située dans une zone de couverture plus ou moins étendue peut écouter les transmissions non sécurisées des autres personnes. Au fur et à mesure que les technologies de communication progressent, les appareils actuels sont dotés de mécanismes de sécurité sophistiqués tels que l'authentification, le contrôle d'intégrité et le chiffrement pour prévenir les risques d'écoute clandestine. De nos jours, les communications sans fil sont devenues indispensables dans notre vie quotidienne. Elles facilitent l'échange d'informations entre différents appareils, que ce soit pour accéder à Internet, connecter des appareils domestiques, ou encore pour les communications industrielles et professionnelles. Pour simplifier ces échanges, il existe de nombreux systèmes de communication sans fil, qui seront détaillés dans la section 1.2. Ces systèmes sont utilisés dans divers domaines tels que la domotique, les télécommunications, le secteur médical, l'éducation, l'agriculture, etc.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons particulièrement aux évolutions progressives des différentes normes de réseaux locaux sans fil (WLAN) depuis leur naissance jusqu'à la version la plus récente. Nous analyserons l'évolution de ces normes afin de répondre aux besoins croissants en matière de débit, de portée, de fiabilité et de sécurité, tout en s'adaptant aux avancées technologiques et aux exigences des utilisateurs. Ensuite, nous aborderons les principaux composants des réseaux IEEE 802.11, en distinguant les structures de type infrastructure et ad hoc. Enfin, selon le modèle en couches de la norme IEEE 802.11, nous détaillerons les fonctions de chaque couche, notamment la couche physique (PhyL) et la couche de liaison de données (DLL : Data Link Layer).

1.2. Catégories de réseaux sans fil

Comme pour les réseaux câblés, il existe quatre grandes catégories de réseaux sans fil, souvent utilisées en fonction de leur zone de couverture maximale [1] (voir la figure 1.1).

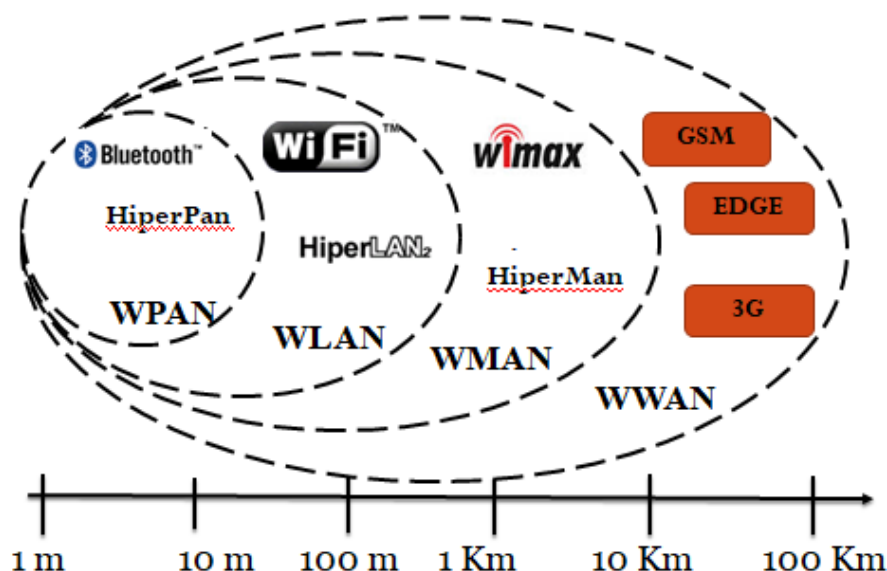


Figure 1.1 : Classification des réseaux sans fil

1.2.1. Réseaux Personnels Sans fil (WPAN)

Le WPAN est un réseau sans fil d'une portée maximale d'ordre de quelques dizaines de mètres. La plupart des dispositifs de ce type de réseau, tels que des smartphones, des tablettes, des claviers, des souris et des casques audio, utilisent les ondes hertziennes comme moyen de transmission de données entre eux. Cette classe de réseaux sans fil est plus sensible aux interférences provenant d'autres dispositifs sans fil, consomme généralement moins d'énergie et offre des débits de transmission faibles, allant de quelques kilobits par seconde à quelques mégabits par seconde. À titre d'exemple du WPAN, la technologie Bluetooth (IEEE 802.15.1) est lancée par Ericsson en 1994. Elle garantit l'échange d'informations entre différents dispositifs, à une portée de 30 mètres environ. Elle utilise la bande de fréquences des 2,4 GHz avec la modulation de fréquence GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying) et la technique FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum) qui permet de transmettre des données à un débit maximal supérieur à 2 Mb/s [2]. En 1998, le projet Zigbee (IEEE 802.15.4) a été lancé dans le but de permettre des communications à courte portée, allant jusqu'à 100 mètres. Cette technologie s'appuie sur la norme IEEE 802.15.4, qui a été améliorée à plusieurs reprises. Dans ses premières versions, Zigbee utilisait principalement deux bandes de fréquences : les 868 MHz pour un débit de 20 Kb/s en Europe et les 915 MHz pour un débit de 40 Kb/s en Amérique du Nord, en Australie, etc. La seconde version fonctionne sur la

bande de fréquences des 2,4 GHz avec un taux de transfert de 250 Kb/s et elle a été déployée quasiment dans tous les pays [3]. Dans la même année (en 1998), le groupe de travail HomeRF (Home Radio Frequency) a développé un système sans fil destiné aux dispositifs domestiques, connue sous le nom de HomeRF. Les données transmises par ces dispositifs se propagent dans l'air jusqu'à 100 mètres, dans toutes les directions, avec des débits pouvant atteindre 10 Mb/s sur la bande des 2,4 GHz. La norme HomeRF a été abandonnée en janvier 2003 en raison de la supériorité du Wi-Fi (Wireless Fidelity) et du manque de soutien de grands fabricants comme Apple et Dell.

1.2.2. Réseaux Locaux Sans fil (WLAN)

Un réseau WLAN est un réseau local sans fil qui offre la possibilité de lier divers dispositifs sans fil (stations) au sein d'une même zone de couverture, habituellement s'étendant sur une distance allant de quelques dizaines à plusieurs centaines de mètres. Les dispositifs de cette classe de réseau, tels que les ordinateurs portables et fixes, les tablettes, les points d'accès, les imprimantes et les objets connectés (IoT : Internet of Things), utilisent les ondes radio comme moyen de transmission des données. Les réseaux WLAN emploient des vitesses de transmission de données bien supérieures à celles des réseaux de télécommunication mobiles, pouvant aller jusqu'à plusieurs gigabits par seconde. À titre d'exemple, plusieurs technologies WLAN coexistent aujourd'hui, notamment le Wi-Fi, une technique de communication sans fil largement répandue. Développé aux États-Unis, le 21 septembre 1997, le Wi-Fi est basé sur la norme IEEE 802.11. En Europe, l'ETSI (Institut Européen des Normes de Télécommunications) a développé en 1996 le premier réseau de communication sans fil, nommé HiperLAN (HIGH PERFORMANCE radio LAN). D'autre part, en 1996, les Japonais ont élaboré une autre norme de communication sans fil à haut débit, dénommée HiSWAN (High-Speed Wireless Area Network).

Ces trois normes seront détaillées ultérieurement (section 1.3), en suivant un ordre chronologique.

1.2.3. Réseaux Métropolitain Sans fil (WMAN)

Le WMAN est un réseau sans fil, parfois appelé réseau BLR (Boucle Locale Radio), créé en 2002 par Intel et Alvarion. Après avoir été certifié par l'IEEE, ce réseau utilise dorénavant le protocole IEEE 802.16, qui permet d'offrir un débit utile variant de 1 à 10 Mb/s, et dans une portée comprise entre 4 et 10 km, telle qu'une ville ou un grand campus. Le WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) c'est la technologie la plus répandue dans cette classe de réseau. Elle est créée en 2002 par Intel et Alvarion, puis ratifiée par l'IEEE sous le nom IEEE

802.16*. La technique de transmission et de réception OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est employée par ce réseau, sur une gamme de fréquences s'étendant de 10 à 66 GHz. Les données transmises sont protégées par des méthodes de chiffrement robustes, notamment DES3 (Data Encryption Standard 3) et AES (Advanced Encryption Standard). Des améliorations ont été apportées à la norme IEEE 802.16, notamment l'ajout de la plage de fréquences de 2 à 11 GHz, afin de développer l'IEEE 802.16a. L'avantage est que WiMAX permet d'offrir des services dans des zones difficiles, d'une portée allant jusqu'à 48 km et d'un taux de transmission qui peut atteindre 75 Mb/s. En 2000, l'industrie des télécommunications en Corée du sud a développé une nouvelle technologie sans fil à haut débit, nommée WiBro. Cette norme, officiellement lancée en 2004, utilise 100 MHz de la bande de fréquences 2,3 GHz, offrant une connectivité jusqu'à 5 km et un débit pouvant atteindre 50 Mb/s. Il y a, en effet, d'autres standards existents de WMAN, tels que HiperMAN, élaboré par l'ETSI, qui représente une alternative européenne au WiMAX et au WiBro (Wireless Broadband) [2].

1.2.4. Réseaux Etendus Sans fil (WWAN)

Le WWAN est un réseau sans fil qui couvre une vaste zone géographique, s'étendant jusqu'à quelques centaines de kilomètres. Ce type de réseau offre aux utilisateurs une connectivité à internet et l'accès à une variété de services en ligne, quels que soient leurs zones, à savoir villes, régions et parfois des continents. Les terminaux se connectent aux antennes cellulaires (BTS: Base Transceiver Station) de longue portée, et offrent une grande liberté de se déplacer sans rupture de la connectivité, c'est pourquoi on les appelle le plus souvent des réseaux cellulaires mobiles. Ces types de réseaux continuent de progresser afin d'assurer des connectivités qui s'étendent sur de longues distances et de meilleurs débits de données aux clients. Les technologies les plus courantes de cette classe de réseau sont les suivantes : Le GSM (Global System for Mobile Communication) est un système de communication numérique à commutation de circuits, développé en 1990 par l'ETSI, principalement utilisé pour les services vocaux. Il utilise deux bandes de fréquences 900MHz et 1800 MHz en Europe, et une bande des 1900 MHz aux États-Unis et au Canada, il permet d'atteindre un débit de 9.6 Kb/s. Le système GPRS (General Packet Radio Service) est une version améliorée du GSM développée en 2001 par l'ETSI. Il utilise la commutation de paquets pour transporter les données et permet d'améliorer le débit jusqu'à 171.2 Kb/s. Le système UMTS (Universal Mobile Telecommunication System), issu de plusieurs évolutions du GSM et du GPRS, est conçu pour assurer la transmission de la voix, de la vidéo et des données à un débit atteignant 2 Mb/s [4].

1.3. Évolution graduelle des réseaux WLAN

En Europe, aux États-Unis et au Japon, des normes pour les communications sans fil à large bande sont élaborées depuis un certain temps pour faciliter les échanges d'informations entre divers appareils. Au fil des ans, les trois normes évoluent et progressent d'une version à l'autre pour répondre aux besoins changeants des utilisateurs et des applications, qui requièrent une qualité de service toujours plus élevée. Ces standards privilégient principalement les bandes de fréquences 2,4 GHz, 5 GHz et récemment 6 GHz, tandis que les bandes de 25 GHz et 27 GHz sont rarement utilisées. Par la suite, nous allons détailler la progression de ces trois standards au fil du temps, comme ci-après : le standard HiSWAN du Japon, suivi du standard HIPERLAN de l'Europe et finalement, le standard IEEE 802.11 des États-Unis.

1.3.1. Évolution graduelle du protocole HiSWAN

HiSWAN est une norme de communication sans fil à haut débit, développée en 1996 par le groupe MMAC (Multimedia Mobile Access Communication Systems) de l'association ARIB (Association of Radio Industries and Businesses) au Japon. Elle est autorisée par l'autorité de régulation japonaise à fonctionner sur trois bandes de fréquences spécifiques : 5 GHz, 25 GHz et 27 GHz. Pour éviter les interférences, la norme HiSWAN utilise des mécanismes qui permettent de synchroniser entre les points d'accès.

1.3.1.1. HiSWANa

La première version de la norme HiSWANa, publiée en décembre 2000, a été conçue pour fonctionner dans la bande de fréquences 5 GHz. En intérieur, cette norme peut exploiter quatre canaux de transmission dans la bande de 5,15 GHz à 5,25 GHz, ce qui permet d'étendre la zone de couverture. Le nombre de bits transmis par symbole dépend du type de modulation utilisée, à savoir BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 16QAM (16 Quadratique Amplitude Modulation) et parfois 64QAM. Le choix d'un type de modulation pendant la transmission se fait de manière dynamique selon l'état du signal. Afin de réduire les interférences et d'améliorer l'efficacité spectrale, HiSWANa s'appuie sur la technique OFDM. Cette dernière optimise l'efficacité du canal et peut atteindre des débits allant jusqu'à 54 Mb/s en collaboration avec la modulation 64QAM. De plus, la norme HiSWANa dispose d'un mécanisme de contrôle de puissance, permettant d'optimiser la puissance d'émission. Elle permet d'offrir aux utilisateurs les services de multimédias pour transmettre sur un même support des données de différentes natures (son, texte et image). Au niveau de la couche physique, des améliorations ont été ajoutées au

standard HiSWANa, comme le mécanisme de transmission en rafale (PHY burst), procédure d'association RBCH (Radio Bearer Channel), capacité de liaison, etc. Ces perfectionnements et d'autres permettent à HiSWANa d'améliorer la connectivité radio, dans le but d'établir une connexion mutuelle avec HIPERLAN2. En utilisation extérieure, la norme HiSWANa spécifie deux plages de fréquences qui s'étendant de 4,9 GHz à 5 GHz et de 5,03 GHz à 5,091 GHz.

1.3.1.2. HiSWANb

La norme HiSWANb a vu le jour pour la première fois en novembre 2002. Contrairement à HiSWANa, la norme récente HiSWANb a été élaborée pour opérer dans deux bandes de fréquences hautes : 25 GHz et 27 GHz. En outre, cette norme dispose d'un mécanisme d'adaptation dynamique de la modulation, basé sur l'état du canal de transmission en cours. Généralement, la norme HiSWANb intègre les mêmes mécanismes et techniques que celles du HiSWANa, avec l'ajout des quelques fonctionnalités comme l'agrégation des canaux, dont le but d'améliorer l'efficacité spectrale du canal. Grâce à cela, le taux de transmission des réseaux HiSWANb peut atteindre des valeurs élevées, allant jusqu'à 420 Mb/s. En revanche, la norme HiSWANb fonctionne en extérieur uniquement, sur plusieurs canaux, chacun d'une largeur de 20 MHz, dont les fréquences sont réparties dans les plages de 24,77 GHz à 25,33 GHz et de 27,02 GHz à 27,4 GHz, et ce, selon les formules suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} (24770+20.n) \text{ MHz } \text{ où } 0 \leq n \leq 28, n \in \mathbb{N}. \\ \text{et} \\ (27020+20.n) \text{ MHz } \text{ où } 0 \leq n \leq 19, n \in \mathbb{N}. \end{array} \right. \quad (1.1)$$

L'inconvénient de cette norme est que les ondes générées par ces hautes fréquences sont millimétriques et plus sensibles aux conditions météorologiques.

1.3.2. Évolution graduelle du protocole HiperLAN

Le protocole HiperLAN a connu un ensemble d'améliorations pour développer une alternative européenne à la norme IEEE 802.11. Il est instauré par l'ETSI qui vise à réaliser des communications sans fil à haute débit et mobiles. Initialement, HiperLAN était destiné uniquement aux réseaux ad-hoc, avant d'être étendu pour englober les réseaux en mode infrastructure.

1.3.2.1. HiperLAN 1

HiperLAN 1 est un protocole de communication sans fil apparu en 1996 lors de sa création par l'ETSI, un an avant la naissance du Wi-Fi (1997). Comme le Wi-Fi, dans la couche physique, le protocole HiperLAN 1 se base sur la bande de fréquences des 5 GHz, avec diverses modulations de fréquences, telles que : FSK (Frequency Shift Keying) et GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying). Pour accéder au canal, HiperLAN 1 utilise un mécanisme d'accès multiple avec contention, dénommée EY-NPMA (Elimination-Yield-None Preemptive Priority Multiple Access) et qui permet de partager la bande de fréquences équitablement. Ce protocole assure aux utilisateurs du réseau un débit théorique de transmission et de réception de 1.470 Mb/s pour le premier type de modulation FSK et 23.529 Mb/s pour la modulation GMSK. Toutes les communications s'effectuent sur une plage de fréquences comprises entre 5,15 et 5,30 GHz. Les terminaux mobiles communiquent entre elles, à des distances pouvant atteindre environ 50 mètres, sans la présence d'un point d'accès, afin de constituer un réseau ad hoc à hautes performances. L'échange d'informations entre les stations distantes, se fait au moyen des algorithmes de routage qui permettent aux trames d'être acheminées de la source à la destination. Plus tard, HiperLAN 1 a été équipé d'un algorithme de routage s'appelle OLSR (Optimized Link State Routing), qui assure un acheminement dynamique et optimal des trames [1,5].

1.3.2.2. HiperLAN 2 :

La norme HiperLAN 1 ne permet pas de transmettre que des flux de trafic de type Best Effort. C'est la raison pour laquelle l'ETSI a élaboré une nouvelle norme en 2000, appelée HiperLAN 2. Cette dernière, répondant aux besoins des applications qui exigent une qualité de service, tels que la voix et la vidéo. Lors de la transmission, HIPERLAN/2 opère sur une plage de fréquences de 455 MHz, allant de 5,15 GHz à 5,35 GHz et de 5,47 GHz à 5,725 GHz. Grâce à l'utilisation de la technique OFDM avec la modulation 64-QAM, il est possible d'atteindre des taux de transmission allant à 54 Mb/s. Dans certains cas, ce taux est dégradé automatiquement et prend respectivement les valeurs : 36, 27, 18, 12, 9, et 6 Mb/s en fonction des techniques de modulation et des codes de convolution correspondants: 16-QAM (3/4), 16-QAM (9/16), QPSK (3/4), QPSK (1/2), BPSK (3/4), et BPSK (1/2). Contrairement à HiperLAN 1 qui opère en mode ad hoc, HiperLAN 2 a été développé pour fonctionner en mode infrastructure (centralisé). Dans ce mode, chaque point d'accès dispose d'un mécanisme automatique qui lui permet de choisir un canal différent de celui utilisé par les points d'accès voisins, ou par d'autres dispositifs sans fil, tels que les micro-ondes. Ce mécanisme vise à diminuer au maximum le nombre de collisions et à réduire les interférences des signaux radio afin d'améliorer le débit de transmission global. Donc, au niveau physique HiperLAN 2 est parfaitement

similaire à celle de la norme IEEE 802.11a. Néanmoins, sur la couche MAC, HiperLAN 2 utilise le mécanisme TDMA (Time Division Multiple Access) dynamique, ce qui permet aux stations de partager le canal de transmission selon le type de flux de données à transmettre [6,7].

1.3.3. Évolution graduelle du protocole IEEE 802.11

Au fil des années, les concepteurs des réseaux sans fil IEEE 802.11 (Wi-Fi) ont apporté de nombreuses améliorations pour répondre aux besoins des clients (vitesse de transmission rapide, sécurité des données plus élevée, vaste espace de couverture, etc.). Depuis l'apparition de la première version en 1999, jusqu'à aujourd'hui, tous les amendements ont été réalisés soit au niveau de la couche MAC (Media Access Control) ou bien au niveau de la couche physique, voire des deux. Ci-dessous, nous exposons les amendements les plus utilisés.

1.3.2.1. IEEE 802.11 (Wi-Fi)

La norme 802.11 a été réalisée en 1997, et permet d'atteindre des débits optimaux de 1 Mb/s et 2 Mb/s sur la bande des 2,4 GHz. Pour obtenir le premier débit (1 Mb/s), la norme utilisait le mécanisme d'accès de base et la technique de transmission et de réception FHSS avec la modulation de fréquence 2-GFSK, ou bien DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) avec la modulation de phase DBPSK (Differential BPSK). Cependant, le second débit est obtenu par l'utilisation du même mécanisme d'accès et avec la technique de transmission et de réception FHSS avec la modulation de fréquence 4-GFSK, ou bien DSSS avec la modulation de phase DQPSK (Differential QPSK).

1.3.2.2. IEEE 802.11b (Wi-Fi 1)

Après deux ans de l'apparition de la première version, une deuxième norme appelée IEEE 802.11b est née avec deux niveaux d'améliorations. Dans la sous-couche MAC, on trouve le mécanisme d'accès de base, plus le mécanisme de réservation optimale RTS/CTS (Request To Send / Clear To Send). Cependant, dans la sous-couche physique cette norme emploie la technique DSSS avec la modulation de phase 2-DPSK (2-Differential PSK) pour atteindre un débit de 1 Mb/s et 4-DPSK pour atteindre un débit 2 Mb/s. Une version améliorée de la norme précédente et à haute vitesse est appelée HR-DSSS (High Rate-DSSS). Elle utilise toujours la technique DSSS, mais cette fois-ci, avec les modulations 4-CCK (4- Complementary Code Keying) et 8-CCK qui permettaient d'obtenir des débits de transmissions théoriques respectivement: 5.5 et 11 Mb/s, sur une plage de

22 MHz dans la bande de fréquences des 2,4 GHz. Une station dans un réseau 802.11b, change son débit de transmission dynamiquement selon le rapport du signal sur bruit.

1.3.2.3. IEEE 802.11a (Wi-Fi 2)

La norme IEEE 802.11a été réalisée en 1999, pour améliorer le débit de transmission brute jusqu'à 54 Mb/s sur la bande de fréquences des 5 GHz [8], plus précisément l'union des deux intervalles suivants: [5,15 à 5,35 GHz] et [5,725 à 5,825 GHz]. Dans cette norme, en utilisant les mêmes mécanismes d'accès précédents (802.11b), cependant, la distinction s'est manifestée sur la couche physique du 802.11a, où la technique de transmission et de réception OFDM a été utilisée, avec la modulation de phase (BPSK, QPSK) et la modulation d'amplitude (16QAM, 64QAM). Le débit de transmission est réduit à 48, 36, 24, 18, 12, 9 puis 6 Mbit/s selon les caractéristiques de l'environnement de transmission. L'inconvénient majeur, est que les anciennes normes sont non compatibles avec celle-ci, qui utilise des fréquences très élevées (la bande des 5 GHz) et la technique OFDM. Ces hautes fréquences ont également un impact négatif sur la portée du réseau.

1.3.2.4. IEEE 802.11g (Wi-Fi 3)

Quatre ans plus tard de la réalisation du IEEE 802.11a, une nouvelle norme appelée 802.11g est apparue. Principalement, cette norme plus proche de la norme antérieure (802.11a), elle implémente la même technique de transmission et de réception OFDM dans la couche physique, mais elle fonctionne sur la bande des 2,4 GHz. Donc, la norme IEEE 802.11g est compatible avec la norme IEEE 802.11b et permet d'améliorer le débit de transmission dans la bande de fréquences des 2,4 GHz jusqu'à 54 Mbit/s, soit près de cinq fois le débit de transmission de l'IEEE 802.11b. D'autre part, l'IEEE 802.11g est muni d'un système de chiffrement de données avancé au niveau de la sous-couche MAC, basé sur l'une des méthodes WPA (Wi-Fi Protected Access) ou sa version améliorée WPA2, afin de remplacer le protocole d'authentification WEP (Wired Equivalent Privacy) dans les réseaux 802.11b.

1.3.2.5. IEEE 802.11n (Wi-Fi 4)

En 2009 une nouvelle version de l'IEEE 802.11 fonctionne sur les deux bandes en même temps, la bande des 2,4 GHz et la bande des 5 GHz, appelée IEEE 802.11n. La plupart des appareils prennent en charge cette version, qui devient la plus populaire sur le marché des WLANs. Cette norme est disposée d'un système de sécurité très performant, d'un débit de transmission théorique plus élevé, de 600 Mb/s (jusqu'à 300 Mb/s en pratique), soit 6 fois plus rapide que la

norme IEEE 802.11g. L'augmentation du débit de transmission de 54 Mb/s à 600 Mb/s se fait par l'utilisation des antennes intelligentes SU-MIMO (Single User-Multiple input multiple output), des canaux de 40 MHz et l'agrégation de trames [9]. Ces antennes dotées d'un algorithme de traitement de signal intelligent utilisé pour identifier les signaux comme direction d'arrivée.

1.3.2.6. IEEE 802.11e

En 2005, le standard 802.11e a introduit des nouveaux mécanismes de la couche MAC pour accéder au canal partagé. L'une est centralisée et similaire à PCF (Point Coordination Function), elle est appelée HCCA (Hybrid Coordination Function Controlled Channel Access), tandis que l'autre est distribuée et similaire à DCF (Distributed Coordination Function), elle est appelée EDCA (Enhanced Distributed Channel Access). Les deux mécanismes, EDCA et HCCA sont indispensables pour les réseaux sans fil modernes, notamment ceux qui doivent répondre à des applications exigeantes en termes de qualité de service. La norme IEEE 802.11e permet de distinguer les différents types de trafic afin de leur attribuer des priorités en fonction de leur nature, à savoir : Vidéo, Voix, Best Effort et Background. De plus, dans la couche physique, les réseaux de ce genre utilisent les mêmes techniques que les standards précédents.

1.3.2.7. IEEE 802.11ac (Wi-Fi 5)

En 2013, une nouvelle norme Wi-Fi est apparue, apporte de nouvelles fonctionnalités, s'appelle IEEE 802.11ac. Cette norme constitue une évolution des deux normes précédentes, à savoir l'IEEE 802.11a et l'IEEE 802.11n. Elle ne fonctionne que sur la bande des 5 GHz et peut atteindre des taux de transmission allant jusqu'à 6,933 Gb/s. Pour obtenir ce débit de transmission globale, des améliorations sont réalisées sur la couche physique et sur la couche MAC. Au niveau physique, l'IEEE 802.11ac introduit la technique d'agrégation de canaux, qui permet de combiner plusieurs canaux pour obtenir des largeurs de bande plus étendues. À titre d'exemple, on peut agréger deux canaux de 20 MHz adjacents pour obtenir un canal de 40 MHz, deux canaux de 40 MHz adjacents pour un canal de 80 MHz, et deux canaux de 80 MHz, contigus ou non, pour former un canal de 160 MHz. D'autre part, cet amendement utilise la modulation 256-QAM, ce qui permet de coder 8 bits de données par symbole au lieu de 6 bits pour le Wi-Fi 4, améliorant ainsi le débit global. Au niveau MAC, l'IEEE 802.11 prend en charge le mécanisme d'agrégation des trames MPDU (MAC Protocol Data Unit) en A-MPDU (Aggregated-MPDU) ou MSDU (MAC Service Data Unit) en A-MSDU (Aggregated-MSDU) afin de réduire la surcharge du canal et ainsi accroître le débit [10]. En revanche, certaines techniques telles que le MU-MIMO (Multi-User Multiple Input Multiple Output) sont classées à la fois au niveau de la couche MAC et au niveau de la couche physique.

Grâce à cette technologie à liaison descendantes DL MU-MIMO (DownLink Multi User-MIMO), un point d'accès a la possibilité de transmettre simultanément de nombreux flux de données (jusqu'à 8 flux de données) à plusieurs stations (utilisateurs) [11].

1.3.2.8. IEEE 802.11ax (Wi-Fi 6)

Cet amendement également appelé Wi-Fi 6, est une extension du Wi-Fi 5 avec certaines améliorations dans la couche physique et la couche MAC. Le Wi-Fi 6 représente une solution efficace aux environnements de transmission denses, il permet d'assurer un débit théorique allant jusqu'à 9,6 Gb/s dans les bandes 2,4 GHz et 5 GHz. Au niveau physique, à l'aide de la modulation 1024 QAM, il est envisageable de coder 10 bits de données par symbole, ce qui ramène à une augmentation considérable du débit global. L'utilisation de la technique OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) permet de découper le canal de transmission en sous-canaux afin de transmettre des données à plusieurs appareils en parallèle, ce qui accroît l'efficacité spectrale. Au niveau MAC, un nouveau mécanisme de planification, appelé TWT (Target Wake Time), a été ajouté dont le but de diminuer la consommation d'énergie et prolonger la durée de vie des batteries des dispositifs sans fil. Il offre la possibilité de prévoir le moment où les dispositifs doivent se réveiller pour envoyer ou recevoir des données, ce qui contribue à améliorer considérablement l'efficacité énergétique du réseau et réduire le nombre de collisions [12]. De plus, pour résoudre le problème des interférences entre les BSS (Basic Service Set) voisins, un moderne mécanisme nommé BSS Coloring (Coloration BSS) a été mis en place. L'objectif de ce mécanisme est de différencier les signaux des différentes BSS. Pour ce faire, il ajoute deux champs sur l'en-tête des trames PLCP afin de déterminer la BSS à laquelle chaque trame est associée [13]. Contrairement à Wi-Fi 5 qui utilise la technique MU-MIMO à liaison descendante, Wi-Fi 6 prend en charge la technique MU-MIMO bidirectionnel (UL/DL MU-MIMO : UpLink/DownLink Multi User-MIMO). Cette dernière, permet à un point d'accès d'envoyer simultanément de multiples flux de données vers différentes stations et de recevoir simultanément de multiples flux de données provenant de différentes stations.

1.3.2.9. IEEE 802.11be (Wi-Fi 7)

Dans le but de répondre aux besoins croissants des applications modernes, des perfectionnements ont été apportés au Wi-Fi 6 afin de donner naissance à une nouvelle génération de Wi-Fi, exploitant la bande des 6 GHz, appelée Wi-Fi 7. En 2024, l'IEEE 802.11be est devenue la norme la plus avancée, surpassant toutes les autres qui l'ont précédée. En comparaison avec l'IEEE 802.11ax, L'IEEE 802.11be offre des vitesses de transmission plus élevées, allant jusqu'à 46 Gb/s,

une latence plus faible et une capacité de bande accrue. Au niveau de la couche physique, le mécanisme d'agrégation des canaux adjacents et non adjacents permet d'élargir la largeur des canaux jusqu'à 320 MHz. De plus, avec la modulation 4096 QAM, le Wi-Fi 7 peut coder jusqu'à 12 bits par symbole. Au niveau de la couche MAC, le Wi-Fi 7 intègre un nouveau mécanisme très performant, appelé l'opération multi-lien (MLO : Multi-Link Operation). Ce dernier permet à une station de communiquer simultanément à plusieurs points d'accès en utilisant des liens sans fil dans les bandes de fréquences 2,4 GHz, 5 GHz et 6 GHz. Pour améliorer l'efficacité de l'utilisation de la bande passante et diminuer la latence, l'IEEE 802.11be est doté d'un nouveau mécanisme appelé MU-MIMO bidirectionnel. Il offre la possibilité de gérer jusqu'à 16 flux de données (conversations) en même temps, soit deux fois plus que le Wi-Fi 6, qui ne supportait que 8 flux au maximum.

1.4. Composants et topologies de l'IEEE 802.11

L'IEEE 802.11 est un protocole de communication sans fil qui utilise des composants clés pour transmettre les données d'un composant à un autre, selon la topologie du réseau [1].

1.4.1. Composants clés de l'IEEE 802.11

Les réseaux sans fil IEEE 802.11 utilisant plusieurs composants essentiels tels que les stations sans fil, les points d'accès, et les systèmes de distribution. Ces composants sont inclus dans la conception des différentes topologies sans fil.

1.4.1.1. Stations sans fil (STA)

Une station sans fil désigne tout dispositif électronique, fixe ou mobile, apte à se communiquer à un réseau. Elle est dotée d'un système de transmission hertzien et d'une technique pour accéder au canal sans fil commun. Généralement, dans un système de communication sans fil, chaque station est munie d'une carte réseau sans fil, et agit le rôle d'un émetteur et/ ou d'un récepteur de données.

1.4.1.2. Points d'accès (AP)

Un AP (Access Point en anglais), est un appareil sans fil, habituellement immobile, représente le centre de communication de différents dispositifs sans fil (stations). Il offre la possibilité de partager des ressources entre diverses stations, telles que des fichiers, des caméras de surveillance et des imprimantes, etc. Dans certain cas, on peut configurer une station (ordinateur portable,

smartphone, etc), pour jouer le rôle d'un point d'accès, dont le but par exemple de partager sa connexion internet avec d'autres stations.

1.4.1.3. Système de distribution (DS)

Dans un réseau sans fil étendu (réseau de distribution), un système de distribution (en anglais : Distribution System) représente le lien qui permet d'interconnecter au moins deux points d'accès. Ces APs sont connectés les uns aux autres soit par un DS filaire appelé Wired DS ou bien par un DS sans fil appelé Wireless DS. Tout système de distribution DS fonctionne à la couche liaison de données du modèle OSI (Open Systems Interconnection) et indépendant des couches supérieures. La figure 1.3 illustre un système de distribution de type Wired DS, qui assure une communication entre trois points d'accès.

1.4.2. Topologies de l'IEEE 802.11

Le standard IEEE 802.11 définit généralement deux modes principaux de fonctionnement, infrastructure et ad-hoc. Les composants intervenant dans une même topologie doivent être compatibles afin d'assurer un fonctionnement fluide et efficace du réseau IEEE 802.11 [1].

1.4.2.1. Topologies avec infrastructure

Dans ce mode de connexion, toutes les stations sans fil sont connectées à un point d'accès AP (Access Point) par le biais d'un lien radio. Chaque point d'accès comprend d'un point coordinateur qui interroge les stations pour leur permettre d'accéder au canal, afin de transmettre leurs données selon un ordre de priorité.

1.4.2.1.1. Basic Service Set (BSS)

L'ensemble de stations (STAs) qui utilisent la même fréquence radio et associent à un point d'accès (AP : Access Point), est appelé ensemble de services de base BSS (Basic Service Set). La zone couverte par un AP est directement liée à la portée de son signal. Au cours du fonctionnement, l'AP diffuse régulièrement des trames de balises, contenant son SSID (Service Set Identifier), son BSSID (BSS Identifier) et les fréquences (canaux) qu'il utilise. Le nom du réseau est fourni par le SSID, tandis que l'adresse MAC du point d'accès (AP) est identifiée par le BSSID. Grâce à ces paramètres, chaque station sans fil peut découvrir le réseau et s'y connecter à un seul point d'accès. La figure 1.2 représente un exemple d'un réseau en mode infrastructure.

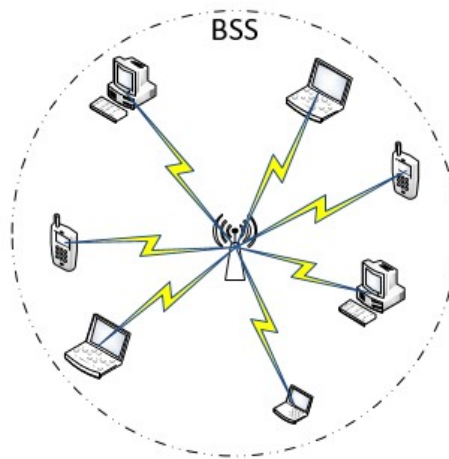


Figure 1.2: Réseau en mode infrastructure (BSS).

1.4.2.1.2. Extended Service Set (ESS)

Les différents BSSs sont connectés entre eux par un ou plusieurs systèmes de distribution, afin de former des réseaux logiques étendues. Chaque groupe de BSSs est relié par un système de distribution DS, afin de créer ce qui est appelé ESS (Extended Service Set). Dans cette structure, tous les BSS qui sont connectés entre eux ont le même nom qui est identifié par le SSID. La figure 1.3 illustre un groupe de trois BSS, reliés les uns aux autres par un système de distribution filaire (Wired DS)

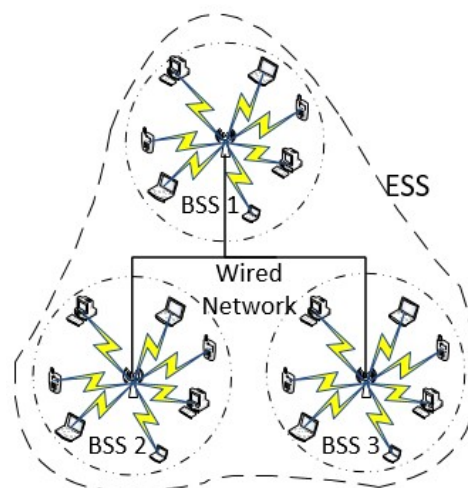


Figure 1.3: Réseau en mode infrastructure étendu (ESS).

1.4.2.2. Topologie en mode Ad-hoc

Contrairement à la première architecture, dans le mode ad-hoc (maillé) toutes les stations sont reliées entre elles, par des liens radio directs. Ainsi, dans ce type de réseau, l'ensemble des stations partagent le canal de transmission d'une manière décentralisée et sans avoir besoin d'un point

d'accès. La figure 1.4 ci-contre représente un réseau de cinq stations qui sont connectées les uns aux autres, en mode ad-hoc (IBSS : Independent Basic Service Set).

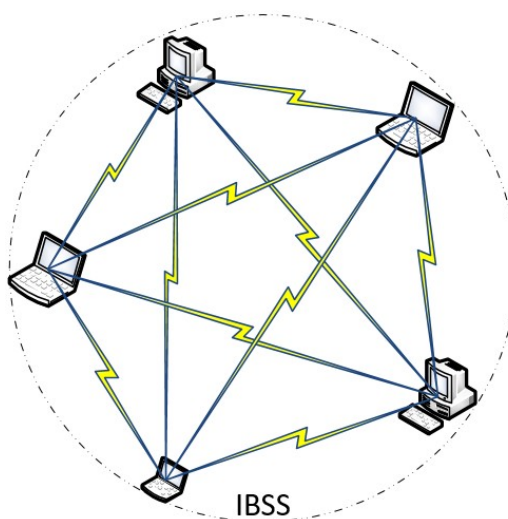


Figure 1.4: Réseau en mode Ad-hoc (IBSS).

1.5. Architecture en couches de l'IEEE 802.11

L'architecture IEEE 802.11 englobe l'ensemble des fonctions nécessaires, pour assurer un fonctionnement efficace et fiable des divers composants sans fil, dans le réseau. Elle se concentre uniquement sur les deux couches inférieures du modèle de référence OSI, qui sont : la couche physique (PhyL, Physical Layer) et la couche de liaison de données DLL (Data Link Layer). Bien que tous les amendements IEEE 802.11 soient compatibles au niveau de la couche de liaison de données, mais ils ont des propriétés différentes en ce qui concerne la couche physique [1]. La figure 1.5 représente le modèle en couche de la norme IEEE 802.11.

DLL	LLC	
	MAC	Gestion MAC
PhyL	PLCP	Gestion Phy
	PMD	

Figure 1.5 : Modèle en couche de la norme IEEE 802.11.

1.5.1. Couche liaison de données (DLL)

Cette couche est responsable de la gestion de tous les mécanismes d'encapsulation, de formatage, de fragmentation et d'agrégation des données, ainsi que de l'accès au canal commun.

Elle comprend également les mécanismes de qualité du service, de sécurité et d'optimisation de l'énergie. Ces mécanismes, ainsi que d'autres, sont organisés en deux sous-couches distinctes: la couche LLC (Logical Link Control) et la couche MAC.

1.5.1.1. Sous -couche LLC

Au sein du modèle OSI, la sous-couche LLC se situe directement au-dessus de la sous-couche MAC et offre des services de transmission supplémentaires. Les services de cette sous-couche sont similaires à ceux de la sous-couche LLC 802.2. De plus, la sous-couche LLC permet de relier un réseau local à un autre réseau local conforme à un standard IEEE.

1.5.1.2. Sous-couche MAC

La couche MAC est une sous-couche très essentielle dans le processus d'accès au canal de transmission. Elle permet d'assurer que le canal est partagé équitablement entre divers stations dans le réseau. Tout paquet LLC provenant de la couche LLC et envoyé à la couche MAC deviennent connues sous le nom de MSDU. À la réception, chaque MSDU est structuré en trame MPDU avant de l'envoyer à la couche PLCP (Physical Layer Convergence Protocol). Donc, la couche MAC est responsable de la structuration de différents types de trames (de données, de contrôle et de gestion). Chaque trame MPDU contient des données de sécurité pour garantir l'intégrité des données transmises lors de leur réception. Pour garantir les exigences des applications en termes de débit, la couche MAC utilise des mécanismes qui permettent de différencier les flux de trafic et d'allouer des ressources en fonction de leurs besoins. En outre, il y a des mécanismes qui permettent aux utilisateurs de se déplacer automatiquement entre les points d'accès sans interruption de la connexion. Nous avons vu dans cette section les divers mécanismes de la couche MAC de manière générale. Ces mécanismes, ainsi que d'autres, seront expliqués en détail dans le chapitre suivant, notamment les mécanismes d'accès au canal, les mécanismes de structuration des trames et ceux de qualité de service et gestion d'énergie.

1.5.2. Couche physique de l'IEEE 802.11

La couche physique représente l'interface responsable de modulation, de conversion, d'émission et de réception de données sur une gamme de fréquences bien définie. Cette interface se situe dans la première couche du modèle OSI et remplit différentes fonctions, qui sont réparties en deux sous-couches : la couche PLCP et la couche PMD (Physical Medium Dependent).

1.5.2.1. Sous couche PLCP

La sous couche PLCP est incluse dans la couche physique (PhyL) du modèle OSI et gère plusieurs fonctionnalités, comme l'écoute du support et donne son état actuel, encapsulation et décapsulation des trames, etc. Une fois que la trame MPDU a été transférée à la couche PLCP, elle est appelée PSDU (Protocol Service Data Unit). À son tour, la couche PLCP ajoute certaines informations en fonction des techniques de transmission et de réception de la sous couche PMD. Parmi ces informations, on trouve celles relatives à la synchronisation, à l'identification du débit de chaque trame, ainsi que des informations telles que le taux de transmission, la taille maximale des données, et le type de la modulation employée.

1.5.2.2. Sous couche PMD

Représente l'interface de transmission radio qui permet de définir les caractéristiques physiques de transmissions et de réception des bits. Parmi les caractéristiques les plus fréquemment utilisées, le codage et le décodage de données, les taux de transmission partiels de chaque groupe de bits d'une trame et la gamme des fréquences utilisées. On peut également citer l'énergie minimale détectée, la portée du signal, la modulation, ainsi que les techniques de transmission et de réception telles que FHSS et DSSS, etc [14]. Ces caractéristiques diffèrent d'un amendement à une autre.

1.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié en profondeur les réseaux sans fil, soulignant leur rôle fondamental dans notre vie quotidienne. Tout d'abord, nous avons identifié les différentes catégories de réseaux sans fil, allant des réseaux personnels (WPAN) aux réseaux étendus (WWAN), en passant par les réseaux locaux (WLAN) et métropolitains (WMAN). Chacune de ces catégories répond à des besoins spécifiques en termes de portée et de débit. Après avoir introduit les concepts fondamentaux et les principales catégories de réseaux sans fil, nous avons approfondi notre étude sur les réseaux locaux sans fil (WLAN), en nous concentrant sur la norme IEEE 802.11. L'évolution des réseaux WLAN a également été abordée, retraçant les avancées technologiques depuis les premières normes jusqu'aux versions les plus récentes, telles que le Wi-Fi 7 (IEEE 802.11be). Cette évolution a permis d'améliorer considérablement les débits, la portée et la gestion des interférences, tout en répondant aux demandes croissantes des utilisateurs et des applications. Ensuite, nous avons étudié les composants et les topologies du standard IEEE 802.11, en mettant l'accent sur les éléments clés tels que les points d'accès (AP), les stations (STA) ainsi que les différents modes de fonctionnement, notamment le mode infrastructure et le mode ad hoc.

L'ensemble de ces composants et topologies constitue la base des réseaux WLAN, permettant d'assurer une communication sans fil efficace et adaptée à divers environnements. Enfin, notre étude s'est concentrée sur l'architecture en couches de la norme IEEE 802.11, qui permet de comprendre comment les divers éléments du réseau interagissent pour garantir une communication efficace, fiable et sécurisée.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter en détail les différentes fonctions de la couche MAC de l'IEEE 802.11, qui adoptent généralement les méthodes d'accès au canal, la construction des trames MSDU, la fragmentation des paquets, la sécurité de données sans fil, etc.

Chapitre 02

Mécanismes de la couche MAC pour l'IEEE 802.11

2.1. Introduction

Dans les réseaux sans fil IEEE 802.11, la sous-couche MAC représente un élément essentiel dans le processus de communication. Elle assure de nombreuses fonctionnalités grâce au rôle des mécanismes prédéfinis. Au niveau de cette sous-couche, tous les types de trames, tels que les trames de données, de contrôle et de gestion, sont structurés avant d'être transférés à la sous-couche physique PLCP. Pour améliorer l'efficacité du réseau dans un environnement réel, un mécanisme de fragmentation permet de découper chaque trame en plusieurs petites sous-trames. En revanche, dans un environnement idéal, le mécanisme d'agrégation des trames est très important pour minimiser le délai de transmission et réduire la surcharge de trames. Les trames envoyées sont protégées par des mécanismes de sécurité, comme le chiffrement, l'intégrité des données. Pendant la transmission, les stations disposent d'un mécanisme appelé Handover, qui leur permet de se déplacer d'une cellule à une autre sans rupture de la communication en cours. Et pour maintenir l'énergie des batteries et augmenter leur durée de vie, un mécanisme de gestion d'énergie est activé. Ce mécanisme oblige les stations qui n'ont aucune donnée à transmettre ou dont les données ne sont pas importantes à se mettre en veille, pour économiser l'énergie consommée. Toute station ayant au moins une trame de données à transmettre utilise des mécanismes de réservation pour accéder équitablement au canal partagé. L'objectif de ces mécanismes d'accès est d'éviter les collisions, d'assurer une meilleure qualité de service, et de lutter contre les interférences ainsi que contre le bruit. Parmi les mécanismes de réservation les plus utilisés récemment, on distingue : DCF, PCF (Point Coordination Function), EDCA et HCCA. DCF et EDCA sont utilisés par un ensemble de stations connectées entre elles en mode ad hoc, tandis que PCF et HCCA reposent sur une gestion centralisée des stations via le point d'accès (mode infrastructure). D'autre part, EDCA et HCCA résolvent le problème de la qualité de service afin d'assurer le bon fonctionnement des applications (vidéo et voix) qui nécessitent une large bande passante. De plus, on trouve à ce niveau des mécanismes de détection et de correction d'erreurs tels que le CRC, ainsi que des mécanismes de retransmission en cas d'échec de transmission.

2.2. Sous-couche MAC

Au sein de la sous-couche MAC, les stations d'un réseau sans fil disposent de mécanismes permettant de se coordonner afin d'accéder de manière équitable au canal de transmission et de transférer des données. Cette sous-couche est responsable du formatage des données sous forme de trames MPDU et utilise l'une des méthodes d'accès (DCF, PCF ou HCF (Hybrid Coordination Function)) pour indiquer l'état du canal de transmission et transmettre les données. En outre, elle prend en charge la connexion des stations au réseau, la confidentialité des communications,

l'adressage des paquets, le contrôle des erreurs via le code de redondance cyclique CRC (Cyclic Redundancy Check), la fragmentation et le réassemblage des trames, la retransmission des données, la gestion de l'alimentation, la sécurité, ainsi que les services d'itinérance (roaming), etc.

2.2.1. Les principaux mécanismes de la couche MAC

Plusieurs mécanismes sont implémentés à ce niveau pour optimiser les performances des réseaux sans fil IEEE 802.11. Cependant, dans ce travail, nous nous concentrerons uniquement sur les mécanismes les plus essentiels, en particulier ceux en lien avec notre proposition.

2.2.1.1. Mécanisme de formatage des trames MAC

Parmi les principales fonctions de la couche MAC, on trouve le formatage des trames. À ce niveau, chaque station est capable de générer différents types de trames en fonction de ses besoins. En général, il existe trois catégories de trames : les trames de contrôle, les trames de gestion et les trames de données. Dans notre travail, nous nous intéressons principalement aux trames de données et les trames de contrôle. Pour cela, nous détaillons uniquement ces deux types de trames.

2.2.1.1.1. Trames de données (MPDU)

Dans la sous-couche MAC, chaque trame 802.11 est constituée respectivement de trois parties, de la gauche vers la droite: l'en-tête MAC (MAC header), le corps MSDU et la queue (Trailer), comme indiqué dans la figure 2.1. Dans cette sous-couche, trois types de trames (données, contrôle et gestion) sont créés, chacune d'elles étant identifiée par un ensemble de champs spécifiques et véhiculant des informations élémentaires. Toutes les stations sont responsables de la construction des trames, de leur validation par FCS, et de l'interprétation des différents champs de chaque en-tête MAC [15,16].

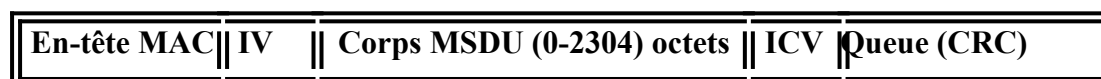


Figure 2.1: Format de la trame MPDU

a) L'en-tête MAC

Ce champ rassemble toutes les informations nécessaires pour la transmission et la réception des données [1]. Ces informations sont regroupées en petits sous-champs spécifiques (voir la figure 2.2), qui peuvent faire l'objet de certaines modifications selon le protocole IEEE 802.11 utilisé.

Contrôle de trame 2 octets	Durée/ID 2 octets	Adresse 1 6 octets	Adresse 2 6 octets	Adresse 3 6 octets	Contrôle de séquence 2 octets	Adresse 4 6 octets
-------------------------------	----------------------	-----------------------	-----------------------	-----------------------	----------------------------------	-----------------------

Figure 2.2 : Champs de l'en-tête MAC

- ✓ **Champ contrôle de trame:** est codé sur 16 bits ($b_0 b_1, b_2, \dots, b_{15}$) et comprend un ensemble de 11 sous-champs de contrôle, qui sont définis de la gauche vers la droite comme suit :
- Les bits b_0 et b_1 permettent de définir la version du protocole IEEE 802.11 en cours (Protocol Version).
 - Les bits b_2 et b_3 permettent de définir le type de la trame (Type). Par exemple, 00 pour les trames de gestion (gestion des opérations de connexion et déconnexion des stations), 01 pour les trames de contrôle d'accès au support, et 10 pour trames de données.
 - Les bits $b_4 b_5, b_6$ et b_7 sont réservés pour identifier le sous-type de la trame (Subtype). Pour les trames de gestion, on trouve des sous-types tels que l'association, la ré-association, la dissociation, l'authentification, la désauthentification, etc. Pour les trames de contrôle, les sous-types incluent RTS (Request to Send), CTS (Clear to Send), ACK (Acknowledgment), etc.
 - Les bits b_8 et b_9 sont utilisés pour définir le système de distribution (DS), qui indiquent plus précisément la direction des trames entre les stations et le DS. To DS ($b_8 b_9 = 10$) si la trame est destinée au DS, From DS ($b_8 b_9 = 01$) si la trame provient du DS. Dans le cas où la communication se fait sans point d'accès (mode ad hoc), les deux bits sont positionnés à zéro ($b_8 b_9 = 00$).
 - Le bit b_{10} (More Fragments) est réservé pour indiquer au récepteur s'il reste des fragments à transmettre. Si ce bit est à 0, cela indique que ce fragment est le dernier de la séquence ; sinon, il reste au moins un fragment à transmettre.
 - Le bit b_{11} (Retry) montre si la trame en cours est retransmise ou non. Si ce bit est à 0, cela signifie qu'aucune tentative de retransmission n'a été effectuée; sinon, cela indique que la trame a été retransmise au moins une fois en raison d'un échec de transmission.
 - Le bit b_{12} (Power Management) est utilisé pour changer le mode de gestion de l'alimentation en fonction de l'état de la station émettrice, qu'elle soit active ($b_{12} = 0$) ou en veille ($b_{12} = 1$). Une fois l'échange de trames entre la station émettrice et les autres stations (dans un réseau Ad hoc) ou le point d'accès terminé, la station passera en mode économie d'énergie et ce bit sera mis à 1. Dans ce mode, le point d'accès ou les autres stations mettent les trames non sollicitées destinées à la station émettrice dans une file d'attente et retardent leur

transmission jusqu'à ce qu'elles soient sollicitées. Il permet de gérer l'état de veille ou d'activité de la station après l'échange.

- Le bit b_{13} (More Data) est positionné à 1 lorsqu'il reste des trames dans la file d'attente de la station émettrice ou du point d'accès, destinées à une station en veille
 - Le bit b_{14} (Protected Frame) est mis à 1 par l'émetteur si les données du corps de la trame MSDU sont chiffrées à l'aide d'un algorithme de chiffrement tel que WEP, WPA, WPA2, etc. Les trames MPDU envoyées incluent des informations de chiffrement (IV : Initialization Vector, ICV : Integrity Check Value,...etc), généralement des clés de chiffrement générées par ces algorithmes. Ces clés sont utilisées pour déchiffrer les trames MSDU au niveau du récepteur. Le WEP utilise l'algorithme de chiffrement RC4 (Ron's Cipher 4), qui permet de générer des clés de chiffrement différentes de 64 bits ou de 128 bits pour chaque trame MSDU envoyée. Dans le WEP, les clés de chiffrement sont composées de la concaténation d'un vecteur d'initialisation (IV) généré aléatoirement et d'une clé secrète partagée définie par l'utilisateur. Pour assurer l'intégrité des données transmises au niveau du récepteur, un code de contrôle nommé valeur de contrôle d'intégrité (ICV) est inclus dans la trame MSDU. Dans WEP, l'ICV est calculé en appliquant un CRC-32 sur les données (le payload) de la trame MSDU, avant que celle-ci ne soit chiffrée à l'aide de l'algorithme RC4.
 - Le bit b_{15} (Order) est positionné à 1 par la couche MAC de l'émetteur pour informer la station réceptrice que les trames sont traitées de manière ordonnée.
- ✓ **Durée/ID** : il s'agit d'un champ de 16 bits, destiné à mettre à jour les NAV (Network Allocation Vector) des stations d'un réseau en mode DCF et à récupérer les trames mises en file d'attente par le point d'accès (AP) pour une station en veille en mode PCF. Dans le mode DCF, l'émetteur calcule la durée à l'aide de la formule suivante :

$$\text{Durée_Data} = \delta + \text{SIFS} + \text{Ack} \quad (2.1)$$

Où δ représente le temps de propagation entre l'émetteur et le récepteur en microsecondes

- ✓ **Adresse 1** : champ de 6 octets représentant l'adresse MAC du destinataire des trames, soit la station cible (si To DS=0 et From DS=0/1) ou le point d'accès (si To DS=1 et From DS=0/1) qui reçoit la trame et l'envoie à une ou plusieurs stations.
- ✓ **Adresse 2** : champ de 6 octets représentant l'adresse MAC de la source qui initie l'envoi des trames. Ce champ est toujours spécifié l'adresse d'une station si From DS=0, ou l'adresse d'un point d'accès dans le cas contraire (From DS=1).
- ✓ **Adresse 3** : champ de 6 octets représentant l'adresse MAC du récepteur immédiat des trames si To DS=1. Sinon, si From DS=0, il représente l'adresse MAC de la source originale des trames.

- ✓ **Contrôle de séquence** : champ de 16 bits, associé à la trame et réparti en deux groupes. Les 4 premiers bits correspondent au numéro du fragment en cours de transmission, attribué à chaque fragment d'un MSDU, tandis que les 12 bits suivants indiquent le numéro de séquence du MSDU en transmission. Ce champ aide le récepteur à éliminer les trames reçues plus d'une fois (aucune redondance) et à réassembler les fragments pour reproduire la trame originale.
- ✓ **Adresse 4** : champ de 6 octets utilisé uniquement dans le cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas reliés au même point d'accès. Si To DS=1 et From DS=1, ce champ représente l'adresse de la station source.

b) L'IV, l'ICV et d'autres champs sont essentiels pour assurer la sécurité des trames MSDU. Leurs tailles et valeurs varient en fonction de la méthode de cryptage utilisée, comme le WEP ou le TKIP (Temporal Key Integrity Protocol). Par exemple, la méthode de cryptage WEP utilise 8 octets pour l'IV et l'ICV [17].

c) Le corps MSDU : représente le champ de données réelles à transmettre, dont la taille maximale est de 2304 octets.

d) La queue (CRC) : est un champ de 4 octets destiné à assurer le contrôle d'intégrité des données.

2.2.1.1.2. Trames de contrôle

Les trames de contrôle jouent un rôle crucial dans le processus de communication sans fil. Elles permettent de coordonner et de gérer la transmission, avec pour objectif de réduire les interférences entre les signaux et minimiser le nombre de collisions entre trames, en particulier celles provenant des stations cachées. En général, il existe six trames de contrôle, mais dans notre thèse, nous nous intéressons uniquement à celles qui sont directement liées aux réseaux ad hoc, c'est-à-dire les trois trames suivantes : RTS, CTS et Ack (Acknowledgment).

2.2.1.1.2.1. Trame RTS

La trame RTS est utilisée par une station pour demander l'accès au canal afin de transmettre ses données. La structure de cette trame au niveau de la couche MAC est illustrée par la figure 2.3.

a) En-tête MAC-RTS : contient de la gauche vers la droite les éléments suivants :

- ✓ **Contrôle de trame** : ce champ a été expliqué dans le paragraphe précédent.

- ✓ **Durée/ID** : champ de 2 octets, il porte la durée de la séquence d'échange sans RTS, calculée par l'émetteur. Cette durée est utilisée pour mettre à jour les NAV des stations voisines, dans le but de retarder leurs transmissions. Dans le cas d'une trame RTS, la durée est déterminée par la somme des temps partiels, comme le montre la formule 2.2 ci-dessous.

$$\text{Durée_RTS} = 3(\delta + \text{SIFS}) + \text{CTS} + \text{DATA} + \text{Ack} \quad (2.2)$$

Sachant que δ représente le temps de propagation entre l'émetteur et le récepteur.

- ✓ **RA** : champ de 6 octets, il contient l'adresse MAC du récepteur.
- ✓ **TA** : champ de 6 octets, il contient l'adresse MAC de l'émetteur.

- b) **CRC** : champ de 4 octets, utilisé pour assurer que les informations sont reçues sans erreurs au niveau du récepteur.

En-tête MAC-RTS (16 octets)				La queue
Contrôle de trame (2 octets)	Durée/ID (2 octets)	RA (6 octets)	TA (6 octets)	CRC (4 octets)
00 01 1011 0 0 0 0 (0/1) 0 0 0				

Figure 2.3 : Format de la trame RTS

2.2.1.1.2.2. Trame CTS

Une trame CTS représente la réponse de la station réceptrice à la station émettrice, lui donnant l'autorisation d'envoyer ses données. Elle est envoyée à toutes les stations entourant le destinataire pour les informer et leur demander de différer leur transmission. La figure 2.4 illustre les différents champs de la trame CTS au niveau de la couche MAC.

En-tête MAC-CTS			La queue
Contrôle de trame (2 octets)	Durée/ID (2 octets)	RA (6 octets)	CRC (4 octets)
00 01 1100 0 0 0 0 (0/1) 0 0 0			

Figure 2.4 : Format de la trame CTS.

- a) **En-tête MAC-CTS** : champ de dix octets, composé de trois champs :
- ✓ **Contrôle de trame** : ce champ a été expliqué précédemment.
 - ✓ **Durée/ID** : champ de 2 octets contenant la durée définie par la trame RTS (Durée_RTS), moins le temps de transmission de la trame CTS et son SIFS (Short InterFrame Space) correspondant. Cette durée (Durée_CTS) permet de mettre à jour les NAV des stations adjacentes au récepteur, afin de retarder leurs transmissions et de résoudre le problème des

stations cachées à l'émetteur. L'émetteur calcule cette durée en se basant sur la formule suivante :

$$\text{Durée_CTS} = 2(\delta + \text{SIFS}) + \text{DATA} + \text{Ack} \quad (2.3)$$

Où δ représente le temps de propagation entre l'émetteur et le récepteur.

✓ **RA** : champ de 6 octets contenant une copie de l'adresse MAC de l'émetteur (RA=copie (TA, RTS)), qui est définie dans la trame RTS.

b) **CRC** : champ de 4 octets, utilisé pour vérifier que le champ d'en-tête MAC-CTS est reçu correctement.

2.2.1.1.2.3. Trame Ack

C'est la dernière trame dans un scénario de transmission. Elle est envoyée par le récepteur à l'émetteur pour indiquer que la transmission s'est terminée avec succès. Ainsi, une trame d'acquiescement (Ack) représente l'accusé de réception d'une trame de données lors de la transmission. Parfois, la même trame (Ack-bloc) est utilisée pour répondre à une rafale de trames, dans le but d'améliorer la qualité de service. La figure 2.5 montre les champs qui composent une trame Ack.

En-tête MAC-CTS (10 octets)			La queue
Contrôle de trame (2 octets)	Durée/ID (2 octets)	RA (6 octets)	CRC (4 octets)
00 01 1101 0 0 0 0 (0/1) 0 0 0			

Figure 2.5: Format de la trame Ack.

a) **En-tête MAC-Ack** : selon la figure 2.5 ce champ se compose des éléments suivants :

- ✓ **Contrôle de trame** : ce champ est similaire au précédent mais dans le contenu des bits de sous type est différent au autres trames.
- ✓ **Durée/ID** : ce champ occupe toujours 2 octets pour représenter la durée de vie de la trame Ack. Intuitivement, si cette trame est reçue par l'émetteur, cela signifie que sa durée est zéro.
- ✓ **RA** : Un champ de 6 octets utilisé par le récepteur, contenant une copie de l'adresse TA de la trame qui vient d'être reçue.

b) **CRC** : champ de 4 octets, utilisé pour assurer que l'en-tête MAC-Ack de la trame d'acquiescement (Ack) est reçu correctement au niveau du récepteur.

2.2.1.1.3. Trames de gestion

Ce type de trame est particulièrement important lors de la connexion et déconnexion des stations entre elles ou avec un point d'accès (AP). Les trames de gestion sont utilisées pour la configuration du réseau sans fil. Elles ne contiennent pas de données utilisateur, mais véhiculent toutes les informations nécessaires au bon fonctionnement du réseau. En général, il existe de nombreuses trames de gestion, réparties en plusieurs groupes : des trames utilisées pour la connectivité, des trames utilisées pour authentifier les stations sur le réseau, et d'autres trames utilisées pour l'association au réseau, etc. À titre d'exemple, parmi les trames de connectivité passive, on trouve les trames balises (beacon frames), qui sont envoyées périodiquement par les points d'accès pour indiquer leur présence et transmettre des informations essentielles sur le réseau. Dans le cas des trames de connectivité active, les stations envoient des trames Probe Request aux points d'accès pour identifier et choisir le meilleur réseau, et les points d'accès répondent avec des trames Probe Response adressées aux stations. Comme les trames de connectivité, il existe aussi des trames d'authentification passive, envoyées en clair (non chiffrées) par les stations aux points d'accès pour l'authentification. En revanche, les trames d'authentification active sont envoyées avec une clé secrète partagée aux points d'accès, assurant ainsi une authentification sécurisée. Mais pendant l'association au réseau choisi, la station concernée envoie une trame Association Request vers le point d'accès. Ce dernier vérifie si son SSID est identique à celui de la station. Si c'est le cas, il répond par une trame Association Response pour approuver l'association, sinon l'accès au réseau est complètement refusé. Il existe d'autres types de trames utilisées pour garantir la mobilité des stations d'un point d'accès à un autre, appelées trames de réassociation (Reassociation). Lors du déplacement d'une station, le signal reçu varie en fonction de la distance. Si la puissance du signal devient trop faible, la station se réassocie automatiquement au nouveau point d'accès. Il y a aussi des trames qui permettent de terminer la connexion, comme les trames de désassociation, etc.

2.2.1.2. Fragmentation des trames de données

La fragmentation est un mécanisme optionnel fréquemment utilisé lors de la transmission de trames de grande taille dans un environnement sans fil non idéal. En raison des bruits, des interférences et des zones de couverture marginales, le taux d'erreur des trames MSDU de grande taille est plus élevé que celui des trames MPDU de petite taille. C'est pourquoi il est avantageux de fragmenter chaque trame MSDU en plusieurs trames MPDU de petite taille. Pour résoudre ce problème, il convient de noter que la valeur du taux d'erreur par bit (BER) est presque constante, quelle que soit la taille de la trame, mais le taux d'erreur par trame varie en fonction de la taille de la trame transmise. Pour cela, supposons que T soit la taille d'un MSDU, S celle d'un MPDU, et que

$P_{\text{erreur}_{\text{MSDU}}}$ et $P_{\text{erreur}_{\text{MPDU}}}$ représentent respectivement les probabilités d'erreur des trames MSDU et MPDU.

$$\begin{aligned} \text{On a : } \begin{cases} T \geq S \\ 1 - BER \leq 1 \end{cases} &\Rightarrow (1 - BER)^T \leq (1 - BER)^S \\ &\Rightarrow -(1 - BER)^T \geq -(1 - BER)^S \\ &\Rightarrow 1 - (1 - BER)^T \geq 1 - (1 - BER)^S \\ &\Rightarrow P_{\text{erreur}_{\text{MSDU}}} \geq P_{\text{erreur}_{\text{MPDU}}} \end{aligned} \quad (2.4)$$

L'inégalité 2.4 démontre l'avantage de la fragmentation dans la réduction des pertes de données et, par conséquent, dans l'amélioration du débit global de transmission du réseau sans fil (fiabilité de transmission), en particulier dans un environnement de transmission non idéal.

Chaque émetteur peut fragmenter les données pour utiliser le canal de manière efficace, tout en respectant certaines règles. Afin de gérer ce mécanisme de manière automatique, un seuil de fragmentation est défini au préalable par l'administrateur ou l'utilisateur. Si la taille du MPDU est inférieure ou égale à ce seuil (2346 octets), le mécanisme de fragmentation est désactivé ; dans le cas contraire, il est activé. Il existe également une deuxième méthode, qui repose sur le nombre de retransmissions d'une trame pour gérer ce mécanisme. Si ce nombre dépasse une certaine limite, le mécanisme est activé ; sinon, il reste désactivé [17]. En se basant sur le principe de fonctionnement des deux méthodes, on constate que la première suit un principe purement statique, tandis que la seconde repose sur un principe dynamique, s'adaptant à la nature de l'environnement.

Chaque fragment MPDU (Fragment 1, Fragment 2,..., Fragment N) se compose d'un en-tête MAC, d'une partie du corps de la trame MSDU et d'un CRC [18]. La figure 2.6 illustre le mécanisme de fragmentation qui permet de diviser chaque trame MSDU en plusieurs petites trames MPDU.

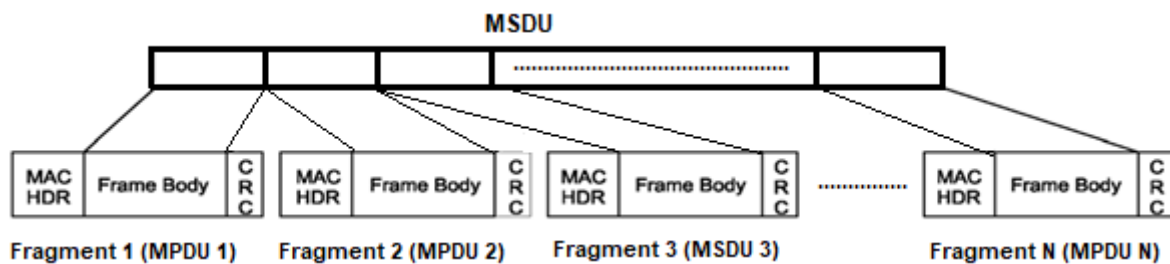


Figure 2.6 : La fragmentation d'une trame MSDU en trames MPDU.

La défragmentation, quant à elle, est le processus inverse, où les MPDU sont recombinaés en un seul MSDU, et elle est effectuée par chaque récepteur.

2.2.1.3. Agrégation des trames de données

L'agrégation est un mécanisme essentiel pour transmettre de grandes quantités d'informations de manière efficace et fiable. Ce principe repose sur la concaténation de plusieurs petites trames de données en une seule trame de plus grande taille. Ce mécanisme, défini dans un premier temps par la norme IEEE 802.11n, permet de réduire le nombre de transmissions des différents fragments ainsi que des accusés de réception associés, ce qui contribue à diminuer le temps de transmission global. On distingue deux types principaux d'agrégation des trames dans les réseaux sans fil IEEE 802.11 :

2.2.1.3.1. Agrégation des MSDUs (A-MSDU)

Dans ce type d'agrégation, chaque MSDU est encapsulé avec un en-tête (DA : adresse du destinataire, SA : adresse de la source et la longueur du MSDU correspondant), ainsi qu'un champ de bourrage (padding). L'ensemble des trames MSDU encapsulées est ensuite concaténé pour former une MSDU agrégée (A-MSDU). Ce A-MSDU est à son tour encapsulé dans un en-tête MAC et un champ CRC afin de construire une trame MPDU (PSDU) transportable. La figure 2.7 illustre le principe d'agrégation des trames MSDU en une seule trame A-MSDU.

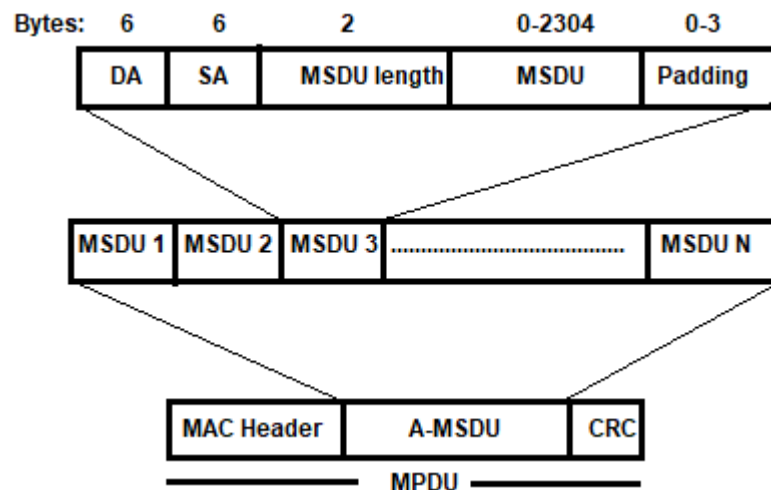


Figure 2.7 : Structure de la trame A-MSDU.

2.2.1.3.2. Agrégation des MPDU (A-MPDU)

A l'émission chaque trame MSDU de la file d'attente est convertie tout d'abord en trame MPDU. Ensuite, un ensemble de champs appelé délimiteur MPDU et un champ de bourrage sont concaténés respectivement à l'avant et à l'arrière de la trame MPDU, afin de générer ce que l'on appelle une sous-trame A-MPDU. Enfin, ces sous-trames sont concaténées entre elles, l'une après

l'autre, pour former une trame A-MPDU (Aggregate MPDU), avec l'ajout d'un identifiant de fin (EOF, End of Frame) à son extrémité. La figure 2.8 illustre les différents champs inclus dans la structure de la trame A-MPDU.

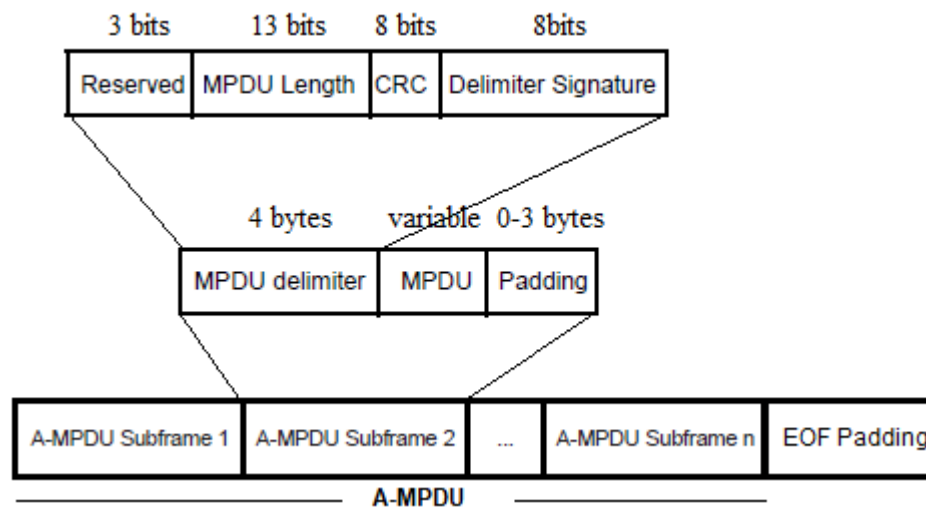


Figure 2.8 : Structure de la trame A-MPDU

Au niveau du récepteur, l'opération inverse est lancée pour séparer les différentes sous-frames MPDU à l'aide du délimiteur MPDU. Le CRC intégré dans la trame MPDU sert à détecter les erreurs de transmission dans chaque sous-trame A-MPDU. Pour cela, le récepteur accuse la réception (BlockAck) de toutes les sous-frames MPDU qui sont reçues sans erreurs [17].

2.2.1.4. Mécanismes de sécurité de données

Dans les réseaux IEEE 802.11, la sécurité est un élément essentiel dans le domaine des communications sans fil. Elle protège contre les accès non autorisés des utilisateurs, les écoutes des communications d'autres utilisateurs et les pertes de données pendant la transmission. Ce mécanisme repose sur trois éléments fondamentaux : l'authentification, la confidentialité et l'intégrité des données [4].

2.2.1.4.1 L'authentification

Lors de la connexion à un réseau sans fil, la station concernée collecte diverses informations (rapport signal/bruit, puissance du signal, taux d'erreur, charge du réseau, SSID, IBSS, etc.) transmises par le(s) point(s) d'accès (AP) ou par le(s) station(s) en mode ad hoc, afin de sélectionner le meilleur réseau. Après avoir sélectionné le point d'accès, la station doit s'authentifier pour garantir son association au réseau. On distingue généralement deux types d'authentification :

passive et active. L'authentification passive ne nécessite pas de clé secrète, car elle s'effectue automatiquement (par défaut). En revanche, l'authentification active requiert une clé secrète partagée entre les deux extrémités du réseau. Le problème est que parfois cette clé secrète partagée peut être utilisée pour chiffrer les données à envoyer, comme dans le cas du processus WEP.

2.2.1.4.2 La confidentialité des données

La norme IEEE 802.11 intègre divers protocoles de chiffrement pour assurer la confidentialité des données transmises, rendant celles-ci illisibles aux utilisateurs non autorisés au réseau. Depuis la création du standard IEEE 802.11 il existe de nombreux mécanismes qui permettent de gérer le chiffrement de données. Pour protéger les données contre les interceptions des attaquants pendant la transmission, le groupe IEEE 802.11 propose initialement la méthode WEP, qui utilise le protocole RC4. Pour plus d'informations, consultez le sous-champ *Protected Frame* dans le champ de contrôle de trame, défini dans la section 2.2.1.1.1.a. Cependant, il est conseillé de ne pas utiliser ce mécanisme, car il est vulnérable à des attaques qui peuvent exposer sa clé secrète par la récupération de millions de trames (surtout pendant l'authentification) à l'aide de techniques visant à forcer le point d'accès. Dans ce contexte, d'autres protocoles, comme TKIP (utilisé dans le mécanisme WPA) et AES (utilisé dans les mécanismes WPA2 et WPA3), ont été introduits pour combler les lacunes du WEP et du WPA, respectivement. Les mécanismes de chiffrement avancés garantissent que, même si les données sont interceptées, elles restent protégées et ne sont pas accessibles sans la clé adéquate.

2.2.1.4.3 L'intégrité des données

L'intégrité des données garantit que les informations transmises sur le réseau restent intactes et ne sont ni altérées ni corrompues durant leur transfert. Le WEP utilise l'algorithme RC4 pour le chiffrement des données et le mécanisme CRC pour garantir leur intégrité. Ainsi, les trames MPDU intègrent un code de vérification CRC (Cyclic Redundancy Check) pour chaque donnée utile. Ce code, calculé avant la transmission, permet de détecter toute erreur dans les données lors de la réception et de rejeter la trame en cas de corruption. En raison des vulnérabilités du WEP, ce protocole a été remplacé par des solutions offrant une sécurité accrue. Le CCMP (Counter-Mode with Cipher Block Chaining Message Authentication Code Protocol) est un protocole de sécurité robuste utilisé dans WPA2 et WPA3 pour assurer la confidentialité et l'intégrité des données transmises. Il repose sur un code d'authentification de message, appelé MIC (Message Integrity Check), qui permet de détecter toute modification non autorisée des données.

2.2.1.5. Mécanismes de mobilité intercellulaires des stations

Le Handover ou le Handoff est un mécanisme très important lors du déplacement des stations mobiles d'une cellule à une autre. Il permet aux utilisateurs de se déplacer entre les cellules du réseau sans fil librement et sans interruption de connexion. Les points d'accès envoient périodiquement des trames balises contenant certaines caractéristiques de chaque AP, telles que le TIM (Traffic Information Map), la puissance du signal, le taux d'erreur par trame, la charge de la cellule et la valeur de l'horloge. À la réception, les stations extraient la valeur de l'horloge et mettent à jour leur propre horloge afin de se synchroniser avec le point d'accès. Si la puissance du signal du point d'accès actuel devient très faible, la station sélectionne un meilleur point d'accès. La recherche d'un nouveau point d'accès se fait en écoutant le canal de deux manières : de façon passive ou active.

2.2.1.6. Mécanismes de qualité de service

Dans les réseaux IEEE 802.11, il est fondamental d'assurer une qualité de service (QoS) adéquate pour répondre aux exigences des applications multimédia et en temps réel, ainsi qu'aux besoins des utilisateurs. Ces applications nécessitent des paramètres spécifiques, tels qu'une bande passante élevée, une faible latence et un contrôle de la gigue, afin de maintenir une performance fluide et réactive. La QoS regroupe un ensemble de mécanismes destinés à améliorer les performances du réseau IEEE 802.11, tant au niveau de la couche physique qu'à celui de la couche de liaison de données. Ces mécanismes s'appuient sur diverses mesures de performance pour exploiter efficacement le canal de transmission. Les efforts de recherche en communication sans fil reposent sur l'optimisation de paramètres essentiels, telles que : la puissance du signal, la perte de paquets, la bande passante, le délai d'accès au canal, la gigue et le débit de transmission, tout en améliorant la qualité de service.

a) Puissance du signal

Une puissance de signal élevée joue un rôle clé dans la qualité du lien radio et améliore la qualité de service. Elle aide à maintenir la connectivité et la stabilité des réseaux sans fil IEEE 802.11, assurant ainsi des performances optimales. Cependant, cette qualité dépend non seulement de la puissance du signal, mais aussi de la portée, des interférences et du bruit présents sur le canal, qui peuvent altérer ses performances. Un lien de bonne qualité garantit un débit stable et minimise les risques de perte de paquets. Afin d'optimiser la qualité du signal, la couche physique utilise des techniques d'ajustement de la puissance du signal et de modulation adaptative (permettant de passer

dynamiquement d'une modulation à l'autre), en fonction des conditions du canal. Pour qu'une transmission de paquets soit réussie, la puissance du signal reçu au niveau du récepteur doit être supérieure ou égale à la sensibilité de ce dernier. Les cartes réseau mettent en œuvre un mécanisme de dégradation du seuil de sensibilité afin de maintenir l'inégalité précédente valide dans des conditions de canal non idéales. Le tableau 2.1 présente les seuils de sensibilité, les portées et les débits de transmission correspondants des cartes IEEE 802.11b : CISCO SYSTEMS AIRONET et ORINOCO GOLD/SILVER.

Taux de transmission (Mbit/s)	Sensibilité de réception		Portée	
	CISCO SYSTEMS AIRONET (dBm)	ORINOCO GOLD/SILVER (dBm)	à l'intérieur (mètre)	à l'extérieur (mètre)
11	-85	-82	15	50
5.5	-89	-87	20	100
2	-91	-91	25	150
1	-94	-94	30	200

Tableau 2.1 : Seuils de sensibilité et portées des cartes réseau IEEE 802.11b.

b) Taux de perte

Le taux de perte de paquets reflète le pourcentage du nombre total de paquets perdus lors de la transmission. Cette perte est souvent causée par la congestion, les interférences, les bruits ou une mauvaise qualité de lien. Un taux élevé de perte de paquets peut gravement affecter la qualité de service, surtout pour les applications sensibles aux délais comme le streaming vidéo, les jeux en ligne et la VoIP (Voice over Internet Protocol). Pour réduire la perte de paquets, plusieurs techniques sont mises en place dans la couche physique et la couche MAC respectivement. Au niveau de la couche physique, pour minimiser le nombre de retransmissions des paquets perdus, les codes de contrôle de parité à faible densité LDPC (Low Density Parity Check) sont utilisés dans le but de corriger les erreurs [19]. L'exploitation des antennes MIMO et de la technique OFDM avec préfixe cyclique permet la transmission et la réception simultanées sur plusieurs liens radio, améliorant ainsi la robustesse face aux interférences et aux erreurs de transmission. Pour lutter contre ces pertes, notamment celles causées par les collisions, la couche MAC définit des mécanismes optimaux d'accès au canal, tels que le DCF avec RTS/CTS et l'EDCA. Par ailleurs, le mécanisme de fragmentation joue un rôle crucial en réduisant les pertes de données pendant la transmission, comme le démontre l'inégalité 2.4.

c) Délai de transmission

Est un paramètre de qualité de service très essentiel dans l'évaluation des systèmes de communications sans fil. Le délai de transmission représente le temps nécessaire pour qu'une trame de données soit transmise de la source à la destination. Pour garantir le bon fonctionnement des applications sensibles au temps, comme les appels vidéo et audio, il est crucial que ce délai soit minimal. Les mécanismes visant à améliorer la puissance du signal et à réduire le taux de perte contribuent de manière significative à la réduction des délais de transmission et à l'amélioration de la qualité de service (QoS). Par ailleurs, dans les réseaux IEEE 802.11e, la couche MAC intègre la technique des services différenciés DiffServ (Differentiated Services), qui permet de réduire les délais pour les paquets de haute priorité, tels que ceux de la vidéo et de la voix. D'autre part, la couche réseau intègre un mécanisme de routage pour acheminer les trames dans les réseaux maillés IEEE 802.11s (réseaux Mesh). Le protocole HWMP (Hybrid Wireless Mesh Protocol) est conçu pour réduire les délais en sélectionnant des chemins optimisés, en prenant en compte des critères tels que la qualité du lien et la charge du réseau.

d) Débit

C'est la quantité de données qui peuvent être transmises avec succès sur un réseau par seconde, exprimée en bits par seconde (bps). Dans nos appareils sans fil, des applications telles que les appels vidéo, la diffusion en direct ou les téléconférences nécessitent un débit minimal garanti pour éviter les interruptions, les coupures ou les dégradations de qualité. Pour maintenir au moins ce débit minimal, des mécanismes sont mis en place pour augmenter le nombre de bits utiles transmis par unité de temps. L'obtention d'un débit optimal nécessite une meilleure qualité de lien, ainsi qu'une gestion efficace de la bande passante, du trafic en fonction de la priorité des flux, et de la congestion. Pour cela, les mêmes mécanismes mentionnés précédemment, liés aux paramètres de QoS, sont utilisés pour améliorer le débit.

e) Gigue

La gigue (Jitter) est la variation du délai de transmission entre les trames de données successives. Ces fluctuations sont causées par des conditions variables dans le réseau, telles que la congestion, les interférences, le bruit ou la gestion des files d'attente. Il est essentiel de contrôler la gigue pour maintenir la stabilité des délais entre les trames et ainsi réduire ses variations. Pour cela, les réseaux IEEE 802.11e utilisent un mécanisme de gestion des files d'attente qui transmet en premier les trames à haute priorité. Une gigue élevée peut entraîner des interruptions dans les flux

audio et vidéo, affectant ainsi la qualité de service. La gigue peut être exprimée comme la moyenne des variations ΔD_i entre $N-1$ trames, définie par la formule suivante :

$$\text{Jitter} = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{N-1} |\Delta D_i| \quad (2.5)$$

Où : $\Delta D_i = D_{i+1} - D_i$, D_i représente le délai de transmission de la trame i , et N est le nombre total de trames observées.

2.2.1.7. Mécanismes de gestion d'énergie

Les mécanismes de gestion de l'énergie sont conçus pour réduire la consommation électrique globale et optimiser la durée de vie des batteries des appareils IEEE 802.11. Ces mécanismes permettent de maintenir le bon fonctionnement des différents appareils sans fil lors des échanges d'informations entre eux. Pour cela, le standard IEEE 802.11 repose sur deux modes de fonctionnement pour économiser l'énergie des stations sans fil :

- a) **Mode Actif (Continuous Aware Mode)** : L'appareil sans fil reste constamment allumé, ce qui entraîne une consommation énergétique accrue, mais assure un délai minimal pour les transmissions de données.
- b) **Mode Veille (Power Save Polling Mode)** : Ce mode est utilisé pour réduire l'énergie consommée par les stations connectées. Lors d'une communication non importante, les stations (STA) passent du mode actif (awake) au mode veille (sleep). Le point d'accès (AP) met temporairement en file d'attente les données destinées à la station en veille jusqu'à ce qu'elle se réveille pour les recevoir. Pour garantir une gestion efficace, les stations doivent être synchronisées avec le point d'accès afin de coordonner efficacement les périodes d'activité et de veille, évitant ainsi les collisions et les pertes de données. Pendant la diffusion des trames balises (beacon frames) par l'AP, les stations se réveillent périodiquement pour les recevoir et extraire les informations du TIM (Traffic Information Map). Ces informations indiquent aux stations s'il y a des données en attente pour elles ou non. Si c'est le cas, la station bascule en mode actif pour les récupérer, puis retourne en mode veille. Sinon, elle reste en mode veille pour économiser l'énergie.

2.2.1.8. Mécanismes de réservation du canal sans fil

Dans les réseaux IEEE 802.11, plusieurs mécanismes permettent à une station de réserver le canal avant d'émettre, afin de réduire les collisions et d'assurer une transmission plus fiable. Ces

mécanismes reposent sur des intervalles de temps, ou des temporisateurs, durant leur fonctionnement. Ces intervalles sont basés sur les espaces inter-frames (IFS, Inter Frame Spacing), dont les délais sont prédéfinis. Les délais de ces espaces varient d'un amendement à l'autre pour différencier les différents types de transmissions. Dans la suite, nous allons expliquer tous les mécanismes de réservation de canal fréquemment utilisés dans les réseaux IEEE 802.11, tels que démontrés dans la figure 2.9.

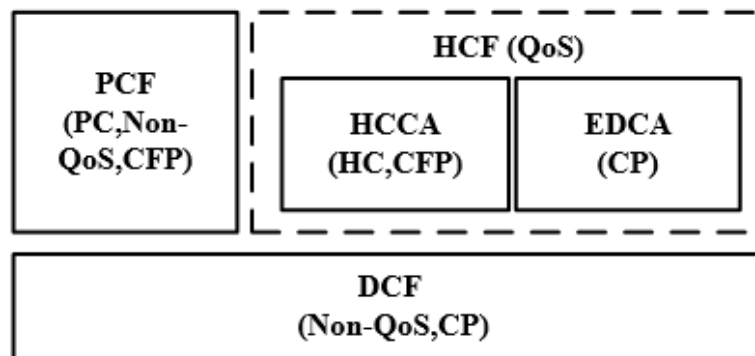


Figure 2.9 : Mécanismes d'accès au canal.

2.2.1.8.1. Espaces inter-frames (IFS)

Pour gérer l'accès au canal de transmission partagé, les mécanismes de réservation (DCF, PCF, EDCA et HCCA) prédéfinissent un ensemble de temporisateurs IFS qui permettent à l'utilisateur de garantir un temps d'attente optimal. Au cours des périodes précédentes, le canal est libre, c'est-à-dire dans un état d'inactivité. Généralement, il existe cinq temporisateurs **IFS** très importants, classés ci-après par ordre de priorité décroissant (du plus élevé au plus faible). Chacun d'eux remplit un rôle distinct des autres. Les durées de tous les IFS excepte l'AIFS (Arbitration Inter-Frame Space) sont fixées par la couche physique du standard utilisé.

a) SIFS (Short IFS)

Est le plus petit intervalle de temps entre IFS, il est utilisé pour séparer le début d'une trame transmise avec la fin d'une autre trame qui la suit, Comme par exemple, entre les trames transmises en rafale, dans un même scénario, dans une conversation de communication RTS/CTS, entre la transmission de la trame de données et de sa trame d'acquittement correspondant, etc. Ce temps est employé dans la technique de réservation DCF, dont le but est de réduire la possibilité de collision entre trames. La durée de SIFS est variée généralement selon la couche physique utilisée et calculée en fonction de la durée d'un slot de temps (aSlotTime) et du temps de propagation dans l'air.

b) PIFS (PCF IFS)

Intervalle de temps utilisé dans le point d'accès (AP) par les mécanismes centralisés PCF et HCCA pour accéder au canal sans fil. Pour prioriser la période sans contention par rapport à celle avec contention dans le point d'accès, le PIFS est plus court que le DIFS. Le temps de *PIFS* est donné par la formule suivante :

$$PIFS = SIFS + aSlotTime \quad (2.6)$$

c) DIFS (Distributed IFS)

Intervalle de temps utilisé lors d'un accès décentralisé au canal par les stations en mode ad-hoc. Ce temps d'attente est défini pour le mécanisme DCF, où chaque station doit attendre une période de DIFS avant d'accéder au canal en fonction de la disponibilité du canal et d'éviter les collisions.

Cette période permet de gérer la disponibilité du canal et de réduire les risques de collisions, en donnant à chaque station un délai d'attente aléatoire avant de transmettre.

$$DIFS = PIFS + aSlotTime \quad (2.7)$$

d) AIFS (Arbitrary IFS)

L'AIFS est un intervalle de temps utilisé par une station pour gérer l'accès au canal, et il dépend de la catégorie de trafic. La durée d'un AIFS varie selon les catégories, permettant ainsi de différencier les services en fonction de leur priorité. La formule suivante montre que pour augmenter la durée de l'AIFS d'une catégorie, il suffit d'augmenter la valeur de l'AIFSN. Cependant, plus cette valeur est élevée, moins la catégorie est prioritaire.

$$AIFS = AIFSN \cdot aSlotTime + SIFS \quad (2.8)$$

Où *AIFSN* représente le nombre de slots associé à une catégorie d'accès.

e) EIFS (Extended IFS)

L'EIFS est un temporisateur à espace inter-trame étendu, utilisé pendant la transmission pour gérer le problème d'erreurs de transmission. Ces erreurs sont principalement générées par des perturbations, telles que le bruit ou les interférences, qui affectent le signal transmis. Une trame endommagée ou incomplète nécessite à l'émetteur d'effectuer d'autres tentatives pour la

retransmettre. Lorsque la trame est retransmise, une collision peut probablement se produire. Pour résoudre ce problème, la station doit différer sa transmission jusqu'à l'expiration d'un long délai.

$$EIFS = SIFS + DIFS + AckTime \quad (2.9)$$

Où *AckTime* représente le temps de transmission d'une trame d'acquiescement (Acknowledgement) avec son préambule PLCP et son en-tête PLCP.

2.2.1.8.2. Mécanisme de réservation DCF

La fonction de coordination distribuée DCF (Distributed Coordination Function) est un protocole d'accès au canal de transmission, distribué entre toutes les stations du réseau, situé dans la sous-couche MAC du réseau IEEE 802.11 [20]. Ce protocole joue un rôle essentiel et très important dans la famille IEEE 802.11, utilisé pour les services avec contention, et se base sur deux techniques (mécanismes) de transmission des paquets [21].

a) Mécanisme de réservation de base CSMA/CA

Le CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) est un mécanisme d'accès de base au canal, utilise l'algorithme de backoff exponentiel BEB (Binary Exponential Back-off), pour réduire les collisions produites par des stations transmettant simultanément sur le même canal partagé. Toute station dans la même zone de couverture, équipée de ce mécanisme, et ayant des données à transmettre, tout d'abord, elle choisit un temps de backoff aléatoire (entre $[0, CW-1] \cdot SlotTime$), où CW représente la fenêtre de contention initiale dans la première tentative de transmission et $SlotTime$ un attribut dépendant du support de transmission. La station concernée doit écouter le canal par le mécanisme de détection physique PCS (Physical Carrier Sensing), si ce dernier est libre pendant un délai long d'un DIFS, le backoff est décrémenté successivement par $SlotTime$. Si le canal est occupé par d'autres stations, dans cette situation le backoff est gelé et la transmission est différée, sinon, si le backoff atteint la valeur zéro, la station commence la transmission de la trame de données. La station destination reçoit les données et après un bref délai SIFS, elle envoie immédiatement un acquiescement Ack vers l'émetteur pour confirmer que les données sont reçues correctement. Si la station émettrice reçoit l'acquiescement Ack correctement, elle retourne à l'étape initiale pour transmettre la trame suivante, sinon, elle double sa fenêtre de contention ($WC = 2 \cdot CW$) et tente de la retransmettre d'autres fois. Au cours des premières tentatives de retransmission des trames de données, la fenêtre de contention est doublée, puis, elle est fixée à une valeur maximale ($CW_{max} = 1024$) dans le reste des tentatives de retransmission.

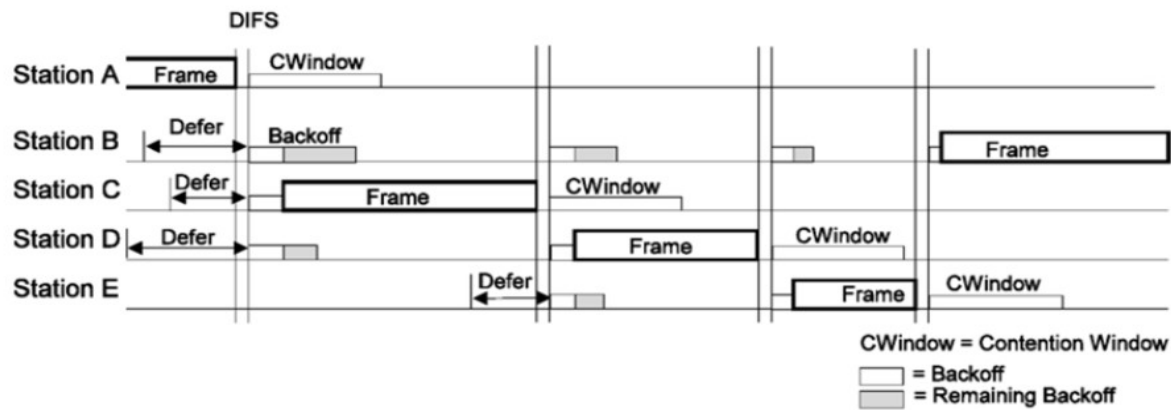


Figure 2.10 : Accès au canal par la technique de base CSMA/CA [21]

b) Mécanisme de réservation optionnelle (virtuelle) RTS/CTS

Pour résoudre le problème des stations cachées par rapport à l'émetteur dans le réseau, le protocole DCF utilise un autre mécanisme de réservation optionnelle nommé RTS/CTS. Dans ce mécanisme, une station dans le réseau voulant transmettre des données, elle identifie d'abord l'état du canal, par le mécanisme de détection (sens) de porteuse physique PCS (Physical Carrier Sense) au niveau de sa couche physique PLCP. Dans le cas où le canal est libre pendant une période de temps égale à DIFS, la station détermine virtuellement l'état du canal par le mécanisme de détection de porteuse virtuelle VCS (Virtual Carrier Sense) au niveau de sa couche MAC, elle transmet une trame RTS contenant la durée totale de transmission, et l'adresse de sa destination. Toute station recevant la trame RTS, met à jour son temporisateur NAV et après une période de temps égale à SIFS, la station destination répond par une trame CTS contenant elle-même, le reste de la durée de transmission, envoyé à toute station située dans la même zone de couverture, afin de modifier leurs temporisateurs NAV. Si la trame CTS arrive à l'émetteur après une période de temps égale à SIFS, dans ce cas l'émetteur commence immédiatement la transmission d'une trame de données. Un acquittement ACK est transmis par le récepteur après une période de temps égale à SIFS, pour déterminer si la trame de données a été reçue avec succès ou non.

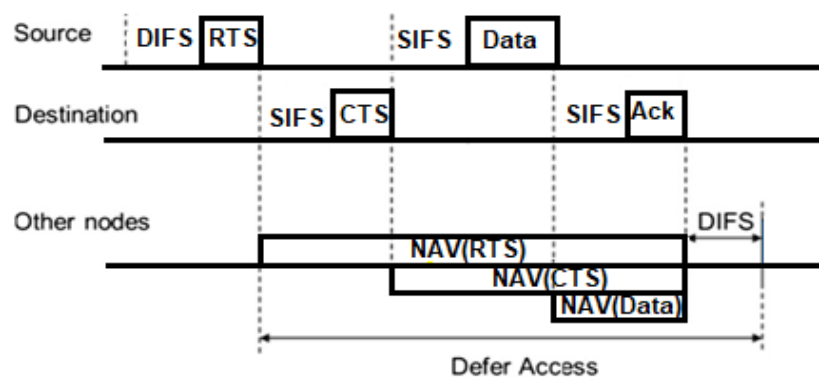


Figure 2.11 : Accès au canal par la technique RTS/CTS.

2.2.1.8.3. Mécanisme de reservation PCF

Il s'agit d'une technique de réservation centralisée (PCF : Point Coordination Function), permettant aux stations d'accéder au canal, par ordre de priorité et sans contention (par polling), afin de fournir des services en temps réel aux applications, telles que la vidéo et la voix. Cette technique de réservation est gérée par un coordinateur du point (PC : Point Coordinator), qui est situé au point d'accès (AP) du BSS, pour identifier quelle station veut transmettre actuellement. Au moment de l'activation du PC, le temps d'accès est partitionné en des intervalles de temps appelés Super-Trames 802.11. Chaque Super-Trame (est représentée par un intervalle de répétition sans contention, voir la figure 2.12) se compose d'une période sans contention CFP (Contention-Free Period) utilisée par PCF, suivie par une période de contention CP (Contention Period) utilisée par DCF. Pendant la première période, le point d'accès s'appuie sur un mécanisme de polling (d'interrogation), qui utilise la politique de Round-Robin pour interroger toute station ayant des données à transmettre. Si le canal est libre pendant PIFS, le PC diffuse une trame balise (Beacon), contenant une CFP, une CFPMMaxduration, et un ensemble de paramètres des stations non associées au BSS. Toute station du même BSS recevant la trame, doit régler son vecteur NAV sur la durée CFPMMaxduration, dont le but est de désactiver l'accès au canal par DCF. Et après un délai d'attente SIFS, le PC transmet une trame CF-Poll (pour autoriser la station à transmettre) peut combiner avec une trame de données, vers la station 1. À son tour, après un SIFS, la station 1 combine une trame d'acquiescement CF-Ack avec une trame de données, vers l'AP. Au niveau de l'AP, et après un délai SIFS, le PC transmet une trame d'acquiescement CF-Ack, vers la station 1 et une combinaison d'une trame CF-Poll (Contention-Free Polling) avec une trame de données, vers la station 2.

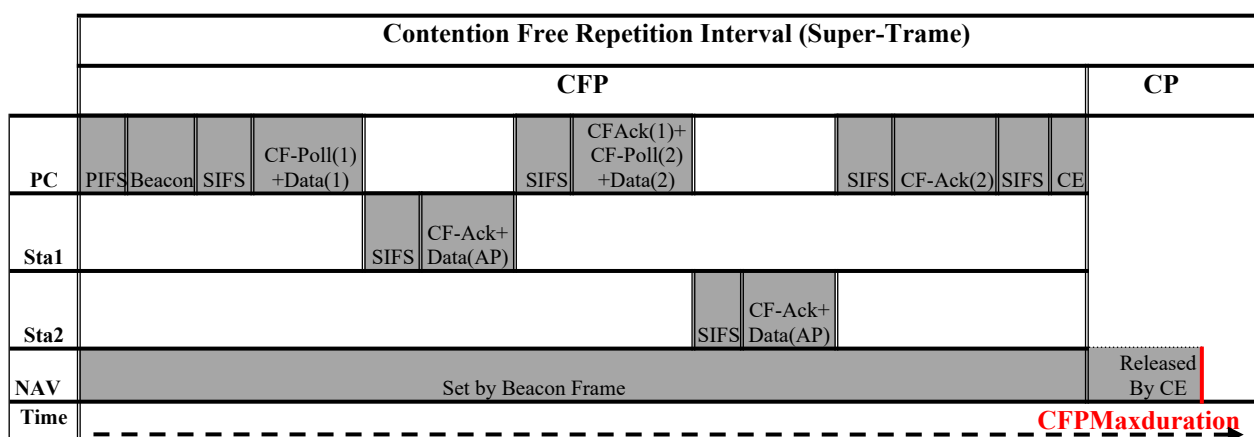


Figure 2.12 : Accès au canal par la technique PCF.

À la réception, et après un temps SIFS, la station 2 transmet une combinaison d'un accusé de réception CF-ACK et d'une trame de données vers l'AP. De la même manière, et après un délai SIFS, l'AP répond à la station 2 par une trame CF-ACK. Pour indiquer la fin de la période CFP, et

après un temps SIFS, l'AP diffuse une trame de contrôle CF-End (CE) [22]. Toutes les stations qui ont la possibilité de répondre aux CF-Poll, sont appelées CF-Pollable. En résumé, la technique PCF est rarement utilisée dans la pratique, en raison du mécanisme de polling qui affecte négativement sur le débit global du BSS [23]. D'autre côté, le point d'accès reste actif pendant toute la durée de la CFP et cela nécessite une énergie supplémentaire.

2.2.1.8.4. Mécanisme de réservation HCF

Le HCF est un mécanisme introduit dans le protocole IEEE 802.11e, visant à résoudre les problèmes liés aux applications nécessitant une qualité de service (QoS). Ce mécanisme combine deux types d'accès au canal, selon la structure du réseau (ad hoc ou infrastructure). Le premier, appelé EDCA, repose sur une contention distribuée pour l'accès au canal. Le second, HCCA, utilise une interrogation centralisée, où un contrôleur central gère l'accès au canal.

a) Mécanisme de réservation EDCA

EDCA est un mécanisme d'accès au canal avec ordre de priorité des types de trafics. Décrit dans la norme IEEE 802.11e, il a pour objectif d'améliorer la qualité de service, notamment pour les applications sensibles au temps. Le principe d'EDCA est presque similaire à celui de DCF, mais il introduit une différenciation entre les quatre catégories d'accès AC (Access Categories) en fonction de l'ordre décroissant de priorité des types de trafic : la voix, la vidéo, Best Effort et Background, respectivement. Chacune de ces catégories est liée à une fonction de réservation du canal partagé, appelée EDCAF (Enhanced Distributed Channel Access Function) indépendante des autres. Dans un mécanisme de réservation EDCA, chaque station possède quatre files d'attente qui classent les données selon leur type de trafic, comme le montre la figure 2.13.

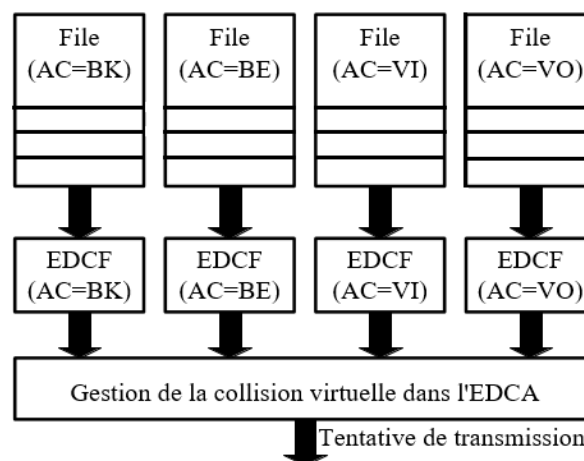


Figure 2.13 : Mécanisme de réservation EDCA.

Pour accéder au canal partagé, chaque EDCAF agit comme une station virtuelle et est définie par un ensemble de paramètres permettant de différencier les classes de service. Les valeurs des paramètres de différenciation (voir le tableau 2.2), tels que : l'espace inter-trame d'arbitrage ($AIFS_i$), la fenêtre de contention (CW_i) et la limite d'opportunité de transmission (TXOP) sont spécifiques à chaque catégorie d'accès AC_i (où $i \in \{0,1,2,3\}$) [24]. Avant de commencer la transmission d'une trame de catégorie d'accès AC_i , tout d'abord la station doit vérifier l'état du canal pendant une durée $AIFS_i$. Le temps de l' $AIFS_i$ pour une catégorie d'accès AC_i est donné par la formule suivante :

$$AIFS_i = SIFS + AIFSN_i \cdot aSlotTime \quad (2.10)$$

Où $AIFSN_i$ (AIFS Number) représente le nombre de slot de temps ($aSlotTime$) spécifique à la catégorie d'accès (AC_i : Access Category). Le tableau 2.2 illustre les valeurs de quelques paramètres en fonction de la catégorie d'accès utilisée.

i	Catégorie d'accès (AC_i)	$AIFSN_i$	CW_{min}	CW_{max}
0	Background (BK)	7	$aCW_{min} = 15$	$aCW_{max} = 1023$
1	Best Effort (BE)	3	$aCW_{min} = 15$	$aCW_{max} = 1023$
2	Vidéo (VI)	2	$\frac{aCW_{min} + 1}{2} - 1 = 7$	$aCW_{min} = 15$
3	Voix (VO)	2	$\frac{aCW_{min} + 1}{4} - 1 = 4$	$\frac{aCW_{min} + 1}{2} - 1 = 7$

Tableau 2.2 : Les valeurs des paramètres EDCA

Au sein d'une même station, lorsque les compteurs de backoff d'au moins deux catégories d'accès différentes atteignent simultanément zéro, des collisions peuvent survenir entre les trames correspondantes. Ce phénomène, appelé collision virtuelle dans l'EDCA de l'IEEE 802.11e, est géré en attribuant la priorité à la catégorie d'accès ayant le niveau le plus élevé parmi les concurrents [25]. Le reste de la procédure de transmission suit le même principe que celui du DCF (CSMA/CA).

b) Mécanisme de réservation HCCA

L'HCCA est un mécanisme avancé introduit par la norme IEEE 802.11e pour résoudre le problème de la qualité de service (QoS) dans les réseaux sans fil. Ce mécanisme se base sur l'interrogation (polling) des stations. Il est très similaire à celui du PCF, mais il inclut certaines améliorations qui permettent de répondre aux exigences des applications telles que la voix et la vidéo, demandant une bonne qualité de service (QoS). Comme pour le PCF, dans le mécanisme HCCA, le temps est divisé en super-trames par le coordinateur hybride (HC : Hybrid Coordinator),

constitue de deux périodes. Le premier est une période de contention (CP), pendant laquelle les stations utilisent le mécanisme EDCA pour accéder au canal distribué. La seconde est une période sans contention (CFP) pendant laquelle le HC contrôle l'accès au canal. Il attribue à chaque station qui veut transmettre des trames un intervalle de temps maximal, spécifié à la catégorie d'accès correspondante, appelé opportunité de transmission HCCA (TXOP : Transmission Opportunity) [26].

2.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploré l'ensemble des mécanismes fondamentaux au fonctionnement optimal des réseaux sans fil IEEE 802.11. Tout d'abord, nous avons commencé par une introduction mettant en lumière le rôle important de la couche MAC dans l'organisation et la gestion des communications sans fil. Nous avons ensuite détaillé la structure des trames de données, de contrôle et de gestion. Ces trames permettent respectivement d'assurer le transport des données, de gérer et coordonner les transmissions, ainsi que la gestion des différentes fonctionnalités de connexion et déconnexion au réseau. Nous avons également discuté les mécanismes de fragmentation et d'agrégation de trames, tels que : A-MSDU et A-MPDU. Ces deux derniers mécanismes permettent d'optimiser l'utilisation du canal et de réduire les pertes lors de la transmission. Ils jouent un rôle important dans l'amélioration de l'efficacité et la fiabilité des communications, surtout dans un environnement non idéal. En même temps, des mécanismes de sécurité ont été décrits, comme l'authentification, le chiffrement et l'intégrité des données, assurant la protection des trames échangées et empêchant tout accès non autorisé. De plus, nous avons parlé brièvement du mécanisme de mobilité (Handover), qui permet aux stations de se déplacer entre différents points d'accès sans interruption de la communication. La gestion de la qualité de service (QoS) a été étudiée par différents mécanismes de réservation de canal, notamment EDCA et HCCA, qui garantissent un accès au canal sans fil selon la catégorie de trafic. En outre, les mécanismes de réservation de canal DCF et PCF ont été discutés en détail. Ils permettent aux stations d'accéder au canal, mais sans différencier les catégories de trafic.

Dans le chapitre suivant, consacré à la couche physique du standard IEEE 802.11, nous allons examiner les mécanismes de structuration des trames PPDU en fonction de la technique de transmission et de réception utilisée, telle que : FHSS, DSSS, HR-DSSS, OFDM, etc. De plus, ce chapitre va traiter les techniques de modulation et de démodulation, les caractéristiques des différentes bandes de fréquences utilisées, ainsi que les problèmes de transmission lors de la propagation du signal dans l'environnement sans fil et les solutions proposées.

Chapitre 03

Couche physique et environnement de transmission pour l'IEEE 802,11

3.1. Introduction

Depuis sa création en 1997, le protocole de communication et de transmission IEEE 802.11 a connu de nombreuses mises à jour. Le processus de modification, se base, de façon générale, sur l'amélioration de la qualité de service des réseaux sans fil IEEE 802.11. Après des décennies de modifications sur la couche physique du protocole IEEE 802.11, de nombreuses recherches sont toujours en cours, dans le but de créer des dispositifs sans fil avancés. Ces dispositifs utilisent des bandes de hautes fréquences sans licence, par exemple les bandes des 2,4 GHz et 5 GHz, dont l'objectif est de diminuer la longueur d'onde, et donc de concevoir des antennes de taille réduite. Dans les systèmes de communication sans fil, l'antenne représente l'interface de transmission et de réception des ondes électromagnétiques. Pendant la transmission des données, le système utilise une technique de transmission basée sur l'une des méthodes de modulation, afin de générer un signal électrique converti par l'antenne en signal électromagnétique, qui se propage dans l'espace libre. À la réception c'est l'inverse : l'antenne capte les ondes électromagnétiques et les convertit en signaux électriques. Ceux-ci sont ensuite traités par un système de réception équipé de méthodes de décodage et techniques de démodulation afin d'en extraire les données originales.

Ce chapitre est consacré, dans un premier temps, à la définition des deux sous-couches PLCP et PMD de la couche physique. Ensuite nous allons illustrer les structures de la trame PLCP, ainsi que les techniques de codage et de transmission utilisées au niveau PMD. Puis, nous expliquons les caractéristiques de l'environnement de transmission et les facteurs qui l'influencent. Enfin, nous clôturons ce chapitre par une conclusion.

3.2. Couche physique de l'IEEE 802.11

La couche physique représente l'interface située entre la couche liaison de données, plus précisément la sous-couche MAC et le support de transmission, qui permet d'envoyer et de recevoir des trames sur une bande de fréquences bien définie, comme par exemple ISM (Industrial, Scientific and Medical) et UNII (Unlicensed National Information Infrastructure). Généralement, cette couche assure des services et des fonctions très importants dans la communication sans fil, comme l'ajustement de l'état du canal (CS : Carrier Sense), l'établissement d'une connexion, le partage efficace des ressources, le codage et le décodage des informations, ainsi que la modulation et la démodulation des données, etc. Elle est divisée en deux sous-couches, la sous-couche PLCP (Physical Layer Convergence Protocol) et la sous-couche PMD (Physical Medium Dependent).

3.2.1. Sous-couche PLCP

La sous-couche PLCP joue un rôle important dans la couche physique de la norme IEEE 802.11. Elle assure la liaison entre la sous-couche PMD de la transmission réelle et la sous-couche MAC, en gérant des fonctions essentielles telles que l'encapsulation et la décapsulation des trames MAC (MPDU), ainsi que la synchronisation. En outre, elle prend en charge l'écoute du canal de transmission sans fil et envoie un CCA (Clear Channel Assessment) à la couche MAC afin d'indiquer si le canal est libre ou non [4]. Au niveau de cette sous-couche, les formats de paquets (trames PPDU) sont conçus pour différentes technologies de la couche physique, afin d'assurer la transmission de ces paquets entre divers types de réseaux via la sous-couche PMD. De plus, la sous-couche PLCP est dotée d'un mécanisme PCS (Physical Carrier Sense) qui permet de détecter la présence ou l'absence de signaux provenant d'autres stations, que ce soit à l'intérieur ou à l'extérieur du réseau 802.11. Il analyse toutes les trames passant sur le canal, pour détecter l'activité du canal, grâce à la puissance du signal des autres stations.

3.2.1.1. Structure des trames PPDU

Au niveau d'une station émettrice, une trame MPDU créée par la sous-couche MAC est transférée à la sous-couche PLCP, où elle prend le nom PSDU. Comme le PSDU n'est pas encore une entité transmissible sur le canal radio, pour cela la sous-couche PLCP ajoute des champs supplémentaires essentiels à la transmission des trames PSDU. Dans les premières versions du standard IEEE 802.11, un préambule PLCP était ajouté, suivi d'un entête PLCP placé au début de la trame PSDU, afin de construire une trame PPDU. Depuis l'apparition de la première version du protocole IEEE 802.11 en 1997, les trames PPDU ont pris de nombreuses structures différentes, en fonction des améliorations réalisées au niveau de la sous-couche PLCP et des techniques utilisées au niveau de la sous-couche PMD, afin d'augmenter l'efficacité spectrale du canal de transmission. Généralement, il existe plusieurs structures des trames PPDU, mais les plus courantes sont les suivantes:

3.2.1.1.1. Trame PPDU pour la technique FHSS

Dans les réseaux IEEE 802.11 qui utilisent la technique de transmission FHSS, le format de la trame PPDU au niveau physique, est composée de trois champs. Il commence par un préambule PLCP de 96 bits, suivi d'un entête PLCP de 32 bits et se clôt par une trame de données PSDU provenant de la sous-couche MAC, comme illustré dans la figure 3.1. Le champ préambule PLCP est transmis à un débit de 1 Mb/s et est constitué de deux champs, qui sont SYNC pour

synchronisation et SFD pour Start Frame Delimiter [8]. Le premier champ se compose d'une séquence de 80 bits alternant entre 0 et 1. Il est utilisé pour synchroniser l'émetteur avec le récepteur et permet au récepteur de démoduler le signal à un régime permanent. Le second est composé de 16 bits, il définit la fin du champ préambule par la séquence de bits suivants : 0000 1100 1011 1101 soit 0CBD en hexadécimale et le début de chaque trame sans préambule. La figure 3.1 illustre la structure détaillée de la trame PPDU pour la technique FHSS.

<i>PLCP preamble</i>		<i>PLCP header</i>			<i>PSDU(MAC Frame)</i>
010101...010101 SYNC	0000 1100 1011 1101	$b_0...b_{10}b_{11}$	0b₁00	$b_0...b_{14}b_{15}$	PAYLOAD
	SFD	PLW	PSF	HEC	
80 bits	16 bits	12 bits	4 bits	16 bits	Variable

Figure 3.1 : Structure de la trame PPDU pour la technique FHSS

Le deuxième groupe est l'entête PLCP, qui regroupe tous les champs nécessaires pour décoder les informations de la trame PPDU au niveau du récepteur. Ensuite, nous expliquerons en détail les champs qui le composent.

- Le PLW pour PSDU Length Word : C'est un champ de 12 bits qui identifie la longueur en octets de la trame PSDU utilisée dans la transmission, avec des valeurs allant de 1 à 4095. Ce champ est utilisé par le récepteur pour déterminer le dernier bit d'une trame PPDU transmise.
- Le PSF pour PLCP Signalisation Field : Constitué d'un champ de 4 bits, dont les bits b_0, b_2 et b_3 sont mis à 0, à l'exception du bit du poids un b_1 qui peut prendre deux valeurs possibles, soit 0 pour un taux de transmission de la trame PSDU de 1 Mb/s, soit 1 pour 2 Mb/s.
- Le HEC de l'entête pour Header Error Check : C'est le champ de contrôle d'erreur de l'entête, composé de 16 bits. Il utilise le polynôme générateur $G(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$ pour détecter les erreurs de transmission et de les corriger dans certains cas.
- La trame PSDU : c'est l'ensemble de données créées au niveau de la sous-couche MAC et représentées par la trame MPDU.

3.2.1.1.2. Trame PPDU pour la technique DSSS

L'adoption de la technique de transmission DSSS dans les réseaux IEEE 802.11 a un impact significatif à la fois sur la structure de la trame PPDU et sur les taux de transmission des différents champs. Les deux premiers champs, préambule PLCP et l'entête PLCP sont toujours transmis à un taux fixe de 1 Mb/s, tandis que le dernier champ (PSDU) est transmis à un taux compris entre 1 et 2 Mb/s [20]. La figure 3.2 illustre la structure détaillée de la trame PPDU pour la technique DSSS.

<i>PLCP preamble</i>		<i>PLCP header</i>				<i>PSDU(MAC Frame)</i>
1111...111	1111001110100000	$b_0...b_6 b_7$	$b_0...b_6 b_7$	$b_0...b_{14} b_{15}$	$b_0...b_{14} b_{15}$	Payload
Sync	SFD	SIGNAL	SERVICE	LENGTH	HEC	
128 bits	16 bits	8 bits	8 bits	16bits	16 bits	Variable

Figure 3.2 : Structure de la trame PPDU pour la technique DSSS.

Le champ préambule PLCP est constitué de deux sous-champs, qui sont définies dans la suite :

- Le champ Sync pour synchronisation : est un champ très essentiel pour synchroniser l'horloge de l'émetteur avec celle du récepteur, il se compose d'une séquence de 128 bits, chacun d'eux prenant la valeur 1.
- SFD pour Start Frame Delimiter : ce champ est alloué un espace de 16 bits, il est rempli par une séquence de bits prédéfinie correspondant au nombre hexadécimal F3A0. Le but du SFD est de marquer la fin du champ préambule et d'indiquer le début de chaque trame sans préambule.
- Le champ SIGNAL: est composé de 8 bits et est réservé pour identifier les différents taux de transmission de la trame PSDU. Les trames PPDU de ce genre utilisent deux taux de transmission en fonction de la valeur du champ SIGNAL: 1 Mb/s lorsque le champ SIGNAL prend la valeur hexadécimale 0A, et de 2 Mb/s lorsque le champ SIGNAL prend la valeur hexadécimale 14.
- Le champ SERVICE : est un champ de 8 bits, non utilisé dans cette version, mais réservé pour les futures versions IEEE 802.11.
- Le champ LENGTH : est un champ de 16 bits qui représente le nombre d'octets d'une trame PSDU.
- Le champ HEC pour Header Error Check : est un champ de 8 bits ayant pour but de protéger, lors de la transmission, les informations des champs SIGNAL, SERVICE et LENGTH.
- La trame PSDU : c'est l'ensemble de données créées au niveau de la sous-couche MAC et représentées par la trame MPDU qui contient elle-même un ensemble de champs, bien définie dans le chapitre précédent.

3.2.1.1.3. Trame PPDU pour la technique HR/DSSS

Les réseaux sans fil IEEE 802.11 qui utilisent la technique HR/DSSS conservent presque la même structure qu'auparavant, mais avec certaines modifications apportées aux paramètres de la trame PPDU. Dans un premier temps, des améliorations ont été apportées aux taux de transmission afin de construire une trame PPDU avec un long préambule, comme illustré dans la figure 3.3. En

revanche, dans la seconde structure, telle qu'illustrée par la figure 3.4, la trame PPDU générée présente un préambule court et des taux de transmission meilleurs que ceux de la première structure.

Dans ce qui suit, nous présentons les différents paramètres des deux structures séparément. Une trame PPDU à long préambule contient trois groupes de champs, de gauche à droite : le préambule PLCP, l'en-tête PLCP, tous deux transmis à un taux de 1 Mb/s, et la trame PSDU, qui est transmise à l'un des taux suivants : 1, 2, 5.5 ou 11 Mb/s en fonction de l'état du canal de transmission [20].

<i>PLCP preamble</i>		<i>PLCP header</i>				<i>PSDU(MAC Frame)</i>
SYNC	SFD	SIGNAL	SERVICE	LENGTH	HEC	Payload
1111...111	1111001110100000	$b_0...b_6b_7$	$b_0...b_6b_7$	$b_0...b_{14}b_{15}$	$b_0...b_{14}b_{15}$	
128 bits	16 bits	8 bits	8 bits	16 bits	16 bits	Variable

Figure 3.3 : Structure de la trame PPDU à long préambule pour la technique HR/DSSS.

Les mêmes champs sont utilisés pour une trame PPDU à court préambule, mais la différence est que les champs de l'en-tête PLCP sont transmises à un taux de 2 Mb/s, et la trame PSDU, qui est transmise à l'un des taux suivants : 2, 5.5 ou 11 Mb/s en fonction de l'état du canal de transmission [20]. De plus, le champ Sync d'une trame PPDU à court préambule n'utilise que 56 bits, remplis par une série de zéros. En revanche, une trame PPDU de long préambule utilise 128 bits de synchronisation qui sont remplis par une suite de bits à 1. Par ailleurs, le SFD est mis à F3A0 pour une trame PLCP avec un long préambule, tandis qu'il est inversé dans le cas d'une trame avec un court préambule, soit 05CF.

L'objectif principal de ces modifications apportées à la structure du préambule et de l'en-tête est d'améliorer le débit de transmission global du réseau sans fil IEEE 802.11.

<i>PLCP preamble</i>		<i>PLCP header</i>				<i>PSDU(MAC Frame)</i>
SYNC	SFD	SIGNAL	SERVICE	LENGTH	HEC	Payload
000...000	0000010111001111	$b_0...b_6b_7$	$b_0...b_6b_7$	$b_0...b_{14}b_{15}$	$b_0...b_{14}b_{15}$	
56 bits	16 bits	8 bits	8 bits	16 bits	16 bits	Variable

Figure 3.4 : Structure de la trame PPDU à court préambule pour la technique HR/DSSS.

Les deux structures sont munies par la table de correspondance illustrée dans le tableau 3.1 qui définit les quatre mots du champ signal et son taux de transmission.

Mot codé en hexadécimal	0A	14	37	6E
Taux en Mb/s	1	2	5.5	11

Tableau 3.1 : Table de correspondance pour distinguer les taux de transmission (HR-DSSS).

3.2.1.1.4. Trame PPDU pour la technique OFDM

La structure générale d'une trame PPDU pour la technique de transmission OFDM est différente des précédentes. Elle comprend, de la gauche vers la droite, les éléments suivants : le préambule PLCP, l'en-tête PLCP, la trame PSDU, les bits de queue (tail bits), et éventuellement des bits de bourrage (Pad bits) [17]. Dans cette structure, le groupe de travail sur les réseaux sans fil IEEE 802.11 a proposé de nouveaux taux de transmission dans la bande des 5 GHz, visant à améliorer les performances et l'efficacité des communications sans fil. Pour obtenir tous les détails sur cette nouvelle structure, nous présentons par la suite une description approfondie des champs qui la composent [27].

- **Préambule PLPC** : Formé d'une séquence de 12 symboles conçus pour simplifier la synchronisation et l'estimation des canaux. Parmi ceux-ci, 10 courts symboles STS (Short Training Sequence, $10 \text{ STS} = 10 \times 0,8 = 8 \mu\text{s}$) sont réservés au récepteur pour la détection du signal transmis, la convergence AGC (Automatic Gain Control), la sélection de la diversité d'antenne, le réglage du décalage de fréquence et la synchronisation. Les deux symboles suivants, d'une durée totale de $6,4 \mu\text{s}$ ($2 \text{ LTS} = 2 \times 3,2 = 6,4 \mu\text{s}$), sont de longue durée LTS (Long Training Sequence) et sont précédés par un intervalle de garde GI (Guard Interval, $2\text{GI} = 2 \times 0,8$) de $1,6 \mu\text{s}$. Ils sont spécifiquement dédiés à une estimation précise du décalage de canal et de fréquence, au niveau du récepteur. Les données du champ préambule PLCP, sont transmises à un taux fixe de 6 Mb/s,
- **En-tête PLPC** : constitue un champ représenté par deux sous-champs, à savoir le champ SIGNAL et le champ SERVICE, lesquels seront détaillés par la suite.
 - **SIGNAL** : en totale, il se compose de 24 bits, divisés de la gauche vers la droite en cinq groupes. Le champ Rate occupe 4 bits et indique le taux de transmission des données (du champ DATA) dans le canal, ainsi que le taux du code de convolution. Les taux de transmission sont définis dans le tableau 3.2 en fonction des valeurs des 4 bits. Le champ RESERVED qui suit est réservé pour une future utilisation. Le champ LENGTH occupe 12 bits et représente la taille réelle en octets de la trame PSDU à transmettre. Pour détecter les erreurs, un bit de parité paire est utilisé pour définir la valeur de la parité (la parité doit être paire). Tous les éléments du champ SIGNAL, sont transmis à un taux de 6 Mb/s
 - **SERVICE** : il s'agit d'un champ de 16 bits, avec les 7 premiers bits sont mis à zéro pour assurer la synchronisation du désembrouiller dans le récepteur. Les 9 bits suivants sont réservés pour une utilisation future. Les informations du champ SERVICE sont transmises au même taux que le champ de données.

- **Champ de données (DATA) :** Le champ de données consiste en un nombre variable de symboles OFDM en fonction de la longueur de la trame PSDU. Les données (DATA) sont transmises sur le canal à l'un des taux de transmission définis dans le tableau 3.2, variant de 6 à 54 Mb/s. La sélection du taux se fait de manière automatique, en fonction du rapport signal/bruit. Dans la suite, les détails concernant les différents champs composant le champ de données seront fournis
 - **PSDU :** La trame PSDU équivaut à une trame MPDU provenant de la couche MAC; elle contient les données utiles à transmettre.
 - **Bits de queue (Tail Bits) :** Les bits de queue permettant de réinitialiser le codeur convolutif à zéro.
 - **Bits de bourrage (Pad Bits) :** Les bits de bourrage sont remplis par des zéros, pour maintenir la longueur correcte du dernier symbole OFDM de la trame PPDU.

Le champ SIGNAL est précédé d'un intervalle de garde GI de 0,8 μ s, formant ainsi un symbole OFDM d'une durée totale de 4 μ s. De manière semblable, le champ DATA est constitué de plusieurs symboles, chacun d'entre eux ayant une durée de 0,8 μ s pour l'intervalle de garde GI et de 3,2 μ s pour la partie des données.

PLCP preamble			PLCP header							PSDU	TAIL	Pad Bits		
12 OFDM Symbols			SIGNAL (one OFDM Symbol)					DATA						
STF	LTF			RATE	RESERVED	LENGTH	PARITY	TAIL		SERVICE		PSDU	TAIL	Pad Bits
10STS	2GI	2LTS	GI	$b_0..b_3$	R	$b_0..b_{11}$	P	00000	GI	00000000	RRRRRRRRRR		000000	00..0
≈96 bits				4 bits	1 bit	12 bits	1bit	6 bits		16 bits		Variable 6 bits		Variable

Figure 3.5 : Structure de la trame PPDU pour la technique OFDM.

Bits (Rate value)	Type de modulation	Nombre bits de données/ Symbole OFDM	Nombre de bits codés/ Symbole OFDM	Taux de codage	Taux
1101	BPSK	24	48	R=1/2	6 Mb/s
1111	BPSK	36	48	R=3/4	9 Mb/s
0101	QPSK	48	96	R=1/2	12 Mb/s
0111	QPSK	72	96	R=3/4	18 Mb/s
1001	16QAM	96	192	R=1/2	24 Mb/s
1011	16QAM	144	192	R=3/4	36 Mb/s
0001	64QAM	192	288	R=2/3	48 Mb/s
0011	64QAM	216	288	R=3/4	54 Mb/s

Tableau 3.2 : Table de correspondance pour distinguer les taux de transmission (OFDM)

3.2.1.1.5. Trame PPDU pour la technique hybride HR/DSSS-OFDM

Les systèmes de transmission de ce genre produisent une nouvelle structure de la trame PPDU, ayant pour objectif d'assurer une communication sans fil dans la bande des 2,4 GHz. Cette nouvelle structure est compatible avec les anciennes versions (IEEE 802.11b et IEEE 802.11a) et prend en charge des taux de transmission plus élevés, tels que 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 et 54 Mbps. La structure de la trame PPDU est similaire à celle des précédentes, combinant plusieurs techniques pour sa construction. La seule différence réside dans l'ajout d'un champ supplémentaire appelé DSSS-OFDM Signal Extension de 6 μ s. Ceci a pour objectif d'ajuster la synchronisation entre une trame PPDU HR/DSSS, ayant un SIFS de 10 μ s, et une trame PPDU OFDM, avec un SIFS de 16 μ s. En général, on distingue deux structures de la trame PPDU : l'une avec un court préambule et l'autre avec un long préambule. Les deux types de trames extraient les mêmes composants et paramètres de la préambule et de l'en-tête PLCP de la trame PPDU pour la technique HR/DSSS [28,29,30], comme défini dans le paragraphe 3.2.1.1.3. Les figures 3.6 et 3.7 présentent séparément la structure de chacune d'elles en détail.

PLCP preamble		PLCP header				PSDU						
SYNC	SFD	SIGNAL	SERVICE	LENGTH	HEC	OFDM-Sync			OFDM-Signal		OFDM Data Symbols	DSSS-OFDM Signal Extension
						2 GI 1.6 μ s	LTS 3.2 μ s	LTS 3.2 μ s	GI 0.8 μ s	Signal 3.2 μ s		
56 bits	16 bits	8 bits	8 bits	16bits	16 bits	8 μ s			4 μ s		Variable	6 μ s

Figure 3.6 : Structure de la trame PPDU à court préambule pour la technique HR/DSSS-OFDM.

<i>PLCP preamble</i>		<i>PLCP header</i>				<i>PSDU</i>						
SYNC	SFD	SIGNAL	SERVICE	LENGTH	HEC	OFDM-Sync			OFDM-Signal		OFDM Data Symbols	DSSS-OFDM Signal Extension
						2 GI 1.6 μs	LTS 3.2 μs	LTS 3.2 μs	GI 0.8 μs	Signal 3.2 μs		
128 bits	16 bits	8 bits	8 bits	16bits	16 bits	8 μs			4 μs		Variable	6 μs

Figure 3.7 : Structure de la trame PPDU à long préambule pour la technique HR/DSSS-OFDM.

3.2.1.2. Sous-couche PMD

La sous-couche PMD représente le composant principal et responsable de la conversion des bits d'une trame PPDU en signaux électromagnétiques pour les transmettre dans l'espace libre, et vice versa lors de la réception. Généralement, la sous-couche PMD définit toutes les caractéristiques nécessaires à la transmission de données, telles que la bande de fréquences, les

seuils de puissance minimale et maximale du signal, le filtrage de données à la réception pour améliorer la qualité du signal, l'amplification des signaux transmis, le type d'antenne préféré, la méthode de modulation et de démodulation utilisée, ainsi que la technique de transmission et de réception de données [14].

3.2.1.2.1. Les bandes de fréquences et l'IEEE 802.11

Les réseaux IEEE 802.11 utilisent généralement deux bandes de fréquences radio, sans licence de transmission, à savoir ISM et UNII, qui offrent des taux de transmission différents. Ces bandes sont considérées comme libres, ce qui signifie qu'elles peuvent être utilisées par n'importe qui, sans nécessiter une autorisation spécifique d'un organisme de réglementation. Plusieurs organismes de réglementation, tels que l'ART (Autorité de Régulation des Télécommunications) en France, le FCC (Federal Communication Commission) aux États-Unis, et diverses entités similaires, sont établis dans plusieurs pays à travers le monde [1].

a) La bande ISM

Comme illustre la figure 3.8, la bande sans licence industrielle, scientifique et médicale (ISM), se compose de trois sous-bandes, chacune couvrant sa propre plage de fréquences spécifique. La première sous-bande de largeur 26 MHz, située autour de la plage des 900 MHz, libre en Amérique, mais est affectée aux réseaux mobiles GSM en France. La seconde sous-bande est positionnée autour des 2,4 GHz, avec une largeur de bande d'environ 83,5 MHz, fréquemment utilisée par des dispositifs sans fil tel que le Wi-Fi, Bluetooth, four à micro-ondes. Tandis que la troisième sous-bande de largeur 125 MHz, opère dans la plage des 5 GHz, principalement dédiée à des applications médicales [31].

← 26 MHz →	← 83.5 MHz →	← 125 MHz →
≤ 100 mW	≤ 100 mW	≤ 200 mW
902 à 928 MHz	2,4 à 2,4835 GHz	5,725 à 5.850 GHz

Figure 3.8 : Les sous-bandes ISM utilisées dans WLAN

Dans les réseaux locaux sans fil, la deuxième bande est découpée en 14 canaux, chacun ayant une largeur de 22 MHz, mais évidemment avec des chevauchements entre les canaux adjacents. Mais, en cas d'un environnement surchargé, ce chevauchement des canaux provoque des interférences entre les signaux émis par les stations de différents réseaux. La figure 3.9 illustre la répartition de la bande des 2,4 GHz.

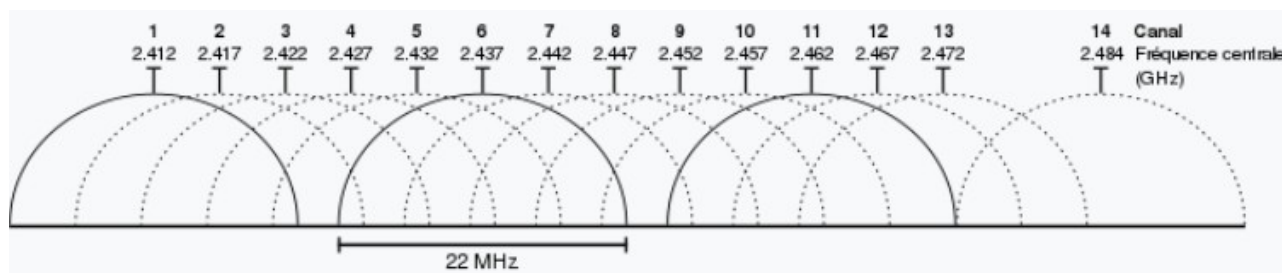


Figure 3.9 : Les canaux de transmission dans la bande des 2,4 GHz.

La largeur de la bande ISM et la puissance autorisée en PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente) varient en fonction de la région et de la réglementation du pays à suivre, comme indiqué dans le tableau ci-dessous (tableau 3.3). Par exemple, en France, selon la réglementation de l'ART (Autorité de Régulation des Télécommunications), la puissance d'émission maximale autorisée est de 100 mW (20 dBm) sur l'ensemble de la bande ISM des 2,4 GHz en intérieur. En revanche, en extérieur, la puissance d'émission autorisée demeure également à 100 mW dans la plage de 2,4 à 2,454 GHz et est limitée à 10 mW (10 dBm) dans la plage de 2,454 à 2,4835 GHz. [4,32].

Pays	Organisme	Plage de fréquences	Puissance d'émission maximale (mW)
Etats Unis	FCC	2,4000 à 2,4850 GHz	1000
Europe	ETSI	2,4000 à 2,4835 GHz	100
Japon	MKK	2,4710 à 2,4970 GHz	10
France	ART	2,4465 à 2,4835 GHz	100

Tableau 3.3 : Plages de la bande de fréquences ISM par pays

b) La bande UNII

La bande UNII est réservée aux réseaux locaux sans fil, tels que l'IEEE 802.11, HiperLan et WiSWANa. La plage de fréquences de la bande UNII est située autour des 5 GHz (de 5.150 à 5.825 GHz), avec une largeur de bande totale de 300 MHz. Cette bande est subdivisée en trois sous-bandes distinctes, chacune de largeur 100 MHz. La première sous-bande, définie dans la plage de fréquences de 5.15 à 5.25 GHz, porte l'abréviation UNII-1. La deuxième sous-bande, réserve la plage de fréquences de 5,25 à 5,35 GHz, est abrégée par UNII-2. La dernière sous-bande (UNII-3), réserve la plage de fréquences de 5.725 à 5.825 GHz. Les deux premières sous-bandes (UNII-1 et UNII-2) sont subdivisées en 8 canaux distincts, sans chevauchement, chacun avec une largeur de 20 MHz. Pour élargir la capacité de la bande UNII, plusieurs pays dans le monde ont autorisé une autre sous-bande, dénommée UNII-2e. Elle est délimitée par la plage de fréquences de 5,470 à 5,725

MHz et subdivisée en 11 canaux de 20 MHz. Dans certains cas, chaque paire de canaux adjacents est agrégée pour former des canaux d'une largeur de 40 MHz.

L'avantage de cette répartition, par rapport à la bande ISM (des 2,4 GHz) réside dans la réduction des interférences, ce qui contribue à améliorer le taux de transmission. La figure 3.10 montre comment cette plage est découpée en tranches de 20 MHz.

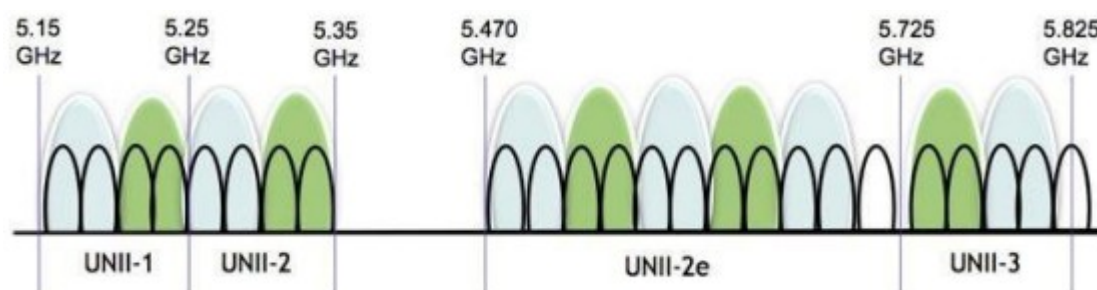


Figure 3.10 : Répartition des sous-bandes en canaux.

La bande des 5 GHz est réservée exclusivement à une utilisation en milieu intérieur, avec des puissances allant de 200 à 1000 mW, et son utilisation à l'extérieur est strictement interdite. Comme dans la bande ISM, la réglementation de transmission pour la bande UNII impose des limites sur les paramètres d'émission de chaque sous-bande. La figure 3.11 montre les puissances d'émissions maximales utilisés par chaque sous-bande selon la réglementation FCC et ETSI.

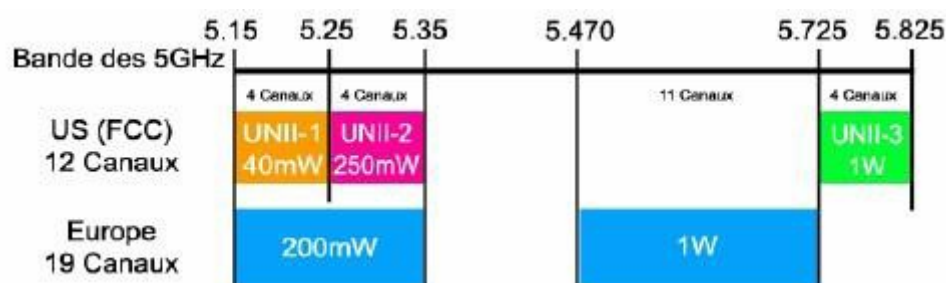


Figure 3.11 : Les puissances d'émissions dans les sous-bandes UNII.

3.2.1.2.2. Techniques de modulations et de démodulations

La modulation est la technique principale de la sous-couche PMD, permettant de coder les données numériques en signaux analogiques, selon la modulation utilisée. En revanche, la démodulation est l'opération qui permet de décoder les signaux analogiques transmis en données numériques au niveau du récepteur. L'objectif attendu est de transmettre les données, sur des canaux de transmission haute fréquence.

3.2.1.2.2.1. Techniques de modulation

En général, il y a deux grandes classes de modulateurs : les modulateurs élémentaires et les modulateurs complexes. Une modulation élémentaire repose sur la modification de l'un des trois paramètres du signal en bande de base (signal modulant) qui sont : l'amplitude, la phase et la fréquence. Intuitivement, il y a trois types de modulations élémentaires.

a) Modulation par déplacement d'amplitude (ASK)

Le principe de fonctionnement de ce type de modulation (ASK : Amplitude Shift Keying) est basé sur la variation de l'amplitude d'un signal porteur électromagnétique S_p de haute fréquence f_p par un signal modulant S_m de basse fréquence f_m , contenant l'information à transmettre.

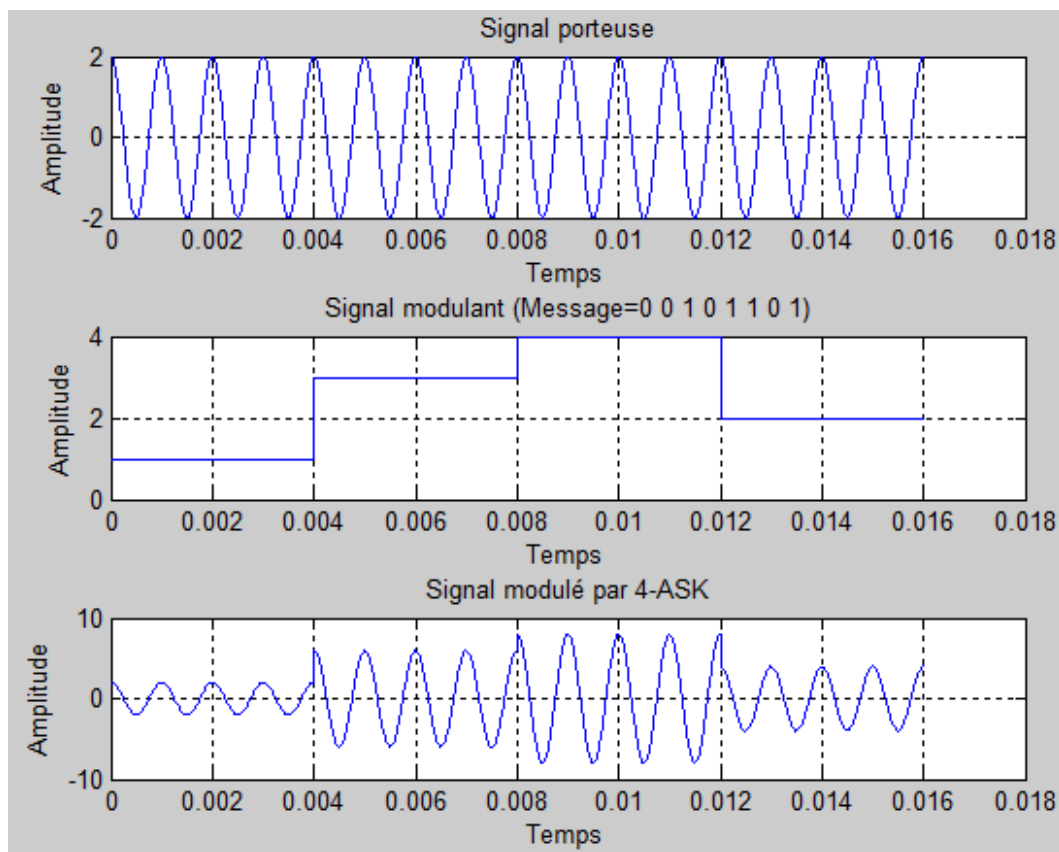


Figure 3.12 : Modulation 4-ASK

Le signal résultat, appelé signal modulé, est donné par l'expression suivante :

$$S_m(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k(t) \cdot S_p(t), \quad (3.1)$$

$$a_k(t) = a_k \cdot g(t - kT) \text{ et } S_p(t) = A_p \cos(2\pi f_p t + \varphi_p)$$

Où a_k représente l'amplitude du $k^{\text{ième}}$ symbole à transmettre, elle prend sa valeur dans l'ensemble $\{A_1, A_2, \dots, A_M\}$, $M=2^n$ états possibles pris par $\sum_{k=0}^{\infty} a_k(t)$ et n le nombre de bits d'un symbole.

Et $g(t-kT)$ est une fonction rectangulaire, définit comme suit :

$$g(t-kT) = \begin{cases} 1 & \text{si } kT \leq t < (k+1)T \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (3.2)$$

La figure 3.12 illustre un exemple de modulation 4-ASK qui permet de transmettre des symboles (Mapping des données) de période T et dont la taille est deux bits.

b) Modulation par déplacement de phase (PSK)

Ce type de modulation (PSK : Phase Shift Keying) utilisée dans les systèmes de communication, il se base sur la modification de la phase du signal porteur, pour coder une séquence de bits afin de les transmettre.

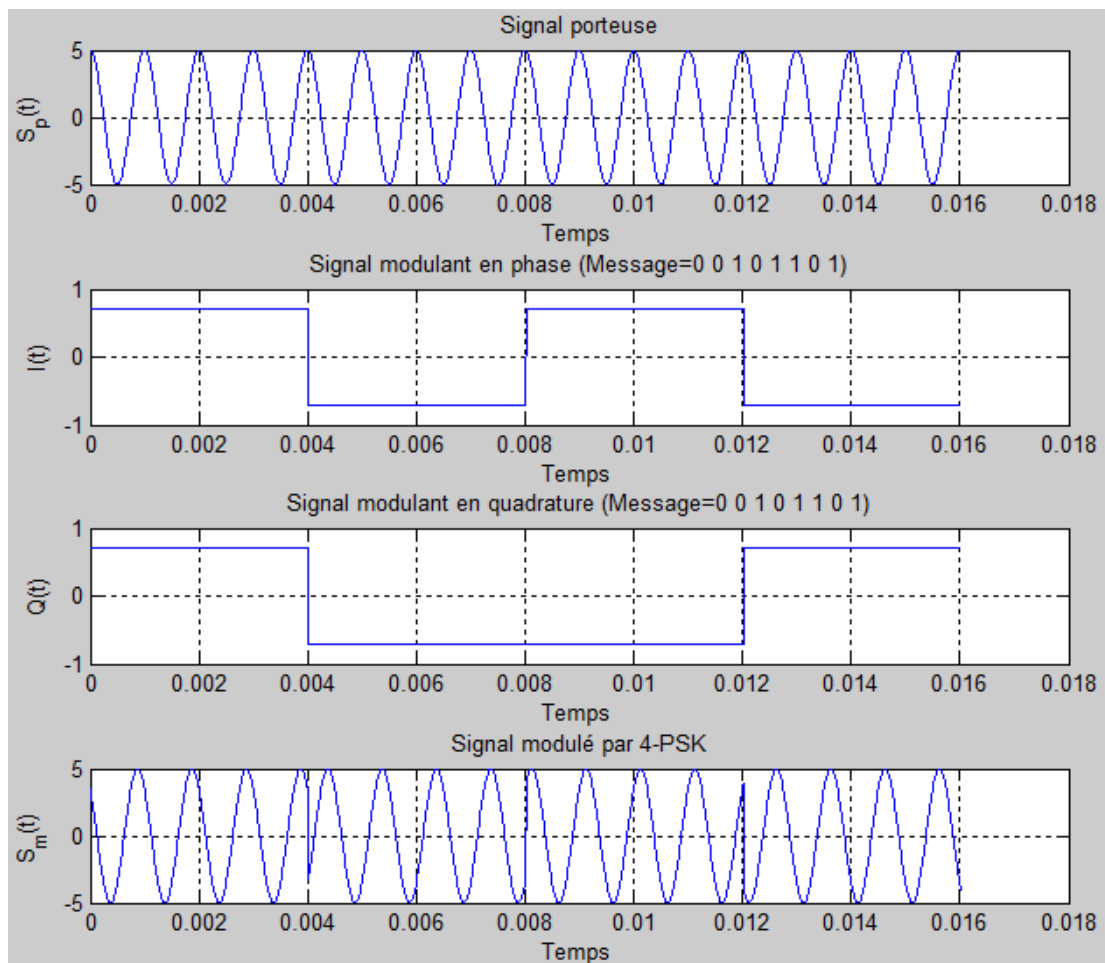


Figure 3.13 : Modulation 4-PSK

Le nombre de bits transmis par symbole est en relation directe avec le nombre de phase, par exemple pour transmettre un symbole de taille n , il doit être utilisé 2^n phases différentes. Donc, pour transmettre une séquence de bits codés par un signal modulant S_m de basse fréquence, il suffit de modifier la phase du signal porteur S_p . L'expression ci-contre (3.3) définit le signal modulé en fonction d'un signal porteur de haute fréquence, et d'un signal modulant en phase et en quadrature.

$$S_m(t) = \sum_{k=0}^{\infty} g(t-kT) \cdot S_p(t) = \sum_{k=0}^{\infty} I(t) A \cos(w_p t) - Q(t) A \sin(w_p t) \quad (3.3)$$

Avec : $S_p(t) = A_p \cos(2\pi f_p t + \varphi_k)$, $I(t) = a_k \cdot g(t-kT)$, $Q(t) = b_k \cdot g(t-kT)$, $a_k = \cos(\varphi_k)$ et $b_k = \sin(\varphi_k)$

La figure 3.13 montre un exemple d'une modulation 4-PSK, qui permet de transmettre la séquence de bits suivante « 0 0 1 0 1 1 0 1 », par groupes de deux bits.

c) Modulation par déplacement de fréquence (FSK)

Dans ce type de modulation (FSK : Frequency Shift Keying), la haute fréquence du signal porteur est modifiée, afin de coder le signal numérique en un signal analogique prêt à être transmis. Pour une modulation M-FSK, où $M=2^n$ le nombre de symboles distincts ou un groupe de bits qui est représenté par M fréquences. Donc, on utilise M fréquences successives et chaque paire fréquences adjacentes sont séparées par la différence Δf , donnée par la formule ci-dessous.

$$\Delta f = \frac{\text{La largeur de la bande de fréquences}}{M} = \frac{W}{M} \quad (3.4)$$

Dans la suite, la formule générale de la modulation M-FSK.

$$S_m(t) = A_p \sum_{k=0}^{\infty} g(t-KT) \cdot \cos(2\pi(f_0 + a_k \Delta f)t + \varphi_p) \quad (3.5)$$

La modulation FSK est utilisée dans divers systèmes de communication à moyens débit comme les modems (standard V23). La figure 3.14 illustre un exemple d'une modulation 4-FSK définie par les paramètres suivants :

$$a_k = \begin{cases} 0 & \text{pour le symbole 00, qui utilise la fréquence } f_0 \\ 1 & \text{pour le symbole 01, qui utilise la fréquence } f_1 \\ 2 & \text{pour le symbole 10, qui utilise la fréquence } f_2 \\ 3 & \text{pour le symbole 11, qui utilise la fréquence } f_3 \end{cases} \quad (36)$$

A_p représente l'amplitude de la porteuse, $g(t-KT)$ a déjà été définie dans la première modulation et T la période du signal modulant, égale à 4 ms dans cet exemple.

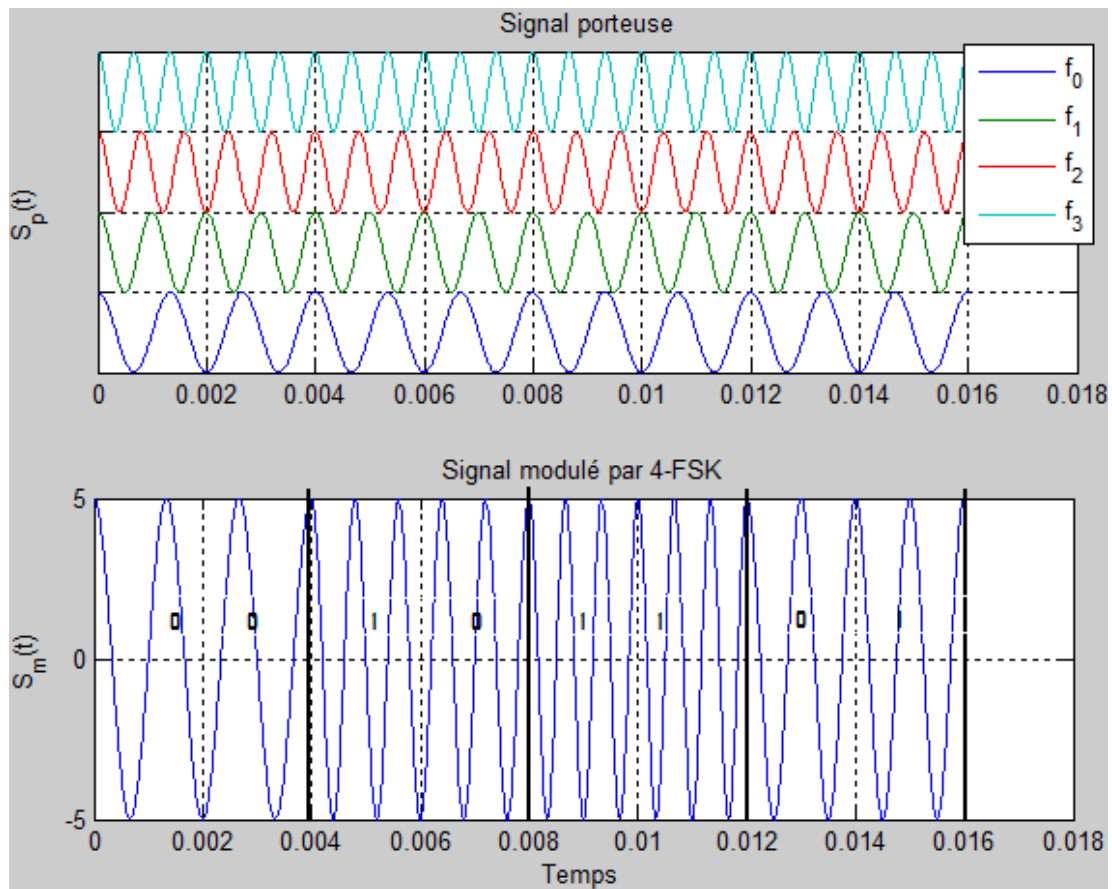


Figure 3.14: Modulation 4-FSK

3.2.1.2.2.2. Techniques de démodulations

La démodulation est un composant essentiel dans le processus de réception. Elle permet de récupérer les données numériques transmises, au niveau du récepteur. En réalité, il existe de nombreux types de démodulateurs correspondant à chacun des modulateurs précédemment mentionnés. Pour la démodulation d'amplitude, il existe plusieurs méthodes permettant d'extraire les séquences d'amplitude afin de les décoder et de reproduire le signal original. À titre d'exemple, la méthode d'échantillonnage permet d'échantillonner l'enveloppe du signal à des intervalles de temps réguliers. Pour la démodulation de phase, il existe la méthode de détection de phase, qui consiste à générer les séquences de phases du signal reçu, puis les compare aux phases de référence pour les décoder. En même temps, on distingue également plusieurs méthodes de démodulation de fréquence. Parmi celles-ci, la méthode de détection numérique, qui permet d'analyser les changements de fréquence du signal reçu et de les convertir en données numériques.

3.2.1.2.3. Techniques de transmission et de réception sans fil

La sous-couche PMD définit les caractéristiques de la couche physique et assure l'encodage, la modulation, ainsi que la transmission et la réception des trames MAC, lesquelles sont déjà encapsulées par la sous-couche PLCP. Ainsi, elle établit la correspondance entre le signal émis/reçu et sa représentation sous forme binaire. Dans les systèmes de communications, on distingue généralement deux modes de transmission : la transmission à étalement de spectre et la transmission à bande étroite. L'étalement de spectre est une technique visant à augmenter la largeur de bande du signal pour réduire l'ISI (Inter-Symbol Interference). La plupart des réseaux 802.11 utilisent généralement l'une des techniques de transmissions et de réception de données, à savoir FHSS, DSSS, HR-DSSS ou OFDM [1,32].

3.2.1.2.3.1. Technique FHSS

FHSS est une technique de transmission et réception de données, à étalement de spectre, basée sur des sauts de fréquence rapides, prédéterminés. Dans la technique FHSS, la bande de fréquence disponible (ISM), de largeur 83,5 MHz est divisée en série de 79 tranches de fréquence, ayant chacun une largeur de 1 MHz de largeur de bande et chaque tranche représente un sous-canal [33]. Le premier sous-canal ayant un centre de fréquence f_1 de 2,402 GHz, et comme toutes paires de sous-canaux voisins sont espacés de 1 MHz, alors le centre de fréquence f_i de n'importe quel sous-canal i , est donné par la formule suivante :

$$f_i = f_1 + (i-1)10^{-3} \text{ GHz}, \quad i \in \{1, 2, \dots, 79\} \quad (3.7)$$

Pour transmettre des données, l'émetteur se base sur un algorithme appelé générateur pseudo-aléatoire (Pseudo Noise), qui utilise une table de fréquences (code, fréquence), pour sélectionner un code de fréquence, comme illustré dans la figure 3.15. La fréquence correspondant au code choisi est fournie au modulateur, et après un intervalle fixe de 300 ms, l'algorithme est exécuté à nouveau pour sélectionner les autres fréquences de l'ensemble de la séquence de saut disponible. Donc, cet algorithme permet de déterminer l'ensemble des fréquences (sauts) d'une séquence de sauts, dans la technique FHSS. D'autre part, le récepteur bascule entre les fréquences en synchronisation avec l'émetteur, pour récupérer toutes les données transmises. Si une station ne connaît pas la séquence de sauts des canaux, elle ne peut pas récupérer ses données. La technique FHSS définit trois ensembles de 26 séquences, soit au total 78 séquences de sauts possibles, sans chevauchement (séquences orthogonales). Cette technique était utilisée auparavant dans les transmissions militaires pour empêcher l'écoute des transmissions radio. Lors de la libération de la bande ISM, en 1985, ils ont également rendu libre l'usage de FHSS. Les données sont encodées au moyen d'une modulation

par déplacement de fréquence gaussienne à 2 états 2GFSK ou à 4 états 4GFSK (Gaussian frequency Shift Keying), qui permet adoucit le signal transmis. Une faible largeur de bande par canal ne produit que un faible débit transmission (Débit $\in [1, 2]$ Mbit/s), selon la modulation utilisée [33]. L'avantage majeur de l'FHSS est de minimiser les interférences locales, de réduire les probabilités de collision entre plusieurs transmissions simultanées, et d'améliorer la sécurité des données transmises.

D'autre part cette méthode assure une adaptation dynamique du débit de transmission.

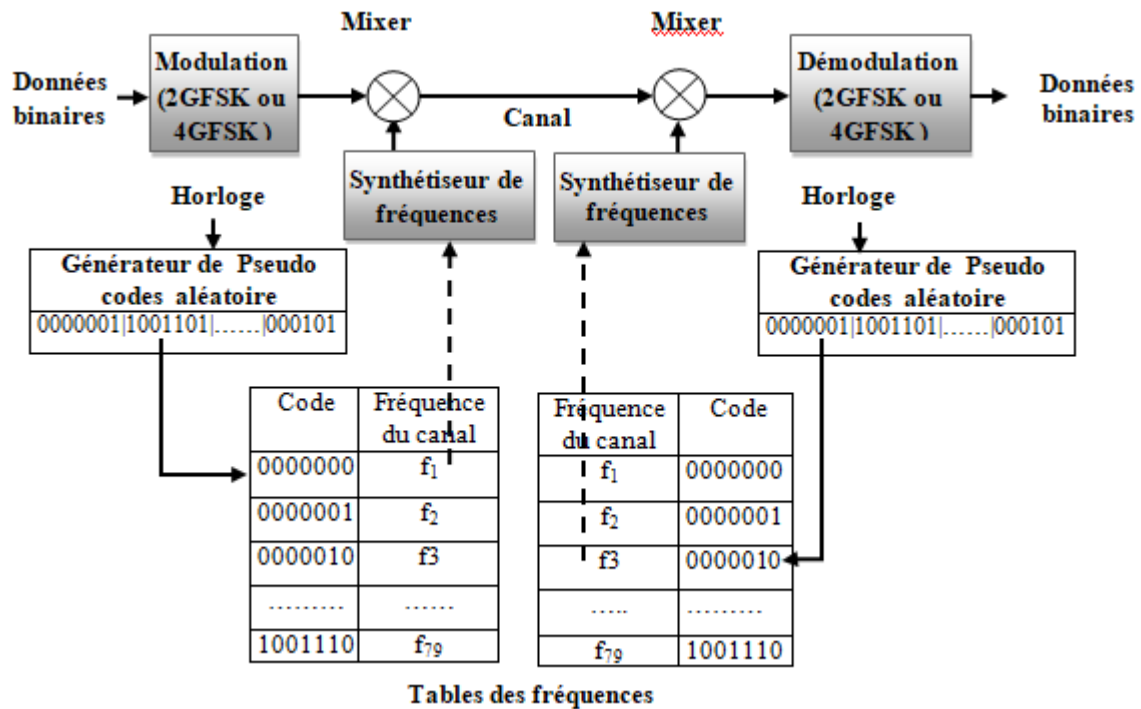


Figure 3.15 : Technique de transmission et de réception FHSS

3.2.1.2.3.2. Technique DSSS

DSSS est une technique de transmission, à étalement de spectre. Cette technique découpe la bande disponible (ISM) en 14 sous bandes (canaux) de 20 MHz chacune et la transmission ne se fait que sur un seul canal de transmission. Une bande de largeur 83.5MHz est insuffisante pour contenir 14 canaux adjacents de 22 MHz, donc les canaux se recouvrent comme illustré par la figure 3.9. Comme la transmission ne se fait que via un seul canal, la technique DSSS [34] est par conséquent plus sensible aux interférences que la FHSS, qui s'étale sur toute la largeur de la bande ISM.

Chaque sous-canal i est déterminé par une fréquence centrale f_i , espacée de 0.005 GHz par rapport à ses voisins, donc f_i est donnée par la formule suivante:

$$f_i = 2,412 + 0,005(i-1), i \in \{1, 2, \dots, 11\} \quad (3.8)$$

Dans le 802.11, l'étalement de spectre est réalisé par la technique de chipping, qui permet de transmettre un ensemble de 11 bits, correspondant à 1 bit de données, appelée code de Barker (chips = 10110111000) [35]. Ce code est appliqué par un calcul XOR, au bit à transmettre, comme le montre la figure 3.16. Ainsi, le zéro « 0 » est encodé comme 10110111000 et le un « 1 » comme chip inverse 01001000111. À titre exemple, la figure 3.16 ci-dessous montre la manière de chipping utilisé sur le flux de données « 01 ».

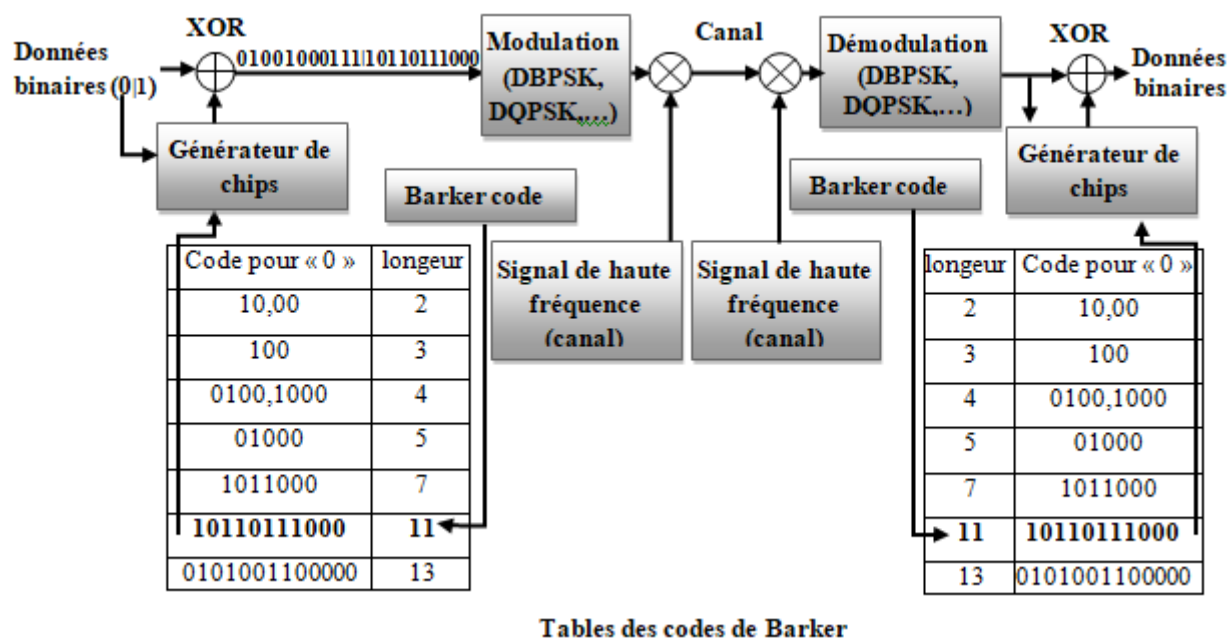


Figure 3.16 : Technique de transmission et de réception DSSS.

DSSS utilise deux modes de modulation par déplacement de phase, de bas débits et résistantes au bruit. Le plus simple est DBPSK (Differential Binary Phase Shift Keying), encode un seul bit (0 ou 1) par symbole, et permet d'obtenir un débit maximal de 1 Mbit/s. La seconde mode permet d'encoder deux bits (00, 01, 10 ou 11) par symbole, s'appelle DQPSK (Differential Quadrature PSK) et atteindre un débit de 2 Mbit/s.

Modulation	Bits d'entrée	Changement de phase
DBPSK	0	0
	1	π
DQPSK	00	0
	01	$\pi/2$
	10	π
	11	$3\pi/2$

Tableau 3.4 : Codage par changement de phase

L'avantage du DSSS par rapport à FHSS se manifeste sur débit de transmission élevé, bien que l'énergie consommée soit un peu plus. D'autres avantage, DSSS offre 3 ou 4 communications

simultanées, sur des bandes de fréquences plus larges par rapport à FHSS. De plus, DSSS permet de gérer les interférences mieux que FHSS [33].

3.2.1.2.3.3. Technique HR-DSSS

HR-DSSS est une extension améliorée de la technique de transmission et de réception DSSS. Pour lutter contre le problème des interférences des sous-canaux adjacents dans la bande de fréquence ISM, HR-DSSS utilise un seul sous-canal de 22 MHz de largeur. Dans la plupart des pays, ce problème est réduit en limitant l'utilisation aux sous-canaux 1, 6 et 11, séparés par des espaces libres de 3 MHz ($25-11 \times 2$). La technique HR-DSSS implémente différents modes de modulations pour chaque débit de transmission, qui sont : DBPSK (Differential Binary Phase Shift) pour atteindre un débit maximal de 1 Mb/s, DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying) qui améliore le débit jusqu'à 2 Mb/s et CCK (Complementary Code Keying) offre des débits supérieurs, 5.5 Mbit/s et 11 Mbit/s. Dans CCK, tout symbole est appelé mot de code C (code d'étalement), composé de 8 chips complexes définis par la séquence suivante :

$$C = (c_8, c_7, c_6, c_5, c_4, c_3, c_2, c_1)$$

Où les divers termes complexes mentionnés ci-dessus sont générés par les formules suivantes :

$$\begin{cases} c_1 = s_1, c_2 = -c_1 \cdot s_2, c_3 = c_1 \cdot s_3, c_4 = -c_2 \cdot s_3, \\ c_5 = -c_1 \cdot s_4, c_6 = -c_2 \cdot s_4, c_7 = c_3 \cdot c_4, \text{ et } c_8 = c_4 \cdot s_4 \end{cases} \quad (3.9)$$

Où les quatre variables s_1, s_2, s_3 et s_4 sont exprimées par une fonction exponentielle en fonction de la phase φ_i .

$$s_i = e^{j\varphi_i}, \quad i \in \{1, 2, 3, 4\} \quad (3.10)$$

Les phases φ_i sont, à leur tour, calculées en fonction des bits de données à transmettre dans la modulation, que ce soit en CCK-4 ou en CCK-8. En CCK-4 (5,5 Mb/s), les bits de données à transmettre sont d'abord regroupés en blocs de 4 bits (b_0, b_1, b_2, b_3). Les deux premiers bits (b_0, b_1) sont utilisés pour déterminer la phase dans la modulation DQPSK, selon la formule suivante :

$$\varphi_1 = \begin{cases} b_0 \pi + b_1 \frac{\pi}{2}, & \text{pour les symboles pairs} \\ b_0 \pi + b_1 \frac{\pi}{2} + \pi, & \text{pour les symboles impairs} \end{cases} \quad (3.11)$$

En revanche, les deux derniers bits (b_2, b_3) sont indispensables pour définir les autres phases, comme l'indiquent les formules suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_2 = b_2 \pi + \frac{\pi}{2} \\ \varphi_3 = 0 \\ \varphi_4 = b_3 \pi \end{cases} \quad (3.12)$$

En CCK-8 (11 Mb/s), les bits de données à transmettre sont d'abord regroupés en blocs de 8 bits $(b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$. Les deux premiers bits (b_0, b_1) sont utilisés pour déterminer la phase dans la modulation DQPSK, selon la formule suivante :

$$\varphi_1 = \begin{cases} b_0 \pi + b_1 \frac{\pi}{2}, \text{ pour les symboles pairs} \\ b_0 \pi + b_1 \frac{\pi}{2} + \pi, \text{ pour les symboles impairs} \end{cases} \quad (3.13)$$

En revanche, les six derniers bits $(b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7)$ sont indispensables pour définir les autres phases, comme l'indiquent les formules suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_2 = b_2 \pi + b_3 \frac{\pi}{2} \\ \varphi_3 = b_4 \pi + b_5 \frac{\pi}{2} \\ \varphi_4 = b_6 \pi + b_7 \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (3.14)$$

3.2.1.2.3.4. Technique OFDM

Le multiplexage par division de fréquences orthogonal OFDM est une technique de transmission et de réception, la plus utilisée dans la plupart des systèmes de communications actuels. Cette technique est multi-porteuses et consiste à transmettre des données numériques en les modulant sur différents sous-canaux orthogonaux (indépendantes), de différentes fréquences, et en même temps [36]. Dans les réseaux sans fil IEEE 802.11, la bande de fréquence disponible est divisée en plusieurs canaux, chacun ayant une largeur de bande de 20 MHz, et la transmission s'effectue sur un seul canal à la fois. Chaque canal de 20 MHz est divisé en 52 sous-canaux (tranches de fréquences), dont chacun possède une étroite bande de largeur 312.5 KHz et est modulé à bas débit. Les 48 premiers sous-canaux, de 1 à 48 sont réservés pour la transmission de données, et les 4 derniers sous-canaux, de 49 à 52 sont chargés du pilotage, pour éviter la retransmission au niveau de la couche physique (sous-couche PMD). Tous les sous-canaux de données utilisent le même format de modulation dans une rafale donnée. Cependant, le format de modulation peut varier d'une rafale à l'autre. Chaque sous-canal utilise une technique de modulation (BPSK, QPSK) ou (16QAM, 64QAM ou 256QAM), définissant ainsi au canal à très haut débit. Dans le processus de transmission, tout d'abord, les bits d'information sont regroupés (mappés) en

sous-symboles, afin de les répartir sur les N sous-canaux. Le modulateur choisi permet de générer ces symboles sous forme de nombres complexes, selon la formule :

$$x_k = a_k + j b_k, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.15)$$

Où k représente le sous-symbole qui correspond au $k^{\text{ème}}$ sous-canal et N le nombre de sous-canaux.

L'ensemble sériel de ces sous-symboles $\{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$ représente un symbole OFDM, de longueur N . Pour convertir les sous-symboles de données x_k créés antérieurement dans le domaine fréquentiel vers le domaine temporel X_n , l'OFDM applique la transformée de Fourier rapide inverse IFFT (Inverse FFT) qui est définie par :

$$X_n = \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j \frac{2\pi kn}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3.16)$$

Le problème d'interférence entre symboles OFDM est résolu de manière efficace par l'ajout d'un préfixe cyclique (CP : Cyclic Prefix) au début de chaque symbole OFDM. Chaque préfixe cyclique est extrait par une opération de copie des L derniers symboles (de X_{N-1-L} jusqu'au X_{N-1}) du symbole OFDM correspondant. L'émetteur concatène le préfixe cyclique avec le symbole OFDM ($X_{N-1-L}, X_{N-L} \dots X_{N-1}, X_0, X_1, \dots, X_{N-1}$) afin de les transmettre. Au niveau du récepteur, une opération inverse est réalisée pour éliminer le préfixe cyclique et convertir le symbole OFDM en vecteur colonne des sous-symboles X_n . L'OFDM applique ensuite une transformée de Fourier rapide FFT (Fast Fourier Transform) pour récupérer les sous-symboles dans le domaine fréquentiel.

$$x_k = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{-j \frac{2\pi kn}{N}}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.17)$$

Où k représente le sous-symbole qui correspond au $k^{\text{ème}}$ sous-canal dans le domaine temporel et N le nombre de sous-canaux. Après la démodulation et la concaténation des N sous-symboles les données originales sont régénérées. Le bloc diagramme de la figure 3.17 illustre en détail les différentes étapes de transmission et de réception dans l'OFDM.

La technique OFDM gère facilement les interférences à bande étroite, les interférences entre symboles OFDM et couplée à l'accès multiples des utilisateurs pour éviter les collisions internes à une cellule. Jusqu'à présent, cet accès multiple a été fondé sur le principe d'orthogonalité [37].

L'utilisation des sous-porteuses en parallèle et simultanément augmente le débit de transmission global.

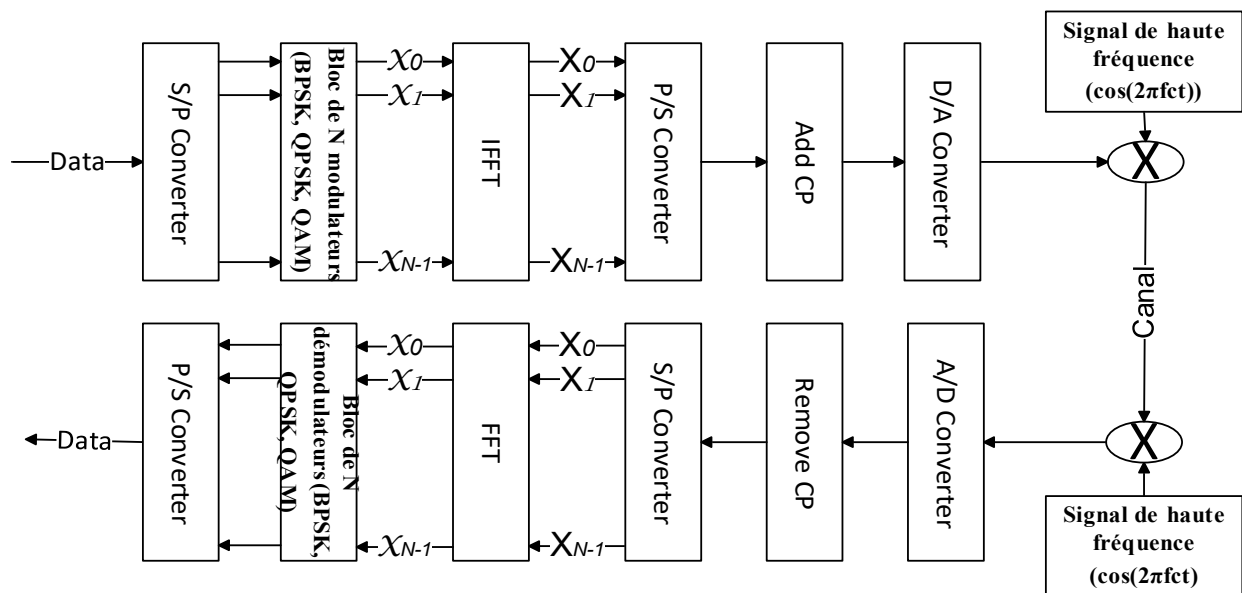


Figure 3.17 : Technique de transmission et de réception OFDM.

3.3. Environnement de transmission sans fil

Dans un environnement de transmission sans fil, l'émission et la réception de données sont réalisées par le biais des ondes électromagnétiques qui se propagent dans le vide. Généralement, ces ondes sont générées par des dispositifs intégrés dans des appareils sans fil (cartes Wi-Fi), appelés antennes. Ainsi, l'antenne joue un rôle essentiel dans le processus de communication en convertissant les ondes électriques en ondes électromagnétiques lors de l'émission, et vice versa lors de la réception. Les ondes transmises peuvent rencontrer des obstacles tels que des meubles, des murs, des bâtiments ou des arbres au moment de leur propagation dans l'espace libre. Ces obstacles entraînent plusieurs phénomènes tels que la réflexion, la réfraction, la diffraction, l'absorption, et d'autres. Au niveau de chaque obstacle, l'énergie de l'onde transmise se répartit entre l'onde réfléchie, l'onde réfractée, l'onde diffractée et l'onde absorbée. Par conséquent, dans un environnement non idéal, les phénomènes évoqués précédemment, permettent de créer un milieu multi-trajets. L'avantage est que dans un environnement à multi-trajets, des ondes peuvent atteindre le récepteur sans emprunter une ligne directe. En revanche, dans un environnement idéal, l'onde transmise suit une ligne directe (LOS : Line Of Sight) de l'émetteur jusqu'au récepteur.

La figure 3.18 montre les différents trajets de transmission entre l'émetteur et le récepteur, ainsi que les sources de bruits qui perturbent le signal transmis. L'ensemble des trajets directs (LOS) et indirects (NLOS : No LOS), de l'émetteur au récepteur, constitue ce que l'on appelle le canal de transmission [36].

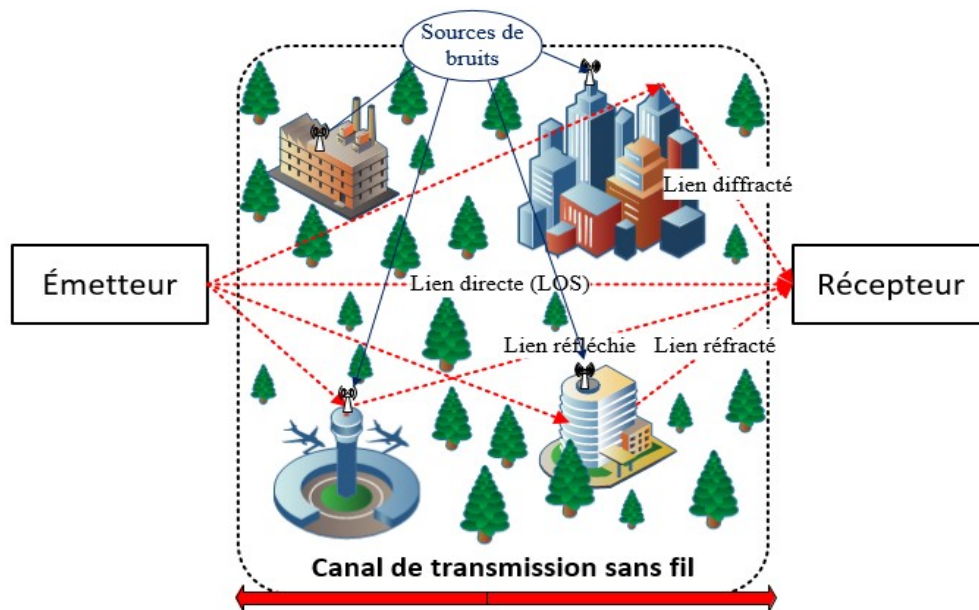


Figure 3.18 : Environnement de transmission sans fil

3.3.1 Caractéristiques d'un canal de transmission

Dans le domaine de communication, un canal de transmission joue un rôle essentiel dans le transport des informations d'une extrémité à l'autre. Pour évaluer ou améliorer les performances d'un canal de transmission, il est essentiel d'analyser et de prendre en compte certains paramètres de mesure spécifiques, particulièrement ceux qui sont couramment utilisés dans les systèmes sans fil, tels que :

3.3.1.1 Bande de fréquences

Dans les réseaux IEEE 802.11, il existe généralement deux bandes de fréquences principales, comme elles sont définies dans la section 3.2.1.2.1. Une bande de fréquences représente la plage des fréquences utilisées pendant la transmission de données sur le canal. En général, le choix de ces fréquences dans les systèmes de communication dépend à la fois de la portée du signal et de la quantité d'information à transmettre. La quantité d'informations transmises sur un canal est souvent proportionnelle à la largeur de la bande. La largeur w de la bande de fréquences d'un canal est définie par un intervalle limité par une extrémité de fréquence minimale f_0 et d'une extrémité de fréquence maximale f_1 . L'équation suivante définit la formule de la largeur de la bande en termes de f_0 et f_1 [38].

$$w = f_1 - f_0 \quad (3.18)$$

3.3.1.2 Capacité

En 1949, Claude Shannon donne la capacité d'un canal de transmission, dans l'ouvrage intitulé "The Mathematical Theory of Communication" [39]. La formule permet de calculer la capacité du canal C (en bits/s) en fonction de la puissance reçue P_r et la puissance de bruit P_b .

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_r}{P_b} \right) \quad (3.19)$$

Où $P_b = B \cdot N_0$ représente le bruit thermique fondamental de densité spectrale de puissance N_0 , pour une largeur de bande de fréquences B . Donc pour obtenir une grande capacité, on augmente le rapport de signal sur bruit, c'est-à-dire, on augmente la puissance du signal reçu P_r , ou bien on choisit un environnement de transmission idéal. Cette capacité représente le débit maximal possible pour une communication sans erreur. Pour améliorer la puissance reçue, il faut de connaître la relation entre cette dernière avec les paramètres qui interviennent dans un système de télécommunication. Dans la suite, nous présentons l'équation de télécommunication dans le cas idéal, qui relie la puissance de transmission P_t avec la puissance reçue, plus quelques paramètres, comme les gains G_t et G_r , de l'antenne émettrice et réceptrice respectivement, la distance d entre émetteur et le récepteur, la fréquence f et la célérité $c = 3 \cdot 10^8$ m/s.

$$P_r = G_t \cdot G_r \cdot \left(\frac{c}{4\pi df} \right)^2 \cdot P_t \quad (3.20)$$

3.3.1.3 L'efficacité spectrale

L'efficacité spectrale représente la quantité d'informations C (en bits par seconde) transmises par un canal de largeur B (en hertz). Ce facteur est crucial pour évaluer les systèmes des communications modernes dans le but d'optimiser les débits de transmission ainsi que l'utilisation efficace des bandes de fréquences. La formule suivante permet de calculer l'efficacité spectrale en bits/s/Hz

$$\eta = \frac{C}{B} = \log_2 \left(1 + \frac{P_r}{P_b} \right) \quad (3.21)$$

Où P_r est la puissance du signal reçu donnée par l'équation 3.20 et P_b la puissance du bruit thermique.

3.3.1.4 L'atténuation

Dans un système de communication à trajets directs (LOS) ou indirects (NLOS), le signal transmis est soumis à divers facteurs qui affectent la qualité de la liaison. En raison d'obstacles, de

la distance entre l'antenne émettrice et réceptrice, d'interférences entre canaux adjacents (notamment dans le cas d'une antenne SISO (Single Input Single Output)), ou de bruits, une partie de la puissance transmise est perdue. Ces pertes de puissance surviennent lors de la propagation du signal dans le canal, ce qui est donné par la formule suivante:

$$L(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_t}{P_r} \right) \quad (3.22)$$

Où P_t est la puissance du signal émis et P_r la puissance du signal reçu donnée par l'équation 3.20.

3.3.1.5 Temps de propagation

Dans un système de communication, le temps de propagation représente le délai pendant lequel le signal se propage de l'émetteur vers le récepteur. Ce délai principalement dépend de la distance à parcourir et de la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans le milieu de transmission sans fil. Dans un environnement sans fil idéal, le temps de propagation d'un signal est donné par la formule suivante :

$$t_{\text{propagation}} = \frac{d}{V} \quad (3.23)$$

Où d est la longueur du trajet entre l'émetteur et le récepteur en mètres, et $V = C = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ est la vitesse de lumière dans l'espace libre.

3.3.1.6 Taux de transmission

Le taux de transmission désigne la quantité d'informations transmises à travers le canal par seconde pour un même champ d'une trame physique. Ce taux varie de manière dynamique d'un champ à l'autre, en fonction de la structure de la trame PLCP, et peut également varier au sein du même champ en raison de la nature du canal. Cette variation du taux pendant la transmission est réalisée par les techniques de modulation et de transmission utilisées. Donc, pour une collection de données d'un même champ, le taux de transmission est donné par la formule suivante.

$$\text{Taux}_{\text{Champ}(i)} = \frac{1}{T_{\text{Bit}_{\text{Champ}(i)}}} \quad (3.24)$$

Où i représente le numéro du champ dans une trame PLCP, et $T_{\text{Bit}_{\text{Champ}(i)}}$ est le temps nécessaire pour transmettre un bit dans ce même champ.

3.3.1.7 Taux en Bauds

Dans les systèmes de communication, le baud est l'unité de mesure utilisée pour déterminer le nombre de symboles transmis sur un canal de communication par seconde. La formule suivante permet de calculer le taux de transmission en bauds (BD).

$$Taux_{BD} = \frac{N_{Sym}}{t_{Sym}} = \frac{N_{Sym}}{t_{SI} \cdot N_{Sym}} = \frac{1}{t_{SI}} \quad (3.25)$$

Où N_{Sym} est le nombre de symboles transmis, t_{Sym} est le temps nécessaire pour la transmission des ces N symboles, et t_{SI} est le temps moyen nécessaire pour transmettre un symbole individuel.

3.3.2 Technologies des antennes

En effet, depuis longtemps, de nombreuses études ont été réalisées sur les antennes dans le but d'améliorer la capacité des canaux de transmission, la fiabilité et d'augmenter la portée de transmission du signal. Dans le domaine des systèmes de communication sans fil, les antennes ont connu plusieurs avancées, qui peuvent être résumées par les technologies suivantes :

3.3.1.1 La technologie SISO

Considérée comme technologie de transmission la plus traditionnelle dans le domaine des communications, utilisant une seule antenne à l'émission et une seule antenne à la réception. Pour augmenter la capacité d'un canal SISO qui est déjà défini depuis long temps par shannon, il est nécessaire d'élargir la bande de fréquences utilisée ainsi que d'augmenter le rapport signal sur bruit. L'équation 3.19 permet de définir la capacité théorique en bits par seconde d'un canal de transmission en fonction des paramètres mentionnés précédemment [40]. La figure 3.19 illustre l'architecture de la technologie SISO.

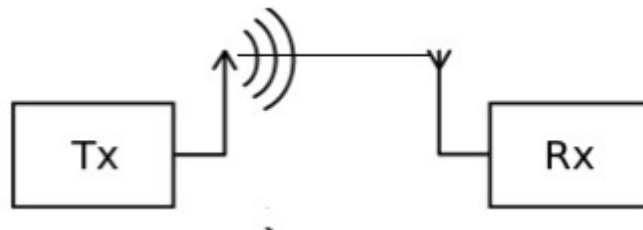


Figure 3.19 : L'architecture de la technologie SISO

3.3.1.2 La technologie SIMO

Dans le but d'améliorer la qualité de la liaison sans fil, certains appareils optent pour la technologie SIMO (Single Input Multiple Output), qui se caractérise par l'utilisation d'une antenne au niveau de l'émetteur et de plusieurs antennes au niveau du récepteur (voir la figure 3.20). Ce concept de transmission est désigné par le terme de diversité spatiale à la réception, il permet de recevoir le même signal émis par l'ensemble des antennes lors de la réception. L'exploitation de la diversité au niveau du récepteur permet de sélectionner le meilleur lien ou de combiner ces liens afin de lutter contre les effets l'évanouissement et d'amplifier le signal. La capacité d'un canal SIMO est donnée par l'équation suivante [40].

$$C = M_r B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_r}{P_b} \right) \quad (3.26)$$

Où M_r le nombre d'antennes de réception, B la largeur de la bande, et $\frac{P_r}{P_b}$ représente le rapport de signal sur bruit.

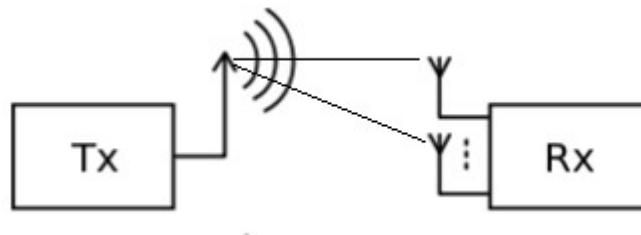


Figure 3.20 : L'architecture de la technologie SIMO

3.3.1.3 La technologie MISO

À l'opposé du SIMO, la technologie MISO (Multiple Input Single Output) exploite la diversité à la transmission. Elle se caractérise par l'utilisation de plusieurs antennes pour l'émission et une seule antenne pour la réception. Dans ce concept, la même copie du signal est transmise par toutes les antennes d'émission afin que le récepteur puisse distinguer et sélectionner la liaison du signal optimale. La technologie MISO permet de lutter contre l'évanouissement du signal et d'améliorer la capacité du canal en termes de nombre d'antennes émettrices [40].

$$C = M_e B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_r}{P_b} \right) \quad (3.27)$$

Où M_e le nombre d'antennes au niveau de l'émetteur, B la largeur de la bande, et $\frac{P_r}{P_b}$ représente le rapport de signal sur bruit.

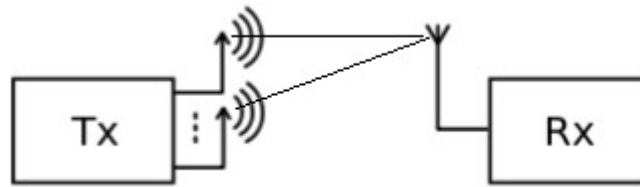


Figure 3.21 : L'architecture de la technologie MISO

3.3.1.4 La technologie MIMO

La combinaison des deux techniques précédentes aboutit à un nouveau concept de double diversité, l'une à l'émission et l'autre à la réception. Ce concept, illustré par la figure 3.22, permet aux dispositifs sans fil de nouvelle génération de transmettre plusieurs signaux différents en parallèle, selon le nombre d'antennes en émission et en réception, afin de fournir une meilleure qualité de liaison et d'améliorer ainsi la capacité du canal. En outre, la technologie MIMO offre une fiabilité de liaison considérablement supérieure à celle des technologies mentionnées précédemment. La technologie MIMO permet d'améliorer la capacité globale du canal en fonction du nombre d'antennes aux deux extrémités, sans élargir la bande de fréquences ni augmenter le rapport signal sur bruit. L'équation 3.28 fournit la formule de la capacité d'un canal MIMO [40].

$$C = M_t M_r B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_r}{P_b} \right) \quad (3.28)$$

Où M_t et M_r représentent respectivement le nombre d'antennes de transmission et de réception, B la largeur de la bande, et $\frac{P_r}{P_b}$ le rapport de signal sur bruit.

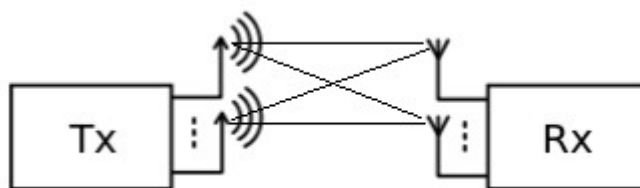


Figure 3.22 : L'architecture de la technologie MIMO

3.3.3 Modèles de canaux sans fil

Pour étudier les performances des canaux sans fil dans les systèmes de communication, les chercheurs font appel à des modèles mathématiques bien définis. Ces modèles sont conçus avec précision pour représenter le comportement du canal, en prenant en compte l'architecture des liens ainsi que la plupart des conditions environnementales. Dans la littérature, de nombreux modèles

sont disponibles pour modéliser différents types de canaux afin d'évaluer leurs performances. Ci-dessous, nous mentionnons les modèles de canaux les plus couramment utilisés.

3.3.3.1 Canal à bruit blanc additif gaussien (AWGN)

Un canal AWGN (Additive White Gaussian Noise) est représenté par un modèle à distribution gaussien, très utilisé dans la modélisation des systèmes de communications. Un signal à bruit blanc est généré par un bruit aléatoire provenant de sources internes ou externes au système. Dans un système de communication, un bruit thermique est généré soit par l'agitation thermique des électrons dans les conducteurs du système lui-même, soit par les variations de température ambiante. La puissance d'un signal à bruit thermique N est donnée en fonction de la densité spectrale de puissance de bruit N_0 et de la température T en kelvin par la formule suivante :

$$N = N_0 T \quad (3.29)$$

Une meilleure communication sans fil sur un canal AWGN est limitée par la puissance du bruit blanc additif. Ce bruit peut affecter sur le signal transmis comme montre le modèle définie par la formule 3.30 et par conséquent sur les performances globales du système de communication.

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (3.30)$$

Où $s(t)$ représente le signal transmis, $r(t)$ est le signal reçu, et $n(t)$ le bruit AWGN. La figure 3.23 offre un exemple illustratif des courbes de ces trois signaux.

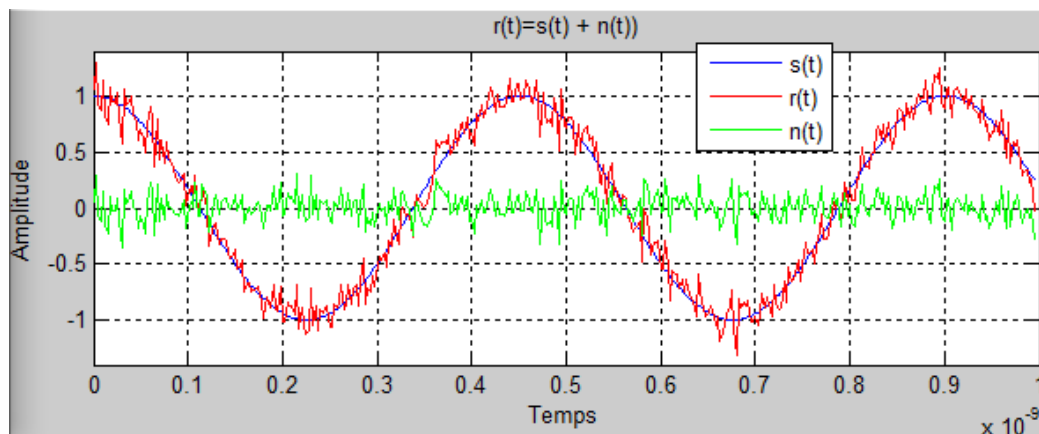


Figure 3.23 : Transmission sur un canal à bruit blanc additif Gaussien

Dans canal de transmission, le bruit blanc additif suit une loi de distribution gaussienne caractérisée par une fonction de densité de probabilité (PDF : Probability Density Function) 3.25, avec une moyenne μ , et une variance δ^2 .

$$f(x) = \frac{1}{\delta\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\delta}\right)^2} \quad (3.31)$$

Pendant la transmission, le signal est affecté par les fluctuations causées par le bruit thermique. Ces fluctuations, précisément ces perturbations, sont caractérisées par des valeurs aléatoires (amplitudes) définies par une variable continue x appartenant à l'intervalle $[-A, A]$, où A représente l'amplitude maximale enregistrée par le signal de bruit $n(t)$.

Cette variable suit la loi de distribution gaussienne (3.31), de moyenne $\mu=0$, et de variance $\delta^2 = \frac{N_0}{2}$. La figure 3.24 illustre la courbe de la fonction de densité de probabilité pour un écart-type δ de 0.0897.

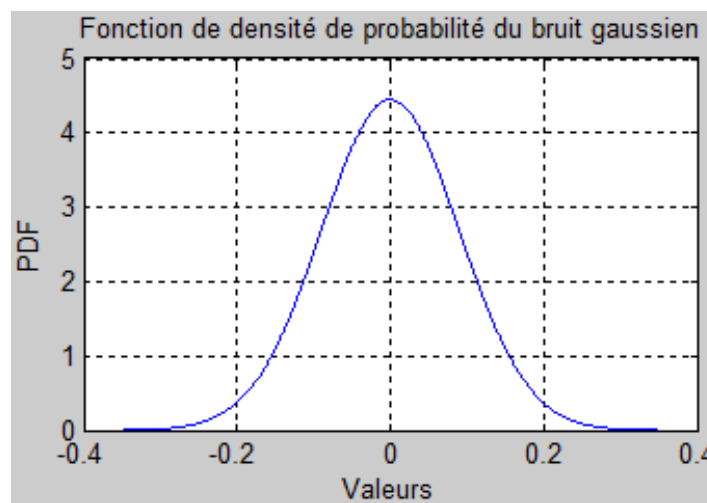


Figure 3.24 : Distribution gaussien

3.3.3.2 Canal de Rayleigh

Dans un environnement de transmission à trajets indirects (NLOS), les signaux arrivent au récepteur avec des phases différentes. La superposition de ces signaux est conduite ainsi à produire des interférences de différentes amplitudes. En réalité, il existe deux types d'interférence selon les distances parcourues par ces trajets. D'une part, l'interférence peut être constructive si les signaux arrivent au récepteur en phase, entraînant une augmentation significative de la puissance du signal. D'autre part, elle peut être destructive si les signaux arrivent au récepteur en déphasage, ce qui entraîne une réduction conséquente de cette puissance. Les déplacements à courtes distances de l'émetteur, du récepteur, ou des deux en même temps, engendrent des petites fluctuations successives et rapides sur l'intensité de la puissance reçue. Dans le domaine des communications sans fil, ces variations sont considérées comme un autre phénomène, connu sous le nom d'évanouissement à petite échelle.

Pendant la transmission, le signal émis est affecté par le bruit AWGN ainsi que par l'évanouissement à petite échelle. Dans ce cas, le modèle de canal du signal complexe reçu $r(t)$ est donné par la formule suivante :

$$r(t) = h \cdot s(t) + n(t) \quad (3.32)$$

$$\text{avec } h = \sum_{k=1}^N a(k) e^{-j2\pi f_c \tau_k}$$

$$h = \underbrace{\sum_{k=1}^N a(k) \cos(2\pi f_c \tau_k)}_x + j \underbrace{\sum_{k=1}^N -a(k) \sin(2\pi f_c \tau_k)}_y$$

Où N représente nombre de signaux reçus, $a(k)$ l'atténuation du canal sur le $k^{\text{ème}}$ trajet, $s(t)$ le signal transmis, τ_k le retard de propagation du $k^{\text{ème}}$ trajet et $n(t)$ le bruit AWGN.

L'amplitude d'évanouissement $|h|$ du signal complexe reçu est représenté par une variable aléatoire complexe $h = x + iy$ qui suit une loi de distribution de Rayleigh. Où x, y représentent deux variables aléatoires indépendantes de même variance δ^2 , et suivent la loi gaussienne $N(0, \delta^2)$.

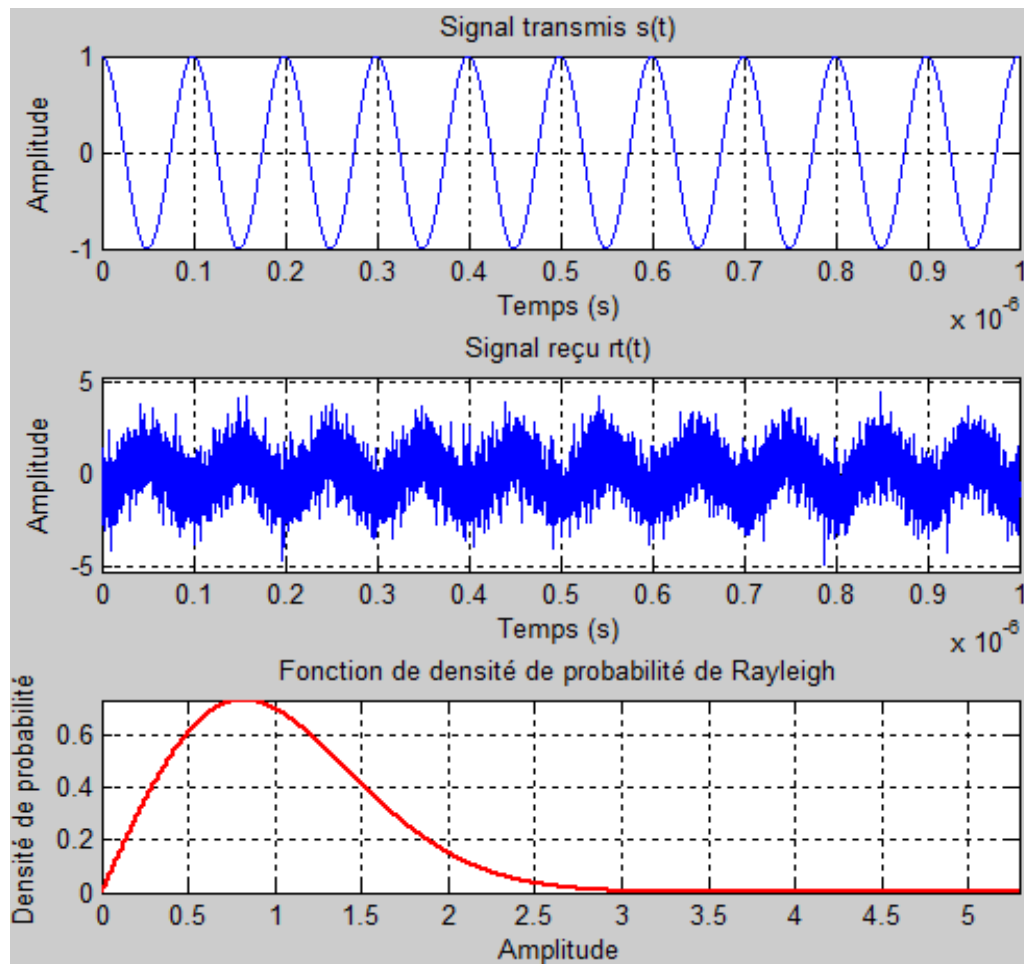


Figure 3.25 : Distribution de Rayleigh

La loi de distribution de Rayleigh est définie par la fonction de densité de probabilité suivante [41] :

$$f(z) = \frac{z}{\delta^2} e^{-\frac{1}{2}(\frac{z}{\delta})^2}, z \geq 0 \quad (3.33)$$

Où $z=|h|$ est le module du signal complexe reçu, δ^2 est un paramètre de Rayleigh, il représente la puissance moyenne du signal reçu, et μ est la moyenne. La figure 3.25 montre les courbes illustratives de la transmission du signal jusqu'à la réception, ainsi que la fonction de densité de probabilité de Rayleigh correspondante.

3.3.3.3 Canal de Rice

Un modèle de canal Ricien représente le cas où le signal transmis prend en compte tous les chemins indirects (NLOS), ainsi que le chemin direct (LOS). Ce modèle de transmission est quelque peu similaire à celui de Rayleigh avec certaines modifications.

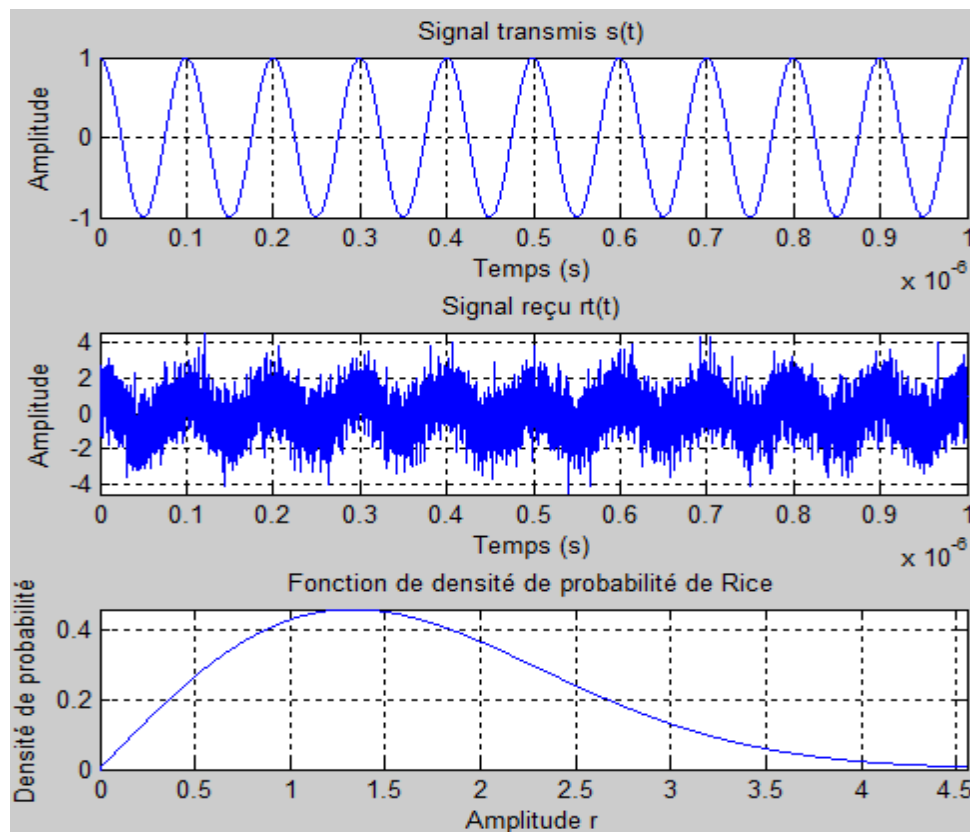


Figure 3.26 : Distribution de Rice.

La formule du signal transmis est donnée par l'équation suivante :

$$r(t) = h \cdot s(t) + n(t) \quad (3.34)$$

et $h = \sum_{k=0}^N a(k) e^{-j2\pi f_c \tau_k}$ Où $\tau_0 = 0$ pour le chemin direct

$$h = \underbrace{\sum_{k=0}^N a(k) \cos(2\pi f_c \tau_k)}_x + j \underbrace{\sum_{k=1}^N -a(k) \sin(2\pi f_c \tau_k)}_y$$

Où N représente nombre de signaux reçus, $a(k)$ l'atténuation du canal sur le $k^{\text{ème}}$ trajet, $s(t)$ le signal transmis, τ_k le retard de propagation du $k^{\text{ème}}$ trajet et $n(t)$ le bruit AWGN.

La fonction de densité de probabilité de Rice est donnée par la formule suivante:

$$f(r|\alpha) = \frac{r}{\delta^2} e^{\frac{-r^2 - \alpha^2}{2\delta^2}} I_0\left(\frac{r\alpha}{\delta^2}\right) \quad (3.35)$$

Où : r est l'amplitude du signal reçu, δ^2 est la puissance moyenne des composantes multi-path (NLOS), α est l'amplitude de la composante de ligne de vue (LOS), et $I_0\left(\frac{r\alpha}{\delta^2}\right)$ est la fonction modifiée de Bessel de première espèce et d'ordre zéro. La figure 3.26 montre les courbes illustratives de la transmission du signal jusqu'à la réception, ainsi que la fonction de densité de probabilité de Rice correspondante.

3.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en évidence la structure des différentes trames, les techniques de modulation, de codage et de transmission de données au niveau de la couche physique, ainsi que leur impact sur la performance des canaux de transmission. Tout d'abord, nous avons décrit la structure de la plupart des trames dans la sous-couche PLPC en fonction de leur évolution progressive au fil du temps. Les données d'une trame PLPC sont modulées, codées et transmises par des techniques prédéfinies dans la sous-couche PMD. Grâce à des techniques avancées telles que l'OFDM, le MIMO et l'utilisation de différentes bandes de fréquences, la portée du signal, la qualité de la liaison sans fil et le taux de transmission sont améliorés.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter une étude détaillée des travaux de recherche proposés dans la littérature concernant le protocole IEEE 802.11 DCF afin de pallier les limitations identifiées. Nous mettrons en évidence leurs contributions, leurs contraintes et les perspectives qu'elles ouvrent pour nos nouvelles propositions.

Chapitre 4

Synthèse des études existantes sur le protocole DCF IEEE 802.11

4.1. Introduction

Depuis qu'il a été adopté en tant que mécanisme d'accès au canal dans la norme IEEE 802.11, le protocole DCF (Distributed Coordination Function) a fait l'objet de nombreuses études visant à analyser et à optimiser ses performances. Il représente l'élément essentiel du fonctionnement des réseaux Wi-Fi et repose sur le principe du CSMA/CA et, dans certains cas, est couplé par le mécanisme optionnel RTS/CTS. Cependant, les environnements sans fil étant caractérisés par des conditions variables, souvent affectées par le bruit, les interférences et les collisions, il est devenu nécessaire de développer des modèles analytiques et probabilistes capables de représenter avec précision le comportement du protocole.

Dans la littérature, de nombreuses approches ont été proposées pour évaluer le DCF. Les premières études, en particulier le modèle de Bianchi, ont permis de modéliser le comportement du mécanisme d'accès DCF à l'aide des chaînes de Markov, sous condition d'un canal idéal et d'un trafic saturé. Plus tard, divers chercheurs ont ouvert la voie à des études plus approfondies, en introduisant de nouveaux paramètres afin de mieux refléter la réalité du fonctionnement du DCF. D'un côté, il y a des paramètres qui permettent de modéliser la couche MAC, tels que le formatage de paquets MSDU, la différenciation des pertes dues aux collisions de celles dues au bruit et aux interférences (mécanisme RTS/CTS), la taille de la fenêtre de contention, et les conditions de trafic non saturé. D'un autre côté, on trouve des paramètres qui permettent de modéliser la couche physique, comme le formatage des trames PPDU, les débits de transmission, les taux d'erreur (canal non idéal). Cette variété d'approches reflète non seulement la complexité du protocole, mais aussi l'importance de son perfectionnement pour assurer la qualité de service dans les réseaux IEEE 802.11.

L'objectif de cette synthèse est de classer et d'analyser les principales études antérieures sur le protocole DCF, afin de mettre en évidence leurs contributions, leurs limites et les voies d'amélioration qu'elles proposent.

4.2. Méthodes d'évaluation de performances des protocoles IEEE 802.11

Durant une dizaine d'années, l'évaluation des performances des protocoles IEEE 802.11 a reposé, dans la plupart des cas, sur deux techniques principales à savoir, la modélisation et la simulation. Ces dernières permettent d'évaluer différentes métriques de performance, telles que l'efficacité, la fiabilité et la qualité de service.

Dans notre étude, nous nous intéressons aux travaux portant directement sur la modélisation mathématique (Chaînes de Markov, Systèmes de files d'attente), et plus particulièrement sur les modèles Markoviens. Ces modèles permettent de représenter symboliquement le fonctionnement

des différentes phases du protocole IEEE 802.11 de manière approximative (pour une compréhension simplifiée) et parfois complète (avec précision), c'est-à-dire, ils respectent en général la plupart des spécifications du protocole IEEE 802.11, au niveau de la couche MAC qu'à celui de la couche physique (PhyL). De plus, ils donnent dans la plupart des cas de bons résultats, mais ne prennent pas en considération tous les aspects cruciaux du comportement du standard IEEE 802.11.

4.3. Modèles de Markov appliqués aux travaux antérieurs

De nombreux travaux de recherche, antérieurs ont été menés pour analyser les performances de la norme IEEE 802.11 DCF. Dans ces travaux, les chercheurs se sont intéressés à étudier les deux mécanismes d'accès (de base et RTS/CTS) en quantifiant leur impact sur plusieurs métriques de performance. Ces dernières englobent le débit de saturation et de non-saturation, le temps d'accès au canal ainsi que le délai moyen de transmission, dans divers scénarios de conditions du canal de transmission. Après avoir analysé en détail les recherches précédentes, il a été noté que certains travaux se concentrent sur l'amélioration de divers modèles DCF IEEE 802.11, tandis que d'autres portent sur l'ajustement de leurs paramètres. Par la suite, nous nous intéressons à la présentation des modèles en deux grandes catégories : modèles analytiques simples et modèles analytiques avancés. La majorité des modèles présentés dans la littérature se basent sur le modèle original de G. Bianchi [42], et l'étendent pour introduire des paramètres et métriques de performance supplémentaires, dans le but d'évaluer l'efficacité (de minimiser les pertes de temps et de maximiser le débit) du système proposé.

4.3.1. Modèles simples

Les modèles analytiques de ce genre, orientés couche MAC, sont définis par un nombre limité d'hypothèses. Ils permettent de représenter le comportement du protocole DCF 802.11 d'une manière simple et approximative. Le but de simplifier ces modèles est de faciliter les équations de transition et de limiter le nombre d'états dans la chaîne de Markov, tout en simplifiant la représentation mathématique des diverses métriques de performance extraites.

4.3.1.1. Modèles à Backoff Rapide (MBR)

Dans ce type de modèle, le compteur de backoff est décrémenté de façon continue et sans interruption dès que le canal est supposé libre. Cela indique que la probabilité d'occupation du canal

est souvent proche ou égale à zéro, ce qui diminue le temps d'attente et accélère la décrémentation du compteur de backoff, pour atteindre la valeur zéro et entame la phase de transmission.

a) Modèle du fondateur : G.Bianchi [42]

En 2000, Bianchi [42] a proposé un modèle fondamental de chaîne de Markov 2-D (voir la figure 4.1) pour modéliser le comportement du mécanisme d'accès DCF 802.11. Pour des raisons de simplification, l'auteur suppose le canal est idéal et le nombre de stations est limité, afin d'évaluer les performances de débit de saturation de chacun des deux méthodes, la méthode d'accès de base et celle du RTS/CTS.

Le modèle de chaîne de Markov, proposé par Bianchi pour les réseaux sans fil IEEE 802.11, comporte deux processus stochastiques. Le premier processus, représente l'étage de backoff qui varie entre 0 et m , et le second, représente la valeur du compteur de backoff. Initialement, la station attend un temps *DIFS* et commence la transmission si le canal est libre, sinon, elle choisit dans l'étage zéro une valeur de backoff aléatoire. La valeur choisie est décrémentée d'une façon rapide comme l'indique la probabilité conditionnelle entre deux états successifs ($p(i, j|i, j+1)=1$). Cette probabilité de un, montre que le canal est trouvé non occupé (libre) pendant l'écoute par les autres stations, ce qui amène à accélérer la décrémentation du compteur de backoff. Lorsque la valeur du backoff atteint zéro à l'étage i , la station commence la transmission. S'il y a une collision de probabilité $p=1-(1-\tau)^n$ la station passe à l'étage $i+1$ (avec une probabilité de p/W_{i+1}) pour choisir une valeur de backoff entre 0 et $2^{i+1}W_0$ où $i \in \{0, \dots, m-1\}$. Dans le cas contraire, où s'il n'y a pas de collision ($1-p$) pendant la transmission la station revient à l'étage initial pour tenter de transmettre le reste des trames. D'après m tentatives de transmission, la station peut rester indéfiniment dans cet étage (m), sans doubler sa fenêtre de contention (avec une probabilité de p/W_m), s'il y a toujours des collisions de probabilité p , sinon, elle passe en succès à l'étage initial pour transmettre la trame suivante. Ces raisons et d'autres montrent le dysfonctionnement du mécanisme de backoff proposé par l'auteur.

Avant d'extraire l'expression du débit de saturation, l'auteur a calculé tout d'abord via la chaîne de Markov modélisée, la probabilité de transmission τ qui a été définie par la formule : $\tau=2(1-2p)/[(1-2p)(W+1)+pW(1-(2p)^m)]$ où W représente la fenêtre de contention initiale W_0 . Et pour atteindre des meilleures performances du débit de saturation, Bianchi a calculé la probabilité de transmission optimale de chaque station. D'autre part, il a optimisé la fenêtre de contention initiale pour réduire les collisions et obtenir le même objectif.

Au niveau de la couche physique, l'auteur a utilisé les paramètres d'une trame PPDU-FHSS [43] pour déterminer son temps de transmission moyenne, dans le but d'évaluer les performances du débit de saturation des deux mécanismes d'accès.

En fin de compte, l'auteur a démontré que le mécanisme RTS/CTS diminue le temps perdu pendant une collision, par rapport au mécanisme de base, de plus, une adaptation dynamique de W dépendant de la valeur de n pourrait améliorer les performances. C'est pourquoi l'auteur suggère un modèle unique pour les deux mécanismes, intégrant des techniques adaptatives qui permettent d'optimiser dynamiquement m et W .

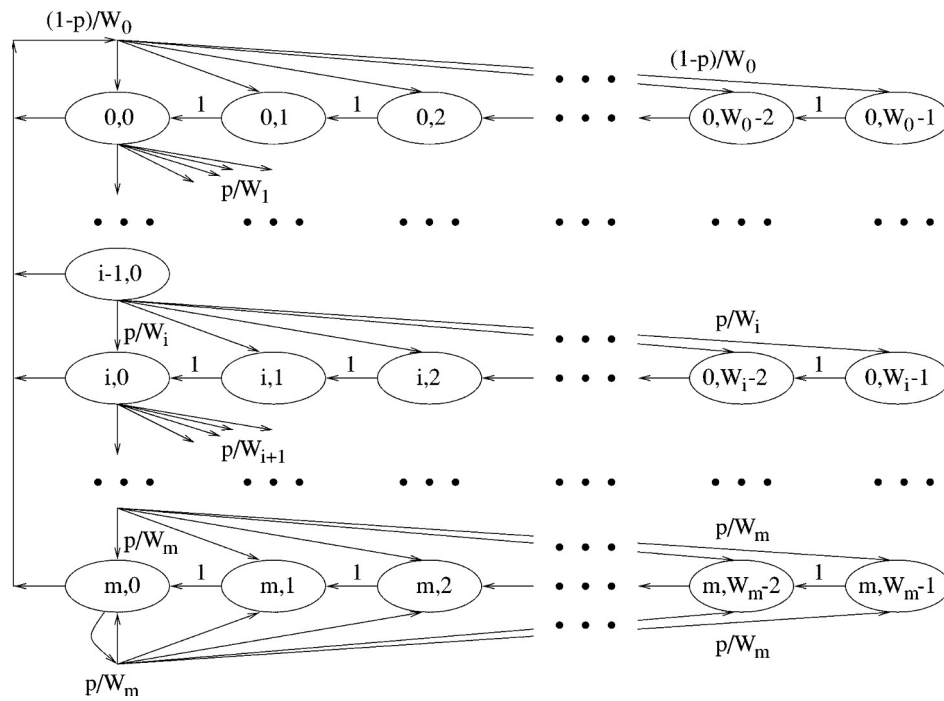


Figure 4.1 : Modèle de chaîne de Markov (MCM-2D) de Bianchi [42]

b) Modèle [44]

Dans [44], les auteurs ont étendu le modèle de chaîne de Markov bidimensionnel (2D-MCM) du modèle [21] comme montré dans la figure 4.2, pour évaluer l'efficacité du mécanisme d'accès RTS/CTS, dans la norme l'IEEE 802.11b. Ils ont ajouté des paramètres très essentiels, y compris le nombre maximal de tentatives de transmission d'une trame de données [21], les taux de transmission partiels d'une trame (de données PPDU ou de contrôle) qui sont prédéfinis par la couche physique. Ces mises à jour ont permis aux auteurs de construire un modèle analytique plus proche de la réalité afin d'optimiser les paramètres du système et d'améliorer ses performances. De plus, l'étude a été réalisée dans des conditions idéales de canal de transmission, c'est-à-dire sans probabilité d'erreur lors de la transmission, et avec les deux formats de la trame, longue PLCP et courte PLCP, de la couche physique.

Ce modèle présente quelques points faibles au niveau de fonctionnement du compteur de backoff, comme par exemple lorsque la station trouve que le canal est occupé, il bloque son temps de backoff, c'est à dire il reste dans le même état. Ce cas est représenté mathématiquement par la probabilité conditionnelle suivante : $P(i, k | i, k) = p_{busy}$, où $i \in \{0, 1, \dots, m\}$ et $k \in \{1, 2, \dots, W_i - 1\}$, mais dans le modèle proposé [44], $p_{busy} = 0$. Par conséquent, le canal est toujours libre ($P(i, k-1 | i, k) = 1$, où $i \in \{0, 1, \dots, m\}$ et $k \in \{1, 2, \dots, W_i - 1\}$), et la station doit décrémenter son temps de backoff d'une façon séquentielle jusqu'à atteindre l'état $(i, 0)$.

Au niveau physique, les paramètres ont été bien définis par les auteurs. Les trames de données PPDU-DSSS et de contrôle sont incluses l'ensemble des champs nécessaires, ainsi que leurs taux de transmission partiels.

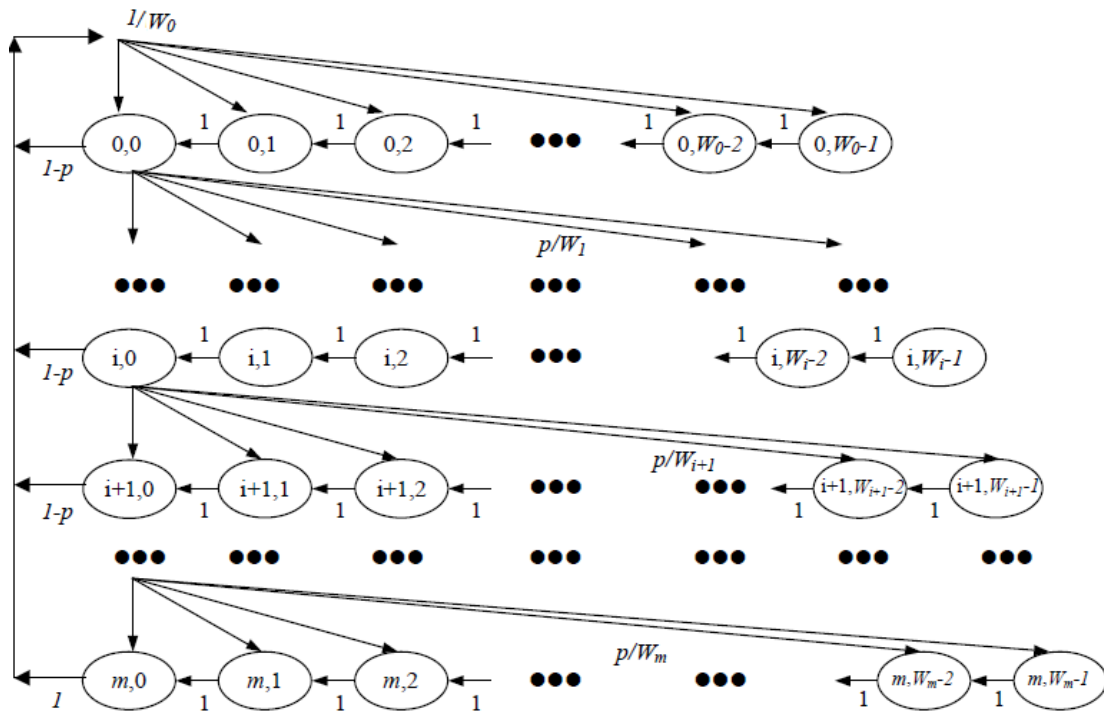


Figure 4.2 : Modèle de chaîne de Markov [21].

Enfin, dans le but d'améliorer le débit de saturation et de diminuer le délai de transmission moyenne, les auteurs ont suivi plusieurs scénarios, afin d'obtenir des solutions et de choisir la meilleure. Pour les réseaux à faible densité, ils recommandent d'utiliser la méthode d'accès de base et des paquets de taille inférieure ou égale à la valeur du seuil RTS. À l'inverse, dans le cas des réseaux à densité élevée, les auteurs préfèrent de choisir la méthode RTS/CTS et des paquets de taille dépassant la valeur du seuil RTS. De plus, les auteurs ont démontré que la valeur du seuil RTS est proportionnellement affectée par plusieurs facteurs, dont : la limite de retransmission, la taille de la fenêtre de contention, le taux de transmission et la longueur de l'en-tête PHY (préambule).

a) Modèle [45]

Dans l'article [45], les auteurs ont développé deux modèles de chaîne de Markov, pour analyser les performances du débit de saturation et de non saturation du protocole d'accès au réseau IEEE 802.11 DCF, sous différentes conditions du canal. Le premier modèle est bidimensionnel et permet de calculer le débit de saturation, sur un canal de transmission idéal, en présence et en absence de stations cachées. Dans le second, les auteurs construisent un modèle tridimensionnel (voir la figure 4.3), qui permet de calculer le débit de non saturation, sous conditions d'un canal idéal, et en présence des stations cachées. L'analyse de ces modèles permettait aux auteurs de calculer les différents groupes des probabilités de collision. Avant l'analyse des deux systèmes précédents, les auteurs analysent la probabilité de collision, avec et sans stations cachées, selon la zone de couverture du réseau.

En cas de présence des stations cachées, tout d'abord les auteurs ont différencié géométriquement entre les stations cachées et non cachées en se basant sur la distance de propagation maximale d'un signal transmis [46]. Si cette dernière est supérieure ou est égale la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur, alors le récepteur est considéré non caché, sinon, il est considéré comme une station cachée. Les résultats d'analyse des probabilités de collision démontrent que la probabilité de présence de nœuds cachés varie de 0 à 61 %, tandis que leur probabilité moyenne est de 41 %, ce qui conduit à réduire le débit global d'au moins 50%.

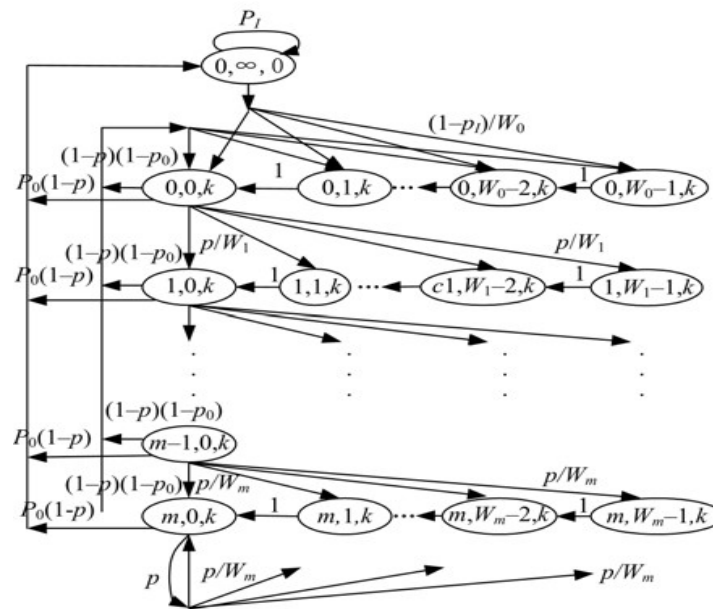


Figure 4.3 : MCM-3D [47].

Pour analyser les performances du réseau en absence et non des stations cachées, les auteurs ont proposé de les modéliser séparément. Dans le cas d'absence des stations cachées, les auteurs ont supposé que toute station dans le réseau peut connecter avec restes des stations du même réseau,

afin de calculer le débit de saturation dans des conditions du canal idéal. Pour ce faire, les auteurs ont modélisé la transmission par la chaîne de Markov 2-D de Bianchi [42] (voir la figure 4.1) pour extraire les différentes probabilités nécessaires pour explorer le débit de saturation. Mais, en cas de présence des stations cachées dans le réseau, le système de transmission est modélisé par la même chaîne précédente [42], mais avec certaines modifications simples dans les probabilités des transitions. La probabilité de collision p du modèle de Bianchi [42] est remplacée immédiatement par $p_{H,C}$ celle des stations cachées et non cachées [48]. Par comparaison, les auteurs ont montré théoriquement que l'intégration de nœuds cachés a un impact significatif sur la probabilité de collision des données. Cette probabilité, influencée par ces nœuds, peut être déterminée par la méthode des grilles ou l'algorithme de fausse collision [48].

D'autre, pour obtenir la probabilité de collision des trames et la probabilité qu'aucun paquet n'arrive dans la file d'attente les auteurs ont analysé les performances de système en cas de présence et sans stations cachées, ont supposé que le système est non saturé et le canal est idéal. Dans le but de réaliser ce travail, les auteurs ont utilisé le modèle de chaîne de Markov proposé dans l'article [47]. Le modèle est défini par trois processus aléatoires $\{s(t), b(t), q(t)\}$, où $s(t)$, $b(t)$ et $q(t)$ représentent respectivement, l'étage de backoff, la fenêtre de contention et le nombre de trames dans la file d'attente au temps t . Ce modèle apparaît similaire à celui de Bianchi [42], surtout dans les états d'attente. Cependant, il diffère dans les états de transmission (lorsque le compteur de backoff est égal à 0) où la probabilité de collision est remplacée par la combinaison de probabilité de collision et d'erreurs de transmission ($p = p_{col} + p_{er} - p_{col} \cdot p_{er}$) [47]. Où, p_{er} correspond à la probabilité d'erreurs sur le canal, a été omis par les auteurs [45]. De plus, le modèle [47] est fourni d'un état supplémentaire où le nombre de paquets en attente est zéro, c.à.d, la station reste dans cette état (avec une probabilité de p_I) s'il n'a pas de paquets dans sa file d'attente, sinon, elle choisit un état dans le premier étage pour commencer son transmission. À chaque état de transmission, si le canal est libre la station transmet un paquet et revient à l'étage zéro pour transmettre le reste des paquets avec probabilité $(1-p_I)(1-p)$, sinon, elle incrémente l'étage de backoff. La station transmet le dernier paquet et revient à l'état d'attente avec une probabilité de $p_I(1-p)$ et se stabilise dans cette état avec une probabilité de p_I s'il n'y a pas de paquets arrivés. Pour obtenir la probabilité de p_I , les auteurs l'ont modélisée par la théorie de file d'attente, combinée à des distributions stationnaires, selon [49].

4.3.1.2. Modèles à Backoff Lent (MBL)

À l'opposé des modèles à backoff rapide où le compteur diminue sans contrainte, le modèle à backoff lent bloque son compteur de backoff chaque fois que le canal est détecté occupé à cause

d'une transmission active ou collision en cours, ce qui augmente le temps d'attente et ralentit considérablement son décompte.

a) Modèle [50]

Dans [50], les auteurs ont développé un modèle analytique de chaîne de Markov à deux dimensions, pour examiner les performances du protocole IEEE 802.11 DCF, dans les réseaux véhiculaires (VANETs : Vehicular Ad-hoc Networks), sous différentes tailles de la fenêtre de contention (CW). Ce modèle permet d'analyser plusieurs métriques de performance, telles que : probabilité d'occupation du canal, probabilité de transmission avec succès, probabilité de collision, débit de saturation et taux de chute de paquet respectivement sous différente taille de CW.

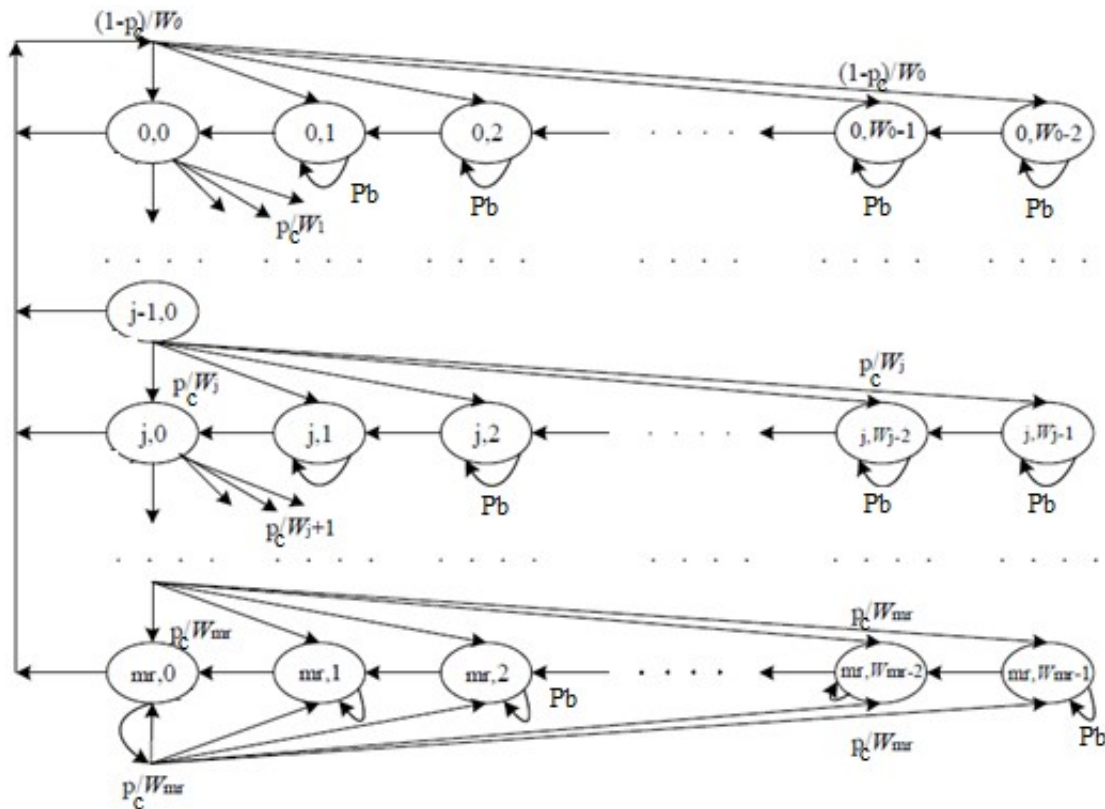


Figure 4.4 : MCM-2D [50].

Le modèle analytique correspondant à la proposition [50] (voir la figure 4.4), clarifie que toute station avant de transmettre une trame, tout d'abord, elle choisit une valeur de backoff aléatoirement k varie entre 0 et W_0-1 . Si le canal est occupé, elle reste dans le même état $(0, k)$ avec une probabilité p_b , c'est-à-dire que le compteur de backoff est bloqué, sinon (si le canal est libre) elle change de l'état $(0, k+1)$ à l'état $(0, k)$ avec une probabilité complémentaire $1-p_b$, c'est-à-dire, elle décrémente son compteur de backoff. Une fois que ce compteur devient zéro, la station commence

la transmission de la trame soit en succès, soit en échec. Lorsque la transmission se fait en succès, sans collision, la station revient à un état aléatoire de l'étage initial, avec une probabilité $(1-p_c)/W_0$, pour commencer une nouvelle transmission. Lorsque la transmission se fait en échec, à cause d'une collision, la station double sa fenêtre de contention, avec probabilité de p_c/W_1 , et choisit une backoff aléatoire k entre 0 et W_1 où $W_1=2W_0$.

Le reste du processus de transmission pour les étages de 1 à $mr-1$ est similaire que celle de l'étage zéro. Par contre, dans le dernier étage la station ayant la possibilité de retransmettre infiniment une trame, s'il y a une collision de probabilité p_c/W_{mr} est détecté, sinon, elle transmet la trame et revient à l'étage zéro.

D'autre part, les auteurs ont cherché à simplifier la partie physique du modèle proposé. Ils ont utilisé des structures imparfaites pour les trames de données et celles du contrôle. Pour les trames de données, ils ont préféré unifier le taux de transmission à 11 Mb/s, et 1 Mb/s pour les trames de contrôle.

Enfin, les auteurs ont démontré l'impact de la CW sur les différentes métriques de performance, et de trouver une valeur optimale de la CW pour VANETs.

b) Modèle [51]

Dans l'article [51], les auteurs ont proposé un nouveau modèle analytique de chaîne de Markov bidimensionnel, pour analyser le débit de saturation du protocole IEEE 802.11 DCF en présence d'un canal de transmission idéal et des stations cachées. Ces dernières représentent un défi majeur, car elles peuvent augmenter le nombre de collisions, ce qui réduit le débit total du réseau. Afin de traiter ce problème, les auteurs prennent en compte l'ajout de deux paramètres essentiels : le nombre de stations cachées et la probabilité que le récepteur soit caché ou non par rapport à l'émetteur. Ils ont ensuite analysé les performances du protocole IEEE 802.11 DCF dans les deux modes d'accès.

Le modèle de chaîne de Markov de ce système est constitué d'un ensemble d'états reliés entre eux par des probabilités conditionnelles de transitions :

$$\begin{cases} P\{i, k | i, k+1\} = (1-p) & k \in (0, W_i-2), i \in [0, m] \\ P\{i, k | i, k\} = p & k \in (1, W_i-1), i \in [0, m] \\ P\{i, k | i-1, 0\} = p/W_i & k \in (0, W_i-1), i \in [1, m] \\ P\{m, k | m, 0\} = p/W_m & k \in (0, W_m-1) \end{cases}$$

Où : la probabilité $p=1-(1-\tau)^{n-1}$ représente selon les auteurs du modèle la probabilité de collision, τ la probabilité de transmission, et n le nombre de stations en compétition pour le canal. Par contre, dans la plupart des travaux de recherche, les auteurs [50,52] ont considéré que p correspond à la probabilité que le canal soit occupé, et non directement à la probabilité de collision.

Les deux premières équations modélisent les états d'attente du système afin d'éviter les collisions. Dans ces états, le compteur de backoff est bloqué si le canal est détecté comme actif avec une probabilité p . Sinon, il est décrémenté avec une probabilité complémentaire $1 - p$.

La troisième équation exprime le cas où, si la transmission échoue, la station multiplie sa fenêtre de contention par un facteur prédéfini, et choisit aléatoirement dans l'étage i un nouveau état, avec une probabilité de p/W_i . Dans les premiers étages, les auteurs ont choisi $\sqrt{2}$ comme facteur de multiplication, puis en passant à 2 dans les derniers étages.

Dans le dernier étage (m), lors d'un échec de transmission avec une probabilité de p/W_m , la station dispose d'un nombre illimité de tentatives pour retarder sa transmission.

Au niveau physique, les auteurs ont exploité la plupart des champs d'une trame PPDU-FHSS (voir la sous-section 3.2.1.1.1), sans prendre en compte de mentionner leurs taux de transmission correspondants, afin de dériver les différents temps nécessaires pour calculer le débit de transmission. Par conséquent, pour des raisons de simplification, les taux de transmission sont unifiés et fixés à 1 Mb/s.

Dans l'étape d'analyse, les auteurs ont démontré l'impact des stations cachées sur le débit, surtout lorsque le mode d'accès de base est choisi. Par contre, le mode RTS/CTS est plus efficace pour réduire les collisions liées aux stations cachées. De plus, en fonction du nombre de stations, le mode RTS/CTS est plus performant que le mode d'accès de base, que ce soit en présence ou en absence de stations cachées. D'autre part, les performances des deux modes, avec et sans stations cachées, s'améliorent de manière similaire en fonction de la taille de la trame, à l'exception d'une faiblesse du mode d'accès de base en présence de stations cachées.

4.3.1.3. Modèles à Backoff Hybride (MBH)

Dans ces modèles analytiques, les auteurs ont utilisé autant le modèle à backoff rapide que celui à backoff lent.

a) Modèle [52]

Dans [52], les auteurs ont introduit un nouveau protocole d'accès au support sans fil nommé TCCW-DCF (Transmit with Constant Contention Window-DCF), utilisent la même fenêtre de contention CW et dans des conditions d'un environnement idéal. Ce nouveau protocole est modélisé à l'aide d'une chaîne de Markov 2-D afin d'extraire les différentes équations nécessaires pour évaluer le débit de saturation et le délai moyen d'accès au canal.

Comme l'illustre la figure 4.5, le modèle de chaîne de Markov est très simple par rapport à ceux de la littérature. Il est constitué d'un état unique $(-1,0)$ et deux étages de backoff différents, le

premier à backoff rapide et le deuxième à backoff lent. La station transmet directement une trame avec une probabilité de $(1-p_b)(1-p_c)$ si le canal est libre et qu'il n'y a pas de collision. Sinon, elle passe à la première étape pour choisir un état aléatoire avec une probabilité de $(p_b + p_c - p_b p_c)/W$. Le compteur de backoff dans cet étage est similaire à celui de Bianchi [42], où la station considère que le canal est libre et décrémente successivement son compteur avec une probabilité de 1. À l'état $(0,0)$, la station transmet avec succès une trame si le canal est libre $(1-p_b)$, sinon, elle passe à l'étage de backoff normal avec une probabilité de p_b/W . Dans cet étage, la vitesse de décrémentation du compteur de backoff est ralentie, puisque la station reste dans le même état avec une probabilité de p_b . De plus, dans le même étage, le compteur de backoff est décrémenté si le canal est libre avec une probabilité $(1-p_b)$. Quand le compteur arrive à zéro, la station envoie la trame avec succès si le canal est libre, sinon, elle réinitialise son processus de transmission. Le modèle de chaîne de Markov proposé apparaît clair et relativement simple, avec certaines ambiguïtés dans la définition des probabilités de transitions. À titre d'exemple, dans la probabilité composite $(1-p_b)(1-p_c)$, la première partie indique que le canal est non occupé, c'est-à-dire qu'il n'y a ni transmission ni collision. En revanche, la deuxième partie indique l'absence de collision sur le canal. De ce fait, il existe une redondance au sein de la probabilité composée, car le second événement est entièrement inclus dans le premier.

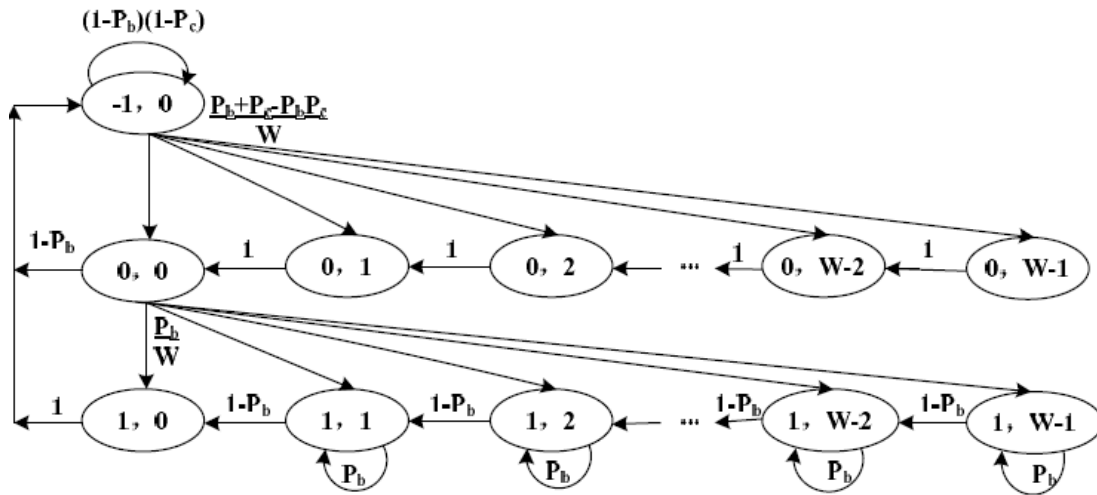


Figure 4.5 : MCM-2D [52]

Concernant les trames de données (PPDU) et celles de contrôle, elles sont également définies par les auteurs [52] d'une manière presque correcte. Ils ont inséré les champs du préambule (*PHY_hdr*) dans chaque type de trame et ont considéré que le taux de transmission était uniforme à tous ces champs. En outre, ils ont supposé que les trames de données sont incluses des en-têtes MAC (*MAC_hdr*) au préalable.

Comme résultat obtenu, les auteurs ont montré que le protocole proposé, malgré sa simplicité, améliore le débit de saturation normalisé, réduit efficacement le délai moyen d'accès au canal, et permet de dériver la CW optimale.

4.3.2. Modèles avancés

Ces approches sont en général orientées couche physique. Ils sont définis par des hypothèses plus compliquées que celles du modèles simples, mais plus réalistes. Dans ces modèles, les auteurs enrichissent, dans la plupart des cas, les modèles simples en ajoutant de nouveaux paramètres, en prenant en compte des aspects plus complexes, afin d'obtenir une évaluation correcte des performances du système.

4.3.2.1. Modèles à Backoff Rapide et Ber Uniforme (MBR&BU)

Au sein de ce genre de modèles proposés, les auteurs ont supposé que le backoff rapide et toutes les informations d'une trame PPDU ou des trames de contrôle sont transmis à taux fixe et par conséquent à Ber fixe. Le taux d'erreur par bit (BER) est une mesure fondamentale qui quantifie la fiabilité du lien radio dans les systèmes de communication. Dans de nombreux systèmes, ce paramètre est déterminé en fonction du schéma de modulation et de codage MCS (Modulation and Coding Scheme), du rapport signal sur bruit SNR (Signal-to-Noise Ratio), ainsi que des caractéristiques du canal radio (environnement de transmission), telles que l'atténuation, les interférences et les phénomènes d'évanouissement (fading).

b) Modèle [53]

Dans [53], les auteurs ont élargi le modèle analytique de Bianchi [42], pour évaluer les performances du réseau 802.11b DCF (mécanisme d'accès de base), sous les conditions d'un canal de transmission bruité, un environnement non saturé, et prend en compte une limite du nombre de retransmissions d'un paquet (packet retry limits). Ce modèle calcule le débit de non saturation en fonction de quelques paramètres d'entrées, comme le nombre de station dans le réseau, la longueur du paquet, et le taux d'erreur du canal (raw channel error rates).

Le modèle de chaîne de Markov est similaire à celui de Bianchi [42], avec quelques modifications (voir la figure 4.6). La similarité entre les modèles réside dans les états d'attente, où la station sélectionne initialement un backoff aléatoire, le décrémente progressivement (la probabilité que le canal soit libre est égale à 1), et transmet quand le compteur atteint zéro. La nouveauté se manifeste dans l'ajout d'un état inactif (Idle) pour le trafic non saturé et un nombre de

retransmission est limité à une valeur maximale (SSRC). Lors d'une transmission réussie, la station revient au premier étage et choisit aléatoirement un nouveau état, avec une probabilité $q(1-p_{eq})/W_0$, si elle a d'autres trames à transmettre, sinon, elle repasse à l'état inactif $b(Idle)$ avec une probabilité $(1-q)(1-p_{eq})$, où $p_{eq} = p_e + p_{coll} - p_e p_{coll}$ représente la probabilité d'une transmission échouée et q la probabilité qu'il y ait au moins une trame dans la file d'attente. En cas d'échec de transmission dû à une collision, la station incrémente son étage de backoff de $i-1$ à i avec une probabilité p_{coll}/W_i et double sa fenêtre de contention. Si la transmission est échouée en raison d'une erreur, la station maintient son étage de backoff i avec une probabilité $p_e(1-p_{coll})/W_i$ et sa fenêtre de contention reste inchangée. À cet effet, une trame peut retransmettre dans un étage i plus d'une fois, en particulier lorsque l'environnement est fortement bruité. Cela indique que lorsque l'on arrive au dernier étage (l'étage m), le nombre de tentative de retransmission d'une trame dépasse la limite maximale (m). À l'état $(m, 0)$, si la transmission réussit ou échoue à cause du bruit, la station revient à l'un des états initiaux $(0, k)$ avec une probabilité $p_e(1-p_{coll})/W_0 + q/W_0$. S'il n'y a pas de trame dans la file d'attente à transmettre (si la file est vide) la station reste dans le même état inactif avec une probabilité $1-q$, sinon, la station initialise son processus de backoff.

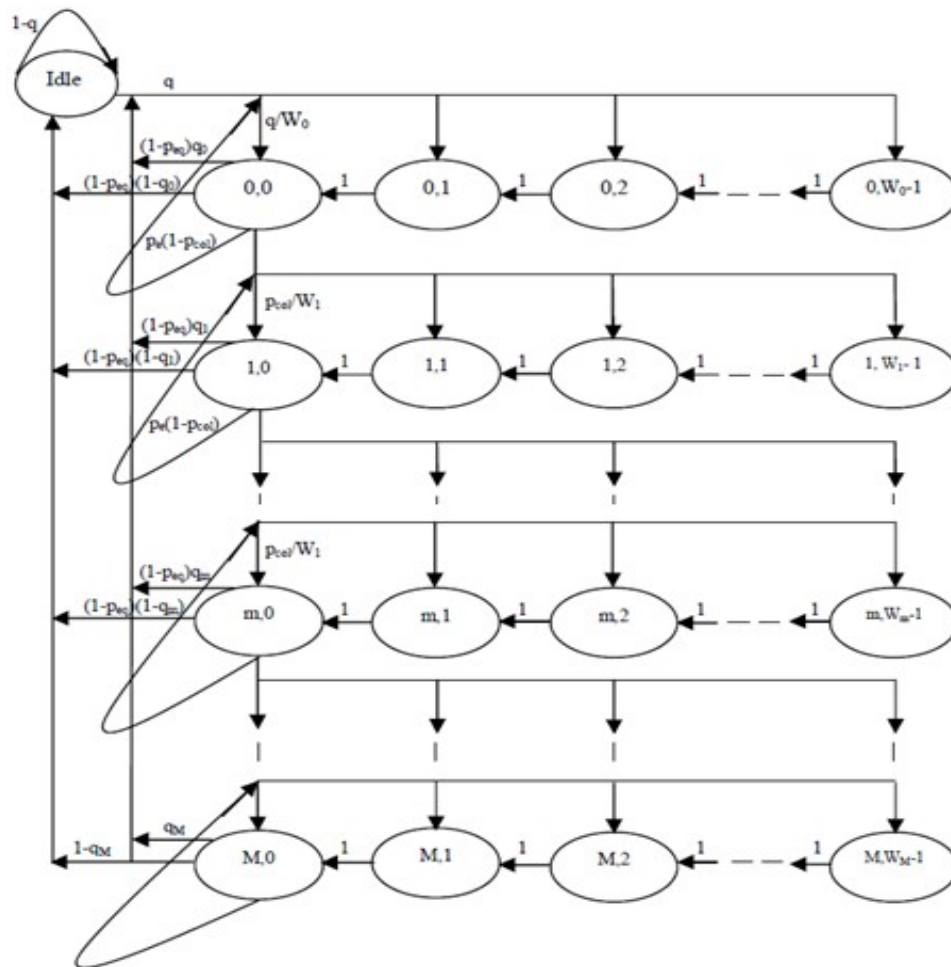


Figure 4.6 : MCM-2D [53]

Les auteurs ont utilisé des paramètres de la trame PPDU HR-DSSS, à savoir un taux de transmission de 11 Mb/s, des temporisateurs d'attentes SlotTime de $20 \mu\text{s}$, SIFS de $10 \mu\text{s}$ et DIFS de $50 \mu\text{s}$, mais ont négligé certains sous-champs du préambule PLCP, de l'en-tête PLCP et peut-être de l'en-tête MAC (voir la sous-section 3.2.1.1.1) afin de faciliter leurs calculs. De plus, pour simplifier l'analyse, les auteurs ont supposé que tous les champs de la trame étaient transmis à un taux de transmission constant de 11 Mb/s, malgré le fait que le préambule PLCP et l'en-tête PLCP soient souvent transmis à 1 ou 2 Mb/s pour la robustesse et la compatibilité.

Dans ce travail, les auteurs ont différencié entre les échecs de transmission dus aux erreurs de canal et ceux dus aux collisions, dans le but de diminuer les tentatives de retransmission et d'améliorer le débit en non-saturation. Les auteurs ont validé le modèle [53] par simulation NS-2 (Network Simulator 2) et ont confirmé qu'il est plus réaliste et précis que les modèles analytiques simples ([42], etc).

d) Modèle [54]

Dans ce modèle, les auteurs ont proposé un modèle de chaîne de Markov à trois dimensions (MCM-3D), pour estimer le débit de saturation du mécanisme de réservation RTS/CTS, sous des conditions d'un canal de transmission non idéal, et ont pris en considération, l'effet du BER sur différentes types de trames.

Le modèle 3-D est basé sur trois processus (j, k, l) (voir la figure 4.7.a), où les deux premiers compteurs (j, k) indiquent le nombre maximal de tentatives de retransmission, respectivement SSRC (Station Short Retry Count) pour les trames de contrôle RTS/CTS et SLRC (Station Long Retry Count) pour les trames DATA/ACK, tandis que le troisième (l) correspond au compteur de backoff à l'étage $j+k$. Lors d'une tentative de transmission, la station choisit aléatoirement une valeur de backoff et commence à la décrémenter avec une probabilité égale à 1, si le canal est libre. Sinon, le backoff est bloqué avec une probabilité nulle. Si le backoff atteint la valeur zéro, l'étape de transmission est démarrée.

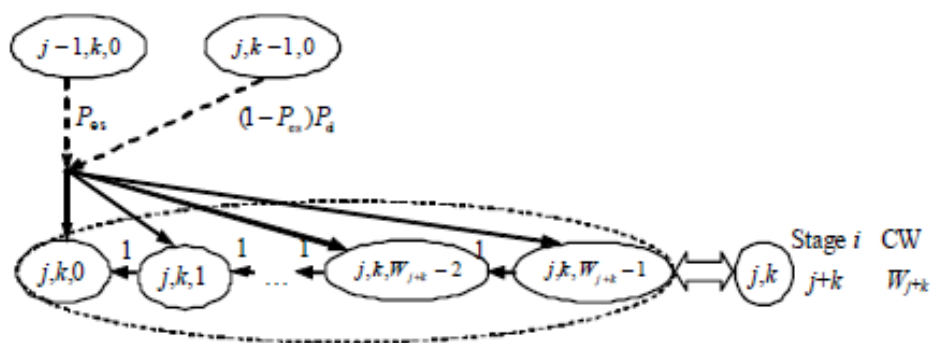


Figure 4.7.a : MCM-3D et 2D [54]

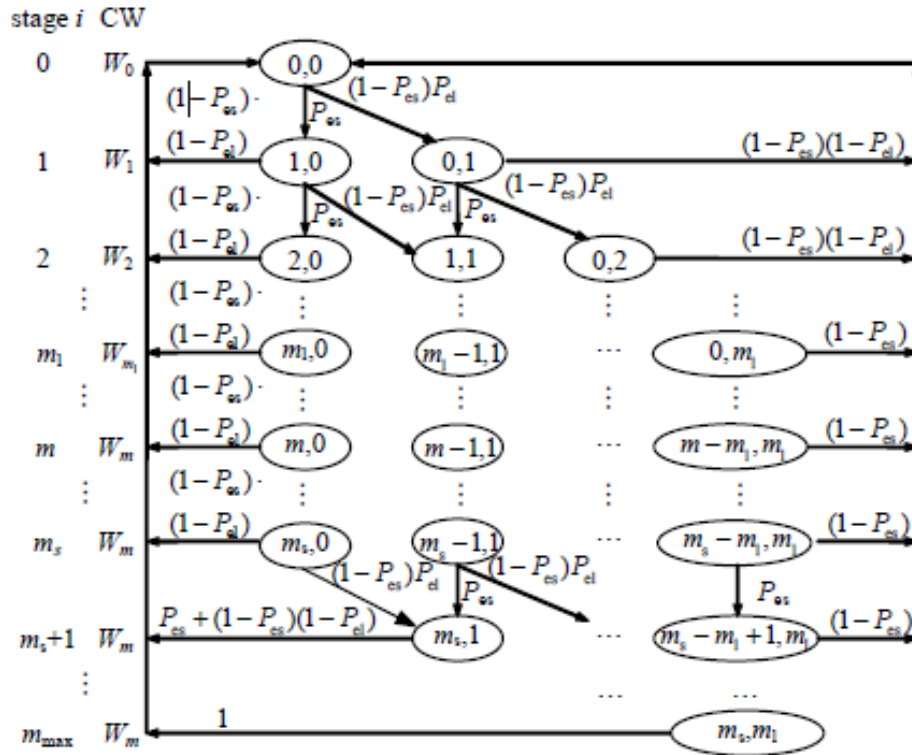


Figure 4.7.b : MCM-2D [54]

Le modèle de chaîne de Markov qui avait été proposé est simplifié par un modèle 2-D (voir la figure 4.7.b), et chaque état composite 2-D est représenté seulement par les deux premiers compteurs précédents (j, k) . Pendant la transmission, chaque état (j, k) peut passer vers l'un des états suivants : retour à l'état initial $(0, 0)$ avec une probabilité $(1 - p_{es})(1 - p_{el})$ en cas de transmission réussie. Mais si la transmission est échouée, la station passe à l'état $(j+1, k)$ avec une probabilité p_{es} , sinon, elle passe à l'état $(j, k+1)$ avec une probabilité $(1 - p_{es})p_{el}$. Où p_{es} représente la probabilité d'une transmission échouée d'une trame RTS/CTS à cause d'une collision ou de bruits, et p_{el} la probabilité d'une transmission échouée d'une trame Data/Ack à cause de bruits. Les états et probabilités du modèle simplifié proposé apparaissent bien structurés et bien définis, sauf quelques anomalies sur la définition des probabilités concernées par le processus de backoff.

Au niveau de la couche physique, chaque trame comprend un préambule PLCP, un en-tête PLCP, ainsi que des informations supplémentaire spécifiques à la couche physique [54]. D'autre part, les auteurs ont appliqué le modèle proposé aux paramètres de la trame PPDU-HR-DSSS définis dans la référence [8]. Pour des raisons de simplification dans l'analyse, les auteurs ont pris en compte que toutes les parties de la trame étaient transmises au même rythme, soit 1 Mb/s, soit 11 Mb/s. De plus, le taux d'erreur par bit est homogène pour les trames de données et celles de contrôle.

L'étude a indiqué, l'influence de différentes valeurs du BER et la longueur du paquet de données sur le débit de saturation. Afin de montrer que les erreurs de transmission dans le $\text{Ber} > 10^{-5}$ affectent significativement le débit, et une longueur optimal du paquet de données extraire pour maximiser le débit de saturation.

4.3.2.2. Modèles à Backoff Rapide et Ber Partiel (MBR&BP)

Ils représentent une classe d'approches avancées, caractérisée par un mécanisme de backoff rapide, ainsi que par des taux de transmission et des taux d'erreur par bits (BER) qui diffèrent d'un champ à l'autre de la trame de données (PPDU) ou de contrôle transmise.

a) Modèle [55]

Dans [55], les auteurs ont étendu le MCM-2D de Bianchi [42], afin d'analyser le débit de saturation, dans des conditions d'un canal de transmission non idéal et des effets de capture. Ils ont distingué les paquets perdus à cause du bruit à celle de la collision, pour optimiser les performances du CSMA/CA. Ce modèle révèle l'influence du rapport signal sur bruit plus interférence (SINR) sur le débit de saturation.

Comme l'illustre la figure 4.8, le modèle de chaîne de Markov [55] est dérivé typiquement de la chaîne de Markov de Bianchi [42] avec certaines améliorations sur les probabilités des transitions. Dans chaque étage i , le backoff est décrémenté successivement à chaque slot de temps inactif, depuis l'état $(i, W_i - 1)$ à $(i, 0)$, où $0 \leq i \leq m$. À chaque état $(i, 0)$, excepte $(m, 0)$, la station incrémente son étage de backoff et double sa fenêtre de contention en cas de collision, mais sans effets de capture $((1 - p_{cap}) p_{col} / W_i)$. En revanche, à l'état $(m, 0)$ et pour les mêmes causes de pertes, la station peut conserver l'étage m plus d'une fois avec une probabilité $(1 - p_{cap}) p_{col} / W_m$. Dans le cas où le paquet est perdu en raison des bruits (trame NAK reçu), la station reste dans le même étage i avec une probabilité $(1 - p_{col}) p_e / W_i$. Mais, lors d'une transmission réussie ou d'une capture réussie du canal, la station retourne à l'un des états initiales $(0, k)$ avec une probabilité $((1 - p_{col})(1 - p_e) + p_{col} p_{cap}) / W_0$.

Pour distinguer entre les trames perdues en raison d'erreurs introduites par le canal des collisions, les auteurs modifiaient la structure de l'en-tête d'une trame de données. Ils ajoutaient un champ HEC (Header Error Check) de un à deux octets, permettant de vérifier l'intégralité de l'en-tête. De plus, les trames de données sont équipées d'un champ FCS (Frame Check Sequence) permettant de vérifier l'intégralité de la trame. Par ces deux champs (HEC et FCS) les auteurs peuvent juger la raison d'échec d'une transmission. Ils ont supposé que la transmission de la trame

est échouée à cause des erreurs, si seulement son HEC est correcte et échoué à cause de collision, si le HEC et le FCS sont incorrects en même temps. Pour informer la station émettrice sur l'état de la transmission, le destinataire peut envoyer une trame NAK (Negative Acknowledgment), si la perte due à des erreurs de transmission. Par contre, l'absence d'une Ack après la transmission de la trame de données indique une perte due à une collision. Bien que la différenciation entre collisions et erreurs de transmission soit théoriquement faisable, sa mise en œuvre pratique reste limitée par des défis techniques. En fait, lors de l'envoi de la trame NAK, l'émetteur est en train de transmettre le reste de la trame erronée, ce qui provoque une collision. En outre, l'ajout des trames NAK et des champs HEC entraîne une augmentation légère de la surcharge.

Le modèle proposé est testé par les paramètres d'une trame PPDU_HR-DSSS du protocole IEEE 802.11b. Les auteurs ont défini presque la plupart des entrées essentielles du système, à savoir les taux de transmission et leurs BER correspondants. Malgré les avantages, il y a quelques points très importants, non traités par les auteurs dans cet article. Par exemple, ils ont modélisé seulement la probabilité d'erreurs des trames données, et ont supposé que les données de l'en-tête soient transmises à un taux de 11 Mb/s. Mais en réalité, dans l'IEEE 802.11b les champs du préambule PLCP et ceux de l'en-tête MAC sont transmis à des bases taux (de 1 à 2 Mb/s) pour réduire le taux de perte, c'est pourquoi le champ HEC est ajouté à l'en-tête MAC.

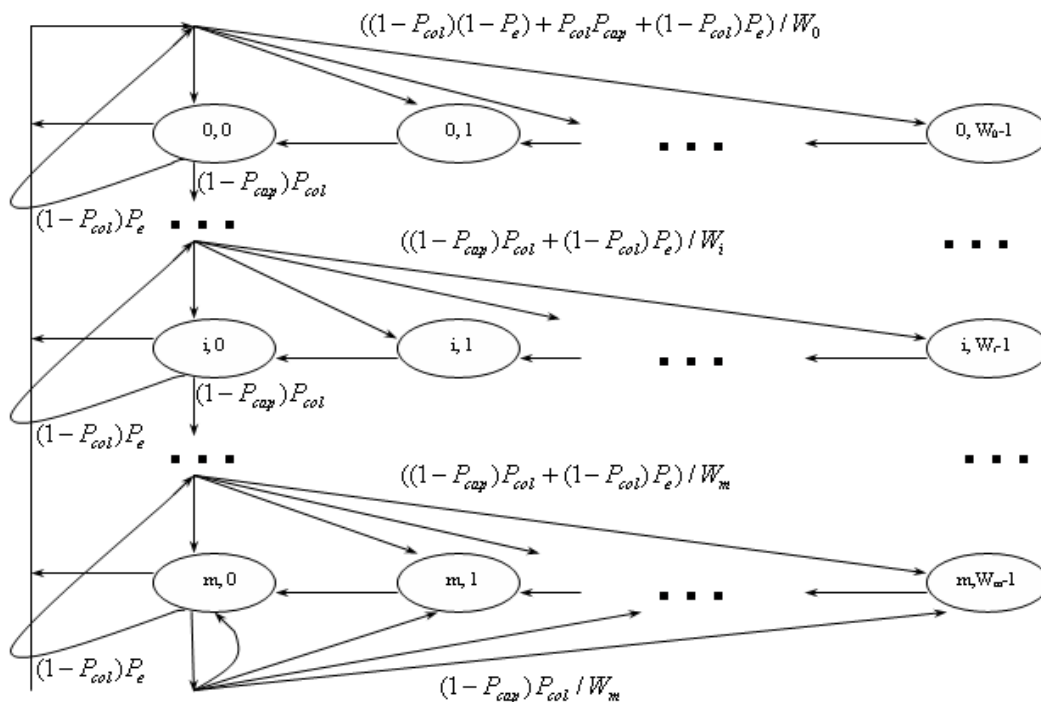


Figure 4.8 : MCM-2D [55].

Enfin, les auteurs ont conclu la pertinence du modèle proposé par rapport aux modèles de référence (Bianchi [42] et [56]), en particulier dans des conditions presque réalistes où les effets de capture et les erreurs de canal sont pris en compte.

b) Modèle [57]

Dans cet article, les auteurs ont présenté une extension du modèle analytique du réseau 802.11 DCF, dans des conditions d'un environnement non saturé, trafic homogène et canal de transmission non idéal. La fonction de coordination distribuée (DCF) modifiée, est modélisée avec une chaîne de Markov à temps discret, de deux dimensions, dans le but de réduire les retransmissions inutiles et d'augmenter le débit de non saturation.

Le modèle de chaîne de Markov du DCF modifié s'inspire de celui du Bianchi [42], mais avec certaines additions. Les auteurs considèrent que chaque station avait un nombre limité de trames dans sa file d'attente. Pour ce faire, ils ont ajouté un nouvel état, dit inactif $I(Idle)$. Initialement, si une trame est présente dans la file d'attente de la station, elle passe directement à l'étage de backoff zéro pour commencer l'étape de transmission. Si la perte est due à des collisions, le reste de la procédure de transmission suit presque les mêmes étapes que celles décrites par Bianchi [42]. Mais, s'il y a une erreur de transmission se produit, la station passe à un nouvel étage avec une probabilité $p_e(1-p_{coll})/W_0$, appelé étage de réservation, où elle utilise une fenêtre de contention réduite pour sélectionner un compteur de backoff. Lors de l'attente à l'étage de réservation, la station décrémente son compteur de backoff au même étage en cas d'erreur de transmission de probabilité p_E provenant de l'une des $(n-1)$ autres stations. Sinon, elle passe à l'étage zéro avec une probabilité $1-p_E$ après que son compteur a été décrétementé, sachant que $p_E = (n-1)\tau(1-\tau)^{n-2}p_e$. Lorsque le backoff dans l'étage de réservation devient 0_R , la station reste en attente dans le même état avec une probabilité p_E , sinon elle passe à un état T avec une probabilité $1-p_E$.

Les auteurs considèrent que l'état T est équivalent aux états de transmission $(i,0)$. Néanmoins, cet état constitue en réalité une redondance de l'état $(0,0)$. Il est donc préférable de le supprimer et au lieu d'aller à T , la station va directement à $(0,0)$. D'autre part, pour accéder au canal, le système proposait utilise le mécanisme RTS/CTS pour éviter les collisions, notamment celles des stations cachées. Au moment de la réservation du canal, ces trames peuvent subir des collisions, comme le supposent les auteurs, mais en réalité elles peuvent également être perdues à cause du bruit.

Dans la couche physique, les auteurs ont utilisé des paramètres d'une trame PPDU-HR-DSSS sans définir les taux de transmission des différents champs, bien qu'ils spécifient un taux de 1 Mb/s pour la modulation DBPSK et de 11 Mb/s pour CCK. L'un des points forts de cet article réside dans le modèle du canal radio proposé, où les informations de la partie physique de la trame PPDU sont perdues à un taux d'erreur binaire (BER_1), tandis que le reste des informations de la trame (MAC+DATA) est perdu à un autre taux d'erreur binaire (BER_2).

En comparaison avec les modèles DCF antérieurs de la littérature, les auteurs ont montré que le modèle proposé offre un débit plus important et réduit le risque d'occupation inutile du canal,

particulièrement dans un environnement très bruyant et à faible trafic. Il permet d'éviter d'élargir la fenêtre de contention lorsque les pertes dues uniquement par le bruit de l'environnement, diminuant ainsi le temps d'inactivité du canal.

4.3.2.3. Modèles à Backoff Rapide et Gestion Avancée des Collisions (MBR&GAC)

Ce type de modèles avancés est muni d'un mécanisme d'accès à backoff rapide et d'un mécanisme de gestion avancée des collisions. Ce dernier utilise des dispositifs (stations) sans fil spécial, chacune d'elle équipés plus d'une antenne intelligente, dans le but de réduire les interférences et les collisions, et par conséquent de diminuer le temps de transmission moyenne.

a) Modèle [58]

Dans l'article [58], les auteurs ont proposé un nouveau modèle analytique de détection préalable des pertes de trames (EPLD : Early Packet Loss Detection), afin d'évaluer l'amélioration du débit de saturation dans les réseaux WiFi Direct par rapport au protocole DCF standard des réseaux IEEE 802.11ac (en l'absence du mécanisme EPLD). Dans cette étude, les auteurs ont calculé le débit de saturation en fonction de plusieurs paramètres, notamment la taille de la charge utile, le nombre de stations en contention, la taille de la fenêtre de contention minimale, l'étage de backoff maximale ainsi que le taux de transmission. De plus, ils ont supposé que les trames sont perdues seulement en raison des collisions et que ces dernières peuvent être détectées à l'avance par mécanisme de notification CSMA/CN (CSMA with Collision Notification).

Le modèle de chaîne de Markov proposé (voir la figure 4.1) et les différentes probabilités ont été dérivés immédiatement du modèle de Bianchi [42]. La chaîne fournit de $m+1$ étages à backoff rapide, pendant lesquels la trame n'est transmet que une seule fois, sauf à l'étage m , où la trame peut être retransmise plusieurs fois en cas de collision.

Dans le but de détecter les collisions à l'avance, les dispositifs du système de communication WiFi Direct, y compris les stations des propriétaires de groupes (GO : Group Owner) et des clients, sont équipées d'au moins deux antennes. Une antenne principale est utilisée pour l'émission et la réception des trames de données, et une antenne secondaire est utilisée pour écouter les notifications de collision envoyées par le récepteur.

Grâce au mécanisme de notification CSMA/CN [59], chaque station peut détecter les collisions à l'avance, ce qui permet de réduire le temps moyen de transmission d'une trame. Afin de simplifier les choses, les auteurs ont présumé que les formats des trames de notifications de collision et d'accusé de réception (Ack) sont identiques en matière de structure et de temps. En outre, ils ont supposé que les données utiles étaient structurées en trames VHT-PPDU (Very High Throughput-

PPDU) pour les transmettre avec la technique OFDM à des vitesses variantes, grâce à l'adaptation dynamique de modulation (MCS 0-8), l'utilisation des antennes MIMO 2x2 et d'une bande passante de 20 MHz.

D'après les auteurs [58], en cas de collision, l'émetteur a la possibilité d'interrompre la transmission sans attendre la réception de l'ACK ou l'expiration du délai. Cela signifie que le mécanisme EPLD est capable de réduire considérablement le temps de collision d'une trame de données et, par conséquent, diminue le temps de transmission moyenne et améliore le débit de saturation.

4.3.2.4. Modèles à Backoff Lent et Ber Uniforme (MBL&BU)

Ce genre de modèles proposées se caractérisé par un algorithme à backoff lent et d'un Ber inchangé pendant la transmission de différents champs d'une trame de données ou de contrôle.

a) Modèle [60]

Dans [60], les auteurs ont proposé un modèle de chaîne de Markov à deux dimensions, de l'IEEE 802.11 DCF, pour analyser le débit de saturation du mécanisme d'accès de base, dans un réseau ad hoc. L'analyse a effectué dans des conditions d'un canal de transmission non idéal, et ont pris en compte le blocage immédiat du temps de backoff, quand le canal est occupé.

Dans le MCM-2D [60] proposé (voir la figure 4.9), à l'étage i , le compteur de backoff est automatiquement bloqué s'il y a une collision est détecté au niveau du canal ($P_{coll} > 0$), comme le démontre la probabilité de transition $P(i, k | i, k) = p_{coll}$, où $i \in \{0, 1, \dots, m\}$ et $k \in \{1, 2, \dots, W_i - 1\}$. Et il est décrémenté s'il n'y a pas de collision détectée sur le canal, comme le montre la probabilité de transition suivante :

$P(i, k-1 | i, k) = 1 - p_{coll}$, où $i \in \{0, 1, \dots, m\}$ et $k \in \{1, 2, \dots, W_i - 1\}$. Sachant que dans l'article [60], $P_{coll} > 0$ représente la probabilité de collision et elle est définie par l'équation suivante : $p_{coll} = 1 - (1 - \tau)^{n-1}$, mais en réalité elle représente la probabilité que le canal soit occupé p_{busy} par l'une des $n-1$ stations restantes, voir l'équation (5.8). Cela prouve que modèle [60] permettant de gérer le backoff de manière relativement régulière. D'autre part, pendant la transmission c-à-d à l'état $(i, 0)$, la probabilité d'un échec transmission est définie comme suit : $p_f = 1 - (1 - p_{coll})(1 - p_e)$. Mais lorsqu'on substitue p_{coll} par p_{busy} et après simplification, on trouve que : $p_f = p_{busy} + p_e - p_{busy} p_e$. Cette dernière, montre d'une part que si le canal est occupé ou bien s'il y a des erreurs de transmission, la station augmente son étage de backoff. Le cas où le canal est occupé

par les $n-1$ stations restantes et que la station augmente l'étage de backoff ne correspond pas au fonctionnement approprié du backoff.

D'autre part, considère que le canal de transmission est bruité ($p_e = p_{e_{Data}} + p_{e_{Ack}} - p_{e_{Data}} p_{e_{Ack}}$) et génère des pertes sur les trames de données et les trames d'acquittements comme le définir respectivement par les équations : $p_{e_{Data}} = 1 - (1 - Ber)^{L_{Data}}$ et $p_{e_{Ack}} = 1 - (1 - Ber)^{L_{Ack}}$. Ces deux dernières équations montrent que le modèle ne reflète pas la structure du trame PPDU_OFDM, puisque le taux d'erreur par bit (Ber) est constant et uniforme sur toute la longueur de la trame de données (L_{Data}) ou d'acquittement (L_{Ack}).

Les auteurs démontrent l'importance du blocage du backoff, pour obtenir un modèle plus réaliste et plus efficace, spécifiquement dans un milieu dense. De plus, avec et sans erreurs, le modèle proposé [60] offre une meilleure précision par rapport aux modèles de la littérature ([42,61,62]).

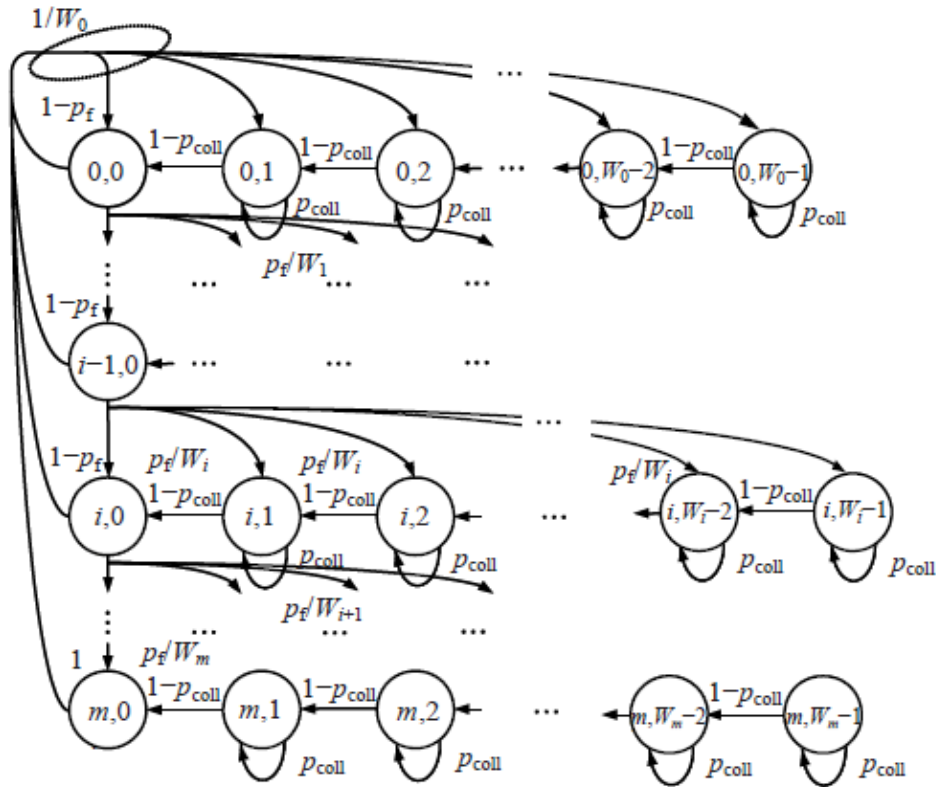


Figure 4.9 : MCM-2D [60].

b) Modèle [63]

Dans l'article [63], les auteurs ont amélioré les performances du réseau sans fil IEEE 802.11 DCF en se concentrant sur deux métriques clés : le taux de perte d'un paquet (PLR : *Packet Loss Rate*) et le délai de transmission d'un paquet. Pour ce faire ils ont développés un modèle analytique

pour étudier les deux métriques précédentes en fonction de divers paramètres, tels que : la longueur de données utile, les conditions du canal de transmission, le nombre de tentatives de retransmission (retry limit) et différent modes de la couche physique. Le modèle analytique proposé étend le modèle DCF de Bianchi [42] et permet d'évaluer les performances en termes de débit saturation, de taux de perte de paquets et de délai moyen des paquets afin de garantir une qualité de service multimédia. Il prend en compte de la majorité des paramètres du CSMA/CA au niveau de la couche MAC, ainsi que de l'utilisation de divers schémas de modulation et de codage (MCS) au niveau de la couche PHY, en fonction des conditions du canal (adaptation du lien).

L'analyse du modèle met en évidence deux facteurs clés de l'échec de transmission : les collisions entre les paquets des stations et les erreurs de paquets due aux mauvaises conditions du canal. Sachant que la probabilité d'erreur de paquet est calculée en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), de la longueur du paquet utile et du MCS employé. Pour choisir le MCS optimal, les auteurs ont examiné deux schémas de sélection. Tandis que le premier schéma maximise le débit en sélectionnant le MCS indépendamment du PLR, le second schéma vise à maximiser ce débit tout en respectant une contrainte de PLR spécifiée.

Le modèle de chaîne de Markov [63] illustre les différents états et transitions qui représentent le comportement du protocole IEEE 802.11. Un atout majeur de ce modèle par rapport au modèle de Bianchi [42] est qu'il intègre la limitation du nombre maximal de retransmissions $L_{i,Retry}$ pour chaque trame. Si une trame dépasse ce nombre maximal de retransmissions, elle est détruite et considérée comme perdue. En revanche, les auteurs suppose, s'il y a une collision ($p_{i,c}$) avec d'autres stations, le backoff est bloqué, comme l'indique la probabilité de transition suivante : $P(j, k | j, k) = p_{i,c}$, où $j \in \{0, 1, \dots, L_{i,Retry}\}$, $k \in \{1, 2, \dots, W_{i,j} - 1\}$. Le problème est que si le canal est occupé par une station, les autres stations écoutent le canal et décrémentent leur temps de backoff quand aucune collision n'est détectée. La première station dont le temps de backoff atteint zéro commence à émettre, ce qui provoque une collision. Cependant, d'après la probabilité de transition ci-dessus, la station i n'est pas encore prête à transmettre (inactive), car son backoff est supérieur ou égal à 1 ($k \in \{1, 2, \dots, W_{i,j} - 1\}$). De plus, la probabilité de collision ($p_{i,c}$) est définie par l'équation :

$$p_{i,c} = 1 - \prod_{h=0, h \neq i}^{h-1} (1 - \tau_h) \quad \text{où } h \text{ représente le nombre de stations. Par définition, la probabilité}$$

$$\prod_{h=0, h \neq i}^{h-1} (1 - \tau_h) \text{ correspond à la situation où le canal n'est occupé (libre) par aucune des } h-1 \text{ stations,}$$

ce qui montre que $1 - \prod_{h=0, h \neq i}^{h-1} (1 - \tau_h)$ représente en réalité la probabilité ($p_{i,busy}$) que le canal est occupé au moins par une des $h-1$ stations. En conséquence, la station i reste dans le même état (backoff est bloqué) si le canal est occupé, avec une probabilité $p_{i,busy}$. Dans le cas contraire (si le

canal est libre), elle décrémente son compteur de backoff avec une probabilité de $1 - p_{i,busy}$. D'après le modèle illustré par la figure 4.10, lorsque le compteur de backoff devient zéro ($P(j+1, k | j, 0) = p_{i,f}$, où $j \in \{0, 1, \dots, L_{i,Retry}\}$ et $k \in \{1, 2, \dots, W_{i,j} - 1\}$) et comme $p_{i,f} = p_{i,c} + (1 - p_{i,c})p_{i,e}$, la station i peut subir un échec de transmission et doubler sa fenêtre de contention, même en l'absence de collision, car $p_{i,c} = p_{i,busy}$.

D'une part, les auteurs ont conclu que les mécanismes de modulation et de codage (MCS) dans un scénario à unique nœud, ne peut pas fournir de bonnes performances dans un réseau 802.11 à plusieurs nœuds à cause de l'effet de collision. Par ailleurs, cette recherche leur a permis de trouver les paramètres optimaux de la couche MAC et de la couche physique, qui correspondent au débit maximal ou au taux d'erreur de paquet minimal en fonction des conditions spécifiques du réseau.

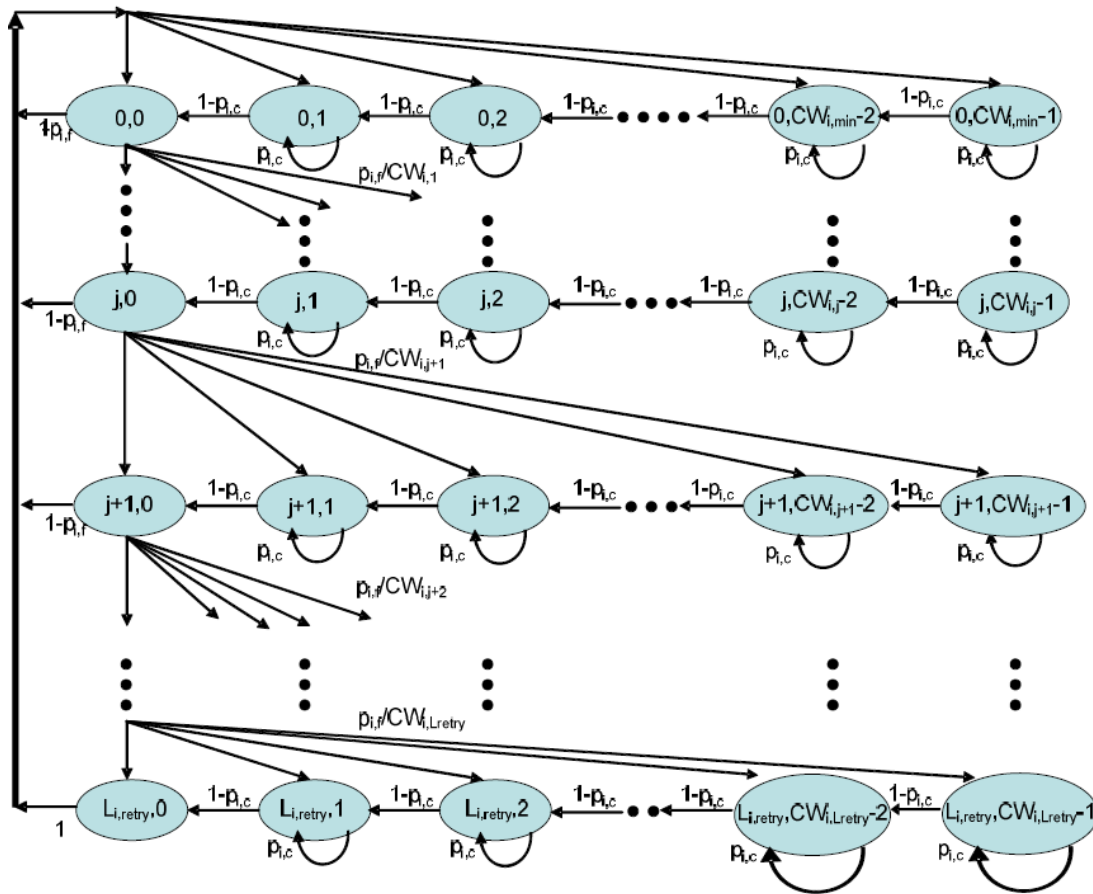


Figure 4.10 : MCM-2D [63].

4.3.2.5. Modèles à Backoff Lent et Ber Partiel (MBL&BP)

Ces modèles analytiques sont dotés d'un algorithme à backoff lent et des taux d'erreur par bit (Ber) spécifiques pour chaque champ d'une trame de données ou de contrôle.

a) Modèle [64]

Dans [64], les auteurs ont présenté un modèle de chaîne de Markov, tel qu'illustré dans la figure 4.11. Il permet d'analyser le débit de saturation du réseau 802.11b DCF, sous l'influence du taux d'erreurs et des collisions dans le canal de transmission. Le modèle proposé, est muni d'un algorithme d'adaptation du taux de collision appelé CARA (Collision Aware Rate Adaptation), il est basé sur le modèle mathématique de [65]. L'algorithme CARA permet de différencier entre les pertes des collisions et celles dues aux erreurs de bruit. Le principe de cet algorithme est le suivant, si la trame est perdue en raison d'une collision, celle-ci est retransmise avec le même débit physique. Par contre, si la perte de la trame en raison des erreurs de bruit, la retransmission est effectuée avec un faible débit de transmission. En général, les auteurs ont modélisé le taux de transmission pour les trames de données par une autre chaîne de Markov 3-D qui a été simplifiée dans la suite en 2-D. Cette dernière est représentée par deux processus stochastiques, le premier indique le nombre de transmission réussies, le second indique le nombre d'échecs causés par les bruits. L'augmentation ou la diminution du taux selon les auteurs [64] est en relation directe avec les seuils des valeurs des deux processus prédéfinies et qui sont fixées à 10 succès consécutifs et à 2 d'échec consécutifs respectivement. Ce qui concerne les trames de contrôle, les auteurs ont supposé qu'elles sont transmises sans échec (sans erreur, c.à.d $p_{\text{erreur, trame de contrôle}}=0$), puisque leur taux de transmission physique est inférieur à 1 Mb/s. De plus, les informations de l'en-tête physique sont transmises à un taux de 1 Mb/s et en présence de perte à cause des erreurs. Le reste des champs de la trame IEEE 802.11b (MAC +DATA) sont transmises avec des taux physique varient dynamiquement et de Ber varie en fonction de ces débits et du SNR. Pour modéliser l'algorithme de CARA les auteurs ont utilisé les deux processus précédemment définis, et ont ajouté un autre permettant de définir le mode physique en cours d'utilisation. Avant tout, les auteurs ont modélisé le canal de transmission radio par un modèle à perte trajet très réaliste, basé sur le modèle de Friis avec ombrage log-normal et d'un modèle à bruit blanc gaussien additif (AWGN).

Après avoir évalué le modèle proposé, les auteurs ont comparé le débit de saturation avec celui de l'algorithme ARF (Automatic Rate Fallback). Les résultats d'analyse du débit de saturation, obtenus dans différentes conditions du canal et validés par simulation, démontrent la robustesse du modèle CARA par rapport au modèle d'ARF. De plus, ces résultats affirment que l'intégration de CARA au sein des réseaux IEEE 802.11b multi-débits de transmission permet d'adapter mieux le débit de transmission aux fluctuations du canal. Cette étude vise principalement à optimiser les performances du réseau IEEE 802.11b dans un milieu réel, tout en respectant le standard actuel (sans apporter de modifications sur le protocole IEEE 802.11b).

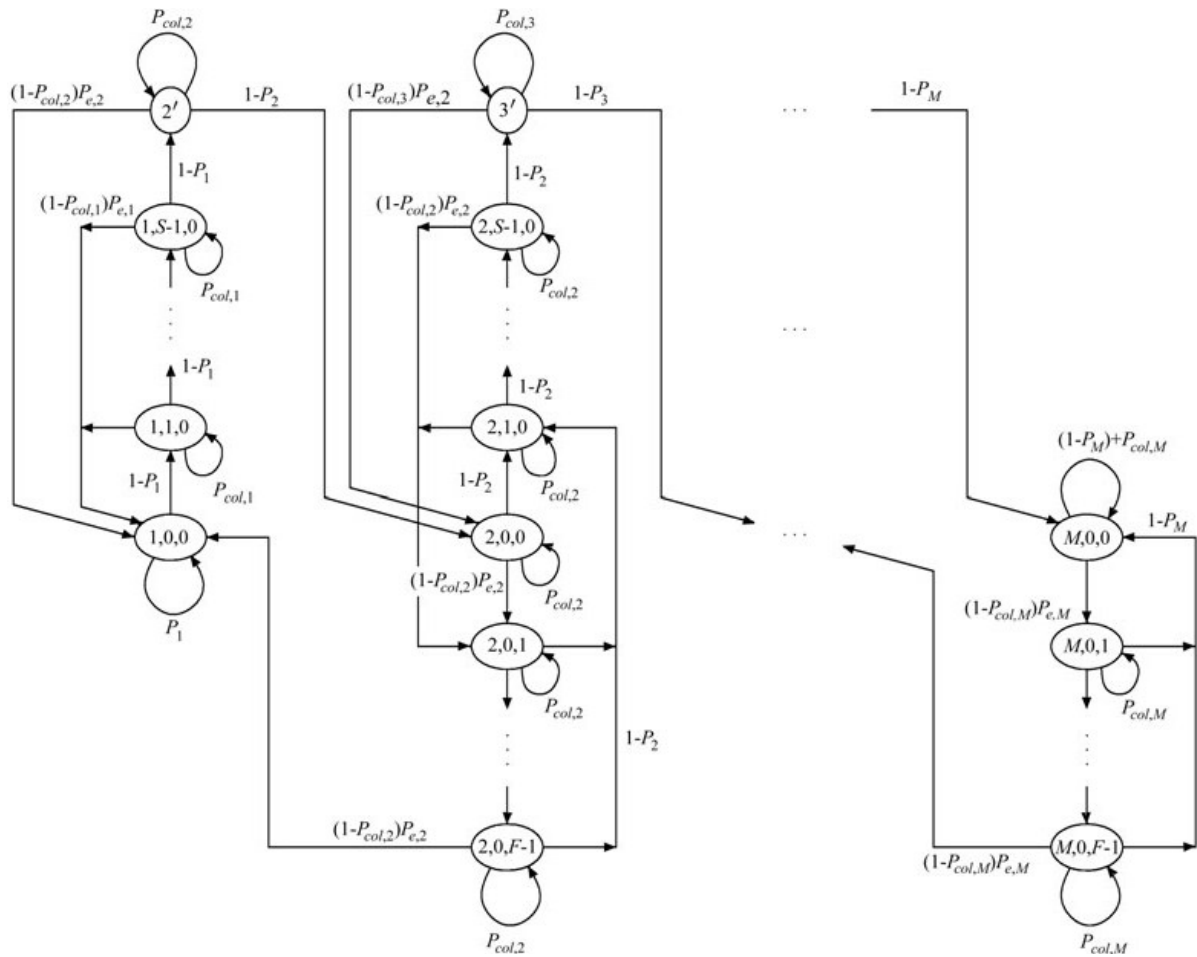


Figure 4.11 : MCM-3D [64]

4.4. Comparaison récapitulative des modèles existants

Les tableaux 4.1, 4.2 et 4.3 présentent un récapitulatif des principaux modèles analytiques proposés dans la littérature pour étudier les performances du protocole DCF IEEE 802.11. Pour chaque proposition, ils mettent en évidence les hypothèses adoptés, les paramètres pris en compte, les métriques de performances ainsi que les principales limites identifiées. Cette synthèse comparative nous permet d'identifier plus clairement les contributions existantes et nous motive à proposer un nouveau modèle capable de représenter plus fidèlement le comportement réel du protocole dans des environnements de transmission non idéaux.

				Modèles simples						Modèles avancés							
				MBR			MBL		MBH	MBR & BU		MBR & BP		MBR & GAC	MBL & BU		MBL & BP
				[42]	[44]	[45]	[50]	[51]	[52]	[53]	[54]	[55]	[57]	[58]	[60]	[63]	[64]
				[42]	[44]	[45]	[50]	[51]	[52]	[53]	[54]	[55]	[57]	[58]	[60]	[63]	[64]
Métriques de performance				p_{Idle}	p_{Busy}	p_{Coll}	p_{Succ}	PDR	PLR	τ	RT	CAD	PDR	NST	ST		
				de base	RTS/CTS	New	Tentative de retransmission	W_i selon l'étage i	0_R	$0:m''$	$m':m'$	$m':m'$	$2^i W_0$	$2^{m'} W_0$	$2^i W_0$	$2^{m'} W_0$	$2^i W_0$
				Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
				Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
				Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
				Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
				Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
				Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
				Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
				Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui
				Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui	Oui

PD : Packet Delay; AD : Channel Access Delay; RT : RTS-threshold; PDR : Packet Drope Rate; PLR : Packet Loss Rate; $j \leq m_s = \max(SSRC)$, $k \leq m_L = \max(SLRC)$; p_{Idle} : channel idle probability; p_{Busy} : channel busy probability; p_{coll} : collision probability; p_{suc} : successful transmission probability

Tableau 4.1 : Comparaison de modèles en fonction des paramètres de la couche MAC.

Trames de contrôle (R,C,A)						Trame PPDU																						
Champs de chaque trame		Motif de la perte		Taux de transmission (Mb/s)		Champs de la trame		Motif de la perte selon le mécanisme (RTS/Base)		Taux de transmission (Mb/s)		Modèles simples					Modèles avancés											
												MBR			MBL		MBH	MBR & BU		MBR & BP	MBR & GAC	MBL & BU		MBL & BP				
												[42]	[44]	[45]	[50]	[51]	[52]	[53]	[54]	[55]	[57]	[58]	[60]	[63]	[64]			
Parfaits	Imparfaits	Collision	Erreur	Par trame (uniforme)	Par champ (partiel)	Parfaits	Imparfaits	Collision RTS/Base	Erreur	Par trame (uniforme)	Par champ (partiel)																	
Oui	-	Oui(R)	-	Oui(1)	-	Oui	-	Non / Oui	-	Oui(1)	-	-																
Oui	-	Oui(R)	-	Oui(2)	-	Oui	-	Non / Oui	-	-	Oui(2,5,5,11)																	
Oui	-	Oui(R)	-	Oui(1)	-	Oui	-	Non / Oui	-	Oui(1)	-	-																
-	Oui	Oui(R)	-	Oui(1)	-	-	Oui	Non / -	-	Oui(11)	-	-																
Oui	-	Oui(R)	-	Oui(1)	-	Oui	-	Non / Oui	-	Oui(1)	-	-																
Oui	-	Oui(R)	-	Oui(1)	-	Oui	-	Non / Oui	-	Oui(1)	-	-																
-	Oui(A)	-	-?	Oui(A:1)	-	-	Oui	Non / -	Oui	-	Oui(1,1)	-																
Oui	-	Oui(R)	Oui(R/C/A)	Oui(1,1)	-	Oui	-	Non / -	Oui	Oui(1,1)	-	-																
-	Oui(A)	-	-?	Oui(A:1)	-	Oui	-	-?/Oui	Oui	-	Oui(1,1)	-																
-	Oui	Oui(R)	-?	Oui(1)	-	-	Oui	Non / -	Oui	-	Oui(1,1)	-																
Oui(A)	-	-	-	Oui (A:MCS)	-	Oui	-	-?/Oui	-	Oui (MCS)	-	-																
Oui(A)	-	-	Oui(A)	Oui(16..54)	-	Oui	-	-?/Oui	Oui	Oui(16..54)	-	-																
Oui(A)	-	-	-?	Oui(A:MCS)	-	Oui	-	-?/Oui	Oui	Oui(MCS : 1,2,4,6)	-	-																
-	Oui(A)	-	-?	Oui(A:1)	-	Oui	-	-?/Oui	Oui	-	Oui(2,5,5,11)	-																

R : RTS, C : CTS, A : Ack

Tableau 4.2 : Comparaison des modèles en fonction paramètres des trames physiques.

Canal de transmission												
Blocage backoff et nombre stations (Nbr) pouvant transmettre, si le canal:												
Type d'antenne (Nombre d'antennes par station)	Délai de propagation	Idéal	Non idéal		Libre		Occupé			Nbr		
							Si backoff>0		Nbr		P_{Busy}	$P_{Collision}$
							P_{Idle}	Nbr				
N(1)	Oui	Oui	-	-	$(1-\tau)^n$	n	0	n=1 ou $\tau=0$	$1-(1-\tau)^{n-1}$	n-1		
N(1)	Oui	Oui	-	-	$(1-\tau)^n$	n	0	n=1 ou $\tau=0$	$1-(1-\tau)^{n-1}$	n-1		
N(1)	Oui	Oui	-	-	$(1-\tau)^n$	n	0	n=1 ou $\tau=0$	$P_C[08]$ et $P_{C,H}[61]$	n-1		
N(1)	Oui	Oui	-	-	$(\frac{2}{W+mW/2+1})^n$	n	$1-(\frac{2}{W+mW/2+1})^n$	n	$1-(\frac{W+mW/2-1}{W+mW/2+1})^{n-1}$	n-1		
N(1)	Oui	Oui	-	-	$(1-\tau)^n$	n	$1-(1-\tau)^{n-1}$	n-1	$1-(1-\tau)^{n-1}$	n-1		
N(1)	Oui	Oui	-	-	$(1-\tau)^n$	n	$\acute{e}tage_0$	n=1 ou $\tau=0$	$1-(1-\tau)^{n-1}$	n-1		
							$\acute{e}tage_1$	n-1	$1-(1-\tau)^{n-1}$	n-1		
N(1)	Oui	Non	Oui	-	$(1-\tau)^n$	n	0	n=1 ou $\tau=0$	$1-(1-\tau)^{n-1}$	n-1		
N(1)	Oui	Non	Oui	-	$(1-\tau)^n$	n	0	n=1 ou $\tau=0$	$1-(1-\tau)^{n-1}$	n-1		
N(1)	Oui	Non	Oui	Oui	$(1-\tau)^n$	n	0	n=1 ou $\tau=0$	$1-(1-\tau)^{n-1}-P_{cap}$	n-1		
N(1)	Oui	Non	Oui	Oui	$(1-\tau)^n$	n	$\acute{e}tage_R$	$1-p_E$	$(1-p_E)P_{Col}=[1-(n-1)\tau(1-\tau)^{n-2}p_E]P_{Col}$	n-1		
							$\acute{e}tage_i$	n=1 ou $\tau=0$	$P_{Col}=1-(1-\tau)^{n-1}$	n-1		
I(2)	Oui	Oui	-	-	$(1-\tau)^n$	n	0	n=1 ou $\tau=0$	$1-(1-\tau)^{n-1}$	n-1		
N(1)	Oui	Non	Oui	-	$(1-\tau)^n$	n	$1-(1-\tau)^{n-1}$	n-1	$1-(1-\tau)^{n-1}$	n-1		
N(1)	Oui	Non	Oui	-	-	-	$p_{i,c}$	n-1	$p_{i,c}=1-\prod_{k\neq i}(1-\tau_k)$	n-1		
N(1)	Oui	Non	Oui	Oui	$(1-\tau_i)^{n_i}$	n_i	-	-	$p_{coll,i}=1-(1-\tau_i)^{n_{i-1}}\prod_{j\neq i}(1-\tau_j)^{n_j}$	n-1		

N : Normal, I : Intelligent, n_i : nombre de stations dans le mode Phy i

Tableau 4.3 : Comparaison de modèles en fonction des caractéristiques de canal et de l'antenne.

4.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié et comparé les différents modèles antérieurs du protocole DCF de la norme IEEE 802.11, en mettant la lumière sur leurs contributions, leurs différences conceptuelles et leurs limites. L'étude menée a permis de distinguer deux grandes catégories de modèles analytiques : les modèles analytiques simples et les modèles analytiques avancés, chacun étant destiné à des buts particuliers et reposants sur des hypothèses distinctes.

Les modèles simples se basent principalement sur la couche MAC, et visent à décrire les mécanismes fondamentaux du DCF, tels que le processus de backoff, la gestion de la fenêtre de contention, et la probabilité de collision entre trames des stations. Ces modèles, souvent basés sur des modèles Markoviens, ont permis de poser les bases analytiques du fonctionnement du protocole dans des conditions idéales. Cette catégorie comprend les modèles à backoff rapide, les modèles à backoff lent, ainsi que les modèles hybrides qui fusionnent ces deux stratégies.

En revanche, les modèles avancés se concentrent sur l'ajout des paramètres de l'aspect physique à la modélisation, en particulier la structure des trames, les débits de transmission et les schémas de codage et de modulation, ainsi que le taux d'erreurs binaires (BER). Ils permettent d'étudier l'effet du bruit, des interférences et des conditions de propagation sur les performances du protocole. Ce genre englobe les modèles à backoff rapide ou lent et à BER uniforme ou partiel, de même que les modèles munis d'un mécanisme avancé de gestion des collisions. Ces modèles offrent une vision plus réaliste du comportement du DCF dans des environnements bruités, néanmoins nécessitent une complexité d'analyse accrue.

L'étude comparative de ces travaux a permis de mettre en évidence plusieurs limites importantes. D'une part, la majorité des modèles supposent encore un canal idéal, négligeant les phénomènes réels de transmission tels que le bruit, l'atténuation et les interférences. D'autre part, le mécanisme de backoff présente certaines anomalies, notamment une décrémentation rapide du compteur d'attente (modèles à backoff rapide) et une ambiguïté concernant les pertes dues aux collisions et celles causées par le bruit. Dans les environnements bruités, les trames de grande taille sont plus sensibles aux erreurs, ce qui entraîne des retransmissions répétées, un doublement de la fenêtre de contention et une dégradation globale des performances. Néanmoins, le groupe de travail IEEE 802.11 [8] a partiellement résolu ce problème en utilisant le mécanisme de fragmentation des paquets (PFM). Bien que le PFM soit activé, dans un environnement fortement bruité, le nombre d'échecs de transmission est accru, ce qui oblige la station à étendre rapidement sa fenêtre de contention, entraînant ainsi des retards pendant la transmission. Enfin, certaines propositions introduisent des approximations au niveau de la couche physique qui s'éloignent du fonctionnement réel du protocole, réduisant ainsi la validité des résultats.

Ces observations (lacunes) soulignent la nécessité de concevoir un nouveau modèle plus représentatif, capable de décrire fidèlement le comportement réel du protocole DCF dans des conditions de transmissions réelles. Le modèle que nous proposons dans le chapitre suivant s'inscrit dans cette perspective. Il repose sur une décomposition en trois phases essentielles :

1. la phase d'attente (d'écoute), où les stations appliquent le mécanisme de backoff lent ;
2. la phase de réservation du canal (transmission de trames RTS/CTS), visant à réduire les collisions ;
3. et enfin, la phase de transmission des données, qui prend en compte les erreurs de canal et le mécanisme de retransmission sans renouvellement de la réservation de canal.

Chapitre 05

Contribution : Retransmission des fragments de données sans renouvellement de la réservation du canal dans le réseau l'IEEE 802.11b

5.1. Introduction

Le standard IEEE 802.11 [8] est la norme publiée par le groupe 802.11, et fournit des spécifications détaillées des mécanismes d'accès au canal MAC. DCF est un mécanisme d'accès au médium distribué entre les stations du réseau, basé sur le CSMA/CA, parfois couplé à un autre mécanisme de réservation optionnelle appelé RTS/CTS, pour résoudre le problème des stations cachées par rapport à l'émetteur. Une station dans le réseau voulant transmettre des données, tout d'abord écoute le canal, par sa couche physique PLCP (Physical Layer Convergence Protocol). Dans le cas où le canal est libre pendant une période de temps égale à DIFS, la station transmet une trame RTS contenant la durée totale de transmission, et l'adresse de sa destination. Toute station recevant la trame RTS, met à jour son temporisateur NAV (Network Allocation Vector) et, après une période de temps égale à SIFS, la station destination répond par une trame CTS incluant elle-même, le reste de la durée de transmission. Celle-ci est envoyée à toute station située sa zone de couverture, afin de mettre à jour son temporisateur NAV. Si la trame CTS atteint l'émetteur après une période de temps égale à SIFS, dans ce cas l'émetteur commence immédiatement la transmission d'une trame de données. Un acquittement Ack est transmis par le récepteur après une période de temps égale à SIFS, afin de déterminer si la trame de données a été reçue avec succès ou non.

Dans ce travail, nous nous concentrons sur les mécanismes et les paramètres des deux dernières couches du système OSI, liaison de données (plus précisément la sous-couche MAC) et physique.

Ce chapitre est organisé comme suit : dans la section 5.2, nous allons présenter la couche physique du 802.11b HR-DSSS, et calculer les différentes probabilités d'erreurs. Ensuite, dans la section 5.3, nous allons décrire notre modèle proposé, en prenant en compte les probabilités des transitions et des états associés, afin d'extraire le taux de transmission et, par conséquent, le débit de saturation. Dans la section 5.4, nous discuterons des résultats numériques obtenus. Enfin, dans la section 5.5, nous concluons ce chapitre.

5.2. Couche physique du 802.11b HR-DSSS

La couche physique du 802.11b est basée sur l'une des deux techniques de transmission et de réception, étalement du spectre par saut de fréquence (FHSS) ou étalement du spectre à séquence directe (DSSS). Dans notre étude, nous utilisons la technique de transmission et de réception HR-DSSS, qui découpe la bande des 2,4 GHz, de largeur 83,5 MHz en 14 canaux chevauchants de 22 MHz chacun [1,8]. Au niveau de la couche physique, les informations sont bien organisées et transmises à différents débits physiques. De plus, l'adaptation des débits de transmission a pour

objectif est de réduire les impacts des pertes liées à divers phénomènes, notamment, le bruit, l'atténuation de trajet, les interférences et le fading multi-trajets.

5.2.1. Structure des trames PLCP et paramètres associés

Pendant l'utilisation de la technique HR/DSSS, et afin d'assurer la compatibilité avec les anciens équipements 802.11, chaque station peut utiliser deux formats de trames PLCP. En effet, nous distinguons deux variétés de préambules de trame PPDU, dans l'interface physique (PLCP), à savoir le préambule long et le préambule court (voir la section 3.2.1.1.3). Chaque structure de trame PPDU dispose de valeurs propres prédéfinies par la norme 802.11b, comme indiqué ci-dessous par le tableau 5.1.

En général, toute trame PPDU dans la couche physique (PLCP) est constituée de la concaténation de trois champs (paramètres) essentiels, qui sont de gauche à droite : le préambule PLCP (Pr), l'en-tête PLCP (He), et le champ de données correspondant à l'MPDU ($MPDU = frag = en-tête\ MAC + fragIV + CRC$) qui représente les informations provenant de la couche MAC. Chacun de ces champs joue un rôle spécifique dans la synchronisation, l'identification et la transmission de l'information [1,8].

Dans la littérature, la plupart des auteurs utilisent des structures de trames parfaitement correctes, à l'exception de quelques-uns qui ignorent certains champs, que ce soit dans les trames de données [50,53,57], ou bien dans les trames de contrôle [50,53,55,57,64]. D'après les concepteurs des protocoles IEEE 802.11 selon les spécifications de la norme IEEE 802.11, chaque champ d'une trame de données ou de contrôle, doit être transmis à un débit partiel prédéfini. Cette règle est définie par le standard IEEE 802.11b est prise en compte dans notre modèle, où chacun de ces champs est transmise à un débit physique différent aux autres, tels que : le premier (Pr) est transmis à un débit PR , le second (He) est transmis à un débit MR . Dans le troisième champ ($MPDU$), l'en-tête MAC plus le CRC sont envoyés à un débit MR , tandis que le corps du fragment de données $fragBody$ avec son vecteur d'initialisation IV est transmis à un débit DR . Néanmoins, pour des raisons de simplicité, certains auteurs [44,55,57,64] respectent cette règle uniquement pour les trames de données.

Par ailleurs, les trames de contrôle RTS, CTS et Ack sont créées dans la couche MAC et transmettent à un débit MR [44]. Tout comme les trames MPDU, chaque trame de contrôle au niveau de la couche physique (PLCP) comprend un préambule PLCP (Pr) transmis à un débit PR , ainsi qu'un en-tête PLCP (He), qui est transmis à un débit MR . Cependant, tous les auteurs de la littérature ne tiennent pas compte de cette règle pour les trames de contrôle et supposent que leurs champs sont transmis à un débit constant.

Trame PPDU avec préambule long			
Paramètres	Longueur (bits)	Modulation	Débit (Mb/s)
Pr	144	DBPSK	$PR = 1$
He	48	DBPSK	$MR = 1$
$MC = en\text{-}tête\ MAC + CRC$	272	DBPSK	$MR = 1$
$fragIV = fragBody + IV$	[0,18432]+64	DBPSK	$DR = 1$
		DQPSK	$DR = 2$
		CCK-4	$DR = 5.5$
		CCK-8	$DR = 11$
Trame PPDU avec préambule court			
Pr	72	DBPSK	$PR = 1$
He	48	DQPSK	$MR = 2$
$MC = en\text{-}tête\ MAC + CRC$	272	DQPSK	$MR = 2$
$fragIV = fragBody + IV$	[0,18432]+64	DQPSK	$DR = 2$
		CCK-4	$DR = 5.5$
		CCK-8	$DR = 11$

Tableau 5.1 : Structure d'une trame dans l'interface physique 802.11b HR-DSSS

La prise en compte correcte de l'ensemble des champs et de leurs débits est cruciale pour obtenir un modèle fiable de la couche physique. Une représentation fidèle permet non seulement de calculer précisément les durées de transmission et les probabilités d'erreurs, mais aussi de fournir des paramètres d'entrée précis pour les modèles analytiques ou les simulations de la couche MAC, notamment pour l'évaluation de mécanismes tels que DCF avec DFR/RCRM.

5.2.2. Modèles de BER et de probabilités d'erreur de trames

Dans les systèmes sans fil à canal radio non idéal, le BER est une mesure de performance utilisée pour évaluer l'impact de divers phénomènes (comme le bruit, les interférences, l'ombrage, etc.) sur la fiabilité du lien radio. En général, le BER est déterminé en fonction du schéma de codage et de modulation (MCS) pour chaque débit de transmission, du rapport signal sur bruit (SNR) ou signal sur interférences plus bruit (SINR), ainsi que d'autres paramètres selon les caractéristiques du lien utilisé. Dans la suite de ce travail, les différents modèles de BER ($BER_{1Mb/s}$, $BER_{2Mb/s}$, $BER_{5.5Mb/s}$ et $BER_{11Mb/s}$) dans l'interface physique 802.11b HR-DSSS [66], qui ont été modélisés par les formules suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} BER_{1 \text{ Mb/s}} = Q\left(\sqrt{11 E_c/N_c}\right) \\ BER_{2 \text{ Mb/s}} = Q\left(\sqrt{5.5 E_c/N_c}\right) \\ BER_{5.5 \text{ Mb/s}} = 8/15 \left[14 Q\left(\sqrt{8 E_c/N_c}\right) + Q\left(\sqrt{16 E_c/N_c}\right) \right] \\ BER_{11 \text{ Mb/s}} = 128/255 \left[24 Q\left(\sqrt{4 E_c/N_c}\right) + 16 Q\left(\sqrt{6 E_c/N_c}\right) + 174 Q\left(\sqrt{8 E_c/N_c}\right) \right. \\ \left. + 16 Q\left(\sqrt{10 E_c/N_c}\right) + 24 Q\left(\sqrt{12 E_c/N_c}\right) + Q\left(\sqrt{16 E_c/N_c}\right) \right] \end{array} \right. \quad (5.1)$$

Où : $E_c/E_N = 2 \text{ SINR}$, représente le rapport signal sur bruit par chip et SINR le rapport signal sur interférence plus bruit.

Dans des conditions de canal non idéal, le changement des débits pendant la transmission d'une trame quelconque (RTS, CTS, DATA ou Ack), montre que le BER varie d'un champ à l'autre de la trame (voir l'équation 5.1) [66]. À ce titre, les travaux [53,54,60,63], ne sont pas conformes au fonctionnement réel de la couche physique. Néanmoins, dans les modèles [55,57,64], ce principe de fonctionnement de la couche physique est mis en œuvre uniquement pour les trames de données, mais pas parfaitement, comme illustré dans le tableau 5.1.

De plus, dans les mêmes conditions, les différents BER et champs sont utilisés pour modéliser la probabilité d'erreur d'une trame, qu'il s'agisse des trames de données ou de contrôle. En revanche, les auteurs de modèles [53,55,57,63,64] supposent que seules les trames de données peuvent être perdues en raison de bruit (ou des interférences). Par contre, d'autres auteurs tels que [54,60] supposent que les deux types de trames peuvent être affectées par le bruit ou des interférences.

D'un autre côté, dans les modèles [42,44,45,50,51,52,58], les auteurs supposent que l'environnement est parfait ($BER=0$ ce qui signifie que $p_{\text{erreur}}=0$). Cela montre que les résultats obtenus par ces modèles restent toujours mystérieux, manquent d'exactitude et s'écartent considérablement du fonctionnement réel des réseaux IEEE 802.11b.

Par conséquent, pour modéliser de manière fiable les différentes probabilités d'erreurs, il est important de respecter les spécifications physiques de la norme IEEE 802.11, d'utiliser les BER du canal et de tenir compte des lacunes des modèles antérieurs, afin de représenter fidèlement les effets du canal radio. Par la suite, nous déterminerons les deux probabilités d'erreurs associées à la transmission erronée des divers types de trames (RTS, CTS, DATA et Ack) en raison du bruit de canal. L'une des probabilités est Pe , qui représente un échec de transmission d'une trame de données ou d'acquiescement Ack en raison de bruit, durant la phase de transmission. L'autre est Pe_{RC} , qui représente un échec de transmission d'une trame de contrôle RTS ou de CTS en raison de bruit, durant la phase de réservation.

Tout d'abord, nous calculons la probabilité d'erreur Pe , soit G_1 le premier groupe d'événements d'émission d'un paquet de données, défini comme suit :

A_1 : l'évènement correspondant à un échec d'émission du préambule Pr à cause du bruit.

A_2 : l'évènement correspondant à un échec d'émission de l'en-tête physique He , de l'en-tête MAC et du CRC ($He+Mc$) en raison du bruit.

A_3 : l'évènement correspondant à l'échec d'émission du corps du fragment, avec son vecteur d'initialisation IV ($fragIV$) en raison du bruit.

Ces trois évènements sont supposés compatibles, si et seulement si sont joints l'un aux autres, alors la probabilité :

$$\begin{aligned}
 Pe(G_1) &= p(A_1 \cup A_2 \cup A_3) \\
 &= p(A_1) + p(A_2) + p(A_3) - p(A_1)p(A_2) - p(A_1)p(A_3) - p(A_2)p(A_3) + p(A_1)p(A_2)p(A_3) \\
 &= \begin{cases} 1 - (1 - BER_{PR})^{Pr} (1 - BER_{MR})^{He+Mc} (1 - BER_{DR})^{fragIV} & \text{court préambule} \\ 1 - (1 - BER_{PR})^{Pr+He+Mc} (1 - BER_{DR})^{fragIV}, & \text{long préambule} \end{cases} \quad (5.2)
 \end{aligned}$$

Et soit G_2 le deuxième groupe des évènements de réception d'un acquittement (en retour), défini comme suit :

B_1 : l'évènement correspondant à un échec de réception du préambule Pr en raison du bruit.

B_2 : l'évènement correspondant à un échec de réception de l'en-tête physique He en raison du bruit.

B_3 : l'évènement correspondant à un échec de réception de l'acquittement Ack en raison du bruit.

Comme ces événements sont compatibles, donc l'échec global correspond à l'union de ces trois événements, qui est donnée par la probabilité d'erreur :

$$\begin{aligned}
 Pe(G_2) &= p(B_1 \cup B_2 \cup B_3) \\
 &= \begin{cases} 1 - (1 - BER_{PR})^{Pr} (1 - BER_{MR})^{He+Ack} & \text{court préambule} \\ 1 - (1 - BER_{PR})^{Pr+He+Ack} & \text{long préambule} \end{cases} \quad (5.3)
 \end{aligned}$$

Comme l'erreur se produit au moment de l'émission (G_1) ou bien en réception (G_2) et comme les deux groupes sont compatibles l'un de l'autre, donc par définition on obtient :

$$Pe = P(G_1 \cup G_2) = P(G_1) + P(G_2) - P(G_1) P(G_2)$$

Donc :

$$\begin{aligned}
 Pe &= \begin{cases} 1 - (1 - BER_{PR})^{2Pr} (1 - BER_{MR})^{2He+Mc+Ack} (1 - BER_{DR})^{fragIV}, & \text{court préambule} \\ 1 - (1 - BER_{PR})^{2(Pr+He)+Mc+ack} (1 - BER_{DR})^{fragIV}, & \text{long préambule} \end{cases} \quad (5.4)
 \end{aligned}$$

De la même manière, on calcule la probabilité d'erreur Pe_{RC} , sur l'une des trames RTS ou CTS, en considérant les deux événements suivants :

A : l'évènement qu'un échec de transmission de la trame RTS en raison du bruit.

B : l'évènement qu'un échec de transmission de la trame CTS en raison du bruit.

Dans l'interface physique, le système transmet le préambule pr , suivi de l'en-tête physique He , puis de la trame RTS ou CTS, donc :

$$P(A) = \begin{cases} 1 - (1 - BER_{PR})^{Pr} (1 - BER_{MR})^{He+RTS}, & \text{court préambule} \\ 1 - (1 - BER_{PR})^{Pr+He+RTS}, & \text{long préambule} \end{cases}$$

et

$$P(B) = \begin{cases} 1 - (1 - BER_{PR})^{Pr} (1 - BER_{MR})^{He+CTS}, & \text{court préambule} \\ 1 - (1 - BER_{PR})^{Pr+He+CTS}, & \text{long préambule} \end{cases}$$

Par définition et comme les deux évènements A et B sont compatibles l'un de l'autre, alors :

$$\begin{aligned} Pe_{RC} &= P(A \cup B) = P(A) + P(B) - P(A)P(B) \\ &= \begin{cases} 1 - (1 - BER_{PR})^{2Pr} (1 - BER_{MR})^{2He+RTS+CTS}, & \text{court préambule} \\ 1 - (1 - BER_{PR})^{2(Pr+He)+RTS+CTS}, & \text{long préambule} \end{cases} \end{aligned} \quad (5.5)$$

Où $L_{RTS} = Pr + He + RTS$ et $L_{CTS} = Pr + He + CTS$, représentent respectivement les longueurs des trames de contrôle RTS et CTS, dans l'interface physique (PLCP).

5.3. Modèle de Markov pour DCF avec DFR/RCRM

Dans notre analyse, nous définissons l'ensemble des hypothèses, des paramètres et les probabilités du modèle analytique proposé.

5.3.1. Hypothèses

- 1) Le canal de transmission est non idéal (environnement bruité, la probabilité d'erreur d'un ensemble de bits varie selon le BER utilisé).
- 2) Le nombre de stations dans le réseau en mode ad-hoc est fixe à **n**.
- 3) Toutes les stations utilisent le mécanisme de réservation RTS/CTS pour accéder au canal de transmission partagé.
- 4) Une collision ne se produit que au niveau de la trame de contrôle RTS.
- 5) Une trame de contrôle RTS ou CTS peut être perdue à cause d'erreurs de l'environnement.
- 6) Une trame de données ou d'acquiescement (Ack), est perdue uniquement si une erreur se produit sur la trame elle-même.
- 7) Toutes les files d'attente des stations contiennent au moins un paquet prêt à être transmis (ce qui correspond aux conditions de saturation).

- 8) Toutes les stations utilisent la même structure de l'interface physique.
- 9) En cas d'erreur de transmission, chaque fragment de données *frag* retransmis qu'après un délai $T_{e,frag}$, donné ultérieurement par l'équation (5.24), sans renouveler la réservation du canal.
- 10) Le temps de propagation δ d'un signal, est pris en considération dans notre modèle.

5.3.2. Paramètres d'entrée du modèle

Dans cette partie, nous introduisons les paramètres d'entrée, essentiels au fonctionnement de notre modèle proposé.

- 1) m' : l'étage de backoff maximal, dans lequel on effectue la dernière tentative de doublement de la fenêtre de contention.
- 2) m : l'étage de backoff maximal, dans lequel on effectue la dernière tentative de transmission d'une trame RTS, sans doublement de la taille de la CW. où m peut être défini comme la limite supérieure du compteur SSRC en présence d'un mécanisme RTS/CTS.
- 3) $h = m - m'$: nombre de retransmissions, avec réservation renouvelée du canal par le mécanisme RTS/CTS, et sans doublement de la fenêtre de contention CW.
- 4) r : nombre de retransmissions maximal d'un même fragment de données, sans renouveler la réservation du canal (Maximum-NDFR/RCR). Où r peut être défini comme la limite supérieure d'un compteur SLRC en présence du mécanisme RTS/CTS.

5.3.3. États du modèle

Pour étudier un tel mécanisme de fonctionnement, il faut tout d'abord modéliser correctement son comportement. Dans notre cas, nous modélisons le comportement de notre système, qui est défini par un ensemble de caractéristiques, apparaît un peu complexe, par un modèle de chaîne de Markov MCM, (voire la figure 5.1). Ce modèle nous permet d'extraire la probabilité stationnaire τ de transmission d'un paquet de données, composé de N fragment, pour calculer le débit de saturation S dans différentes situations. Soient les trois processus stochastiques $b(t)$, $S(t)$ et $N(t)$, tels que :

- 1) $b(t)$: le processus stochastique, représentant le compteur de temps de backoff k d'une station donné, à l'instant t , défini par la loi de probabilité aléatoire uniforme.

$$k = \text{random}(0, CW).Slotime$$

Où CW : la fenêtre de contention en cours, donnée par la formule suivante :

$$CW_i = \begin{cases} 2^i \cdot CW_0, & i \leq m' \\ 2^{m'} \cdot CW_0, & m'+1 \leq i \leq m \end{cases} \quad (5.6)$$

Où i et CW_0 : représentent l'étage de backoff ($0 \leq i \leq m$) et la fenêtre de contention initiale respectivement.

- 2) $S(t)$: le processus stochastique, représentant l'étage de backoff i d'une station donnée, à l'instant t , prend ses valeurs dans l'ensemble $\{0, 1, 2, 3, \dots, m', \dots, m\}$.
- 3) $N(t)$: le processus stochastique, représentant le nombre de fragments non transmits plus une trame RTS d'une station donnée, à l'instant t , prend ses valeurs dans l'ensemble $\{N_0+1, N_k, (N-1)_k, \dots, 1_k, 0_k\}$. Où k : représente les tentatives de retransmission d'un fragment de données, sans renouveler la réservation du canal (NDFR/RCR), prend ses valeurs dans l'ensemble $\{0, 1, 2, \dots, r\}$, et le un « $R=1$ » ajoutait dans « N_0+1 », représente que la trame de contrôle RTS n'est pas encoure transmis ($R=1$). Si la station transmet la trame RTS, après de recevra la trame CTS correspondante correctement, met R à zéro ($R = 0$).

Donc, on peut modéliser ces trois processus $b(t)$, $S(t)$ et $N(t)$ par le processus tridimensionnel (3D) $\{S(t), N(t), b(t)\}$, avec chaîne de Markov à temps discret. La figure 5.1 en dessous, représente le MCM-3D du protocole 802.11 avec le mécanisme d'accès RTS/CTS, PFM et la retransmission d'un même fragment de données, sans renouveler la réservation du canal (DFR/RCRM).

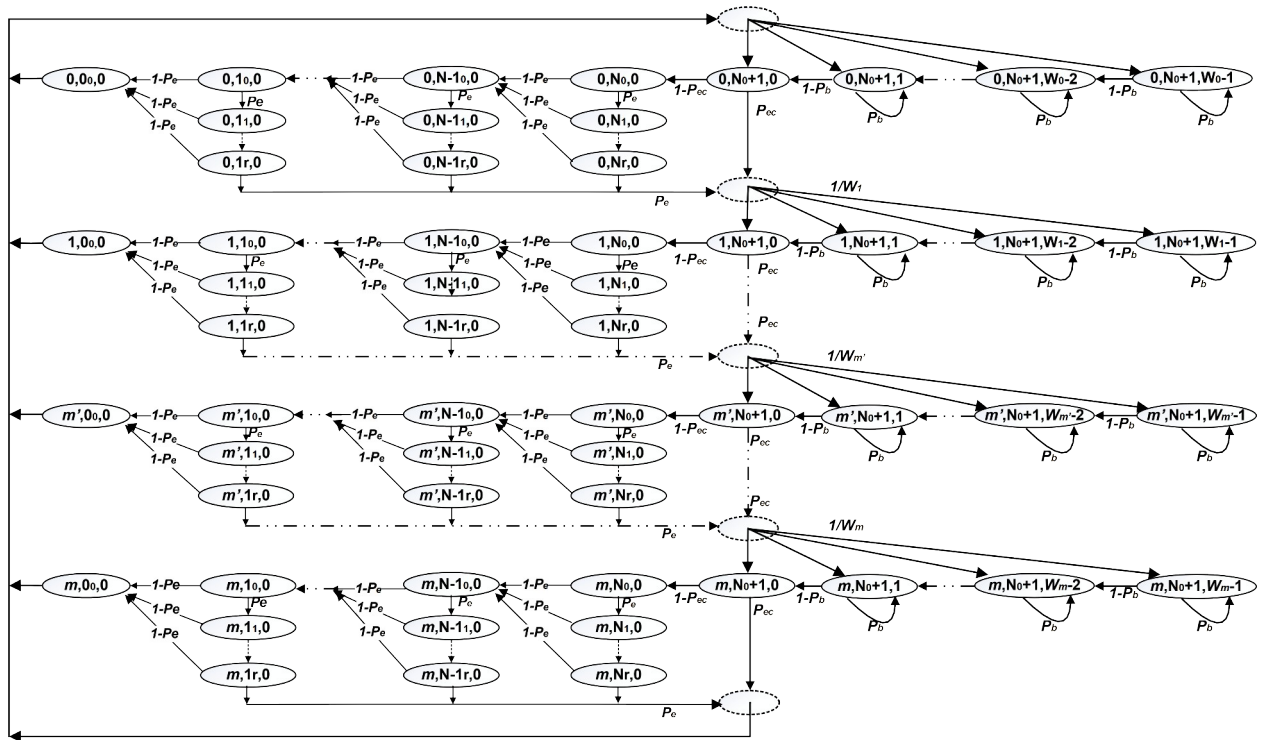


Figure 5.1 : MCM-3D du protocole IEEE 802.11 avec RTS/CTS, PFM et DFR/RCRM.

5.3.4. Calcul des probabilités

Pour obtenir de bons résultats de calcul, nous définissons avec précision les différentes probabilités élémentaires de notre modèle proposé. À cet effet, le modèle proposé comprend trois catégories d'états : les états d'attente (backoff), les états de réservation (transmission RTS/CTS) et les états de transmission des fragments de données (DFR/RCRM). Ces probabilités et d'autres sont correctement affectées aux diverses catégories d'états du modèle proposé (voir la figure 5.1).

5.3.4.1. Probabilités utilisées pendant l'attente

Pour des raisons de simplicité, les auteurs des modèles [42,44,45,53,54,55,57,58] supposent que le backoff est rapide durant la phase d'attente, où la probabilité de transition correspondant à un canal occupé est $p_{busy}=0$. Certains auteurs, tels que [51,60,63], ont résolu ce problème dans lesquels une station en attente écoute tout d'abord le canal. Si celui-ci est libre, elle décrémente son backoff avec une probabilité de $1-p_{busy}=0$, sinon, elle bloque son backoff avec une probabilité $p_{busy}=0$ où le canal pouvant être réservé au moins par une des $(n-1)$ stations dans le réseau. Le même problème est résolu dans [50,52], mais d'une façon partielle en raison d'une mauvaise définition de la probabilité d'attente $p_{busy}=0$. L'hypothèse d'un backoff rapide facilite la modélisation et l'analyse du protocole, cependant elle ne représente pas correctement le comportement réel d'un réseau IEEE 802.11.

1) Probabilité que le canal de transmission est occupé (Pb)

Dans ce cas, pendant l'écoute, le canal de transmission est occupé, par au moins une des $(n-1)$ stations restantes transmettent dans un slot de temps donné. Soit x une variable aléatoire représentant le nombre de stations en cours de transmission, où $x \in \{0,1,\dots,n-1\}$ et chaque station transmet avec succès avec une probabilité τ , donnée par l'équation (5.19), et avec une probabilité $(1-\tau)$ en cas d'échec. Donc $x \xrightarrow{\text{suit}} B(n-1, \tau)$, sachant que :

$$p(x=k) = C_{n-1}^k \tau^k (1-\tau)^{n-1-k}. \quad (5.7)$$

Par définition :

$$Pb = p(x \geq 1) = 1 - (1-\tau)^{n-1} \quad (5.8)$$

5.3.4.2. Probabilités utilisées pendant la réservation et la transmission

Quand le temps de backoff devient nul, la station commence la transmission de la trame (RTS, dans le cas du mécanisme RTS/CTS, ou Data dans le cas du mécanisme de base), soit avec succès

ou bien par échec. En cas d'échec de transmission à cause d'une collision, tous les auteurs des modèles antérieurs supposent que la station choisit un temps de backoff aléatoirement dans l'étage supérieur, avec une probabilité dont le nom p_{coll} (P_c dans notre modèle), mais est égale à p_{busy} (P_b dans notre modèle) dans la plupart des modèles.

1) Probabilité qu'une collision se produise au niveau du canal (P_c)

Une collision se produit, pendant un slot de temps donné, lorsque au moins deux des n stations transmettent simultanément (choisissent la même valeur du backoff). Soit x une variable aléatoire représentant le nombre de stations qui souhaitent commencer la transmission, où $x \in \{0, 1, \dots, n\}$ et chaque station transmet avec succès avec une probabilité τ , et avec une probabilité $(1 - \tau)$ en cas d'échec. Donc $x \xrightarrow{\text{suit}} B(n, \tau)$, sachant que :

$$p(x=k) = C_n^k \tau^k (1-\tau)^{n-k} \quad (5.9)$$

Par définition :

$$P_c = p(x \geq 2) = 1 - [1 + (n-1)\tau](1-\tau)^{n-1} \quad (5.10)$$

2) Probabilité d'échec de transmission (P)

La technique RTS/CTS, vise à améliorer la fiabilité, elle est utilisée pendant la phase de réservation du canal afin d'éviter les collisions, surtout celle des stations cachées, ainsi que de distinguer les pertes dues aux collisions ou au bruit pour les différents types de trames (trames de contrôle et trame de données) [54].

Une retransmission implique une nouvelle réservation du canal de transmission, se produit dans deux cas. Premièrement, par un échec de transmission, sur l'une des trames de contrôle, RTS ou CTS. Deuxièmement, par un échec de transmission, sur l'une des trames, fragment de données ou trame d'acquiescement Ack.

Soit P_{ec} , la première probabilité d'échec de transmission, définie par les trois événements suivants :

A : l'évènement qu'un échec de transmission sur la trame RTS en raison du bruit.

B : l'évènement qu'un échec de transmission sur la trame CTS en raison du bruit.

C : l'évènement qu'un échec de transmission en raison de collision sur la trame RTS.

En supposant la compatibilité entre les deux événements $(A \cup B)$ et C, donc :

$$P_{ec} = P(A \cup B \cup C) = P(A \cup B) + P(C) - P(A \cup B) P(C)$$

Où $P(A \cup B) = Pe_{RC}$ et $P(C) = P_C$

Donc :

$$Pec = 1 - (1 - Pe_{RC})(1 - P_C) \quad (5.11)$$

Soit **Perr**, la seconde probabilité d'échec de transmission, définie par les deux évènements suivants :

D : l'évènement indiquant que une station réserve le canal par le mécanisme RTS/CTS.

E : l'évènement indiquant que la station perdue le canal après $(r+1)$ retransmissions d'un fragment de données en raison du bruit.

Par définition et comme les évènements D et E sont indépendants l'un de l'autre, donc :

$$Perr = P(D \cap E) = P(D)P(E) = (1 - Pec)(1 - \alpha^N) \quad (5.12)$$

Où $\alpha = 1 - Pe^{r+1}$

Par conséquent :

$$P = Pec + Perr = 1 - (1 - Pec)\alpha^N \quad (5.13)$$

5.3.4.3. Probabilités des transitions

Le modèle de chaîne de Markov (MCM) de la figure 5.1 est représenté par un ensemble d'états liés entre eux par des probabilités de transition conditionnelles, comme mentionné ci-dessous par les formules générales. Ces probabilités montrent que le problème des retransmissions illimitées, observé dans plusieurs modèles antérieurs [42,45,50,51,53,55,57,58,64] en raison des transitions cycliques directes ou indirectes dans les états lorsque le backoff est nul, est résolu dans notre modèle proposé.

$$P(i, N_0 + L, k - 1 | i, N_0 + L, k) = 1 - Pb, \quad i \in \{0, 1, \dots, m\} \text{ et } k \in \{1, 2, \dots, W_i - 1\} \quad (5.14.a)$$

$$P(i, N_0 + L, k | i, N_0 + L, k) = Pb, \quad i \in \{0, 1, \dots, m\} \text{ et } k \in \{1, 2, \dots, W_i - 1\} \quad (5.14.b)$$

$$P(i, N_0 + L, k | i - 1, N_0 + L, 0) = \frac{Pec}{W_i}, \quad i \in \{1, 2, \dots, m\} \text{ et } k \in \{0, 1, \dots, W_i - 1\} \quad (5.14.c)$$

$$P(i, N_0 + L, k | i - 1, N - L, r, 0) = \frac{Pe}{W_i}, \quad i \in \{1, 2, \dots, m\}, k \in \{0, 1, \dots, W_i - 1\} \text{ et } L \in \{0, 1, \dots, N - 1\} \quad (5.14.d)$$

$$P(i, N_0, 0 | i, N_0 + L, 0) = 1 - Pec, \quad i \in \{0, 1, \dots, m\} \quad (5.14.e)$$

$$P(i, N - L_j, 0 | i, N - L_{j-1}, 0) = Pe \quad i \in \{0, 1, \dots, m\}, j \in \{1, 2, \dots, r\} \text{ et } L \in \{0, 1, \dots, N - 1\} \quad (5.14.f)$$

$$P(i, N - L - L_0, 0 | i, N - L_j, 0) = 1 - Pe \quad i \in \{0, 1, \dots, m\}, j \in \{0, 1, \dots, r\} \text{ et } L \in \{0, 1, \dots, N\} \quad (5.14.g)$$

$$P(0, N_0 + L, k | i, 0_0, 0) = \frac{1}{W_0}, \quad i \in \{0, 1, \dots, m\} \text{ et } k \in \{0, 1, \dots, W_0 - 1\} \quad (5.14.h)$$

$$P(0, N_0 + L, k | m, N - L, r, 0) = \frac{Pe}{W_0}, \quad k \in \{0, 1, \dots, W_0 - 1\} \text{ et } L \in \{0, 1, \dots, N - 1\} \quad (5.14.i)$$

$$P(0, N_0+1, k | m, N_0+1, 0) = \frac{P_{ec}}{W_0}, \quad k \in \{0, 1, \dots, W_0 - 1\} \quad (5.14.j)$$

- (5.14.a)** : La station écoute le canal. Si celui-ci est libre, elle décrémente son temps de backoff de k à $(k-1)$ dans l' $i^{ème}$ étage.
- (5.14.b)** : La station écoute le canal. Si celui-ci est occupé, elle bloque son temps de backoff à k dans l' $i^{ème}$ étage.
- (5.14.c)** : Une fois le temps de backoff devient nul, la station tente de transmettre une trame RTS. En cas d'échec (absence de CTS), elle incrémente son étage de backoff de $(i-1)$ à i , double sa fenêtre de contention et choisit aléatoirement un nouveau temps de backoff k dans l' $i^{ème}$ étage.
- (5.14.d)** : Toute station réservant le canal via le mécanisme RTS/CTS peut retransmettre chacun de ses L fragments de données jusqu'à r fois. Si le nombre de retransmissions dépasse r tentatives en raison du bruit, la station incrémente son étage de backoff de $(i-1)$ à i et choisit aléatoirement un nouveau temps de backoff k dans l' $i^{ème}$ étage.
- (5.14.e)** : Si le temps de backoff est nul et le canal est libre pendant un délai égal à DIFS, la station en cours transmet une trame de contrôle RTS et reçoit le CTS correspondant, afin de remettre R à zéro (c.à.d. de N_0+1 à N_0+0 trames non transmises).
- (5.14.f)** : Dans l' $i^{ème}$ étage, en raison du bruit de l'environnement qui empêche la transmission de données correctement, la station essaie de transmettre le fragment courant et incrémente le nombre de retransmissions j en cas d'échec.
- (5.14.g)** : Toujours dans l' $i^{ème}$ étage, lors de la $j^{ème}$ tentative, la station transmet correctement le fragment après la réception de l'acquittement Ack, et décrémente le nombre de fragment dans la file d'attente de $(N-L)_j$ à $(N-L)_0$, où le zéro montre que le nouveau fragment n'est pas encore retransmis.
- (5.14.h)** : La station peut réussir à transmettre tous ses fragments, dans n'importe quel étage de backoff $(i, 0, 0)$, puis réinitialise son étage de backoff à zéro et choisit aléatoirement le nouveau temps de backoff k .
- (5.14.i)** : À cause du bruit élevé, la station tente jusqu'à r retransmissions d'un fragment de données, jusqu'à la $m^{ème}$ étage de backoff, En cas d'échec complet de transmission du paquet $(m, N-L_r, 0)$, où L représente le nombre de fragments transmises. Dans tous les cas

d'échec de transmission, la station réinitialise son étage de backoff à zéro et choisit aléatoirement le temps de backoff k correspondant.

(5.14.j) : Dans $m^{\text{ème}}$ étage de backoff, la station échoue à réserver le canal à nouveau ($R=1$), en raison de bruit ou d'une collision au niveau des trames de contrôle. Elle réinitialise alors son étage de backoff à zéro et choisit aléatoirement un temps de backoff k correspondant.

5.3.4.4. Probabilités stationnaires des états

Soit $\pi_{i,(N-L)_j+R,k} = \lim_{t \rightarrow \infty} p\{S(t)=i, N(t)=(N-L)_j+R, b(t)=k\}$, tels que : $i \in \{0,1,\dots,m\}$, $L \in \{0,1,\dots,N\}$, $j \in \{0,1,\dots,r\}$, $R \in \{0,1\}$, et $k \in \{0,1,\dots,W_i-1\}$, la distribution stationnaire du modèle proposé. En régime stationnaires, les équations caractérisant ce modèle sont exprimées par rapport à l'état initial $\pi_{0,N_0+1,0}$, par les cinq formules suivantes :

$$\pi_{i,N-L_j+R,k} = \pi_{0,N_0+1,0} \begin{cases} \frac{(W_i-k)P^i}{(1-Pb)W_i} & R=1, L=j=0, 0 \leq i \leq m' \text{ et } 1 \leq k \leq W_i-1 \\ \frac{(W_m-k)P^i}{(1-Pb)W_m} & R=1, L=j=0, m'+1 \leq i \leq m \text{ et } 1 \leq k \leq W_i-1 \\ P^i & R=1, L=j=0, 0 \leq i \leq m \text{ et } k=0 \\ Pe^j \alpha^L (1-Pec) P^i & R=0, 0 \leq L \leq N-1, 0 \leq j \leq r, 0 \leq i \leq m \text{ et } k=0 \\ (1-P)P^i & R=j=0, L=N, 0 \leq i \leq m \text{ et } k=0 \end{cases} \quad (5.15)$$

Où, $\alpha = 1 - Pe^{r+1}$ et $P = 1 - (1 - Pec) \cdot \alpha^N$

5.3.4.5. Probabilité de transmission (τ)

Dans le modèle de Markov (Figure 5.1) proposé, la probabilité de transition (τ) d'un paquet de données, est égale à la somme de toutes les probabilités stationnaires, pour lesquelles la valeur du backoff est nulle ($\pi_{i,(N-L)_j+R,0}$). Ces probabilités stationnaires sont exprimées en fonction de l'état stationnaire initial $\pi_{0,N_0+1,0}$ et de la probabilité de retransmission P , comme indiqué dans les équations (5.15). En appliquant la condition de normalisation, nous obtenons la probabilité de l'état stationnaire initial, comme suit :

$$1 = \pi_{0,N_0+1,0} \sum_{x=1}^5 S_x \quad (5.16)$$

Où

$$\left\{ \begin{aligned} S_1 &= \sum_{i=0}^{m'} \sum_{k=1}^{W_i-1} \frac{(W_i-k)P^i}{(1-Pb)W_i} = \frac{1}{2(1-Pb)} \left[\frac{W_0(1-(2P)^{m'+1})}{1-2P} - \frac{1-P^{m'+1}}{1-P} \right] \\ S_2 &= \sum_{i=m'+1}^m \sum_{k=1}^{m'-1} \frac{(W_{m'}-k)P^i}{(1-Pb)W_{m'}} = \frac{W_{m'}-1}{2(1-Pb)} \left[\frac{P^{m'+1}-P^{m+1}}{1-P} \right] \\ S_3 &= \sum_{i=0}^m P^i = \frac{1-P^{m+1}}{1-P} \\ S_4 &= (1-Pec) \sum_{i=0}^m \sum_{L=0}^{N-1} \sum_{j=0}^r Pe^j (\alpha^L P)^i = \frac{(1-Pec)}{(1-Pe)} \frac{\alpha - \alpha^{N+1}}{1-\alpha} \frac{1-P^{m+1}}{1-P} \\ S_5 &= \alpha^N (1-Pec) \sum_{i=0}^m P^i = \alpha^N (1-Pec) \frac{1-P^{m+1}}{1-P} \end{aligned} \right. \quad (5.17)$$

D'après l'équation (5.16), on obtient :

$$\pi_{0,N_0+1,0} = \frac{1}{S_1+S_2+S_3+S_4+S_5} \quad (5.18)$$

Maintenant, et après avoir donné des valeurs aux paramètres d'entrée, et avoir calculé les probabilités élémentaires, définies ci-dessous par l'équation (5.19), nous pouvons déduire l'expression de la probabilité de transmission (τ) d'un paquet de données comme suit :

$$\tau = (S_3+S_4+S_5)\pi_{0,N_0+1,0} = \frac{S_3+S_4+S_5}{S_1+S_2+S_3+S_4+S_5} \quad (5.19)$$

Pour trouver les valeurs numérique de la probabilité de transmission τ correspondant aux différentes valeurs des paramètres d'entrée, on résout le système d'équations non linéaires {(5.8), (5.13), (5.19)}. La probabilité P est exprimée en fonction de la probabilité de transmission de τ et vice versa. Ainsi, la probabilité de transmission τ , représente une système d'équation non linéaire récursive, donnée par la fonction : $\tau = f(\tau)$ et résolue par une méthode de résolution numérique et admettant une solution unique.

5.3.5. Débit de saturation

Le débit de saturation normalisé S , correspondant à notre modèle proposé, peut être donné par la formule suivante, comme suit :

$$S = \frac{E(Paquet)}{E(T)} \quad (5.20)$$

Où $E(Paquet)$: représente la quantité moyenne d'informations transmise avec succès sur le canal de transmission. Et $E(T)$: représente le temps moyen de transmission d'un paquet de données. Nous donnons d'abord l'expression générale du numérateur de l'équation (5.20) :

$$E(Paquet) = p(x=1)(1-Pe_{RC})E(N_{s,frag})fragBody \quad (5.21)$$

Où $p(x=1)$ est calculé à partir de l'équation (5.9) et $E(N_{S,frag})$ représente le nombre moyen de fragments transmis avec succès. Si un fragment de données est perdu, la station reprend la retransmission à partir ce fragment.

$$E(N_{S,frag}) = Pe^{r+1} \sum_{i=0}^{N-1} i\alpha^i + N\alpha^N = \frac{\alpha - \alpha^{N+1}}{1 - \alpha} \quad (5.22)$$

Maintenant, l'expression générale du dénominateur est donné par :

$$E(T) = p(x=0)\sigma + p(x=1)(1 - Pe_{RC})(E(T_{S,RC}) + E(T_{S,paquet})) + E(T_{e,paquet}) + p(x=1)Pe_{RC}T_{e,RC} + p(x \geq 2)(1 - Pe_{RC})T_{C,RC} \quad (5.23)$$

Où $E(T_{S,RC})$ est le temps moyen de transmission avec succès d'une trame RTS, $E(T_{S,paquet})$ est le temps moyen de transmission d'un paquet de données avec succès, et $E(T_{e,paquet})$ est le temps moyen de transmission d'un paquet de données en cas erreur. Nous pouvons extraire leurs expressions avec précision, comme suit :

$$\begin{aligned} E(T_{S,RC}) &= T_{S,RC} \left(Pe^{r+1} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha^i + \alpha^N \right) = T_{S,RC} \\ E(T_{S,paquet}) &= T_{S,frag} \left(Pe^{r+1} \sum_{i=1}^{N-1} i\alpha^i + N\alpha^N \right) = T_{S,frag} E(N_{S,frag}) \\ E(T_{e,paquet}) &= T_{e,frag} \left(Pe^{r+1} \left[(r+1) \sum_{i=0}^{N-1} \alpha^i + \beta \sum_{i=1}^{N-1} i\alpha^{i-1} \right] + \beta N\alpha^{N-1} \right) \\ &= T_{e,frag} \frac{Pe}{1 - Pe} E(N_{S,frag}) \end{aligned} \quad (5.24)$$

$$\text{où } \beta = \alpha \frac{Pe}{1 - Pe} - (r+1)(1 - \alpha)$$

En remplaçant les expressions précédentes (5.24) dans l'équation (5.23), on obtient alors :

$$E(T) = p(x=0)\sigma + p(x=1)(1 - Pe_{RC})(T_{S,RC} + T_{S,frag} E(N_{S,frag}) + T_{e,frag} \frac{Pe}{1 - Pe} E(N_{S,frag})) + p(x=1)Pe_{RC}T_{e,RC} + p(x \geq 2)(1 - Pe_{RC})T_{C,RC} \quad (5.25)$$

où σ , est la durée d'un slot de temps vide, $T_{S,RC}$ est le temps de transmission avec succès d'une trame RTS, $T_{S,frag}$ est le temps de transmission avec succès d'un fragment de données, $T_{e,frag}$ est le temps de transmission avec échec d'un fragment de données, produit par une erreur de transmission, $T_{e,RC}$ et $T_{C,RC}$ sont respectivement les temps de transmission d'une trame RTS en cas d'échec produit en raison d'erreur et de collision. Ces termes peuvent être exprimés (voir les équations (5.26)) en fonction de la structure des trames utilisée au niveau de l'interface physique PLCP-PPDU (HR-DSSS).

$$\begin{cases}
T_{S.RC} = DIFS + \frac{Pr}{PR} + \frac{(He+RTS)}{MR} + SIFS + 2\delta + \frac{Pr}{PR} + \frac{(He+CTS)}{MR} \\
T_{e.RC} = T_{C.RC} = T_{S.RC} - \delta \\
T_{S.frag} = SIFS + \frac{Pr}{PR} + \frac{(He+MC)}{MR} + \frac{fragIV}{DR} + SIFS + 2\delta + \frac{Pr}{PR} + \frac{(He+Ack)}{MR} \\
T_{e.frag} = T_{S.frag} - \delta
\end{cases} \quad (5.26)$$

Où, $p(x=0)=(1-\tau)^n$ est la probabilité que le canal de transmission soit libre, $p(x=1)=n\tau(1-\tau)^{n-1}$ est la probabilité de transmission réussie, et $p(x \geq 2)=P_c$ est la probabilité d'une transmission échouée due à une collision.

5.4. Résultats numériques et discussions

Dans cette section, nous présentons les résultats numérique pour montrer l'influence de l'environnement, de la longueur des fragments et du paramètre Maximum-NDFR/RCR, sur l'efficacité du système.

Le processus de retransmission des fragments de données, représenté par le NDFR/RCD, est étroitement lié au mécanisme DFR/RCRM. L'activation de ce mécanisme permet à chaque station de retransmettre chaque fragment de données plusieurs fois ($r \geq 1$ retransmission, soit au moins deux transmissions), sans renouveler la réservation du canal de transmission. Dans le cas contraire, lorsque le mécanisme DFR/RCRM est désactivé, chaque fragment de données n'est transmis qu'une seule fois ($r=1$), ce qui correspond à un Maximum-NDFR/RCR égal à zéro. Ce dernier cas correspond au fonctionnement classique du protocole IEEE 802.11b DCF.

Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
<i>MPDU</i>	2346 octets	σ	20 μ s	<i>n</i>	20
<i>RTS</i>	160 bits	<i>SIFS</i>	10 μ s	<i>W₀</i>	31
<i>CTS</i>	112 bits	<i>DIFS</i>	50 μ s	<i>m'</i>	5
<i>Ack</i>	112 bits	δ	1 μ s	<i>m</i>	6

Tableau 5.2 : Paramètres du système

Dans la suite de cette section, nous tenons compte des considérations pratiques telles que définies dans les deux tableaux 5.1 et 5.2.

5.4.1. Influence de l'environnement sur les probabilités d'erreur

Dans notre cas, nous utilisons les trois équations (5.1), (5.4) et (5.5), pour indiquer l'impact du bruit de l'environnement sur la transmission des trames de contrôle et de données. Les résultats

numériques, illustrés par les figures 5.2 et 5.3, présentent les probabilités d'erreur Pe_{RC} et Pe , pour le système HR-DSSS en fonction du rapport signal sur bruit par chip (E_c/N_c). Ces résultats portent sur les deux structures de trame dans l'interface physique : trame à long préambule et celle à court préambule, respectivement.

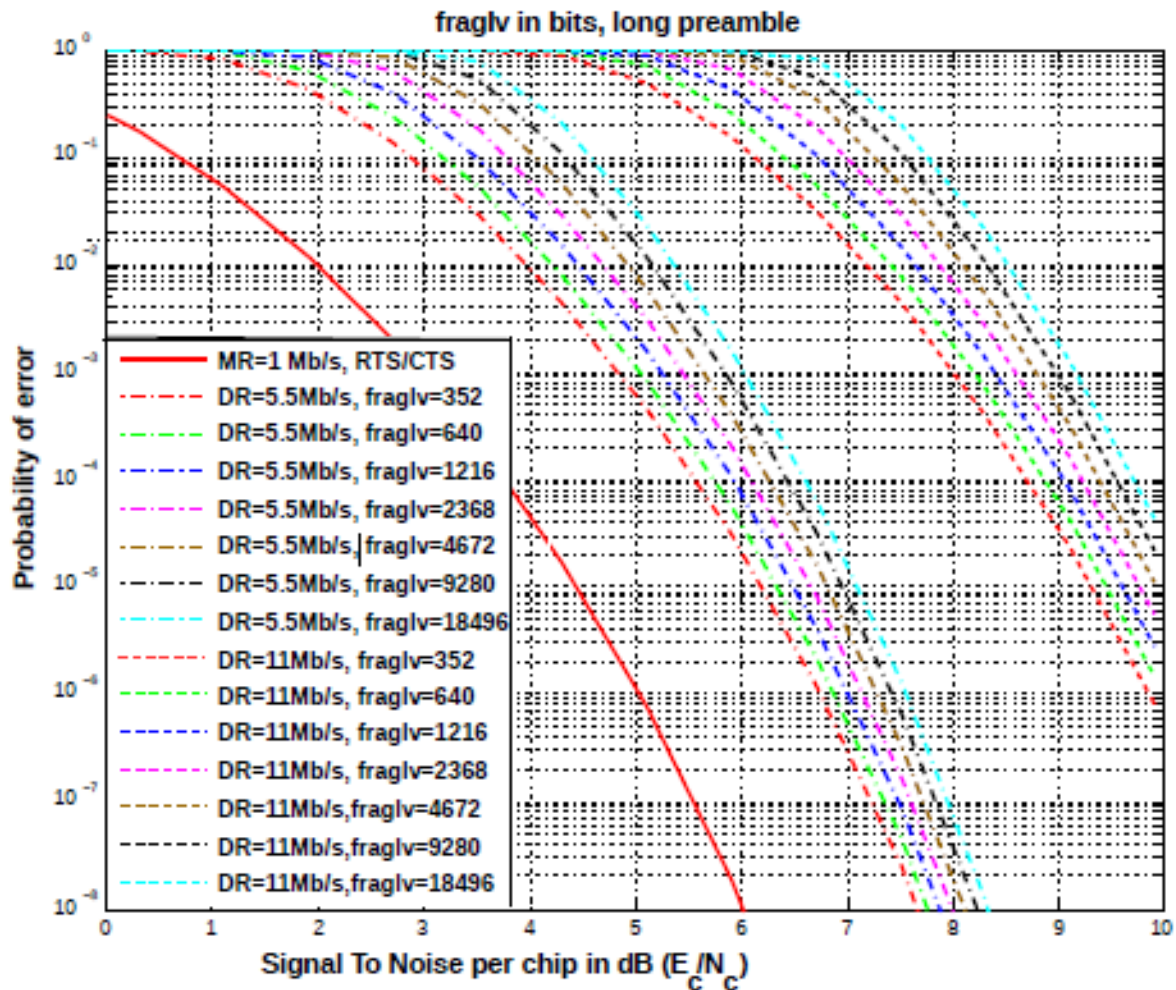


Figure 5.2 : Probabilité d'erreur d'une trame à long préambule en fonction du rapport E_c/N_c

À partir des résultats obtenus dans les figures 5.2 et 5.3, on constate que la probabilité d'erreur sur les trames de contrôle (RTS et CTS) varie en fonction de la structure de la trame au niveau de l'interface physique (le préambule et débit utilisés), ainsi que du rapport signal sur bruit par chip (E_c/N_c). D'une part, nous notons qu'une trame de contrôle à court préambule est plus sensible au bruit qu'une trame de contrôle à long préambule, pour n'importe quelle valeur du rapport signal sur bruit par chip. D'autre part, les courbes des figures 5.2 et 5.3 montrent que la probabilité d'erreur des mêmes trames (RTS et CTS) diminue proportionnellement à l'augmentation du rapport signal sur bruit par chip.

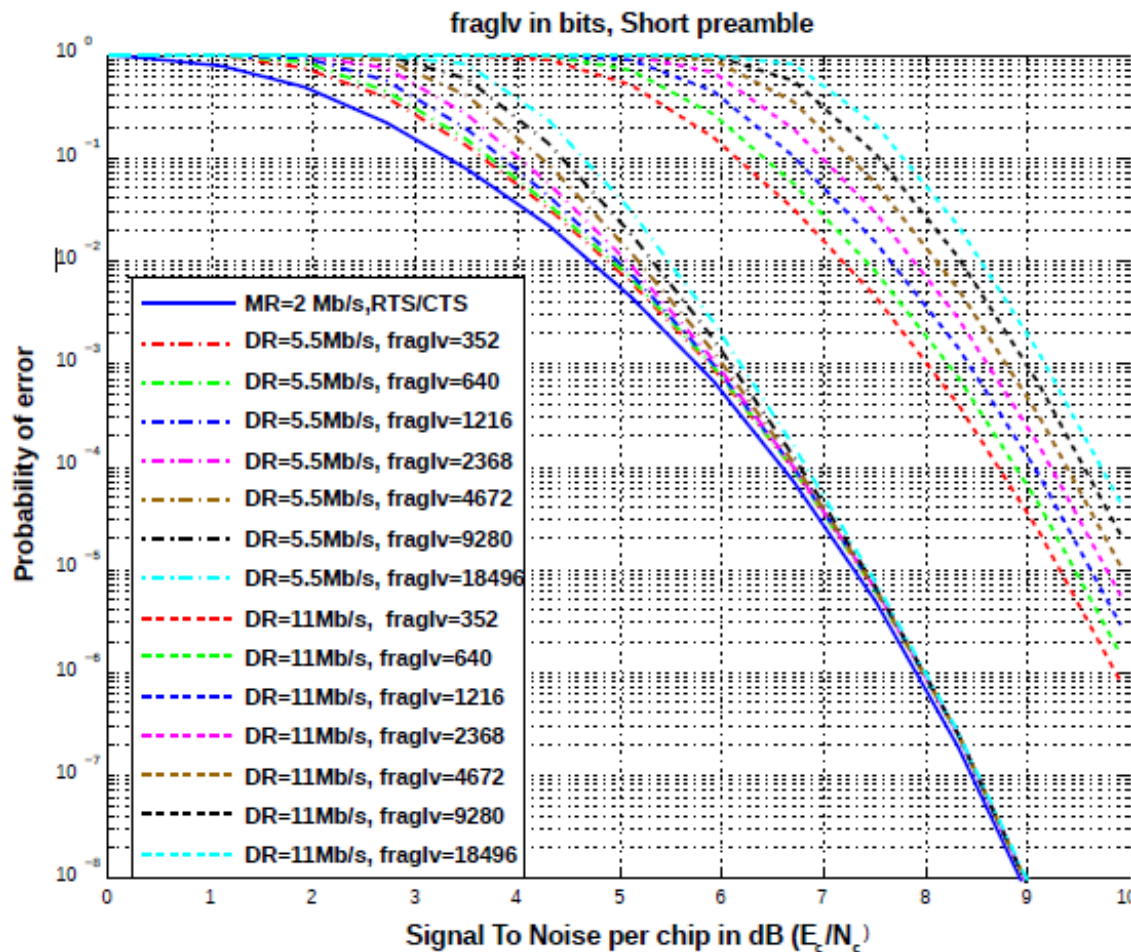


Figure 5.3 : Probabilité d'erreur d'une trame à court préambule en fonction du rapport E_c/N_c

De plus, dans les mêmes figures (5.2 et 5.3), on constate aussi que la probabilité d'erreur des trames de données est similaire pour les trames à court et long préambule dans le cas d'un débit de transmission de 11 Mb/s. Par contre, si on ralentit le débit de transmission à 5.5 Mb/s, la probabilité d'erreur des trames à long préambule devient plus faible que celle des trames à court préambule. D'une part, les résultats montrent que la probabilité d'erreur augmente proportionnellement à l'augmentation de la longueur du fragment de données *frag*, et diminue lorsque le rapport signal sur bruit par chip (E_c/N_c) augmente. D'autre part, pour garantir une transmission de données fiable, il faut que la probabilité d'erreur soit rester faible ($Pe \ll 1$). Ces résultats mettent en évidence l'efficacité du mécanisme de fragmentation des paquets face au bruit de l'environnement. Par exemple, si les longueurs de fragment de données ($frag = MC + fragIV = 272 + fragIV$) égale à 624 bits, 1488 bits et 9552 bits, respectivement, il est nécessaire d'avoir au moins un rapport signal sur bruit par chip de 4 dB, 5 dB et 6 dB environ, pour assurer une transmission fiable.

Enfin, les résultats obtenus mettent en évidence l'importance de la structure de la trame au niveau de l'interface physique (PLCP-PPDU), du mécanisme de fragmentation (PFM) et de

l'adaptation du taux de transmission (DR) (Variable rate shifting) sur la probabilité d'erreur dans un environnement plus ou moins bruité.

5.4.2. Influence du NDFR/RCR sur le débit de saturation

Dans cette partie, nous avons utilisé les résultats numériques des figures 5.2 et 5.3, pour classer la force du bruit en trois environnements différents en fonction de l'intervalle de changement du rapport signal sur bruit par chip (E_c/N_c) correspondant au niveau d'erreur (probabilité d'erreur). Approximativement, l'environnement est considéré comme faiblement bruité pour $E_c/N_c > 7.5 \text{ dB}$, l'environnement est bruité pour $4 \text{ dB} < E_c/N_c \leq 7.5 \text{ dB}$, enfin l'environnement est fortement bruité pour $E_c/N_c \leq 4 \text{ dB}$.

Les résultats numériques, illustrés par les figures 5.4, 5.5 et 5.6, présentent le débit de saturation en fonction du nombre de retransmissions d'un fragment de données sans renouveler la réservation du canal. Cette étude est menée pour différentes longueurs de fragments et différentes puissances de bruit.

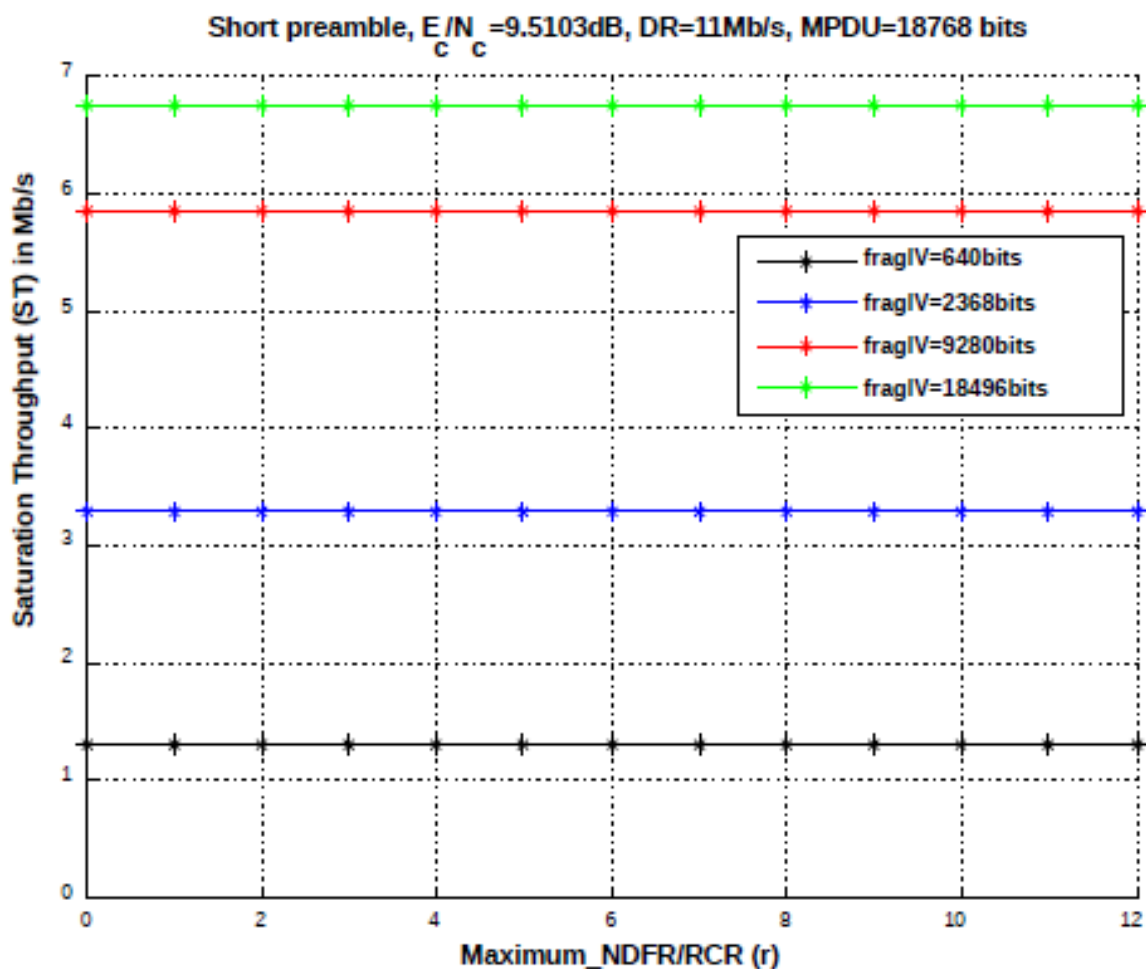


Figure 5.4 : Débit de saturation en fonction du Maximum-NDFR/RCR dans un environnement faiblement bruité.

À partir des résultats obtenus dans les figures 5.4, 5.5 et 5.6, on constate que le débit de saturation varie selon la longueur du fragment, les conditions de l'environnement caractérisées par le rapport E_c/N_c ainsi que le nombre de retransmissions d'un fragment de données sans renouveler la réservation du canal de transmission.

Dans le cas d'un environnement faiblement bruité ($E_c/N_c=9,51\text{ dB}$), comme le montrent les courbes de la figure 5.4, le débit de saturation augmente proportionnellement avec la longueur du fragment (ou paquet). Pour une longueur donnée, ce débit demeure stable quel que soit le nombre de retransmissions de la même fragment de données (même longueur). Dans cette situation, il est préférable de choisir le plus long fragment possible, qui correspond à la taille maximale d'un paquet ($MPDU=2346$ octets), avec $r=0$ retransmission, afin d'enregistrer un meilleur débit de saturation, soit environ $6,76\text{ Mb/s}$.

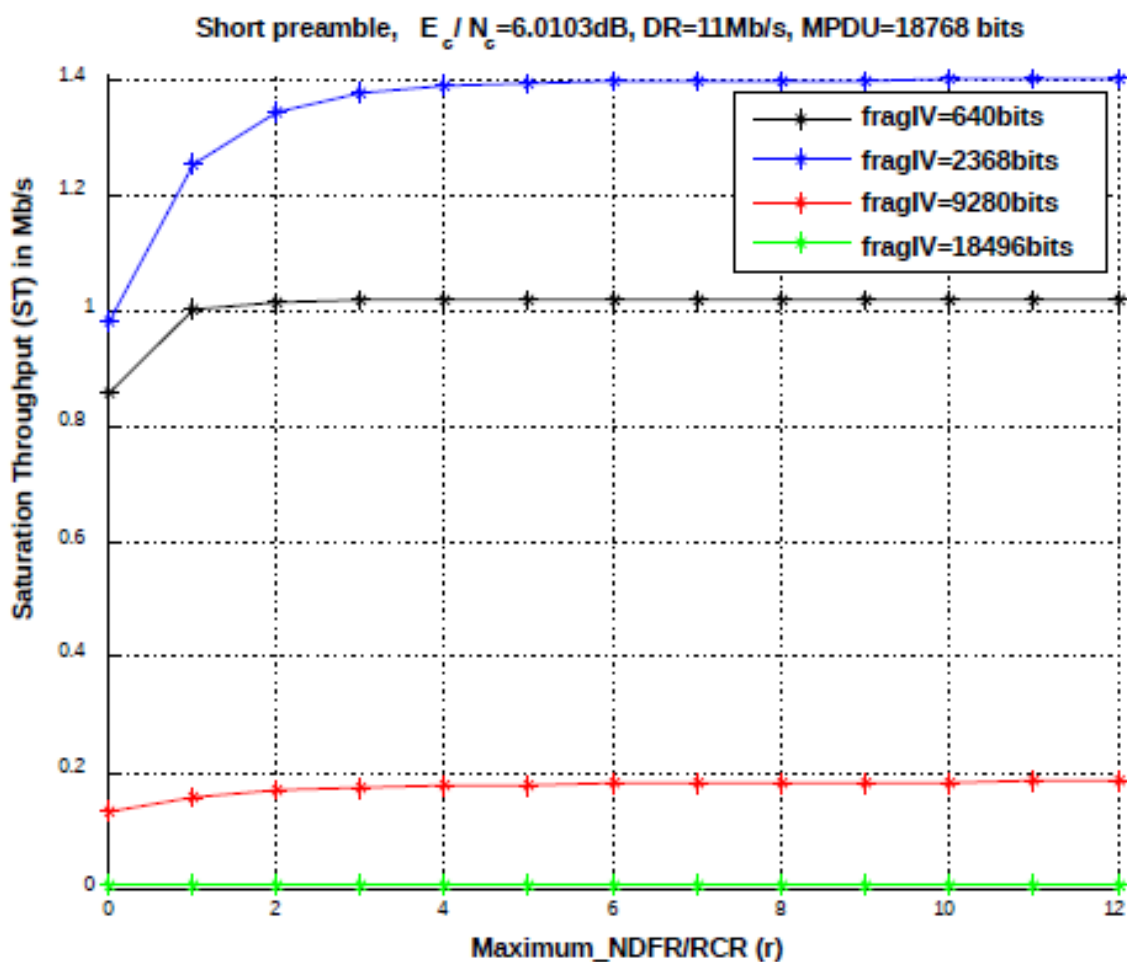


Figure 5.5 : Débit de saturation en fonction du Maximum-NDFR/RCR dans un environnement bruité.

Dans le cas d'un environnement bruité ($E_c/N_c=6,01\text{ dB}$), les courbes situées sur la figure 5.5 montrent qu'un décalage significatif est observé entre elles à cause du bruit. L'ordre des débits de

saturation maximaux, de haut en bas, est respectivement en relation directe avec les longueurs des fragments ($frag = MC + fragIV$), qui sont 2640 bits, 912 bits, 9552 bits et 18768 bits. D'autre part, dans la même représentation graphique, on observe également que le débit de saturation augmente de manière logarithmique en fonction du nombre de retransmissions sans renouvellement de la réservation du canal r ($r = Maximum - NDFR/RCR$), pour des valeurs allant de 0 à 9 environ. Cependant, lorsque ce nombre est égal ou supérieur à 9 retransmissions successives ($r \geq 9$), les débits de saturation des fragments précédents se stabilisent autour des valeurs maximales suivantes : 1,40 Mb/s, 1.02 Mb/s, 186 Kb/s et 6 Kb/s, respectivement.

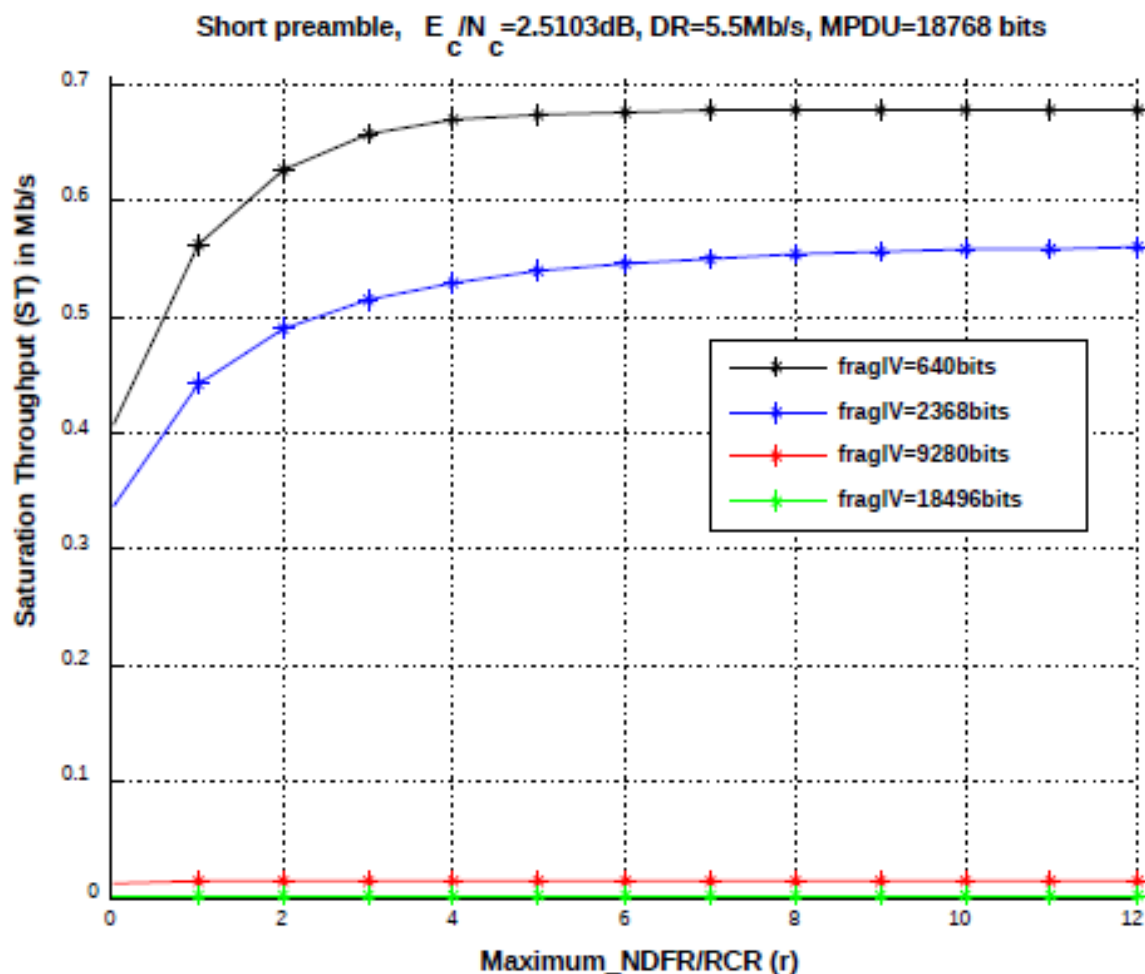


Figure 5.6 : Débit de saturation en fonction du Maximum-NDFR/RCR dans un environnement fortement bruité.

Enfin, le cas d'un environnement fortement bruité ($E_c/N_c = 2,51 dB$), les courbes situées sur la figure 5.6 montrent que un nouveau décalage dans les débits de saturation est observé, de plus élevé au plus faible, selon les longueurs des fragments ($frag = MC + fragIV$) : 912 bits, 2640 bits, 9552 bits et 18768 bits, respectivement. De même, ces débits augmentent de manière logarithmique

en fonction du nombre de retransmissions sans renouvellement de la réservation du canal r ($r = \text{Maximum} - \text{NDFR}/\text{RCR}$) de 0 jusqu'à 9, puis se stabilisent autour des valeurs maximales suivantes : 680 Kb/s, 561 Kb/s, 14 Kb/s et 0,07 Kb/s environ, respectivement suivant l'ordre des longueurs de fragments mentionnées ci-dessus.

Dans la figure 5.7, l'analyse des résultats numériques montre que le débit de saturation varie selon la nature de l'environnement de transmission (faiblement bruité, bruité ou fortement bruité), de la longueur du fragment et du taux de transmission (DR). Dans ce cas, et pour obtenir de bons résultats, il est préférable de diminuer la longueur du fragment lorsque la puissance du bruit dans l'environnement augmente. D'autre part, on remarque que les retransmissions successives sans renouvellement de la réservation du canal ($r=9$, soit $\text{Maximum} - \text{NDFR}/\text{RCR}=9$), ainsi que la réduction dynamique du taux de transmission DR (Variable rate shifting), permettent d'améliorer le débit de saturation (S) lorsque celui-ci est dégradé par divers phénomènes, tels que bruit ou les interférences.

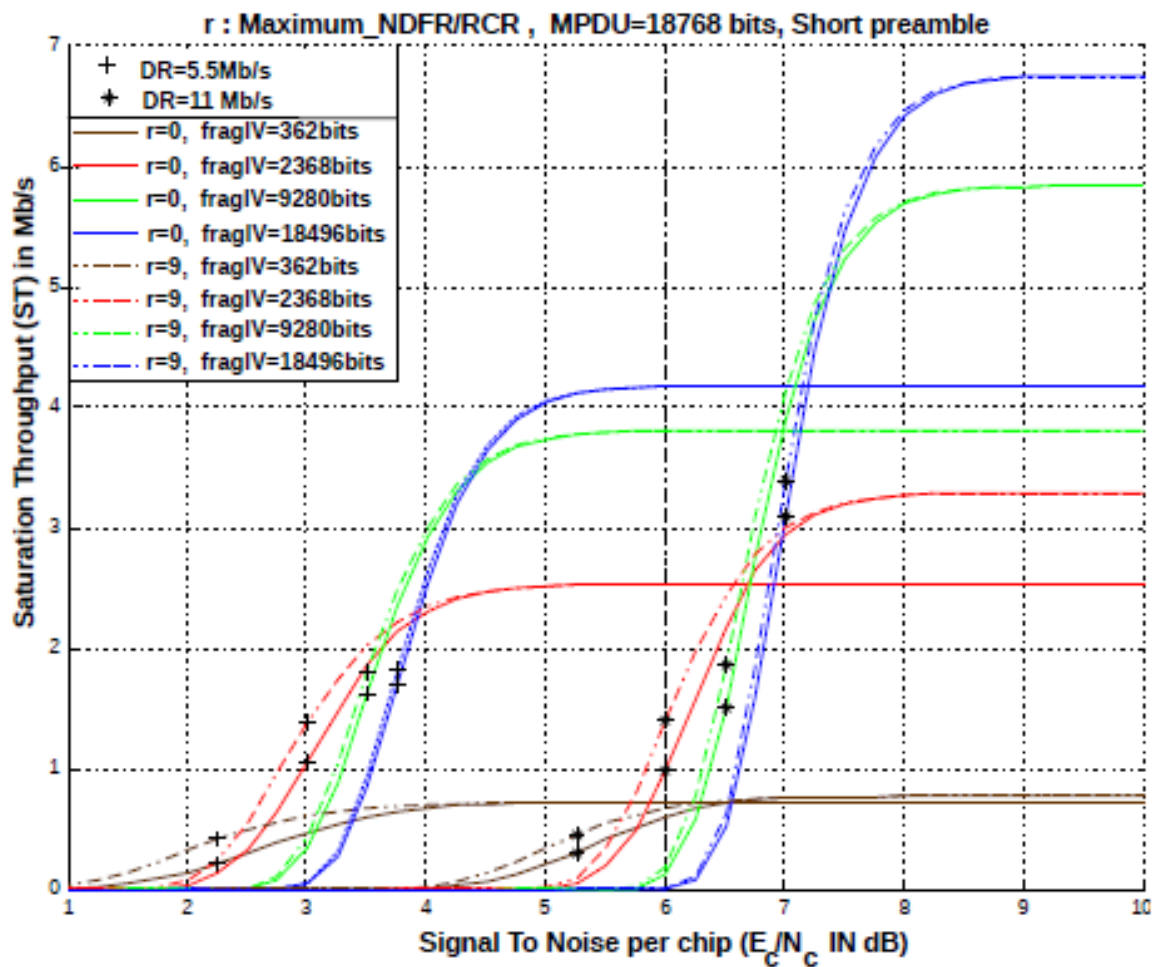


Figure 5.7 : Débit de saturation en fonction du rapport E_c/N_c et du Maximum-NDFR/RCR.

5.4.3. Influence des stations concurrentes avec et sans DFR/RCRM sur le débit de saturation

Dans cette partie, nous calculons le débit de saturation S en fonction du nombre stations dans le réseau. Pour ce faire, nous supposons un fragment de données à préambule court, de taille fixe de 2640 bits ($frag=2368+272$), ainsi que des taux de transmission de 5.5 Mb/s et 11 Mb/s, correspondant respectivement à des rapports Ec/Nc de 3.103 dB et 6.269 dB.

Dans le cas où le mécanisme DFR/RCRM est désactivé ($r=0$, c'est-à-dire que le NDFR/RCR maximal est nul), la figure 5.8 montre que le débit de saturation augmente lorsque le nombre de stations dans le réseau augmente (jusqu'à environ 30 stations). Par ailleurs, lorsque le nombre de stations dépasse 30 ($n>30$), la variation du débit de saturation est inversement proportionnel au nombre de stations. En revanche, lorsque le mécanisme DFR/RCRM est activé ($r=9$, c'est-à-dire que le NDFR/RCR maximal est égal à neuf), les résultats obtenus montrent que le débit de saturation décroît avec l'augmentation du nombre de stations dans le réseau et enregistre des meilleurs débits de saturation pour $n=2$ stations.

La comparaison de ces deux résultats souligne l'importance de l'activation du mécanisme DFR/RCRM dans l'amélioration des performances du système en environnement bruité.

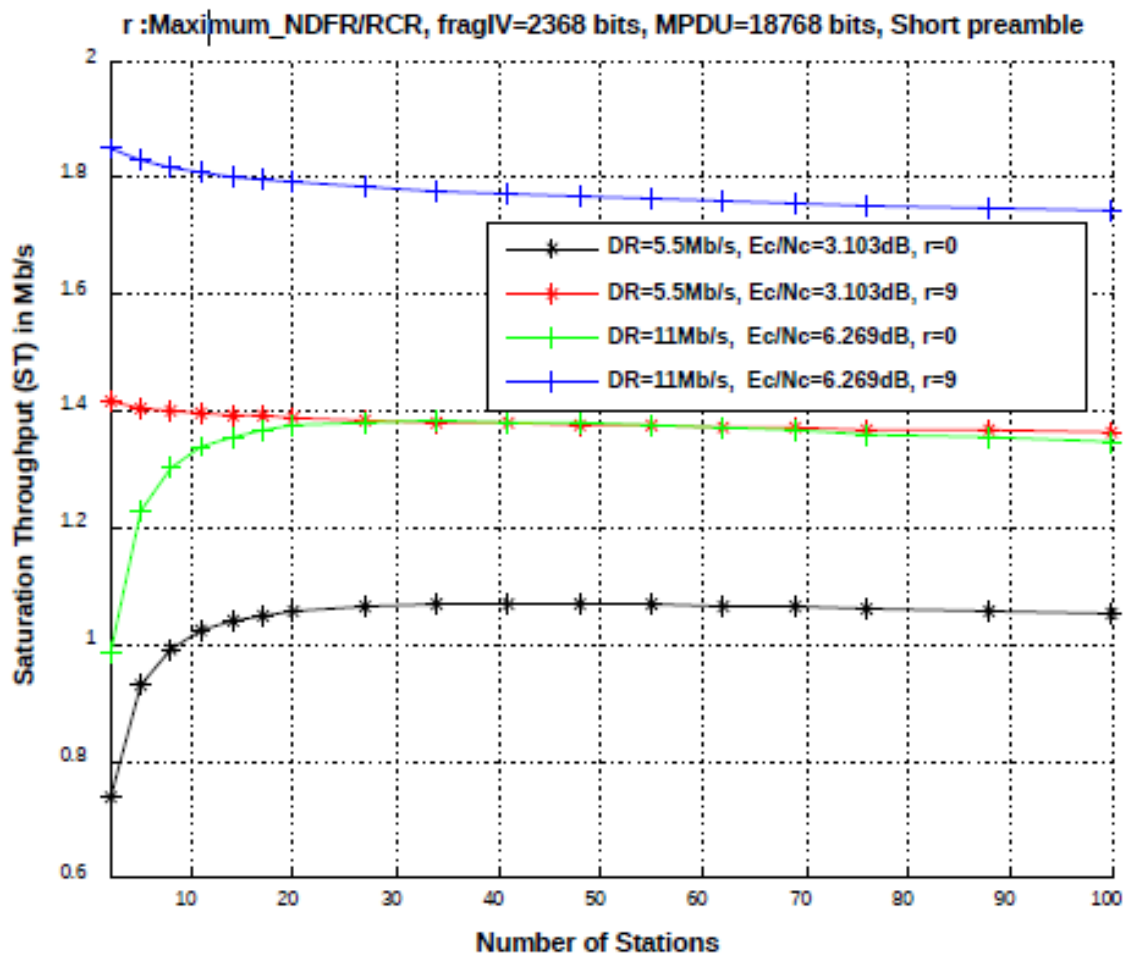


Figure 5.8 : Débit de saturation en fonction du nombre de stations et du Maximum-NDFR/RCR.

5.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à modéliser fidèlement le comportement du protocole IEEE 802.11b, afin d'améliorer les performances de ce genre de réseaux dans des conditions de canal non idéales. À partir de la synthèse des travaux antérieurs, nous avons mis en évidence plusieurs lacunes, notamment la non-prise en compte des pertes des différents types de trames dues aux collisions ainsi qu'aux effets du bruit et des interférences. Par ailleurs, dans notre modèle nous avons pris en compte les débits de transmission à chaque champ des trames, conformément aux spécifications de l'interface physique du protocole IEEE 802.11 utilisé, ainsi que le fonctionnement correct du backoff. Enfin, nous avons introduit un mécanisme innovant, nommé DFR/RCRM, ainsi que ses paramètres associés, afin de mettre en évidence l'intérêt du nombre de retransmissions d'un même fragment de données sans renouveler la réservation du canal. Grâce à ce mécanisme, et en présence de bruit, la station qui réserve le canal dans le réseau peut retransmettre son fragment de données plusieurs fois sans doubler la fenêtre de contention (CW). À notre connaissance, aucun des chercheurs antérieurs dans la littérature n'a proposé une modélisation du protocole DCF qui intègre la retransmission d'un fragment sans renouvellement de la réservation du canal, et ce, dans un environnement bruité. Autrement dit, dans des conditions de canal non idéales, les modèles de chaînes de Markov existants ne prennent pas en compte cette possibilité.

Dans ce chapitre, nous avons proposé un nouveau modèle analytique de chaîne de Markov tridimensionnel (MCM-3D), afin d'évaluer les performances du protocole IEEE 802.11b DCF, en intégrant la retransmissions de données sans renouvellement de la réservation du canal de transmission, dans des conditions de canal non idéales. L'influence du bruit et des interférences sur la transmission de données réduit régressivement le débit de saturation S , cette chute étant corrélée la dégradation de la force du rapport signal sur bruit par chip (E_c/N_c). Les résultats obtenus montrent l'importance significatif de la combinaison des mécanismes de fragmentation des paquets de données (PFM) et de retransmission de ces fragments de données sans renouvellement de la réservation du canal (DFR/RCRM), en particulier dans un environnement fortement bruité, pour améliorer le débit de saturation. L'efficacité de ces mécanismes sur les performance du système est apparue surtout dans les zones de couverture à faible charge et au sein d'un environnement fortement bruité, caractériser par un faible rapport signal sur bruit par chip (E_c/N_c).

Dans la suite de ce chapitre, nous allons présenter la conclusion générale de cette thèse et suggérer quelques perspectives.

Cette thèse s'est concentrée sur l'étude approfondie du standard IEEE 802.11, en mettant particulièrement l'accent sur les mécanismes d'accès au médium, les spécifications de l'interface physique et l'impact des erreurs de transmission dans les réseaux sans fil. L'objectif principal a été de proposer un nouveau mécanisme d'accès au médium qui permet d'éviter les renouvellements successifs de réservation du canal dans un environnement bruité, afin d'exploiter efficacement le canal de transmission, d'augmenter le débit et d'améliorer les performances des réseaux IEEE 802.11.

Dans le chapitre 1, nous avons présenté l'évolution des différentes catégories des réseaux sans fil, tels que WPAN, WLAN, WMAN et WWAN. Ensuite, nous allons détailler la progression des réseaux locaux sans fil (WLAN), depuis les premiers systèmes jusqu'aux versions successives du standard IEEE 802.11, allant de WiFi 1 jusqu'au WiFi 7. Grâce à cette analyse historique et technologique, nous avons pu identifier les grandes orientations des développements futurs, en ce qui concerne les débits, la qualité de service, l'efficacité spectrale et la robustesse dans les environnements réels. Le chapitre a aussi exposé les diverses topologies, composants et couches architecturales qui forment la base opérationnelle des réseaux IEEE 802.11 modernes.

Le chapitre 2 est consacré à la sous-couche MAC du protocole IEEE 802.11, et a décrit en détail ses mécanismes essentiels : formatage des trames, fragmentation, agrégation, mobilité, sécurité, gestion d'énergie et particulièrement les mécanismes de réservation du canal sans fil. L'étude des mécanismes DCF, PCF et HCF a exposé les faiblesses des approches classiques dans les environnements chargés et perturbés. Cette étude a fourni un fondement théorique permettant de comprendre d'une façon approfondie le comportement du protocole dans des conditions réelles.

Au chapitre 03, nous avons présenté la couche physique de l'IEEE 802.11 et l'environnement de transmission sans fil. Nous avons étudié les diverses structures de trames PPDU couramment utilisées, les techniques de transmission et de réception, ainsi que les méthodes de modulation/démodulation. De plus, nous avons étudié les technologies d'antennes et les propriétés du canal radio, notamment: AWGN, Rayleigh, Rice. Cette section a permis de souligner l'impact significatif des erreurs liées au canal sur les performances du protocole MAC, précisément en ce qui concerne le taux d'erreurs partielles pour les différents champs des trames qui représente un facteur important dans notre contribution.

Dans le chapitre 04, nous avons mené une synthèse structurée, détaillée et comparative des travaux existants sur le protocole DCF de l'IEEE 802.11 afin d'identifier les modèles et les éléments nécessaires qui permettent de décrire le comportement réel de ce protocole dans des conditions non idéales. Les modèles simples et avancés ont été analysés, soulignant leurs

hypothèses, leurs avantages et surtout leurs contraintes. Cette synthèse nous a permis d'identifier les insuffisances considérables dans les modèles antérieurs telles que la prise en compte limitée du canal physique, l'hypothèse de BER uniforme et l'absence d'un modèle réaliste pour la réservation du canal en cas d'erreurs.

Enfin, le chapitre 05 présente notre contribution principale qui consiste à modéliser et à évaluer les performances du mécanisme de retransmission des fragments de données, sans renouveler la réservation du canal (DFR/RCRM), dans le réseau IEEE 802.11b HR-DSSS. À l'inverse des modèles précédents qui adoptent habituellement sur des hypothèses simples (canal idéal, backoff rapide, débit de transmission uniforme par trame...), notre proposition intègre les effets réels du bruit, la transmission partielle des différents champs de trame et leurs débits de transmission partiels, ainsi que les différentes causes de pertes selon les types de trames. Dans ce travail, nous avons combiné le mécanisme de retransmission de fragments sans renouvellement de la réservation du canal (DFR/RCRM), avec le mécanisme de fragmentation des paquets (PFM), afin d'améliorer l'efficacité du protocole dans un environnement bruité. D'une part, l'utilisation du mécanisme DFR/RCRM vise à éviter les réservations répétitives du canal en cas d'erreurs de transmission dues au bruit, ce qui constitue un gain significatif en termes de temps, d'efficacité et de débit. D'autre part, les trames de petite taille sont moins sensibles au bruit ; Autrement dit, l'activation du mécanisme de fragmentation de paquet (PFM) renforce la robustesse des trames dans un environnement bruité. D'après les résultats numériques, notre proposition a permis d'augmenter significativement le débit de saturation dans des environnements bruités, surtout quand le rapport signal sur bruit est faible (environnement fortement bruité). Par ailleurs, il a été prouvé que l'adaptation de la longueur des fragments aux conditions du canal joue un rôle crucial dans l'amélioration des performances. Par conséquent, ce travail souligne l'importance de prendre en compte la réalité physique du canal et d'introduire des stratégies et des mécanismes intelligents de retransmission pour assurer la qualité de service dans les réseaux sans fil IEEE 802.11. En conclusion, notre proposition résout partiellement le problème de perte de données, qu'il soit dû au bruit de l'environnement ou aux transmissions simultanées des stations concurrentes.

Cette thèse ouvre la voie à de nombreuses perspectives de recherche, que l'on peut répartir en sept points distincts.

- a. L'extension du modèle à d'autres normes IEEE 802.11 : appliquer le modèle proposé aux versions plus récentes, à savoir IEEE 802.11n, IEEE802.11ac et IEEE802.11ax qui incorporent des mécanismes supplémentaires tels que MIMO, MU-MIMO, modulation plus élevée, agrégation de trames et OFDMA.
- b. Intégration du mécanisme DFR/RCRM dans les protocoles de QoS (EDCA, HCCA): étudier l'effet de DFR/RCRM dans un contexte de trafic différencié tel que la voix, la vidéo, et données, afin d'améliorer la qualité de service dans des scénarios multimédias.

- c. Examiner le modèle dans des conditions de trafic sans saturation: analyser le comportement du DCF avec DFR/RCRM dans des conditions de trafic non saturé, afin de mieux représenter et évaluer plus fidèle les réseaux IEEE 802.11.
- d. Optimisation adaptative : développer une méthode dynamique capable d'ajuster automatiquement la longueur des fragments et le nombre maximum de retransmissions conformément aux conditions du canal de transmission sans fil.
- e. Intégration de la mobilité : élargir le modèle en prenant en considération le mouvement des stations et les fluctuations rapides du canal. Cela offrirait une analyse plus réaliste du protocole dans des scénarios dynamiques tels que les réseaux urbains ou industriels.
- f. Optimisation par méthodes de l'IA: utiliser les techniques de l'apprentissage automatique pour adapter dynamiquement les paramètres du protocole IEEE 802.11. Cela peut conduire à l'élaboration d'un DCF intelligent et auto-optimisé qui fonctionne mieux dans des environnements variables.
- g. La validation via une plateforme de simulation avancée ou expérimentale.

AC	Access Category
A/D	Analogue to Digital
Ack	Acknowledgment
AES	A dvanced E ncryption S tandard
AGC	Automatic Gain Control
AIFS	A rbitration Inter-Frame Space
AIFSN	AIFS Number
A-MPDU	Aggregated- MPDU
A-MSDU	Aggregated- MSDU
AP	Acces Point
ARF	Automatic Rate Fallback
ARIB	Association of Radio Industries and Businesses
ART	Autorité de Régulation des Télécommunications
ASK	Amplitude Shift Keying
AWGN	Average White Gaussian Noise
BEB	Binary Exponential Back-off
BER	Bit Error Rate
BLR	Boucle Locale Radio
BP	Ber Partiel
BPSK	Binary PSK
BSS	B asic S ervice S et
BSSID	BSS Identifier
BTS	B ase T ransceiver S ation
BU	Ber Uniforme
CARA	Collision Aware Rate Adaptation
CCA	Clear Channel Assessment
CCK	Complementary Code Keying
CCMP	C ounter-Mode with C ipher Block Chaining M essage Authentication Code P rotocol
CF	Contention-Free
CF-Poll	Contention-Free Polling
CFP	Contention-Free Period
CP	Contention Period
CRC	Cyclic Redundancy Check
CS	Carrier Sense

CSMA/CA	C arrier S ense M ultiple A ccess with C ollision A voidance
CSMA/CN	CSMA with C ollision N otification
CTS	C lear T o S end
CW	C ontention W indow
D/A	D igital to A nalogue
DBPSK	D ifferential BPSK
DCF	D istributed C oordination F unction
DES	D ata E ncryption S tandard
DFR/RCRM	D ata F ragment R etransmission, without R enewing the C hannel R eservation M echanism
DIFS	D istributed IFS
DLL	D ata L ink L ayer
DL MU-MIMO	D own L ink M ulti U ser- MIMO
DPSK	D ifferential PSK
DQPSK	D ifferential Q uadrature PSK
DS	D istribution S ystem
DSSS	D irect S equence S pread S pectrum
EDCA	E nhanced D istributed C hannel A ccess
EDCAF	EDCA F unction
EIFS	E xtended IFS
EPLD	E arly P acket L oss D etection
ESS	E xtended S ervice S et
ETSI	E uropean T elecommunications S tandards I nstitute
EY-NPMA	E limination- Y ield- N one P reemptive P riority M ultiple A ccess
FCC	F ederal C ommunication C ommission
FCS	F rame C heck S equence
FFT	F ast F ourier T ransform
FSK	F requency S hift K eying
FHSS	F requency H opping S pread S pectrum
GAC	G estion A vancée des C ollisions
GFSK	G aussian FSK
GMSK	G aussian MSK
GI	G uard I nterval
GO	G roup O wner
GPRS	G eneral P acket R adio S ervice

GSM	Global System for Mobile Communication
HC	Hybrid Coordinator
HCF	Hybrid Coordination Function
HCCA	HCF Controlled Channel Access
HEC	Header Error Check
HiperLAN	High PER formance radio LAN
HiSWAN	High-Speed Wireless Area Network
HR-DSSS	High Rate- DSSS
HomeRF	Home Radio Frequency
HWMP	Hybrid Wireless Mesh Protocol
IBSS	Independent B asic Service Set
ICV	Integrity Check Value
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse FFT
IFS	Inter Frame Spacing
IoT	Internet of Things
ISI	Inter-Symbol Interference
ISM	Industrial, Scientific and Medical
IV	Initialization Vector
LDPC	Low Density Parity Check
LLC	Logical Link Control
LOS	Line Of Sight
LTF	Long Training Field
LTS	Long Training Sequence
MAC	Media Access Control
MBH	Modèles à Backoff Hybride
MBL	Modèles à Backoff Lent
MBR	Modèles à Bakoff Rapide
MCS	Modulation and Coding Scheme
MCM	Markov Chain Model
MIC	Message Integrity Check
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MKK	Kensa kentei Kyokai
MLO	Multi-Link Operation

MMAC	Multimedia Mobile Access Communication Systems
MU-MIMO	Multi-User- MIMO
MPDU	MAC Protocol Data Unit
MSDU	MAC Service Data Unit
MSK	Minimum Shift Keying
NAK	Negative Acknowledgment
NAV	Network Allocation Vector
NLOS	NO LOS
NS	Network Simulator
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OSI	Open Systems Interconnection
OLSR	Optimized Link State Routing
PC	Point Coordinator
PCF	Point Coordination Function
PCS	Physical Carrier Sense
PDF	Probability Density Function
PFM	Packet Fragmentation Mechanism
PIFS	PCF IFS
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente
PLCP	Physical Layer Convergence Protocol
PLR	Packet Loss Rate
PLW	PSDU Length Word
PMD	Physical Medium Dependent
PSDU	Protocol Service Data Unit
PSF	PLCP Signalisation Field
P/S	Parallel to Serial
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadratique Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RC4	Ron's Cipher 4
RTS	Request To Send
RBCH	Radio Bearer Channel
SFD	Start Frame Delimiter

SIFS	Short InterFrame Space
SIMO	Single Input Multiple Output
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio
SISO	Single Input Single Output
SLRC	Station Long R etry C ount
SNR	Signal to Noise Ratio
SU-MIMO	Single-User MIMO
S/P	Serial to Parallel
SSID	Service Set Identifier
SSRC	Station Short R etry C ount
ST	Saturated Throughput
STF	Short Training Field
STS	Short Training Sequence
TCCW-DCF	Transmit with Constant Contention Window-DCF
TDMA	Time Division Multiple Access
TKIP	Temporal Key Integrity Protocol
TIM	Traffic Information Map
TWT	Target Wake Time
TXOP	Transmission Opportunities
UL/DL MU-MIMO	UpLink/DownLink M ulti User- MIMO
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
UNII	Unlicensed National Information Infrastructure
VANETs	Vehicular Ad hoc Networks
VHT-PPDU	Very High Throughput-PPDU
VoIP	Voice over Internet Protocol
WEP	Wired Equivalent Privacy
WiBro	Wireless Broadband
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	W orldwide I nteroperability for M icrowave A ccess
WPA	Wifi Protected Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WWAN	Wireless Wide Area Network

Bibliographie

- [1]- GARG, Vijay. *Wireless communications & networking*. Elsevier, 2010.
- [2]- Pareek, Deepak. *The business of WiMAX*. John Wiley & Sons, 2006.
- [3]- FRANCOMME, Jackson, VIROLLEAU, FÉRIAL, PANG, Jiamin, et al. *ZigBee, de la théorie à la pratique: création d'un réseau ZigBee avec transmission de données*. *La Revue 3 E. I.*, 2013, vol. 71, p. pp. 1-18.
- [4]- Khaldoun Al Agha, *Réseaux sans fil et mobiles*, lavoisier, 2004.
- [5]- ETSI, EN 300 652 V1.2.1 (1998-07), *Broadband Radio Access Networks (BRAN) ; High Performance Radio Local Area Network (HIPERLAN) Type 1 ; Functional specification*, European Standard (Telecommunications series), 21 July 1998.
- [6]- ETSI, TR 101 031 V2.2.1 (1999-01), *Broadband Radio Access Networks (BRAN); High Performance Radio Local Area Network (HIPERLAN) Type 2; Requirements and architectures for wireless broadband access*", European Standard (Technical Report), January 1999.
- [7]- Khun-Jush, Jamshid, et al. *Structure and performance of the HIPERLAN/2 physical layer*. *Gateway to 21st Century Communications Village*. VTC 1999-Fall. *IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference (Cat. No. 99CH36324)*. Vol. 5. pp. 2667-2671. IEEE, 1999.
- [8]- IEEE 802.11-2007. *IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Specific requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*, 8 March 2007.
- [9]- PERAHIA, Eldad et GONG, Michelle X. *Gigabit wireless LANs: an overview of IEEE 802.11 ac and 802.11 ad*. *ACM SIGMOBILE mobile computing and communications review*, 2011, vol. 15, no 3, p. 23-33.
- [10]- ONG, Eng Hwee, KNECKT, Jarkko, ALANEN, Olli, et al. *IEEE 802.11 ac: Enhancements for very high throughput WLANs*. In : *2011 IEEE 22nd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. IEEE, 2011. p. 849-853.
- [11]- LIAO, Ruizhi, BELLALTA, Boris, CAO, Trang Minh, et al. *Uni-MUMAC: A unified down/up-link MU-MIMO MAC protocol for IEEE 802.11 ac WLANs*. *Wireless Networks*, 2015, vol. 21, p. 1457-1472.

- [12]- NURCHIS, Maddalena et BELLALTA, Boris. Target wake time: Scheduled access in IEEE 802.11 ax WLANs. *IEEE Wireless Communications*, 2019, vol. 26, no 2, p. 142-150.
- [13]- SELINIS, Ioannis, KATSAROS, Konstantinos, VAHID, Seiamak, et al. Damysus: A practical IEEE 802.11 ax BSS color aware rate control algorithm. *International Journal of Wireless Information Networks*, 2019, vol. 26, p. 285-307.
- [14]- Jane Butler, *Réseaux sans fil dans le monde en développement*, Troisième édition, Février 2013(livre)
- [15]- STALLINGS, William. *Wireless communications & networks*. Pearson Education India, 2009.
- [16]- GAST, Matthew. *802.11 wireless networks: the definitive guide*. O'Reilly Media, Inc., 2005.
- [17]- IEEE 802.11-2016, *IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Specific requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*, 7 December 2016.
- [18]- PAVON, Jd P. et CHOI, Sunghyun. Link adaptation strategy for IEEE 802.11 WLAN via received signal strength measurement. In : *IEEE International Conference on Communications*, 2003. ICC'03. IEEE, 2003. p. 1108-1113.
- [19]- ENAD, Noor S. et AL-JAMMAL, M. H. Performance Evaluation and Assessment of LDPC Codec over DVB-S2 and WLAN802. 11n Applications. *International Journal of Computer Applications*, 2019, vol. 975, p. 8887.
- [20]- IEEE 802.11-1999, *IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Specific Requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*, June 12, 1999.
- [21]- 21 CHATZIMISIOS, Periklis, BOUCOUVALAS, Anthony C., et VITSAS, Vasileios. IEEE 802.11 packet delay-a finite retry limit analysis. In : *GLOBECOM'03. IEEE global telecommunications conference (IEEE Cat. No. 03CH37489)*. IEEE, 2003. p. 950-954.
- [22]- Crespo, Cristian, and al. Distributed point coordination function for wireless ad hoc networks, IN: *VTC Spring 2009-IEEE 69th Vehicular Technology Conference*. IEEE, pp.1-5, 2009.
- [23]- Banerji, Sourangsu, and Rahul Singha Chowdhury, On IEEE 802.11: wireless LAN technology, *arXiv preprint arXiv:1307.2661*, 2013.
- [24]- LEE, Y. Throughput analysis model for IEEE 802.11 e EDCA with multiple access categories. *Journal of applied research and technology*, 2013, vol. 11, no 4, p. 612-621.

- [25]- TAO, Zhifeng et PANWAR, Shivendra. *Throughput and delay analysis for the IEEE 802.11 e enhanced distributed channel access*. *IEEE Transactions on communications*, 2006, vol. 54, no 4, p. 596-603.
- [26]- SIRIS, Vasilios A. et COURCOUBETIS, Costas. *Resource control for the EDCA and HCCA mechanisms in IEEE 802.11 e networks*. In : *2006 4th International Symposium on Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc and Wireless Networks*. IEEE, 2006. p. 1-6
- [27]- *IEEE Std 802.11a, Supplement to Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Higher Speed Physical Layer in the 5 GHz Band*, IEEE Std. 802.11a-1999, 1999.
- [28]- CHOI, Sunghyun et DEL PRADO PAVON, Javier. *802.11 g CP: A Solution for IEEE 802.11 g and 802.11 b Inter-Working*. In : *The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference*, 2003. VTC 2003-Spring. IEEE, 2003. p. 690-694.
- [29]- WANG, S.-C., CHEN, Y.-M., LEE, Tsern-Huei, et al. *Performance evaluations for hybrid IEEE 802.11 b and 802.11 g wireless networks*. In : *PCCC 2005. 24th IEEE International Performance, Computing, and Communications Conference*, 2005. IEEE, 2005. p. 111-118.
- [30]- *IEEE Standard for Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band (802.11g)*, June. 2003.
- [31]- Jim Geier. *Wireless LANs, Implementing High Performance IEEE 802.11 Network*. Sams publishing, 2nd edition, 2002. ISBN: 0-672-32058-4.
- [32]- Pujolle, Guy, *les réseaux*, Eyrolles, 8^{ème} edition, 2014. ISBN : 978-2-212-13852-8
- [33]- CHEN, Dong. *A Survey of IEEE 802.11 Protocols: Comparison and prospective*. In : *2017 5th International Conference on Mechatronics, Materials, Chemistry and Computer Engineering (ICMMCCE 2017)*. Atlantis Press, 2017. p. 569-578.
- [34]- Jun, J., and al. *Theoretical maximum throughput of IEEE 802.11 and its applications*. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Network Computing and Applications*. 249-257, 2003.
- [35]- Liqiang Zhang, Yu-Jen Cheng, Xiaobo Zhou. *Rate avalanche: Effects on the performance of multi-rate 802.11 wireless networks*, *Simulation Modelling Practice and Theory*, 17:487-503, 2009.
- [36]- Michel Terre, Mylène Pischella, et Emmanuelle Vivier, *Systèmes sans fil: problèmes résolus*. Lavoisier, Paris, 2012. ISBN: 978-2-7462-3906-7.

- [37]- Philippe Ciblat, Alain Sibille, *La couche physique : un élément-clé des réseaux sans fil. Annales des Mines - Enjeux Numériques, Conseil général de l'Économie, ministère de l'Économie et des Finances*, hal-02916229, 17 aug 2020.
- [38]- PICON, Odile, CIRIO, Laurent, RIPOLL, Christian, et al. *Les antennes: Théorie, conception et applications*. Dunod, 2009.
- [39]- SHANNON C. and WEAVER W., *The Mathematical Theory of Communication*, University of Illinois Press, 1949.
- [40]- GIRI, Nimay Ch, SAHOO, Anwisha, SWAIN, J. R., et al. *Capacity & performance comparison of SISO and MIMO system for next generation network (NGN)*. *International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology (IJARCET)*, 2014, vol. 3, no 9, pp. 30131-33035.
- [41]- JEDRZEJEWSKI, Franck. *Modeles aleatoires et physique probabiliste*. Springer Science & Business Media, 2009. ISBN :978-2-287-99307-7.
- [42]- G.Bianchi, *Performance Analysis of the IEEE 802.11 Distributed Coordination Function*, *IEEE Journal on Selected Area in Communications*., vol.18, no.3, pp. 535-547, March.2000.
- [43]- *IEEE Standard for Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*, Nov. 1997. P802.11.
- [44]- P. Chatzimisios, A. C. Boucouvalas and V. Vitsas, *Optimisation of RTS/CTS handshake in IEEE 802.11 Wireless LANs for maximum performance*, *IEEE Communications Society*, pp.270-275, 2004
- [45]- Y. Zhang, S. Li, Z. Shang and Q. Zhang, *Performance Analysis of IEEE 802.11 DCF under Different Channel Conditions*, *IEEE 8th Joint International Information Technology and Artificial Intelligence Conference (ITAIC 2019)*, pp.1904-1907. 2019
- [46]- Ma H , Vijayakumar R , Roy S , et al. *Optimizing 802.11 wireless mesh networks based on physical carrier sensing [J]*. *IEEE/ACM Transactions on Networking*, 2009, 17(5): 1550-1563.
- [47]- Yang W D, Li Y H , Ma J F. *Non-saturation throughput analysis of 802.11 DCF in fading channel[J]*. *Journal of Jilin University*, 2008, 38(3):695-699. (In Chinese).
- [48]- Lee M W, Hwang G, Roy S . *Per-node throughput and fairness analysis of IEEE 802.11 wireless networks with hidden nodes[J]*. *Performance Evaluation*, 2015, 87: 60-73.
- [49]- Suoping Li, Yongqiang Zhou, Xijuan Yang, etc. *Performance evaluation of multiple relays cooperative GBn-ARQ with limited retransmission [J]*, *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2015, 26(6): 1210-1215.

- [50]- M. A. Karabulut, A. F. M. ShahenShah, and H. Ilhan, *The Performance of the IEEE 802.11 DCF for Different Contention Window in VANETs*, IEEE, TSP, pp. 547-550. 2018
- [51]- R. Joon* and R. Pal. Singh, *Modelling of IEEE 802.11 DCF in the presence of hidden nodes*, in *International Journal of Wireless and Mobile Computing*, pp.70-77, Vol. 9, No. 1, 2015
- [52]- J. Chen, Y. He , Y. Zheng, *Improved and Performance Analysis of IEEE 802.11 DCF*, IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, Tianjin, China, pp.1871-1876, August 3-6.2014.
- [53]- G.Prakash and P.Thangaraj, *Throughput Analysis of IEEE 802.11b WLAN under a Non-Saturated Condition*, International Conference on Recent Trends in Information, Telecommunication and Computing ,pp. 65-69, 2010
- [54]- X.Y.Peng, L.T.Jiang and G.Z.XU ,*Saturation throughput analysis of RTS/CTS scheme in an error-prone WLAN channel*, Journal of Zhejiang University SCIENCE A 10(12),pp.1714-1719,2009
- [55]- P.Kumar and A.Krishnan, *Saturation Throughput Analysis of IEEE 802.11b Wireless Local Area Networks under High Interference considering Capture Effects », (IJCSIS) International Journal of Computer Science and Information Security*, Vol. 7, No. 1, 2010.
- [56]- F. Daneshgaran, M. Laddomada, F. Mesiti, and M. Mondin, *Saturation Throughput Analysis of IEEE 802.11 in Presence of Ideal Transmission Channel and Capture Effects*, IEEE Trans. Commun., vol. 56, no. 7, pp. 1178-1188, July 2008.
- [57]- D. Senthilkumar, A. Krishnan, *Enhancement of IEEE 802.11b Distributed Coordination Function to Reduce Packet Retransmission*, wireless personal communications, 65:929-953, 2012
- [58]- G. Z. Khan, E. C. Park and R. Gonzalez, *Performance Analysis of Early Packet Loss Detection in WiFi Direct 802.11 Networks*, IEEE 13th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob),pp.1-7 2017
- [59]- S. Sen, R. R. Choudhury, and S. Nelakuditi, *CSMA/CN: carrier sense multiple access with collision notification*, IEEE/ACM Transactions on Networking (ToN), vol. 20, no. 2, pp. 544–556, 2012.
- [60]- K.SZCZYPIORSKI and J.LUBACZ, *Performance analysis of IEEE 802.11 DCF networks*, Journal of Zhejiang University SCIENCE A 9(10),pp.1309-1317, 2008
- [61]- NI, Qiang, LI, Tianji, TURLETTI, Thierry, et al. *Saturation throughput analysis of error-prone 802.11 wireless networks*. Wireless Communications and Mobile Computing, 2005, vol. 5, no 8, p. 945-956.

- [62]- HEUSSE, Martin, ROUSSEAU, Franck, GUILLIER, Romaric, et al. *Idle sense: An optimal access method for high throughput and fairness in rate diverse wireless LANs*. In : *Proceedings of the 2005 conference on Applications, technologies, architectures, and protocols for computer communications*. 2005. p. 121-132.
- [63]- C. Wang, Y. C. Cheng, *Performance Analysis of Packet Loss Rate and Packet Time Delay of IEEE 802.11 WLANs*, Atlantis Press, 2nd International Symposium on Computer, Communication, Control and Automation (3CA), Taipei, Taiwan, pp.373-377, 2013.
- [64]- D. Senthilkumar, A. Krishnan, *Throughput Analysis of IEEE 802.11 Multirate WLANs with Collision Aware Rate Adaptation Algorithm*, *International Journal of Automation and Computing*, 7(4), 571-577, November 2010.
- [65]- J. H. Yun. *Throughput analysis of IEEE 802.11 WLANs with automatic rate fallback in a lossy channel*. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 2, pp. 689–693, 2009
- [66]- T. H. Guangyu Pei, *Validation of ns-3 802.11b PHY model*, Boeing Research and Technology of TBC. <http://www.nsnam.org/pei/80211b.pdf>, May 2009.