



HAL
open science

Convergence des réseaux de télécommunications mobiles et de télédiffusion : modélisation et évaluation des performances d'un réseau hybride LTE/DVB-T2

Nicolas Cornillet

► **To cite this version:**

Nicolas Cornillet. Convergence des réseaux de télécommunications mobiles et de télédiffusion : modélisation et évaluation des performances d'un réseau hybride LTE/DVB-T2. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. INSA de Rennes, 2013. Français. NNT : 2013ISAR0034 . tel-01127298

HAL Id: tel-01127298

<https://theses.hal.science/tel-01127298>

Submitted on 7 Mar 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



THESE INSA Rennes
sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne
pour obtenir le titre de
DOCTEUR DE L'INSA DE RENNES
Spécialité : Électronique et télécommunications

présentée par
Nicolas Cornillet
ECOLE DOCTORALE : MATISSE
LABORATOIRE : IETR

**Convergence des réseaux
de télécommunications
mobiles et de télédiffusion :
modélisation et évaluation
des performances d'un
réseau hybride LTE/DVB-T2**

Thèse soutenue le 18.12.2013
devant le jury composé de :

Catherine Douillard

Professeure à Télécom Bretagne / *présidente*

Guillaume Gelle

Professeur à l'Université de Reims / *rapporteur*

Vahid Meghdadi

Maître de Conférences HDR à l'ENSIL / *rapporteur*

Christian Gallard

Ingénieur à Orange Labs / *examineur*

Matthieu Crussière

Maître de conférences à l'INSA de Rennes / *Co-encadrant de thèse*

Jean-François Hélar

Professeur à l'INSA de Rennes / *Directeur de thèse*

Convergence des réseaux de
télécommunications mobiles et de
télédiffusion : modélisation et évaluation des
performances d'un réseau hybride
LTE/DVB-T2

Nicolas Cornillet



Remerciements

Je tiens à remercier en premier lieu Matthieu Crussière et Jean-François Héland, mes encadrants de thèse. Bénéficiaire de leurs conseils, leurs connaissances et leur expérience a été un élément capital dans le bon déroulement de ce travail. Je suis très heureux d'avoir pu travailler avec eux.

J'adresse mes plus profonds remerciements à Catherine Douillard, Professeur à Télécom Bretagne pour avoir accepté la présidence de mon jury. De plus, je tiens à remercier Guillaume Gelle, Professeur à l'Université de Reims ainsi que Vahid Meghdadi, Maître de Conférences HDR à l'ENSIL pour leur participation au jury en tant que rapporteurs et pour l'attention qu'ils ont pu apporter à la lecture de ce manuscrit. Enfin, je remercie Christian Gallard, ingénieur à Orange Labs, pour sa participation au jury.

Cette thèse a été réalisée à l'IETR, sur le site de l'INSA. J'aimerais remercier tous les collègues que j'ai pu côtoyer pendant ces quelques années. Grâce à eux, travailler au laboratoire a été une expérience enrichissante tant sur le plan humain que sur le plan intellectuel. Je pense particulièrement à Gilles, Yvan, Laurent, Pierre, Philippe, Emmanuel, Benoît, Simon, Vincent, Erwan, Jean-Christophe et à tous les participants assidus de la pause café de 10h dont la bonne humeur a fait que venir au laboratoire a toujours été un plaisir, même quand le travail était difficile.

Je remercie plus particulièrement Thierry, mon voisin de bureau, pour avoir réussi à me supporter malgré les températures infernales causées par les simulations Matlab intensives. Ce fut un plaisir de partager un bureau avec lui.

Enfin, je tiens à remercier ma famille et mes amis qui m'ont toujours soutenu, particulièrement dans les moments les plus difficiles.

Table des matières

Glossaire	vii
Introduction	1
1 Le standard DVB-T2	5
1.1 Historique	5
1.1.1 Généralités	5
1.1.2 Signal analogique et canal de propagation	6
1.1.3 Signal numérique	8
1.1.4 Modulation OFDM	10
1.2 Présentation du standard DVB-T2	15
1.2.1 Introduction	15
1.2.2 Paramètres OFDM	16
1.2.3 Codage de canal et entrelacement	17
1.2.4 Constellations tournées	19
1.2.5 Transmission multi-antennes	20
1.3 Conclusion	23
2 Évaluation des performances du standard DVB-T2	25
2.1 Présentation et validation de l'outil de simulation	25
2.1.1 Le simulateur DVB-T2	25
2.1.2 Simulations de validation	31
2.1.3 Autres résultats intéressants	34
2.2 Performances MISO en présence d'un déséquilibre de puissance	35
2.2.1 MISO distribué	35
2.2.2 Performances en MISO distribué	36
2.3 Conclusion	40
3 Le standard LTE	41
3.1 Standards de télécommunications mobiles	41
3.1.1 Généralités	41
3.1.2 Historique	43
3.2 Modulation et accès multiple	44
3.2.1 Downlink : OFDMA	45
3.2.2 Uplink : SC-FDMA	47
3.3 Turbo-code et HARQ	48
3.3.1 Turbo-code	48

3.3.2	HARQ	51
3.4	Transmission multi-antennes	52
3.4.1	Diversité de transmission	53
3.4.2	Formation de voie	53
3.4.3	Multiplexage spatial	53
3.5	Analyse comparative avec le standard DVB-T2	54
3.5.1	Paramètres OFDM	54
3.5.2	Voie montante	55
3.5.3	Codage de canal et entrelacement	55
3.6	Conclusion	56
4	Convergence des télécommunications mobiles et de la télédiffusion	57
4.1	Exemples de coopération entre télécommunications mobiles et télédiffusion . . .	59
4.1.1	Télédiffusion dans les standards de télécommunications mobiles	59
4.1.2	Télécommunications mobiles et télévision	60
4.2	Contexte : projet ANR M ³	62
4.3	Conclusion	66
5	Le réseau hybride	67
5.1	Modélisation du réseau hybride	68
5.1.1	Description des composantes du réseau hybride	68
5.1.1.1	Composante de télédiffusion	68
5.1.1.2	Composante de télécommunications mobiles	69
5.1.2	Répartition des utilisateurs	70
5.1.2.1	Répartition uniforme	70
5.1.2.2	Répartition non uniforme centrée	73
5.1.2.3	Répartition non uniforme non centrée	74
5.1.2.4	Répartition non uniforme et réseau cellulaire	75
5.2	Évaluation des performances spectrales des composantes	78
5.2.1	Composante de télédiffusion	80
5.2.2	Composante de télécommunications mobiles	81
5.3	Conclusion	87
6	Évaluation des performances du réseau hybride	89
6.1	Critère énergétique	89
6.1.1	Définition du critère énergétique	89
6.1.2	Comparaison des performances énergétiques des deux composantes . . .	91
6.1.3	Optimisation des performances énergétiques du réseau hybride	98
6.2	Réduction du trafic cellulaire	103
6.2.1	Exemple pour un service	103
6.2.2	Extension à l'ensemble du trafic	108
6.3	Conclusion	110
	Conclusions et Perspectives	111
	Bibliographie	115

Glossaire

Liste des acronymes

- 3GPP** Third Generation Partnership Project
- AL-FEC** Application Layer Forward Error Correction
- ANR** Agence Nationale de la Recherche
- ARIB** Association of Radio Industries and Businesses
- ATSC** Advanced Television Systems Committee
- AWGN** Additive White Gaussian Noise
- BCH** Bose, Ray-Chaudhuri, et Hocquenghem
- BCJR** Bahl, Cocke, Jelinek, et Raviv
- BLER** Block Error Rate
- CDMA** Code Division Multiple Access
- CPHY** Common Physical Layer
- CQI** Channel Quality Indicator
- CRC** Cyclic Redundancy Check
- DAB** Digital Audio Broadcasting
- DC-HSDPA** Dual Carrier High Speed Downlink Packet Access
- DFT** Discrete Fourier Transform
- DTMB** Digital Terrestrial Multimedia Broadcast
- DVB** Digital Video Broadcasting
- DVB-H** Digital Video Broadcasting - Handheld
- DVB-NGH** Digital Video Broadcasting - Next Generation Handheld
- DVB-T** Digital Video Broadcasting - Terrestrial
- DVB-T2** Digital Video Broadcasting - Second Generation Terrestrial
- EDGE** Enhanced Data rates for GSM Evolution
- E-GPRS** Enhanced General Packet Radio Service
- eMBMS** Evolved Multimedia Broadcast Multicast Service
- ETSI** European Telecommunications Standards Institute
- FDMA** Frequency Division Multiple Access
- FEF** Future Extension Frame

FFT Fast Fourier Transform
FIR Finite Impulse Response
GMSK Gaussian Minimum-Shift Keing
GPRS General Packet Radio Service
GSE Generic Stream Encapsulation
GSM Global System for Mobile Communications
HARQ Hybrid Automatic Repeat Request
HEVC High Efficiency Video Coding
HSDPA High Speed Downlink Packet Access
HSPA High Speed Packet Access
IDFT Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers
IES Interférence Entre Symboles
IFFT Inverse Fast Fourier Transform
ISDB-T Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial
LDPC Low-Density Parity-Check
LLR Log-Likelihood Ratio
LOS Line Of Sight
LST Layered Space-Time
LTE Long Term Evolution
M³ Multimédia en Mobilité
MBMS Multimedia Broadcast Multicast Service
MBSFN Multicast-Broadcast Single-Frequency Network
MediaFLO Media Forward Link Only
MIMO Multiple Input Multiple Output
MISO Multiple Input Single Output
MMSE Minimum Mean-Square Error
MPEG Moving Picture Experts Group
NTSC National Television System Committee
OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OSI Open Systems Interconnection
O-STBC Orthogonal Space-Time Block Code
PAL Phase Alternating Line
PAPR Peak to Average Power Ratio
PLP Physical Layer Pipe
QAM Quadrature Amplitude Modulation

QPSK	Quad Phase-Shift Keying
RB	Ressource Block
RGB	Red Green Blue
RSB	Rapport Signal à Bruit
RVB	Rouge Vert Bleu
SC-FDMA	Single-Carrier Frequency Division Multiple Access
SECAM	Séquentiel Couleur À Mémoire
SFBC	Space-Frequency Block Code
SFN	Single-Frequency Network
SFTD	Space-Frequency Transmit Diversity
SIM	Subscriber Identity Module
SISO	Single Input Single Output
SISO	Soft Input Soft Output
SMS	Short Message Service
SNR	Signal to Noise Ratio
STBC	Space-Time Block Code
STTC	Space-Time Treillis Code
TDMA	Time Division Multiple Access
TEB	Taux d'Erreurs Binaires
TI	Time Interleaving
TS	Transport Stream
TTI	Transmission Time Interval
TU-6	Typical Urban 6
UE	User Equipment
UIT	Union Internationale des Télécommunications
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
VOD	Video On Demand
WAP	Wireless Application Protocol
ZF	Zero Forcing

Notations utilisées

A_H	Aire d'une cellule hexagonale
B_{BP}	Facteur d'amplification des pilotes répartis
B_{CP}	Facteur d'amplification des pilotes continus
B_S	Bande de fréquences utilisée pour la transmission d'un service
c	Longueur du côté d'une cellule hexagonale

C_B	Coût en ressources temporelles et fréquentielles de la composante <i>broadcast</i>
C_U	Coût en ressources temporelles et fréquentielles de la composante <i>unicast</i>
$DDP_B(x)$	Densité de probabilité de x pour la composante <i>broadcast</i>
$DDP_U(x)$	Densité de probabilité de x pour la composante <i>unicast</i>
D_S	Débit binaire d'un service continu
DSP	Densité spectrale de puissance
E_S	Énergie nécessaire à la transmission d'un service
\mathcal{F}	Transformée de fourrier
F_{NFFT}	Matrice de transformée de fourrier discrète
$FDR(x)$	Fonction de répartition de x
$G_{A \rightarrow B}$	Gain énergétique obtenu en utilisant le système B plutôt que A
$G_{P,A \rightarrow B}$	Partie de $G_{A \rightarrow B}$ liée aux puissances d'émission
$G_{R,A \rightarrow B}$	Partie de $G_{A \rightarrow B}$ liée aux ressources spectrales et temporelles
\mathbf{H}	Matrice du canal de propagation MIMO
$h_X(\tau)$	Réponse impulsionnelle du canal X
$h_{x,y}$	Coefficient du canal entre les antennes d'émission y et de réception x
I_0	Fonction de Bessel modifiée du premier type et d'ordre 0
L	Atténuation de propagation
$L_{apriori}$	LLR <i>a priori</i>
L_{ch}	LLR intrinsèque
L_{Ext}	LLR extrinsèque
N	Nombre d'utilisateurs
$\mathcal{N}_i^{(B)}$	Ensemble des utilisateurs servis par la composante <i>broadcast</i>
$\mathcal{N}_i^{(U)}$	Ensemble des utilisateurs servis par la composante <i>unicast</i>
N_{BP}	Nombre de sous-porteuses pilotes réparties
N_{CP}	Nombre de sous-porteuses pilotes continues
N_{DATA}	Nombre de sous-porteuses de données
N_{FFT}	Taille de la FFT
Q_1	Fonction de Marcum
Q_S	Quantité d'information pour un service en temps limité
R	Rendement de codage de canal
R_B	Rayon de l'aire de couverture de la composante <i>broadcast</i>
R_S	Rapport cyclique de transmission d'un service continu
T	Nombre de transmission d'un paquet turbo-code
T_{GI}	Durée de l'intervalle de garde
t_S	Temps utilisée pour la transmission d'un service
T_S	Durée symbole
T_U	Durée utile d'un symbole
v	Vitesse de propagation du signal
α	Facteur de propagation
β	Différence de puissance entre 2 signaux MISO
β_{PL}	Différence d'atténuation de propagation entre 2 signaux MISO
Δ_f	Espacement entre porteuses
Δ_τ	Dispersion temporelle du canal
Δ_T	Différence de retard entre 2 signaux MISO
θ_i	déphasage du $i^{\text{ème}}$ trajet d'un canal de propagation

$\theta_{MAX}(r)$	Valeur maximale de θ telle que le point de coordonnées (θ, r) se situe à l'intérieur d'une cellule hexagonale
$\theta_{MIN}(r)$	Valeur minimale de θ telle que le point de coordonnées (θ, r) se situe à l'intérieur d'une cellule hexagonale
λ	Longueur d'onde
Λ	LLR total
ν	Efficacité spectrale
ν_{eff}	Efficacité spectrale effective
ρ_i	Amplitude du $i^{\text{ème}}$ trajet d'un canal de propagation
σ	Écart type
τ_i	Retard du $i^{\text{ème}}$ trajet d'un canal de propagation

Introduction

Depuis le lancement des premiers réseaux de télécommunications mobiles numériques dans les années 90, la quantité de données transmises sur ces réseaux n'a cessé d'augmenter d'année en année. D'abord alimentée par les SMS (Small Message Service) puis par les premières applications internet mobiles telles que le WAP (Wireless Application Protocol), cette croissance est aujourd'hui principalement due à la popularité croissante de terminaux mobiles de plus en plus sophistiqués tels que les smartphones ou encore les tablettes numériques. Ces terminaux permettent d'accéder à divers services qui peuvent être très gourmands en bande passante. On pense notamment aux services vidéos qui devraient représenter deux tiers du trafic de données mobiles d'ici 2017 [1].

La croissance permanente du trafic de données mobiles a été accompagnée d'améliorations successives des standards de télécommunications mobiles. De quelques kilobits par seconde avec le standard GSM (Global System for Mobile Communications) dans les années 90, les débits offerts par ces réseaux sont aujourd'hui passés à quelques dizaines de mégabits par seconde avec le standard LTE (Long Term Evolution). Cependant, même si les performances des standards de télécommunications mobiles continuent d'augmenter (le standard LTE Advanced, successeur du standard LTE devrait atteindre des débits de l'ordre du gigabit par seconde), on peut craindre que ce progrès ne soit pas suffisamment rapide face à l'évolution du besoin en bande passante des utilisateurs.

Dans le monde de la télédiffusion et plus particulièrement de la télévision, la situation est radicalement différente. L'évolution la plus marquante de ces dernières années dans ce domaine est le passage aux technologies du tout numérique. Si pour la radio, les transmissions numériques cohabitent encore avec des transmissions analogiques, pour la télévision une transition totale de l'analogique au numérique est programmée voire terminée dans de nombreux pays. En plus d'offrir une meilleure qualité de service (plus de chaînes, meilleures qualités audio et vidéo...) que la télévision analogique, la télévision numérique permet de libérer du spectre. En effet, à définition équivalente, il est possible de diffuser six chaînes de télévision numérique en utilisant la bande de fréquences nécessaire à une chaîne de télévision analogique. De plus, la possibilité d'utiliser des réseaux mono-fréquence ou SFN (Single Frequency Network) permet de couvrir des territoires plus grands pour chaque bande de fréquences et permet de limiter la nécessité de laisser des bandes libres pour éviter les interférences. Le spectre libéré par le passage de la télévision de l'analogique au numérique est souvent désigné sous le nom de dividende numérique.

Dans ce contexte, l'utilisation du dividende numérique au profit des communications mobiles s'impose. En France, suivant une recommandation de la Commission européenne, une partie du spectre libéré (la bande 790-862 MHz) a déjà été attribuée au déploiement de réseaux LTE. La question de l'attribution d'une portion supplémentaire de spectre issue du dividende numérique (bande des 700 MHz) est aujourd'hui à l'étude sur le plan européen.

Un autre moyen d'utiliser les fréquences issues du dividende numérique à destination des terminaux mobiles est la télévision mobile. Cependant, ce type de service peine à s'imposer faute d'un modèle économique viable. En effet, un réseau de télévision mobile peut s'avérer très coûteux à déployer en raison du nombre élevé de sites d'émission nécessaire pour établir une bonne couverture. Cette contrainte s'explique par des conditions de réception plus exigeantes que celles rencontrées dans le cas de la télévision fixe (contraintes d'encombrement nuisant aux performances des antennes, réception au niveau du sol ou en intérieur). De plus, les revenus potentiellement dégagés par l'exploitation de ce type de réseau sont assez limités. Ni le modèle gratuit reposant uniquement sur les revenus publicitaires ni le modèle payant limitant le nombre d'utilisateurs intéressés ne semblent suffisants pour contrebalancer le coût du déploiement. Ainsi, la plupart des services de télévision mobile qui ont été lancés dans le monde ont été arrêtés après quelques années et les quelques réseaux encore actifs à ce jour constituent une exception.

Cette thèse porte sur un nouveau type d'utilisation du spectre issu du dividende numérique à destination des terminaux mobiles : le réseau hybride. Un tel réseau est constitué d'un réseau cellulaire au standard LTE et d'un émetteur DVB-T2 (Digital Video Broadcasting - Second Generation Terrestrial). Les aires de couvertures de ces deux composantes sont confondues et un service peut être transmis indifféremment via l'une ou l'autre des composantes. Ce concept permet de pallier à un point faible du standard LTE c'est à dire la capacité à transmettre efficacement les mêmes données à un grand nombre d'utilisateurs simultanément. Ainsi, le choix de transmettre un service sur l'une ou l'autre des composantes repose principalement sur le nombre d'utilisateurs qui accèdent à ce service.

L'étude du réseau hybride peut s'avérer délicate du point de vue de la modélisation du système du fait de la grande différence d'échelle entre les dimensions des deux composantes. En effet, modéliser l'intégralité de l'aire de couverture de la composante DVB-T2, tout en conservant une bonne précision à l'échelle de l'aire de couverture d'une cellule de la composante LTE de dimension beaucoup plus réduite, peut vite devenir très gourmand en ressources quand le nombre d'utilisateurs considéré augmente. Cette thèse introduit une modélisation du réseau hybride permettant de contourner ce problème. Basé sur une étude statistique des propriétés du réseau, le modèle proposé permet d'obtenir aisément des résultats même pour de très grands nombres d'utilisateurs.

L'une des problématiques liées au réseau hybride est d'ordre énergétique. Il est en effet légitime de se demander comment l'efficacité énergétique d'une station de base de forte puissance se compare avec celle de multiples stations émettant des signaux de puissance bien plus réduite. La composante DVB-T2 étant bien plus efficace que la composante LTE pour transmettre les mêmes données à de nombreux utilisateurs simultanément, le rapport entre les efficacités énergétiques des deux composantes évolue avec le nombre d'utilisateurs.

Enfin, l'adjonction de la composante *broadcast* peut avoir un effet bénéfique sur l'engorgement du réseau LTE. En effet, dans le cas de la transmission d'un même service à un grand nombre d'utilisateurs, l'utilisation de la composante DVB-T2 représente une grande économie en termes de ressources spectrales et temporelles.

Cette thèse comporte six chapitres organisés en deux grandes parties. Les trois premiers chapitres présentent les deux standards utilisés. Les trois derniers chapitres portent sur la modélisation et l'évaluation des performances du réseau hybride.

Le premier chapitre porte sur le standard DVB-T2. Après un bref historique de la télévision hertzienne terrestre, les technologies nouvelles introduites dans ce standard sont présentées. En effet, le standard DVB-T2 comporte de nombreuses innovations par rapport aux stan-

dards précédents notamment au niveau du codage de canal, de la modulation ou encore des techniques multi-antennes.

Le deuxième chapitre porte sur une évaluation des performances du standard DVB-T2. Cette évaluation est réalisée en utilisant un simulateur Matlab. Les résultats fournis par le simulateur ont été validés par des simulations de références et comparés aux résultats disponibles dans [2]. Ce simulateur a ensuite permis de mener une étude sur les performances du schéma MISO (Multiple Input Single Output) Alamouti en présence d'un déséquilibre de puissance. Cette étude a conduit à la rédaction d'une communication internationale [3].

Le troisième chapitre présente le standard LTE. À l'instar du standard DVB-T2, le standard LTE utilise de nouvelles technologies par rapport aux standards de télécommunications mobiles le précédant. En effet, le standard LTE introduit notamment de nouvelles formes d'onde pour la voie montante et pour la voie descendante et de nouvelles possibilités en termes de transmission multi-antennes. Une attention particulière est portée au codage de canal et au mécanisme HARQ (Hybrid Automatic Repeat Request) qui ont un certain impact sur les performances du réseau hybride.

Le quatrième chapitre présente le contexte de l'étude du réseau hybride. Après un tour d'horizon des différents exemples de rapprochement entre télédiffusion et télécommunications mobiles, le contexte particulier de cette étude est présenté. Cette dernière s'inscrit dans le cadre du projet ANR (Agence Nationale de la Recherche) M³ (Multimédia en Mobilité) qui vise à favoriser la coopération entre le monde des télécommunications mobiles et celui de la télédiffusion pour faire face à l'évolution de la consommation de services multimédia sur terminaux mobiles.

Le cinquième chapitre porte sur la modélisation du réseau hybride. Le modèle proposé repose sur une étude statistique de certaines propriétés du réseau hybride (caractéristiques géométriques, propriétés de propagation des signaux, performances intrinsèques des standards...) pour prévoir les performances spectrales atteignables par les deux composantes.

Le dernier chapitre présente une évaluation des performances du réseau hybride. Le premier critère d'évaluation est d'ordre énergétique et se concrétise par le seuil en termes de nombres d'utilisateurs au delà duquel l'efficacité énergétique de la composante *broadcast* dépasse celle de la composante *unicast*. Le second critère d'évaluation concerne l'engorgement du réseau *unicast*. On cherche à évaluer dans quelle mesure l'ajout d'une composante *broadcast* peut soulager le réseau cellulaire en termes de trafic de données. Cette étude a donné lieu à la rédaction de deux communications internationales [4], [5].

Chapitre 1

Le standard DVB-T2

Sommaire

1.1 Historique	5
1.1.1 Généralités	5
1.1.2 Signal analogique et canal de propagation	6
1.1.3 Signal numérique	8
1.1.4 Modulation OFDM	10
1.2 Présentation du standard DVB-T2	15
1.2.1 Introduction	15
1.2.2 Paramètres OFDM	16
1.2.3 Codage de canal et entrelacement	17
1.2.4 Constellations tournées	19
1.2.5 Transmission multi-antennes	20
1.3 Conclusion	23

1.1 Historique

Le standard DVB-T2 est l'un des standards de télévision numérique terrestre les plus récents. C'est le fruit d'une longue évolution technologique qui a débuté au début du XX^{ème} siècle. S'il hérite de certaines caractéristiques des standards précédents, il introduit aussi de nouvelles techniques comme le codage LDPC (Low Density Parity Check), les constellations tournées ou encore la transmission multi-antennes.

1.1.1 Généralités

La télévision consiste à transmettre une vidéo entre deux points distants. Une vidéo est une succession d'images affichées à cadence fixe. Cette cadence est exprimée en images par seconde. Chaque image est composée d'une matrice de pixels (de l'anglais *picture element*). Les dimensions de cette matrice constituent la définition de l'image. Une valeur est associée à chaque pixel. Cette valeur peut être scalaire dans le cas de la télévision noir et blanc ou un vecteur à trois composantes dans le cas de la télévision couleur. Les composantes de ce vecteur sont différentes en fonction de la représentation de l'espace colorimétrique utilisée. Les représentations les plus utilisées sont Rouge/Vert/Bleu (RVB ou RGB) et Luminance/Chrominance (YUV ou

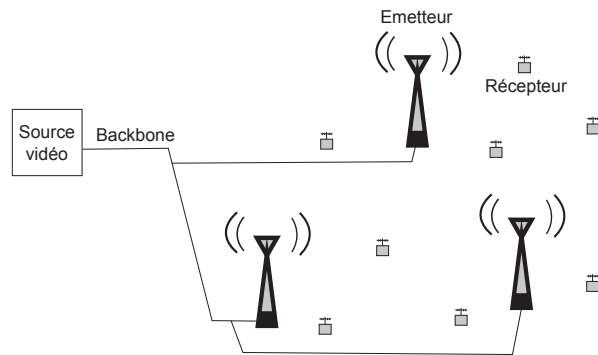


FIGURE 1.1 – Schéma de principe d'un réseau de télédiffusion

YDbDr par exemple). Les composantes de l'espace RVB sont les trois couleurs primaires de la synthèse additive. C'est l'espace natif des capteurs vidéo (pellicules et capteurs électroniques). L'espace YDbDr comprend la luminance et deux composantes de chrominance. La luminance représente l'intensité de la lumière telle qu'elle est perçue par l'œil. C'est une combinaison linéaire des composantes de l'espace RVB. C'est l'unique composante transmise dans le cas de la télévision noir et blanc. Les composantes de chrominance portent l'information de couleur. Db (ou U) porte l'information sur le bleu et Dr (ou V) porte l'information sur le rouge. Chaque composante de l'une de ces représentations peut être retrouvé par combinaison linéaire des composantes de l'autre représentation.

1.1.2 Signal analogique et canal de propagation

Si aujourd'hui les dernières techniques de télédiffusion, parmi lesquelles figure le standard DVB-T2, permettent la réception de programmes vidéos en haute définition (typiquement, 1080 lignes), l'histoire de la télévision a débuté au début du XX^{ème} siècle par la transmission d'images comprenant seulement quelques dizaines de lignes (W3XK, la première station de télévision, lancée le 2 juillet 1928 par Charles Francis Jenkins aux États-Unis diffusait une images composée de 48 lignes). Les techniques de télédiffusion ont donc évolué pendant près d'un siècle, introduisant de nombreuses améliorations (meilleure définition, couleur, son multi canaux, etc...). Le principal point commun entre tous les standards de télédiffusion reste l'architecture des réseaux, illustrée par la figure 1.1. L'information vidéo produite par la chaîne de télévision est transmise à une ou plusieurs stations émettrices via un réseau appelé *backbone*. Ce réseau peut s'appuyer sur différentes technologies de transmission (filaire, faisceau hertzien, ou encore satellite). Le signal portant la vidéo est ensuite émis simultanément par les différentes stations émettrices. Chacune de ces stations couvre une zone dont le rayon peut atteindre plusieurs dizaines de kilomètres et où se situe une multitude de récepteurs.

Jusqu'au début du XXI^{ème} siècle, la télévision est transmise de manière analogique. Les lignes de l'image sont diffusées successivement en utilisant des signaux dont l'intensité est proportionnelle à l'intensité des composantes colorimétriques de l'image. Le signal de luminance est multiplexé en fréquence avec les signaux de chrominance. Les signaux de chrominance peuvent être soit transmis en quadrature de phase comme c'est le cas pour les standards NTSC (National Television System Comittee) ou PAL (Phase Alternating Line) soit multiplexés en temps, alternant entre les deux composantes d'une ligne de l'image à l'autre comme c'est le cas pour le standard SECAM (Séquentiel Couleur à Mémoire). Des signaux de synchroni-

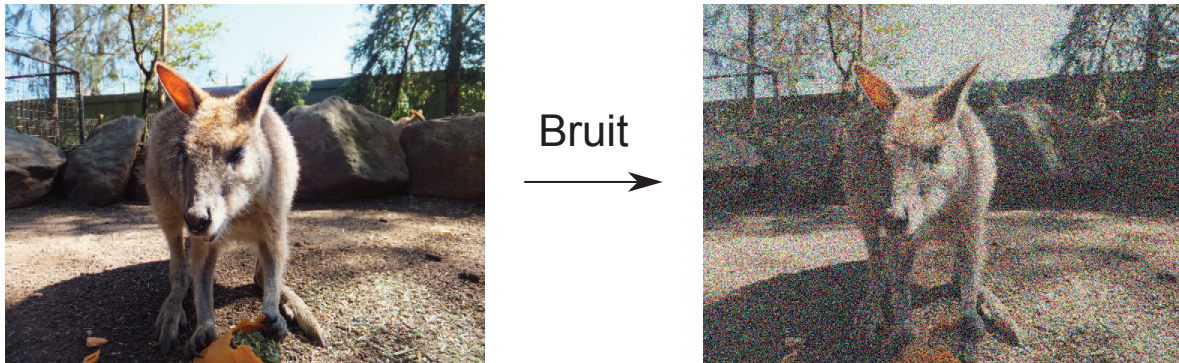


FIGURE 1.2 – Effet du bruit sur une transmission vidéo analogique



FIGURE 1.3 – Effet d'un canal multi trajets sur une transmission vidéo analogique

sation sont ajoutés entre chaque ligne d'une image ainsi qu'entre chaque image d'une vidéo. Le son est multiplexé en fréquence avec le signal vidéo. Ce principe permet au récepteur, dans des conditions idéales, de recomposer parfaitement la vidéo originale. Cependant, dans le cas d'une transmission au travers d'un canal de propagation réel, le signal est altéré notamment par le bruit et les échos potentiels.

La figure 1.2 représente l'effet du bruit sur une transmission vidéo analogique. Le bruit a de multiples sources parmi lesquelles l'agitation thermique des électrons dans les matériaux conducteurs utilisés pour la conception des systèmes de transmission. Il peut être modélisé comme un bruit blanc gaussien : un signal aléatoire dont la densité spectrale de puissance est constante dans la bande étudiée et dont l'amplitude suit une loi de probabilité gaussienne centrée. L'effet du bruit sur le signal est souvent évalué par le rapport entre sa puissance et la puissance du signal transmis : le Rapport Signal à Bruit (RSB, ou Signal to Noise Ratio, SNR). Son effet sur la réception d'un signal analogique est une déviation aléatoire des composantes colorimétriques de chaque pixel de l'image reçue par rapport à l'image originale et se traduit par un effet de "neige".

La figure 1.3 représente l'effet d'un canal multi-trajets sur une transmission vidéo analogique. Lors de sa transmission sur le canal de propagation, le signal peut rencontrer des obstacles (reliefs ou constructions par exemple) qui mènent à la production d'échos. Une ou plusieurs répliques du signal original, atténuées et décalées dans le temps viennent s'ajouter au signal original. Dans le cas d'une transmission de télévision analogique, ces échos se traduisent par l'apparition d'images secondaires, décalées à l'écran par rapport à l'image originale.

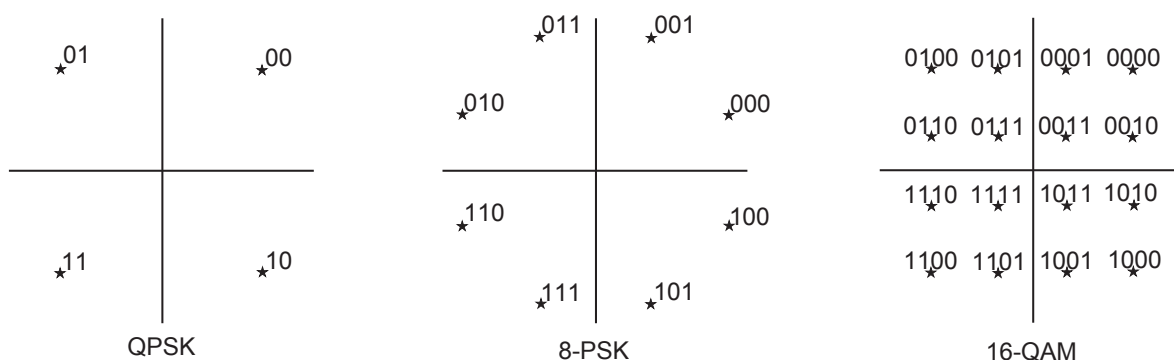


FIGURE 1.4 – Exemples de constellations

Le bruit et les effets des canaux multi-trajets sont très difficiles à éliminer dans le cas d'une transmission analogique et le meilleur moyen d'assurer une bonne qualité de réception est l'utilisation d'une antenne de réception à fort gain (pour améliorer le RSB) et directive (pour réduire l'impact des échos) comme les antennes Yagi communément employées pour la réception de la télévision. Cependant, l'utilisation d'une transmission numérique permet de réduire les effets du bruit et des canaux multi-trajets plus efficacement.

1.1.3 Signal numérique

La figure 1.5 représente le fonctionnement d'une transmission vidéo numérique. La vidéo brute est représentée sous la forme d'une suite de valeurs numériques discrètes : trois valeurs (correspondant aux trois composantes colorimétriques utilisées) pour chaque pixel de chaque image. Chaque valeur est représentée sous forme binaire (typiquement 8 bits). Ce flux vidéo brut est très lourd. Ainsi une vidéo de 1920×1080 pixels à 25 images par seconde représente environ 1,2 Gb/s.

Afin de réduire le nombre d'éléments binaires à transmettre, le flux vidéo brut subit un codage de source. Ce codage de source tend à réduire la redondance d'information dans le flux binaire original. Il existe de nombreux types de codage de source pour les flux vidéos (MPEG-2 : Moving Picture Expert Group, MPEG-4, HEVC : High Efficiency Video Coding) et les plus performants permettent de réduire le débit binaire nécessaire (pour une vidéo de 1920×1080 pixels à 25 images par seconde) à quelques Mb/s.

Le codage de canal réintroduit une forme de redondance dans le flux binaire issu du codage de source. Cette redondance permettra au récepteur de reconstituer le flux binaire original même si certains éléments binaires sont altérés lors de la transmission.

L'étape du mapping consiste à regrouper plusieurs éléments binaires qui seront transmis pendant le même laps de temps (durée symbole). Un symbole est un motif de modulation à 2^m états où m est le nombre d'éléments binaires par symbole (typiquement entre 1 et 12). Ce procédé permet de réduire la bande nécessaire à la transmission du signal. En contrepartie, plus le nombre de bits par symbole est élevé, plus le signal est sensible au bruit. La figure 1.4 comprend des exemples de constellations représentées dans le plan complexe.

En notant $x(n)$, le symbole complexe émis au $n^{\text{ième}}$ temps symbole, un signal numérique peut s'écrire

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Re \left(x(n) e^{j2\pi f_p t} g(t - nT_S) \right) \quad (1.1)$$

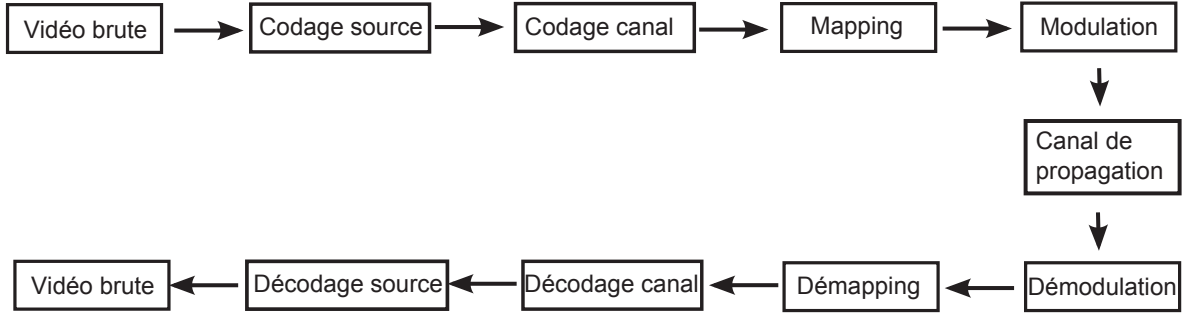


FIGURE 1.5 – Schéma synoptique d'une transmission vidéo numérique

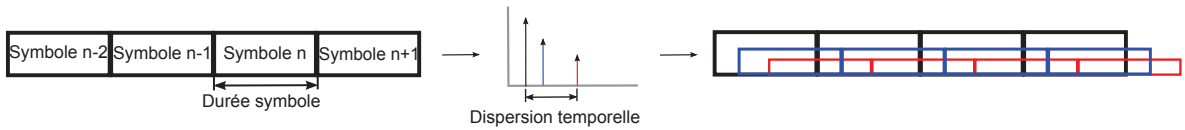


FIGURE 1.6 – Transmission numérique sur canal multi trajets

ou f_p est la fréquence porteuse, T_S est la durée symbole et $g(t)$ est une fonction de mise en forme (fonction porte ou sinus surélevé par exemple). L'expression du signal $y(t)$ reçu après transmission sur le canal est

$$y(t) = x(t) * h(t, \tau) + n(t) \quad (1.2)$$

où $h(t, \tau)$ est la réponse impulsionnelle du canal, $n(t)$ est le bruit et $*$ représente l'opération de convolution.

Après la transmission du signal sur le canal, la première étape consiste à "démapper" le signal. Le démapping consiste à retrouver le flux binaire transmis en fonction des symboles reçus. Ce flux binaire peut être assorti d'indices de confiance pour chaque élément binaire (en fonction du RSB estimé ou de la position de l'élément binaire dans le symbole par exemple) qui aidera le fonctionnement du décodeur de canal.

Le but du décodage de canal est d'éliminer les éventuelles erreurs binaires qui auraient été introduites lors de la transmission du signal (à cause du bruit ou d'autres interférences par exemple). Pour cela, les suites d'éléments binaires issues du démapping (éventuellement assorties de valeurs de confiance) subissent un traitement (différent suivant le type de codage de canal) qui permet de déterminer quelle séquence binaire est la plus susceptible d'avoir produit le résultat observé après transmission sur le canal.

Si le décodage de canal a bien retrouvé le flux binaire original, le décodage de source permet alors de reconstituer la vidéo transmise. Malheureusement, étant donné que le codage de source réduit énormément la redondance du signal original, quelques erreurs binaires restantes après le décodage de canal peuvent provoquer une erreur sur la vidéo reçue, qui peut affecter un nombre important de pixels, appelée un artefact.

Alors qu'il est impossible lors d'une transmission analogique d'éliminer totalement le bruit, l'utilisation d'une transmission numérique avec un codage de canal efficace permet de recevoir une image totalement dénuée de bruit. Cependant cette technique a ses limites et requiert un RSB suffisamment grand sous peine de voir apparaître des artefacts voire de rendre strictement impossible l'affichage de la vidéo.

Les conséquences de la transmission d'un signal numérique sur un canal multi-trajets

sont représentées par la figure 1.6. Quand il est transmis sur ce type de canal, le signal interfère avec lui même. Dans le cas d'un signal numérique, cette interférence est appelée Interférence Entre Symbole (IES). Cette IES dépend notamment de la durée symbole (T_S) et de la dispersion temporelle du canal ($\Delta\tau$). Plus T_S est grand par rapport à $\Delta\tau$ moins l'impact de l'IES est important. Cependant, étant donné que $\Delta\tau$ est imposé par le canal, diminuer l'IES requiert d'augmenter T_S ce qui a pour effet de réduire le débit binaire de la transmission. Cette réduction du débit binaire peut être compensée par une augmentation de l'ordre de modulation mais cela nécessite aussi une augmentation du RSB pour maintenir une bonne qualité de réception. D'autres solutions existent pour réduire l'IES, mais elles requièrent d'estimer et de compenser les effets du canal, ce qui peut s'avérer très vite complexe.

Ainsi, une transmission numérique monoporteuse permet de lutter efficacement contre le bruit mais reste très sensible aux effets des canaux multi-trajets. Il existe cependant des techniques de transmission à porteuses multiples, moins sensibles aux canaux multi-trajets, notamment l'OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing)

1.1.4 Modulation OFDM

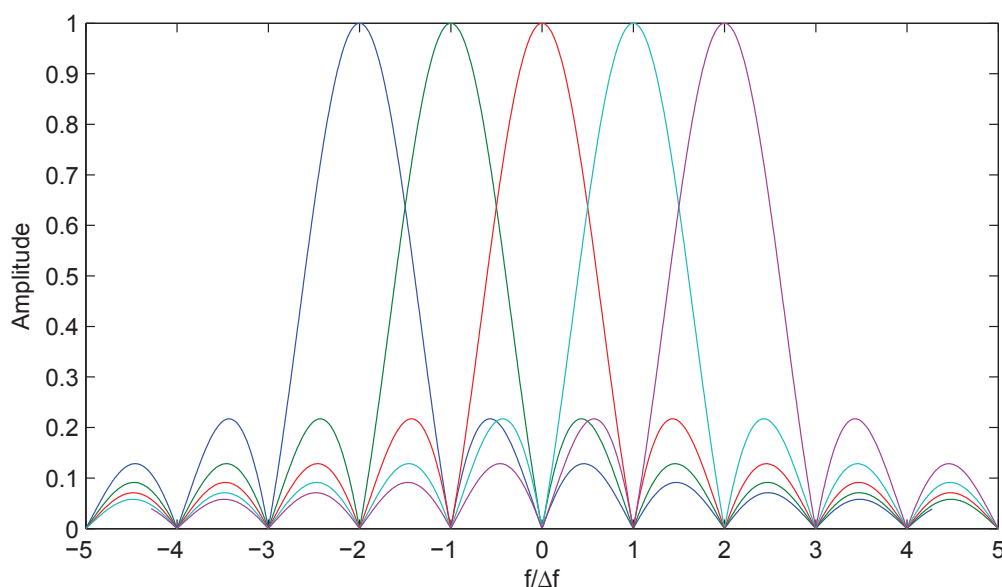


FIGURE 1.7 – Sous porteuses orthogonales

L'OFDM est une technique de modulation utilisée dans de nombreux standards de télévision numérique comme les standards européens DVB-T (DVB - Terrestrial), DVB-T2, ou DVB-H (DVB - Handheld), le standard japonais ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial), ou le standard chinois DTMB (Digital Terrestrial Multimedia Broadcast). Elle est aussi utilisée dans d'autres standards de télécommunications comme les standards WiFi IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.11a, g, n, et ac ou le standard LTE ou encore dans les standards de radio numérique comme le standard DAB (Digital Audio Broadcasting). C'est une technique de modulation à porteuses multiples ce qui signifie que le flux d'éléments binaires est partagé en de multiple flux qui sont transmis via différentes sous-

porteuses. Ces sous-porteuses sont orthogonales. Dans le domaine fréquentiel, le maximum de puissance de chaque sous-porteuse se situe à une fréquence ou toutes les autres sous-porteuses sont nulles, comme illustré sur la figure 1.7. Les sous-porteuses sont orthogonales si l'espace Δ_f qui les sépare est égal à l'inverse de la durée utile du symbole T_U . L'utilisation de porteuses orthogonales permet de réduire Δ_f au strict minimum et permet donc d'optimiser l'efficacité spectrale globale du signal. Un intervalle de garde est généralement inséré entre les symboles utiles. Ce signal de durée T_{GI} ne transporte pas d'information et a pour but d'absorber les échos du canal, protégeant ainsi le signal utile des interférences entre symboles. Bien que proposée dès 1966 dans [6], l'utilisation de cette technique ne s'est répandue que dans les années 1990, quand les progrès de l'électronique numérique ont permis son implémentation simple via l'utilisation de la FFT (Fast Fourier Transform).

Dans le domaine fréquentiel, un symbole OFDM est constitué de N_{FFT} symboles complexes, N_{FFT} étant la taille de la FFT employée. Chacun de ces symboles complexes est porté par une sous-porteuse. Une grande partie des sous-porteuses est utilisée pour des symboles de donnée issus du mapping des données binaires à transmettre. D'autres sous-porteuses sont réservées pour la transmission de symboles pilotes, connus du récepteur, et utilisés pour l'estimation de canal ou la synchronisation. Enfin certaines sous-porteuses sont laissées nulles notamment en bordure de spectre. Avec $X^{(i)}[k]$ le symbole complexe modulant la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse, $k \in [0, \dots, N_{FFT} - 1]$, durant le $i^{\text{ème}}$ temps symbole, l'expression du $i^{\text{ème}}$ symbole OFDM dans le domaine temporel s'écrit

$$x^{(i)}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} \Re \left(X^{(i)}[n] e^{j2\pi(f_p + n\Delta_f)t} \Pi_i(t) \right) \quad (1.3)$$

où f_p est la fréquence porteuse est $\Pi_i(t)$ est une fonction de mise en forme définie par

$$\Pi_i(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } T_i - T_{GI} < t < T_i + T_U \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.4)$$

avec $T_i = i \times T_S = i \times (T_U + T_{GI})$.

La génération du signal OFDM peut aussi être exprimée sous forme matricielle. Dans ce cas, le symbole OFDM fréquentiel est représenté sous la forme d'un vecteur colonne de dimensions $N_{FFT} \times 1$: $\mathbf{X}^{(i)}[k] = [X^{(i)}[0], X^{(i)}[1], \dots, X^{(i)}[N_{FFT} - 1]]^T$. L'expression temporelle du $i^{\text{ème}}$ symbole en bande de base, hors intervalle de garde, est :

$$\mathbf{x}^{(i)} = \mathbf{F}_{N_{FFT}}^{\mathcal{H}} \mathbf{X}^{(i)} \quad (1.5)$$

où

$$\mathbf{F}_{N_{FFT}} = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{N_{FFT}}} & \dots & e^{-j\frac{2\pi(N_{FFT}-1)}{N_{FFT}}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi(N_{FFT}-1)}{N_{FFT}}} & \dots & e^{-j\frac{2\pi(N_{FFT}-1)^2}{N_{FFT}}} \end{bmatrix}_{N_{FFT} \times N_{FFT}} \quad (1.6)$$

est la matrice unitaire correspondant à la transformée de Fourier discrète ou DFT (Discrete Fourier Transform). $\mathbf{F}_{N_{FFT}}^{\mathcal{H}}$ est sa transposée hermitienne et correspond à la transformée de Fourier discrète inverse ou IDFT.

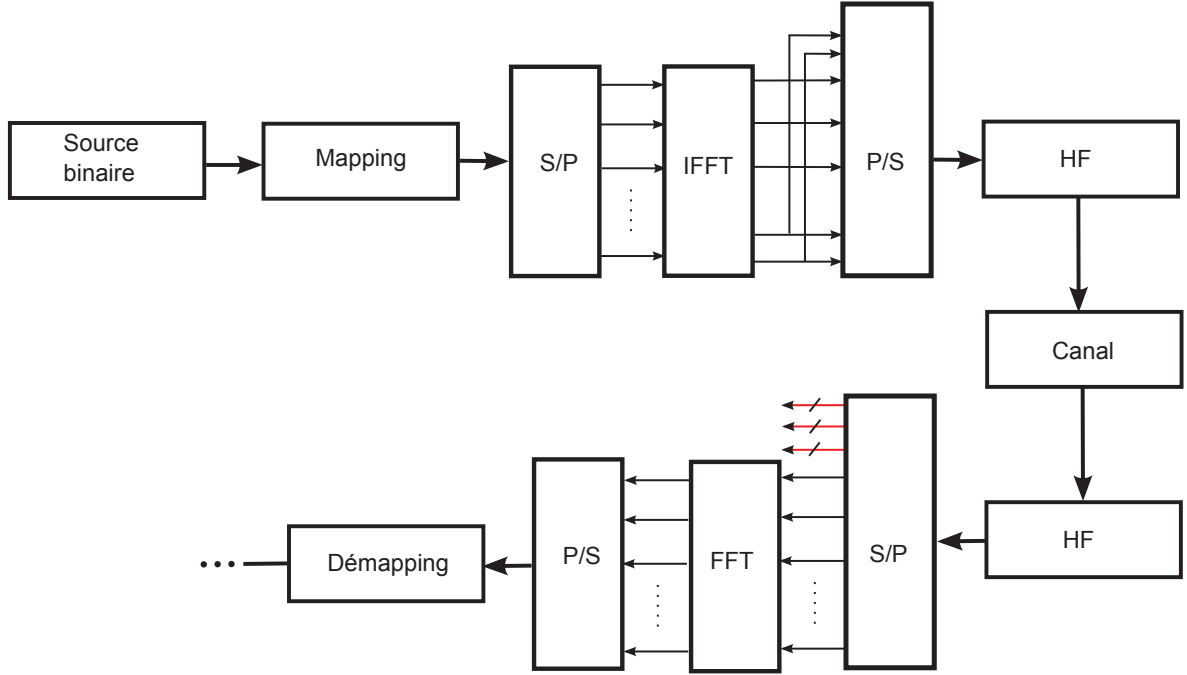


FIGURE 1.8 – Schéma synoptique d'une transmission OFDM

L'intervalle de garde est généralement constitué d'un préfixe cyclique. Dans ce cas, les G derniers échantillons du symbole utile sont recopiés avant celui-ci. L'insertion du préfixe cyclique se traduit par :

$$\mathbf{x}_{cp}^{(i)} = \mathbf{I}_{cp} \mathbf{x}^{(i)} = \mathbf{I}_{cp} \mathbf{F}_{N_{FFT}}^H \mathbf{X}^{(i)} \quad (1.7)$$

où \mathbf{I}_{cp} est une matrice de dimensions $(N_{FFT} + G) \times N_{FFT}$:

$$\mathbf{I}_{cp} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{G \times (N_{FFT} - G)} & \mathbf{I}_G \\ \mathbf{I}_{N_{FFT}} & \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$\mathbf{0}_{G \times (N_{FFT} - G)}$ désigne une matrice nulle de dimensions $G \times (N_{FFT} - G)$ et \mathbf{I}_G et $\mathbf{I}_{N_{FFT}}$ désignent les matrices identité de dimensions respectives $G \times G$ et $N_{FFT} \times N_{FFT}$.

Le signal est ensuite transmis sur un canal multi-trajets. Les effets de ce canal peuvent être modélisés par un filtre FIR (Finite Impulse Response) d'ordre L et de coefficients h_l . Ces coefficients prennent des valeurs constantes pour chaque symbole. En effet, en supposant que le système OFDM est correctement dimensionné, le canal peut être considéré comme invariant à l'horizon d'une durée symbole T_S . L'expression du signal reçu, affecté par le canal multi-trajets et le bruit blanc additif gaussien :

$$\mathbf{y}_{cp} = \mathbf{H}_{ICI} \mathbf{x}_{cp}^{(i)} + \mathbf{H}_{ISI} \mathbf{x}_{cp}^{(i-1)} + \mathbf{w} \quad (1.9)$$

peut être divisé en trois parties :

- $\mathbf{H}_{ICI}\mathbf{x}_{cp}^{(i)}$ représente le symbole affecté par la réponse impulsionnelle du canal et :

$$\mathbf{H}_{ICI} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \vdots \\ h_{L-1} & & \ddots & \ddots & & \vdots \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_0 \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

- $\mathbf{H}_{ISI}\mathbf{x}_{cp}^{(i-1)}$ représente l'interférence du symbole OFDM précédent causée par le canal multi-trajets et

$$\mathbf{H}_{ISI} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_1 \\ \vdots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & \ddots & h_{L-1} \\ \vdots & & & \ddots & & 0 \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & & & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

- \mathbf{w} représente le bruit blanc additif gaussien de puissance σ_w^2 et $E\{\mathbf{w}\mathbf{w}^H\} = \sigma_w^2\mathbf{I}_{N_{FFT}}$.
Le préfixe cyclique est retiré par l'opération suivante :

$$\mathbf{y}^{(i)} = \mathbf{R}_{cp}\mathbf{y}_{cp}^{(i)} \quad (1.12)$$

où

$$\mathbf{R}_{cp} = [\mathbf{0}_{N_{FFT} \times G} | \mathbf{I}_{N_{FFT}}] \quad (1.13)$$

Dans le cas où $L < G$, l'expression du signal reçu devient :

$$\mathbf{y}^{(i)} = \begin{bmatrix} & & & h_{L-1} & \cdots & h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \mathbf{0}_{N_{FFT} \times (G-(L-1))} & & & 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ & & & \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \vdots \\ & & & 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_0 \end{bmatrix}_{N_{FFT} \times (N_{FFT}+G)} \mathbf{x}_{cp}^{(i)} + \mathbf{w} \quad (1.14)$$

ou

$$\mathbf{y}^{(i)} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & & \ddots & \ddots & & \ddots & h_{L-1} \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_0 \end{bmatrix}_{N_{FFT} \times N_{FFT}} \mathbf{x}^{(i)} + \mathbf{w} \quad (1.15)$$

L'opération de retrait du préfixe cyclique rend la matrice de canal circulante ce qui se traduit dans le domaine fréquentiel par :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y}^{(i)} &= \mathbf{F}_{N_{FFT}} \mathbf{Y}^{(i)} \\
 &= \mathbf{F}_{N_{FFT}} \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & & \ddots & \ddots & & \ddots & h_{L-1} \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_0 \end{bmatrix}_{N_{FFT} \times N_{FFT}} \mathbf{F}_{N_{FFT}}^H \mathbf{X}^{(i)} + \mathbf{F}_{N_{FFT}} \mathbf{w} \\
 &= \begin{bmatrix} H[0] & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & H[1] & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & H[N_{FFT} - 1] \end{bmatrix}_{N_{FFT} \times N_{FFT}} \mathbf{X}^{(i)} + \mathbf{W} \quad (1.16)
 \end{aligned}$$

où \mathbf{W} est la transformée de Fourier discrète du bruit. L'effet du canal sur le signal se traduit, dans le domaine fréquentiel, par une matrice diagonale. Ainsi, l'effet du canal sur chaque sous-porteuse se limite à une multiplication par un facteur complexe et l'opération d'égalisation peut être effectuée très simplement dans le domaine fréquentiel. Cette opération se traduit par le calcul des valeurs $\hat{X}^{(i)}[n]$, estimations des symboles émis.

$$\hat{\mathbf{X}}^{(i)} = \mathbf{G} \mathbf{Y}^{(i)} \quad (1.17)$$

où

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} G[0] & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & G[1] & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & G[N_{FFT} - 1] \end{bmatrix}_{N_{FFT} \times N_{FFT}} \quad (1.18)$$

est la matrice d'égalisation. Les coefficients de cette matrice peuvent prendre des valeurs différentes en fonction du type d'égalisation. Dans le cas d'une égalisation Zero Forcing (ZF)

$$G_{ZF}[k] = H[k]^{-1} \quad (1.19)$$

Le symbole estimé est alors

$$\hat{X}^{(i)}[k] = X^{(i)}[k] + H[k]^{(-1)} W[k] \quad (1.20)$$

On retrouve alors exactement le symbole émis affecté d'un terme de bruit. Cependant, dans le cas où la valeur de $H[k]$ est très faible, le bruit est très fortement amplifié. Pour limiter l'amplification du bruit, on préfère parfois une égalisation de type Minimum Mean Square Error (MMSE). Dans ce cas, les coefficients d'égalisation utilisés sont

$$G_{MMSE}[k] = \frac{H[k]^*}{|H[k]|^2 + \sigma_w^2} \quad (1.21)$$

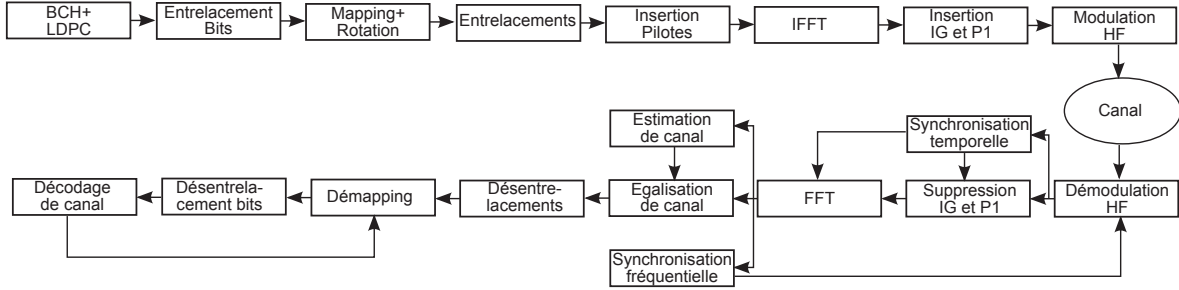


FIGURE 1.9 – Schéma synoptique d'une transmission DVB-T2

Le symbole estimé devient

$$\hat{X}^{(i)}[k] = \frac{|H[k]|^2}{|H[k]|^2 + \sigma_w^2} X^{(i)}[k] + \frac{H[k]^*}{|H[k]|^2 + \sigma_w^2} W[k] \quad (1.22)$$

La modulation OFDM offre une bonne résistance aux canaux multi-trajets et une complexité d'égalisation réduite. Elle a cependant des points faibles.

La modulation OFDM est très sensible aux erreurs de synchronisation fréquentielle ainsi qu'à l'effet Doppler qui nuisent à l'orthogonalité des sous porteuses. Si les défauts de synchronisation peuvent être estimés à l'aide de symboles pilotes et corrigés, l'effet Doppler est plus problématique et ajoute des contraintes pour le dimensionnement du système OFDM. Ainsi, l'impact de l'effet Doppler est réduit tant que la durée symbole T_U est choisie supérieure au temps de cohérence du canal, métrique proportionnelle à l'inverse de la fréquence Doppler. Dans le domaine fréquentiel, cette contrainte se traduit par un espacement entre porteuses Δ_f très supérieur à la fréquence Doppler.

Un autre défaut de la modulation OFDM est un PAPR (Peak to Average Power Ratio) élevé. En effet, le signal temporel présente une très grande dynamique. Ce PAPR élevé pose problème vis-à-vis des amplificateurs utilisés pour transmettre le signal qui ont souvent des comportements non linéaires pour les niveaux de puissance où leur efficacité énergétique est la meilleure. L'utilisation du signal OFDM impose donc un compromis entre une perte d'efficacité énergétique des amplificateurs et une amplification non linéaire qui altère la qualité du signal.

1.2 Présentation du standard DVB-T2

1.2.1 Introduction

Le standard DVB-T2 a été publié par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) en septembre 2009. Il succède au DVB-T dont il reprend les fondements tout en améliorant les performances. Ainsi, le débit binaire maximal dans une bande de 8 MHz passe d'environ 30Mb/s pour le DVB-T à environ 50Mb/s pour le DVB-T2. Le tableau 1.1 présente les principales différences entre ces deux standards. Le DVB-T2 est basé sur une modulation OFDM comme son ancêtre, mais introduit un grand nombre de nouveautés (modulation 256-QAM (Quadrature Amplitude Modulation), FFT jusqu'à 32K, codage de canal LDPC...). La figure 1.9 présente le schéma synoptique d'une transmission DVB-T2.

Paramètres communs*		DVB-T2 et DVB-T					
Fréquence d'échantillonnage [†]		9,14 MHz					
Mode		1K	2K	4K	8K	16K	32K
Durée symbole utile (T_U) [†]		112 μs	224μs	448 μs	896μs	1792 μs	3584 μs
Taille de FFT		1 024	2 048	4 096	8 192	16 384	32 768
Nombre de sous porteuses actives	Normal	853	1 705	3 409	6 817	13 633	27 265
	Étendu				6912	13 920	27 840
Espace inter porteuses (Hz) [†]		8 929	4 464	2 232	1 116	558	279
Bande occupée (MHz) [†]	Normale	7,61					
	Étendue				7,71	7,77	7,77
Intervalle de garde		$T_U \times 1/128, \mathbf{1/32}, \mathbf{1/16}, 19/256, \mathbf{1/8}, 19/128, \mathbf{1/4}$					
Constellations		QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM					
Rendement de code		$1/4, \mathbf{1/2}, 3/5, \mathbf{2/3}, \mathbf{3/4}, 4/5, \mathbf{5/6}, \mathbf{7/8}^\ddagger$					
Principales différences		DVB-T			DVB-T2		
Option des constellations		Constellations hiérarchiques			Constellations tournées		
Codage de canal	Interne	Code convolutif			LDPC		
	Externe	Reed-Solomon			BCH		

* : Le standard DVB-T permet uniquement l'utilisation des paramètres indiqués en gras dans ce tableau

† : Valeurs données pour une bande de 8 MHz

‡ : DVB-T uniquement

TABLE 1.1 – Paramètres des standards DVB-T et DVB-T2

Largeur de bande du canal (MHz)	1,7	5	6	7	8
Fréquence d'échantillonnage (MHz)	1,85	5,71	6,86	8	9,14

TABLE 1.2 – Bandes de fréquence disponibles et fréquences d'échantillonnage associées

1.2.2 Paramètres OFDM

Le standard DVB-T2, bien que basé sur le standard DVB-T, diffère de ce dernier par bien des aspects, à commencer par les paramètres OFDM. Les bandes de fréquences, tailles de FFT, et intervalles de gardes présents en DVB-T le sont aussi en DVB-T2. Le DVB-T2 ajoute de nouvelles valeurs disponibles.

Un signal DVB-T2 peut être transmis dans un canal de largeur égale à 1,7 MHz, 5 MHz, 6 MHz, 7 MHz, ou 8 MHz. Le tableau 1.2 liste les fréquences d'échantillonnage utilisées en fonction de la bande du signal désiré. Ces fréquences d'échantillonnage sont supérieures aux bandes nominales. Un signal conforme aux bandes nominales et obtenu par l'insertion de sous porteuses nulles en bord de spectre.

Les tailles de FFT disponibles sont 1K, 2K, 4K, 8K, 16K, et 32K. Le tableau 1.1 liste pour chaque taille de FFT les différentes caractéristiques du signal. Il est à noter que pour les tailles de FFT 8K, 16K, et 32K, un mode étendu est disponible. Ce mode permet, en exploitant le fait que la bande de chaque sous-porteuse est très réduite pour ces tailles de FFT, d'optimiser l'occupation de la bande disponible en activant un plus grand nombre de sous-porteuses que le mode normal correspondant.

Le standard DVB-T2 ajoute aux durées d'intervalles de garde $T_U/4$, $T_U/8$, $T_U/16$, et $T_U/32$ disponibles en DVB-T les nouvelles valeurs $19T_U/128$, $19T_U/256$, et $T_U/128$. L'utilisation de l'intervalle de garde $T_U/128$ en combinaison avec une FFT de taille 32K permet de conserver

Rendement	K_{BCH}	N_{BCH}	N_{LDPC}
<i>trames normales</i>			
1/2	32 208	32 400	64 800
3/5	38 688	38 880	64 800
2/3	43 040	43 200	64 800
3/4	48 408	48 600	64 800
4/5	51 648	51 840	64 800
5/6	53 840	54 000	64 800
<i>trames courtes</i>			
1/4	3 072	3 240	16 200
1/2	7 032	7 200	16 200
3/5	9 552	9 720	16 200
2/3	10 632	10 800	16 200
3/4	11 712	11 880	16 200
4/5	12 432	12 600	16 200
5/6	13 152	13 320	16 200

TABLE 1.3 – Détail des différents rendements de code disponibles

la même durée d'intervalle de garde que le cas $T_U/32$ avec une FFT de taille 8K ($28\mu s$) tout en réduisant l'overhead.

1.2.3 Codage de canal et entrelacement

L'une des raisons essentielles de l'amélioration des performances du système DVB-T2 par rapport au système DVB-T est le changement de schémas de codage de canal. Le standard DVB-T2 utilise un code LDPC [7], [8] en combinaison avec un code BCH (Bose, Ray-Chaudhuri, et Hocquenghem) [9]. Cette combinaison offre de bien meilleurs résultats que la concaténation d'un code convolutif et d'un code de Reed-Solomon qui avait été choisie pour le standard DVB-T. Le tableau 1.3 liste les paramètres principaux des codes BCH et LDPC en fonction du rendement de codage utilisé. K_{BCH} désigne le nombre de bits avant codage, N_{BCH} (aussi appelé K_{LDPC}) désigne le nombre de bits après le codage BCH, et N_{LDPC} , le nombre de bits après le codage LDPC. On distingue deux catégories de trames codées en fonction de la valeur de N_{LDPC} : les trames normales ($N_{LDPC} = 64800$) et les trames courtes ($N_{LDPC} = 16200$).

Le code BCH joue ici le rôle de code externe. En effet, son pouvoir correcteur est limité (10 erreurs binaires pour les trames normales de rendement 2/3 et 5/6, 12 erreurs binaires pour toutes les autres configuration de codage de canal). Il est utilisé afin d'éliminer les erreurs résiduelles qui pourraient subsister après le décodage LDPC à des Taux d'Erreurs Binaires (TEB) très bas. En contrepartie, le code BCH introduit un overhead très réduit (environ 1% pour les trames courtes et environ 0.3% pour les trames normales).

Le code interne utilisé pour DVB-T2 est un code LDPC. C'est un code en blocs systématique ce qui signifie que tous les éléments binaires du mot d'information se retrouvent tels quels dans le mot de code généré par le codeur. La particularité principale de ce type de code est la très grande taille des blocs codés. Afin de rester raisonnable en termes de ressources de calculs pour le codage et le décodage, chaque bit de parité est généré à partir d'un nombre

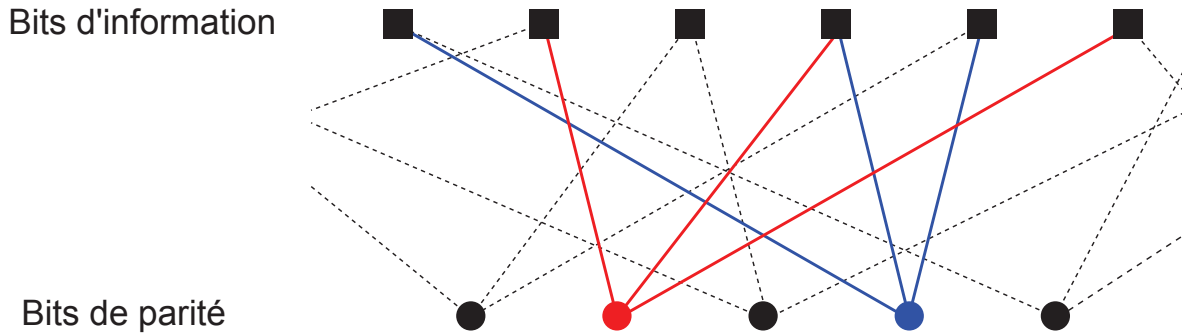


FIGURE 1.10 – Représentation partielle d'un code LDPC sous forme de graphe

réduit de bits originaux (d'où l'appellation "Low Density"). L'opération de génération des bits de parité peut être représentée sous forme matricielle par $\mathbf{N} = \mathbf{K} \cdot \mathbf{L}$ où \mathbf{N} est le vecteur ligne ($1 \times (N_{LDPC} - K_{LDPC})$) des bits de parité, \mathbf{K} est le vecteur ligne ($1 \times K_{LDPC}$) des bits originaux, et \mathbf{L} est une matrice creuse (comportant très peu d'éléments non nuls) de dimension $(N_{LDPC} - K_{LDPC}) \times K_{LDPC}$.

Du fait de la grande longueur des blocs codés, un décodage optimal du code LDPC est difficilement envisageable. Cependant, en utilisant un décodage itératif, les performances s'avèrent déjà très bonnes. Le décodage itératif du code LDPC est basé sur le principe du "belief propagation". Ce décodage est dit "soft", c'est à dire qu'il ne se base pas sur la valeur des bits fournis par le démodulateur (0 ou 1), mais sur une métrique représentant le rapport entre les probabilités que sa valeur soit 0 ou 1 : le LLR (Log Likelihood Ratio $LLR = \ln \left(\frac{P(bit=0)}{P(bit=1)} \right)$). Les LLR des différents bits sont évalués au moment du démodulation en comparant les symboles reçus aux différents points possibles de la constellation et en prenant en compte différents facteurs comme le niveau du RSB ou les coefficients de canaux.

La figure 1.10 montre une représentation partielle d'un code LDPC sous forme de graphe. S'il n'y a pas d'erreur, la somme de chaque bit de parité avec tous les bits d'information qui lui sont reliés doit être paire. Dans le cas contraire, le décodage itératif commence. À chaque itération un LLR est calculé pour chaque bit d'information et pour chaque bit de parité auquel il est relié. Ce calcul est basé sur le LLR du bit de parité et ceux des autres bits d'information qui lui sont reliés. Le LLR de chaque bit est ensuite réévalué à partir de sa valeur originale et des nouvelles valeurs liées aux bits de parité. Ainsi, au fil des itérations, la redondance d'information portée par les bits de parité se propage progressivement à toute la trame LDPC. Le décodage se termine quand toutes les conditions de parité sont respectées ou quand un certain nombre d'itérations est atteint.

Le standard DVB-T2 prévoit un grand nombre d'entrelacements : un entrelacement des bits après le codage de canal, un entrelacement des cellules après la rotation de constellation, un entrelacement temporel, et un entrelacement fréquentiel.

L'entrelacement des bits est effectué à l'échelle d'une trame LDPC. Il est constitué de deux étapes. Lors de la première étape, seuls les bits de parité sont entrelacés et l'ordre des bits d'information n'est pas affecté. La seconde étape porte sur tous les bits de la trame LDPC et consiste en un "column twist interleaver". Cette étape d'entrelacement a pour but de répartir les éventuelles séries de bits erronés consécutifs, qui pourraient nuire à l'efficacité du décodage de canal, sur l'ensemble de la trame LDPC.

L'entrelacement des cellules est aussi effectué à l'échelle d'une trame LDPC, mais cette

Constellation	Angle
QPSK	29,0°
16-QAM	16.8°
64-QAM	8.6°
256-QAM	$\arctan(\frac{1}{16})$

TABLE 1.4 – Angle de rotation en fonction de la constellation utilisée

fois-ci ce sont les cellules qui sont entrelacées. Cet entrelacement est nécessaire pour profiter pleinement des gains de performances apportés par la rotation de constellation (voir 1.2.4).

L'entrelacement temporel est effectué à l'échelle d'un bloc TI (Time Interleaving) qui regroupe plusieurs trames LDPC. Le nombre de trames LDPC par bloc TI est configurable et limité par la mémoire disponible pour l'entrelacement temporel qui peut contenir $2^{19} + 2^{15}$ cellules. Un bloc TI peut être transmis sur une ou plusieurs trames T2. L'entrelacement temporel permet de profiter efficacement de la diversité temporelle du canal et de lutter contre le bruit impulsif et les évanouissements rapides.

L'entrelacement fréquentiel est effectué à l'échelle d'un symbole OFDM, avant l'étape finale de la modulation OFDM. Cet entrelacement est réalisé par la permutation des symboles portés par les différentes sous-porteuses en se basant sur une séquence pseudo-aléatoire. Ce procédé permet d'optimiser l'exploitation de la diversité fréquentielle du canal.

1.2.4 Constellations tournées

Le standard DVB-T2 introduit une nouvelle technique permettant de mieux exploiter la diversité du canal de propagation. En introduisant une corrélation entre les voies réelle et imaginaire d'un symbole et en s'assurant que ces deux voies seront affectées par des coefficients de canal décorrélés, cette technique proposée dans [10] permet d'augmenter la diversité du système.

Les voies réelle (I) et imaginaire (Q) d'une constellation QAM classique avec mapping de Gray ne portent d'information que sur la moitié des éléments binaires constituant le symbole. Appliquer une rotation à la constellation permet d'introduire une corrélation entre les deux voies. Ainsi chaque voie porte une information provenant de tous les éléments binaires du symbole. Le tableau 1.4 liste les angles de rotation à appliquer aux constellations en fonction de leur ordre.

Afin d'assurer l'indépendance des coefficients de canal auxquels sont soumis les deux composantes d'un même symbole, les symboles constituant une trame LDPC subissent un décalage cyclique de la voie Q et un entrelacement. Soient $X[n] = I[n] + jQ[n]$ avec $n \in \{0, \dots, \frac{N_{LDPC}}{\log_2(M)} - 1\}$ les symboles complexes issus du mapping des éléments binaires d'une trame LDPC sur une constellation d'ordre M . L'expression des symboles obtenus après décalage cyclique de la voie Q est

$$X[n] = \begin{cases} I[n] + jQ[n-1] & \text{pour } n \in \{1, \dots, \frac{N_{LDPC}}{\log_2(M)} - 1\} \\ I[0] + jQ[\frac{N_{LDPC}}{\log_2(M)} - 1] & \text{pour } n = 0 \end{cases} \quad (1.23)$$

Le processus de rotation de constellation et de décalage de la voie Q est illustré sur la figure 1.11. Les symboles $X'[n]$ sont ensuite entrelacés afin de maximiser la distance entre deux

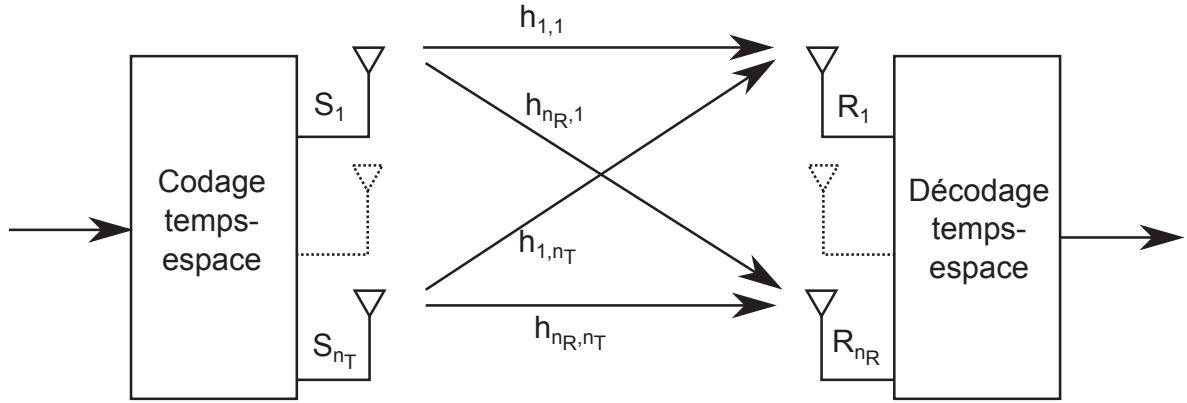


FIGURE 1.12 – Schéma général d'une transmission multi-antennes

où

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,n_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R,1} & \cdots & h_{n_R,n_T} \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

et \mathbf{B} est un vecteur de bruit de dimensions $n_R \times 1$.

Il existe une grande variété de techniques multi-antennes parmi lesquels les codes temps-espace en treillis ou STTC (Space-Time Treillis Code) [12], les codes temps-espace en bloc orthogonaux ou O-STBC (Orthogonal Space Time Block Code) [13] ou encore le codage en couches ou LST (Layered Space-Time) [14]...

Le code proposé dans la norme DVB-T2 est un code temps-espace en bloc, c'est à dire que n_S signaux sont transmis au cours de T durées symbole sur n_T antennes. Un tel code est généralement représenté sous la forme d'une matrice \mathbf{C} de dimensions $n_T \times T$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} S_{1,1} & \cdots & S_{1,T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n_T,1} & \cdots & S_{n_T,T} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

où $S_{n,t}$ est le signal transmis par la $n^{\text{ième}}$ antenne d'émission au $t^{\text{ième}}$ temps symbole. Le rendement R d'un code temps-espace en bloc est défini par :

$$R = \frac{n_S}{T} \quad (1.27)$$

Dans le standard DVB-T2, le schéma choisi est le code d'Alamouti, qui est certainement le code temps-espace le plus répandu. Il est présenté par la figure 1.13. Sa représentation sous forme de matrice est donnée par

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} S_0 & -S_1^* \\ S_1 & S_0^* \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

Deux symboles, S_0 et S_1 étant transmis pendant deux durées symbole, ce code a un rendement $R = 1$. Les signaux R_0 et R_1 reçus respectivement lors de la première et de la deuxième durée symbole sont donnés par

$$\begin{aligned} [R_0 R_1] &= [h_0 h_1] \mathbf{C} + [n_0 n_1] \\ &= [h_0 h_1] \begin{bmatrix} S_0 & -S_1^* \\ S_1 & S_0^* \end{bmatrix} + [n_0 n_1] \end{aligned} \quad (1.29)$$

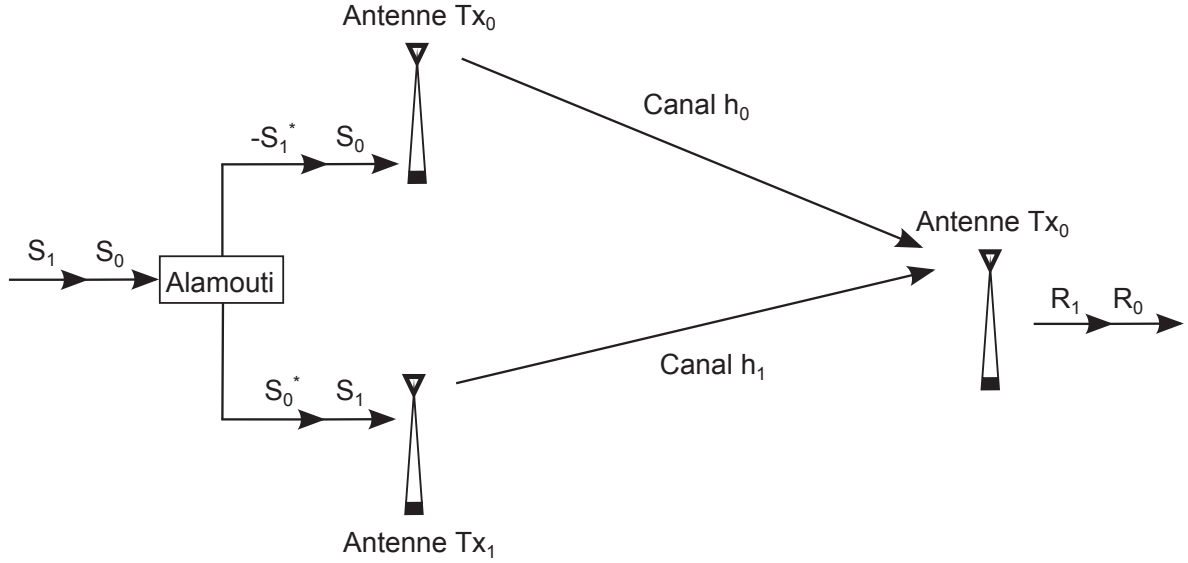


FIGURE 1.13 – Schéma MISO Alamouti

où h_0 et h_1 sont les coefficients des deux canaux et n_0 et n_1 sont les termes de bruit affectant les signaux reçus respectivement lors de la première et de la deuxième durée symbole. Il est à noter que l'utilisation d'un tel code temps-espace nécessite que les coefficients de canal h_0 et h_1 varient très peu pendant deux durées symboles ce qui implique que le temps de cohérence du canal (valeur inversement proportionnelle à la fréquence Doppler) soit supérieure à $2T_S$.

En posant

$$\mathcal{H} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ -h_1^* & h_0^* \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

l'équation 1.29 devient

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \begin{bmatrix} R_0 \\ R_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ -h_1^* & h_0^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1 \end{bmatrix} \\ &= \mathcal{H}\mathbf{S} + \mathbf{B} \end{aligned} \quad (1.31)$$

Une estimation $\hat{\mathbf{S}} = [\hat{S}_0 \ \hat{S}_1]^T$ des symboles d'origine peut être obtenue par

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{S}} &= \mathcal{H}^H \mathbf{R} \\ &= \mathcal{H}^H \mathcal{H} \mathbf{S} + \mathcal{H}^H \mathbf{B} \\ &= (|h_0|^2 + |h_1|^2) \mathbf{S} + \mathcal{H}^H \mathbf{B} \end{aligned} \quad (1.32)$$

L'implémentation du code d'Alamouti dans le standard DVB-T2 est légèrement différente de l'implémentation classique. Alors que le code original est un STBC (Space Time Block Code), l'implémentation dans DVB-T2 est un SFBC (Space Frequency Block Code). Dans le cas du STBC, le code porte sur deux durées symbole consécutives et dans le cas du SFBC, le code porte sur deux sous porteuses adjacentes. Une des conditions à respecter pour l'utilisation d'un STBC est la quasi-constance des coefficients de canal sur une durée correspondant à n_S durées symboles. Dans le cas d'un SFBC cette condition devient la quasi-constance des coefficients

de canaux des sous-porteuses faisant partie du même bloc. Si un SFBC est transmis sur n_S sous porteuses adjacentes, alors le canal doit varier très peu sur $n_S \times \Delta_f$. Cela se traduit par une fréquence de cohérence du canal (métrique inversement proportionnelle à la dispersion temporelle du canal Δ_τ) supérieure à $n_S \times \Delta_f$. Dans le cas d'un signal OFDM qui permet l'utilisation de longues durées symboles, les conditions de constance des coefficients de canaux sont souvent meilleures pour un SFBC que pour un STBC, *a fortiori* dans le cas d'une grande taille de FFT.

Dans le cas de l'implémentation DVB-T2, le signal transmis par la première antenne n'est pas modifié par rapport au cas SISO. En considérant que le symbole émis par la première antenne sur la sous-porteuse p est noté S_p , alors la seconde antenne émet le symbole $-S_{p+1}^*$ sur les sous-porteuses paires et le symbole S_{p-1}^* sur les sous-porteuses impaires.

1.3 Conclusion

Le standard DVB-T2 constitue une évolution majeure par rapport au standard DVB-T qu'il est voué à remplacer. Si les deux standards sont basés sur la modulation OFDM, le nouveau introduit de nombreuses techniques nouvelles comme le codage LDPC, les constellations tournées ou la technique MISO Alamouti. Toutes ces améliorations permettent au standard DVB-T2 d'afficher des performances nettement améliorées comme on peut le constater dans [15] avec jusqu'à 66% de débit binaire supplémentaire par rapport à DVB-T dans des conditions de réception similaires.

Chapitre 2

Évaluation des performances du standard DVB-T2

Sommaire

2.1	Présentation et validation de l’outil de simulation	25
2.1.1	Le simulateur DVB-T2	25
2.1.2	Simulations de validation	31
2.1.3	Autres résultats intéressants	34
2.2	Performances MISO en présence d’un déséquilibre de puissance	35
2.2.1	MISO distribué	35
2.2.2	Performances en MISO distribué	36
2.3	Conclusion	40

Le standard DVB-T2 met en œuvre des techniques avancées pour atteindre un très haut niveau de performances. Ce chapitre porte sur l’évaluation de ces performances par simulation. Les résultats issus de l’outil de simulation utilisé sont validés par comparaison avec les résultats fournis dans [2]. De plus, une étude sur les performances du schéma MISO Alamouti en présence d’un déséquilibre de puissance entre les deux antennes d’émissions est menée.

2.1 Présentation et validation de l’outil de simulation

2.1.1 Le simulateur DVB-T2

L’évaluation des performances du standard DVB-T2 a été réalisée à l’aide d’un simulateur implémenté sous Matlab. La figure 2.1 est le schéma synoptique de ce simulateur.

Ce simulateur est très configurable. Il permet de paramétrer tous les modes précisés dans la norme DVB-T2 en termes de bande, taille de FFT, intervalle de garde, constellation, rendement du code de canal, motif de pilotes et de transmission multi-antennes.

Le simulateur DVB-T2 est doté de plusieurs modèles de canaux issus de [2] permettant de tester les performances du standard dans des situations variées. Le premier modèle de canal est le modèle AWGN (Additive White Gaussian Noise). C’est un canal à un seul trajet et à la réponse fréquentielle plate. Bien qu’étant peu représentatif de conditions réelles, il permet d’évaluer les performances optimales du standard.

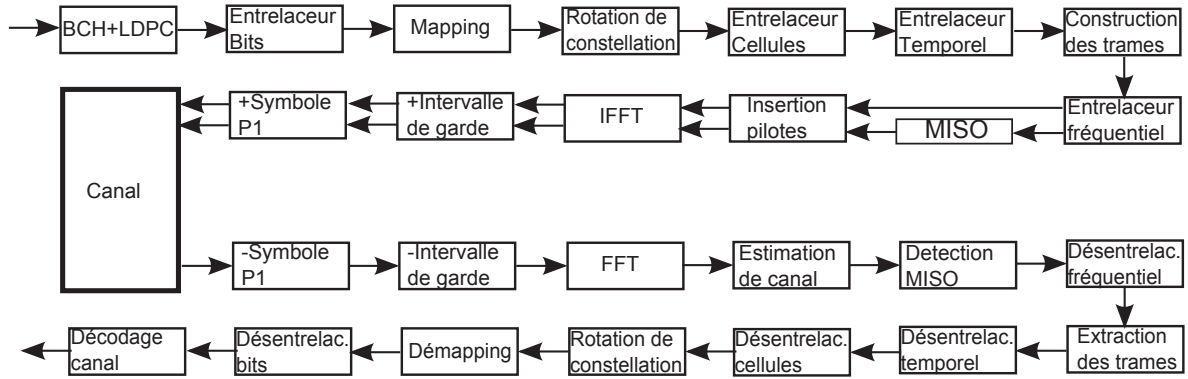


FIGURE 2.1 – Synoptique du simulateur DVB-T2

Les deux canaux suivants, P1 et F1, sont deux canaux multi-trajets statiques (ils n'évoluent pas dans le temps). Le canal F1 est dérivé du canal P1 par l'ajout d'un trajet principal de grande puissance. Ce trajet représente la présence d'une forte composante LOS (Line Of Sight). Ces deux modèles de canaux permettent d'obtenir des résultats plus représentatifs de conditions réalistes que le modèle AWGN. Le canal P1 est utilisé pour représenter une utilisation portable avec une antenne au niveau du sol. Le canal F1 représente une utilisation fixe avec une antenne de toit (d'où la forte composante LOS). La réponse impulsionnelle du canal P1 est donnée par

$$h_{P1}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{\sum_{i=1}^{20} \rho_i^2}} \sum_{i=1}^{20} \rho_i e^{-j\theta_i} \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.1)$$

Les termes ρ_i , θ_i , et τ_i , représentant respectivement les amplitudes, les phases, et les retards des différents trajets, sont listés dans le tableau 2.1.

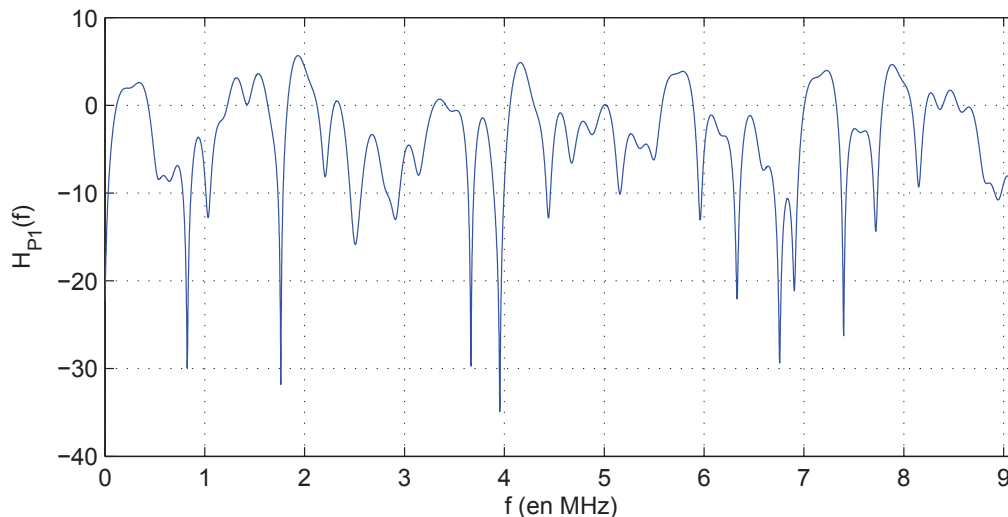


FIGURE 2.2 – Réponse fréquentielle du canal P1

La figure 2.2 représente la réponse fréquentielle du canal P1. C'est un canal présentant

une forte sélectivité fréquentielle avec des affaiblissement pouvant dépasser 30 dB.

La réponse impulsionnelle du canal F1 est donnée par

$$h_{F1}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{\sum_{i=0}^{20} \rho_i^2}} \left(\rho_0 \delta(\tau) + \sum_{i=1}^{20} \rho_i e^{-j\theta_i} \delta(\tau - \tau_i) \right) \quad (2.2)$$

où ρ_0 désigne l'amplitude du trajet direct. Cette amplitude dépend du facteur K qui est le rapport entre la puissance du trajet direct et celle des trajets réfléchis. On a donc :

$$\rho_0 = \sqrt{K \sum_{i=1}^{20} \rho_i^2} \quad (2.3)$$

Par défaut, la valeur de K est fixée à 10 dans le simulateur.

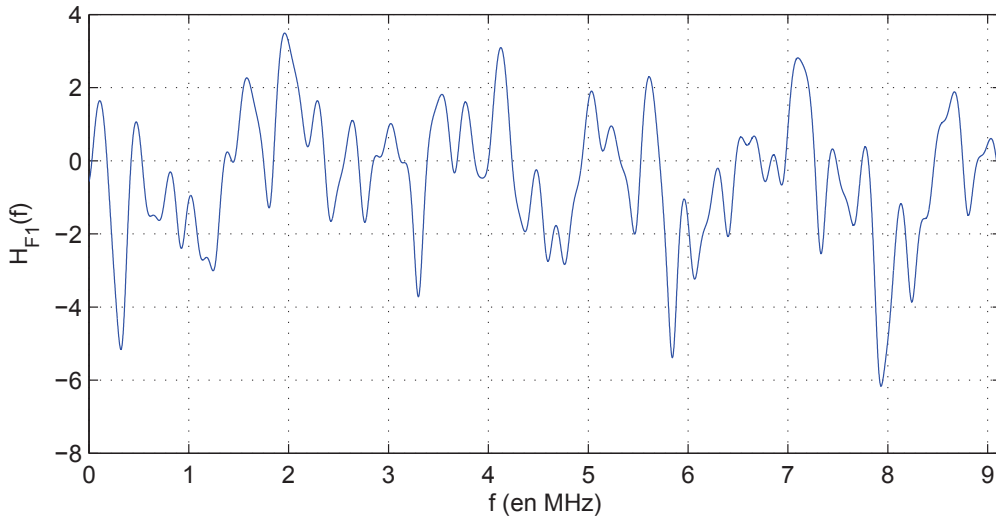


FIGURE 2.3 – Réponse fréquentielle du canal F1

La figure 2.3 représente la réponse fréquentielle du canal F1. C'est un canal beaucoup moins sévère que le canal P1 du fait de sa forte composante LOS. L'affaiblissement maximal se limite ici à 6 dB.

Le canal TU-6 (Typical Urban 6) est un canal multi-trajets mobile. Son profil est assez similaire au canal P1 mais avec moins de trajets. Ce canal permet la prise en compte de l'effet Doppler. Les puissances relatives et les retards des différents trajets du canal TU-6 sont listés dans le tableau 2.2. La réponse impulsionnelle du canal TU-6 s'écrit

$$h_{TU6}(t, \tau) = \sum_{i=0}^5 d_i(t) \rho_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.4)$$

où $\rho_i = 10^{\frac{P_i}{20}}$ et $d_i(t)$ est un terme complexe reflétant l'évolution temporelle du canal due à l'effet Doppler. Dans le simulateur, le terme $d_i(t)$ est actualisé à chaque temps symbole.

La figure 2.4 représente la réponse fréquentielle du canal TU-6. Son profil est similaire à celui du canal P1 avec des affaiblissement pouvant dépasser 40 dB. La principale différence entre les canaux P1 et TU-6 est la prise en compte du doppler pour ce dernier.

i	ρ_i	$\tau_i(\mu s)$	$\theta_i(rad)$
0*	$\sqrt{K \sum_i \rho_i^2}$	0	0
1	0,225 894	0,073 883	2,128 544
2	0,150 340	0,143 556	3,952 093
3	0,051 534	0,153 832	1,093 586
4	0,149 723	0,194 207	3,462 951
5	0,170 996	0,203 952	1,099 463
6	0,295 723	0,429 948	5,928 383
7	0,407 163	0,518 650	5,864 470
8	0,258 782	0,602 895	3,758 058
9	0,221 155	0,640 512	3,334 290
10	0,262 909	0,848 831	0,628 578
11	0,240 140	0,924 450	3,664 773
12	0,057 662	1,003 019	4,855 121
13	0,061 831	1,016 585	5,430 202
14	0,259 730	1,368 671	0,393 889
15	0,116 587	1,381 320	2,833 799
16	0,400 967	1,935 570	0,154 459
17	0,303 585	2,751 772	2,215 894
18	0,350 825	3,228 872	3,053 023
19	0,185 074	3,324 866	5,775 198
20	0,176 809	5,422 091	3,419 109

TABLE 2.1 – Amplitudes, phases et retards des trajets des canaux P1 et F1 (*le trajet 0 n'est inclus que pour le canal F1).

Trajet	Puissance $P_i(dB)$	Retard $\tau_i(\mu s)$
1	-3	0,0
2	0	0,2
3	-2	0,5
4	-6	1,6
5	-8	2,3
5	-10	5,0

TABLE 2.2 – Puissances et retards des trajets du canal TU-6

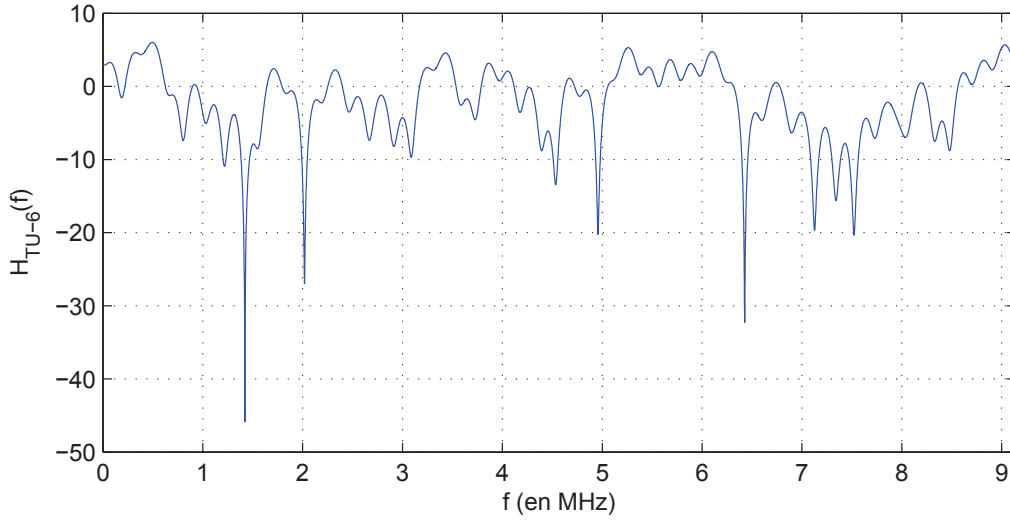


FIGURE 2.4 – Réponse fréquentielle du canal TU-6

Le dernier canal, nommé 0 dB Echo est un canal à effacements. Son profil temporel présente deux trajets de même amplitude. Le deuxième trajet a un retard équivalent à 90% de la durée de l'intervalle de garde par rapport au premier trajet. Sa réponse impulsionnelle s'écrit :

$$h_{0dB}(\tau) = \sqrt{\frac{1}{2}}\delta(\tau) + \sqrt{\frac{1}{2}}\delta(\tau - 0,9T_{GI}) \quad (2.5)$$

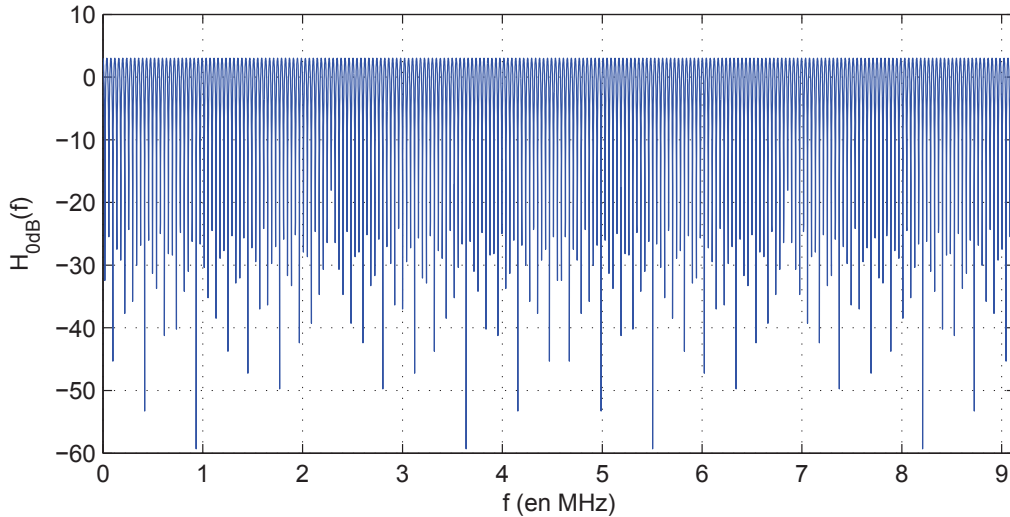


FIGURE 2.5 – Réponse fréquentielle du canal 0 dB Echo

La figure 2.5 représente la réponse fréquentielle du canal 0 dB Echo. C'est un canal très sélectif en fréquence avec des affaiblissement pouvant atteindre 60dB. De plus, du fait de sa dispersion temporelle élevée ($\Delta_\tau = 0,9T_{GI}$), il présente une bande de cohérence faible qui se traduit par une variation rapide de sa réponse fréquentielle.

L'égalisation de canal est de type ZF. Elle est réalisée à partir d'une estimation idéale de la réponse du canal (les coefficients de canaux sont calculés directement à partir des caractéristiques du canal utilisé) ou une estimation réelle (en utilisant les pilotes répartis insérés dans le signal).

Le démappage des constellations est de type soft (calcul des LLR) et peut être réalisé en mode "Genie Aided" (les LLR de chaque bit sont calculés en prenant en compte les valeurs de tous les autres bits du symbole) ou sans feedback du décodeur de canal. Les performances d'un système réel itératif prenant en considération les résultats du décodage de canal se situent entre le mode "Genie Aided" et le mode "sans feedback" et tendent vers le premier à mesure que le TEB diminue.

Soit $r = x + iy$ un symbole complexe reçu. L'expression du LLR de b , un élément binaire porté par r , est

$$\Lambda(b) = \ln \left(\frac{P(b=0 \mid r=x+iy)}{P(b=1 \mid r=x+iy)} \right) \quad (2.6)$$

Le symbole complexe envoyé $s_e = s_x + is_y$ appartient à l'ensemble $\mathcal{S} = \{s_0, s_1, \dots, s_{2^m-1}\}$ où m est le nombre d'éléments binaires par symbole. On définit les sous ensemble \mathcal{S}_0 et \mathcal{S}_1 respectivement par

$$\mathcal{S}_0 = \{s \in \mathcal{S} \mid b=0\} \quad (2.7)$$

et

$$\mathcal{S}_1 = \{s \in \mathcal{S} \mid b=1\} \quad (2.8)$$

L'équation 2.6 peut alors s'exprimer comme

$$\begin{aligned} \Lambda(b) &= \ln \left(\frac{\sum_{s \in \mathcal{S}_0} P(s_e = s \mid r = x + iy)}{\sum_{s \in \mathcal{S}_1} P(s_e = s \mid r = x + iy)} \right) \\ &= \ln \left(\frac{\sum_{s \in \mathcal{S}_0} P(r = x + iy \mid s_e = s)}{\sum_{s \in \mathcal{S}_1} P(r = x + iy \mid s_e = s)} \right) \end{aligned} \quad (2.9)$$

On a la relation $r = s_e + n$ où n est le bruit et $n = n_x + in_y$. n_x et n_y sont deux variables aléatoires gaussiennes centrées de variances respectives σ_x^2 et σ_y^2 . Si les constellations tournées sont utilisés, ces deux variances sont différentes, sinon on a $\sigma_x^2 = \sigma_y^2$. Cette relation entre r et s_e permet d'écrire

$$\Lambda(b) = \ln \left(\frac{\sum_{s \in \mathcal{S}_0} e^{-\left(\frac{x-s_x}{\sigma_x}\right)^2 - \left(\frac{y-s_y}{\sigma_y}\right)^2}}{\sum_{s \in \mathcal{S}_1} e^{-\left(\frac{x-s_x}{\sigma_x}\right)^2 - \left(\frac{y-s_y}{\sigma_y}\right)^2}} \right) \quad (2.10)$$

Dans le cas de la démodulation "Genie Aided", on calcule le LLR de b en ayant une connaissance parfaite de tous les autres éléments binaire portés par le symbole s_e . Les ensembles \mathcal{S}_0 et \mathcal{S}_1 sont alors réduits à un élément chacun et $\mathcal{S}_0 = \{x_0 + iy_0\}$ et $\mathcal{S}_1 = \{x_1 + iy_1\}$. L'équation 2.10 devient donc

$$\Lambda(b) = \ln \left(\frac{e^{-\left(\frac{x-x_0}{\sigma_x}\right)^2 - \left(\frac{y-y_0}{\sigma_y}\right)^2}}{e^{-\left(\frac{x-x_1}{\sigma_x}\right)^2 - \left(\frac{y-y_1}{\sigma_y}\right)^2}} \right) \quad (2.11)$$

La synchronisation aussi bien temporelle que fréquentielle (synchronisation de la fenêtre OFDM, de la fréquence porteuse et de la fréquence d'échantillonnage) est parfaite. Le simulateur ne permet donc pas d'évaluer l'impact des défauts de synchronisation sur les performances.

Bande	8 MHz
Taille de FFT	8K
Intervalle de garde	$T_U/32$ (=28 μ s)
Taille LDPC	16 200
Constellations tournées	"Genie-Aided"
Motif de pilotes	Aucun
Réduction du PAPR	Non
Estimation de canal	Idéale
Synchronisation	Idéale

TABLE 2.3 – Paramètres communs pour les simulations de référence

Enfin, le simulateur se limite à un seul PLP (Physical Layer Pipe). Cependant, l'influence du nombre de PLP sur les performances de la couche physique est relativement réduite, se limitant à l'augmentation de la profondeur maximale de l'entrelacement temporel (chaque PLP peut bénéficier de son propre espace mémoire pour gérer son entrelacement temporel).

2.1.2 Simulations de validation

Afin de valider les résultats obtenus avec le simulateur, des simulations de référence ont été effectuées. En effet, des résultats de référence sont disponibles dans [2, chapitre 14].

Les paramètres utilisés pour ces simulations de référence sont listés dans le tableau 2.3. Ces simulations ont été effectuées sur les canaux AWGN, P1, F1, et 0 dB Echo pour les combinaisons de constellation et de rendement R de code de canal suivantes : QPSK (Quad Phase-Shift Keying) R=1/2, 16-QAM R=3/4, et 64-QAM R=5/6.

Ces simulations de validation sont effectuées sans pilotes. Cependant, les performances avec pilotes peuvent être retrouvées en appliquant un facteur de correction dépendant du motif de pilotes et du mode de FFT utilisés. Les différents facteurs de correction possibles sont listés dans le tableau 2.4. Ces valeurs exprimées en dB sont fonctions du nombre et de l'augmentation de puissance des pilotes répartis (utilisés pour l'estimation de canal) et des pilotes continus (utilisés pour l'estimation des erreurs de fréquences). Le facteur de correction nommé Δ_{BP} peut être calculé à l'aide de la formule suivante :

$$\Delta_{BP} = \frac{N_{data} + N_{BP} \times B_{BP} + N_{CP} \times B_{CP}}{N_{data} + N_{BP} + N_{CP}} \quad (2.12)$$

où N_{data} , N_{BP} , et N_{CP} représentent respectivement le nombre de sous-porteuses portant des données, des pilotes répartis, et des pilotes continus et B_{BP} et B_{CP} désignent respectivement le facteur d'amplification appliqué aux pilotes répartis et aux pilotes continus.

La valeur de B_{BP} dépend du motif de pilotes répartis utilisé. Le tableau 2.5 liste, pour chaque motif de pilotes répartis, la valeur de $A_{BP} = \sqrt{B_{BP}}$. La valeur de B_{CP} dépend quant à elle de la taille de FFT. Les différentes valeurs possible de $A_{CP} = \sqrt{B_{CP}}$ sont listées dans le tableau 2.6.

Les figures 2.6, 2.7, et 2.8 représentent les performances du standard DVB-T2 pour les combinaisons de constellation et de rendement de code de canal QPSK R=1/2, 16-QAM R=3/4, et 64-QAM R=5/6. Les canaux utilisés pour ces simulations sont le canal gaussien (AWGN), le canal F1, le canal 0 dB Echo et le canal P1. Les courbes représentent le TEB après décodage LDPC en fonction du RSB.

	PP1	PP2	PP3	PP4	PP5	PP6	PP7	PP8
1K	0.34	0.32	0.44	0.42	0.48		0.29	
2K	0.35	0.33	0.43	0.42	0.47		0.29	
4K	0.39	0.37	0.47	0.45	0.51		0.34	
8K	0.41	0.39	0.49	0.48	0.53		0.37	0.37
8K Ext.	0.41	0.41	0.50	0.48	0.52		0.39	0.38
16K	0.41	0.38	0.49	0.47	0.52	0.49	0.33	0.35
16K Ext.	0.42	0.38	0.49	0.47	0.52	0.49	0.34	0.35
32K		0.37	0.48	0.45		0.48	0.33	0.35
32K Ext.		0.37	0.48	0.45		0.46	0.33	0.35

TABLE 2.4 – Facteur de correction pour les différents motifs de pilotes

Motif de pilote	Amplitude A_{BP}
PP1, PP2	4/3
PP3, PP4	7/4
PP5, PP6, PP7, PP8	7/3

TABLE 2.5 – Amplitude des pilotes répartis en fonction du motif choisi

Taille de FFT	Amplitude A_{CP}
1K, 2K	4/3
4K	$(4\sqrt{2})/3$
8K, 16K, 32K	8/3

TABLE 2.6 – Amplitude des pilotes répartis en fonction de la taille de FFT

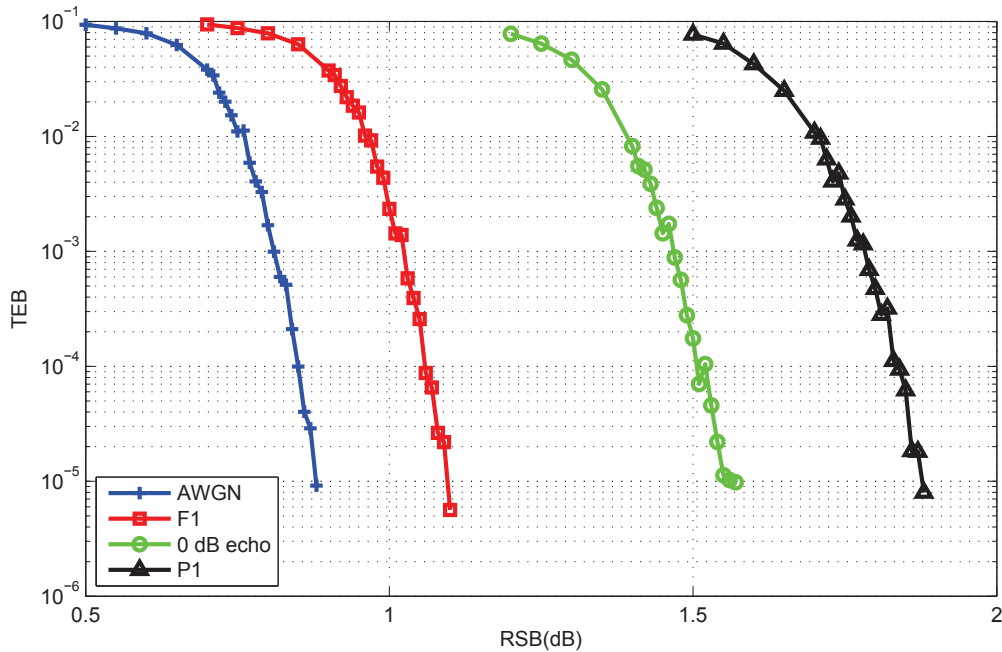


FIGURE 2.6 – Performances du système DVB-T2 QPSK R=1/2 en mode 8K

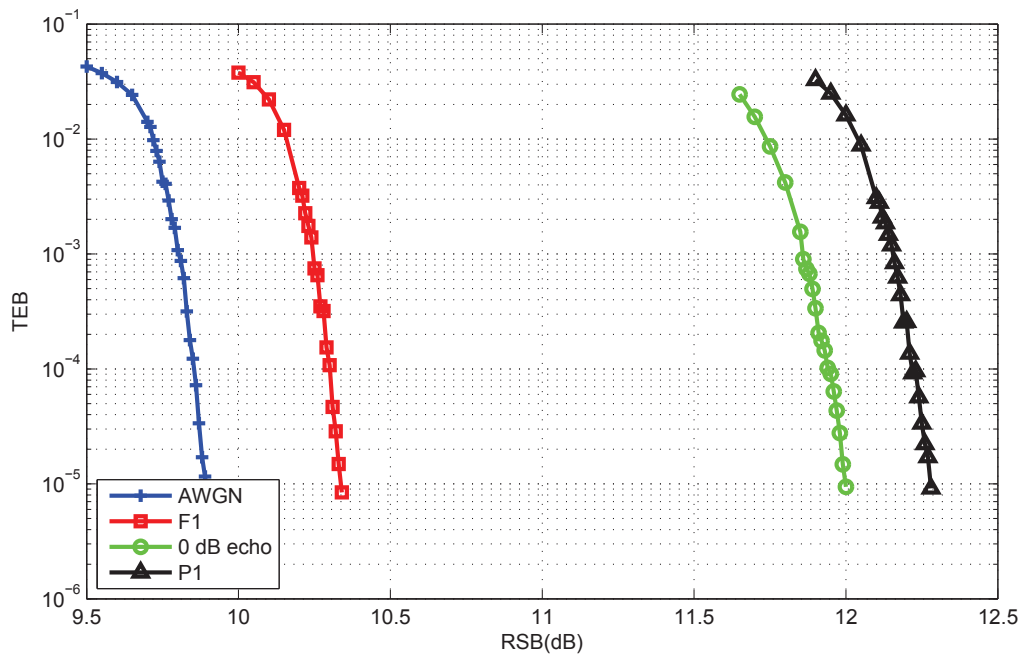


FIGURE 2.7 – Performances du système DVB-T2 16-QAM R=3/4 en mode 8K

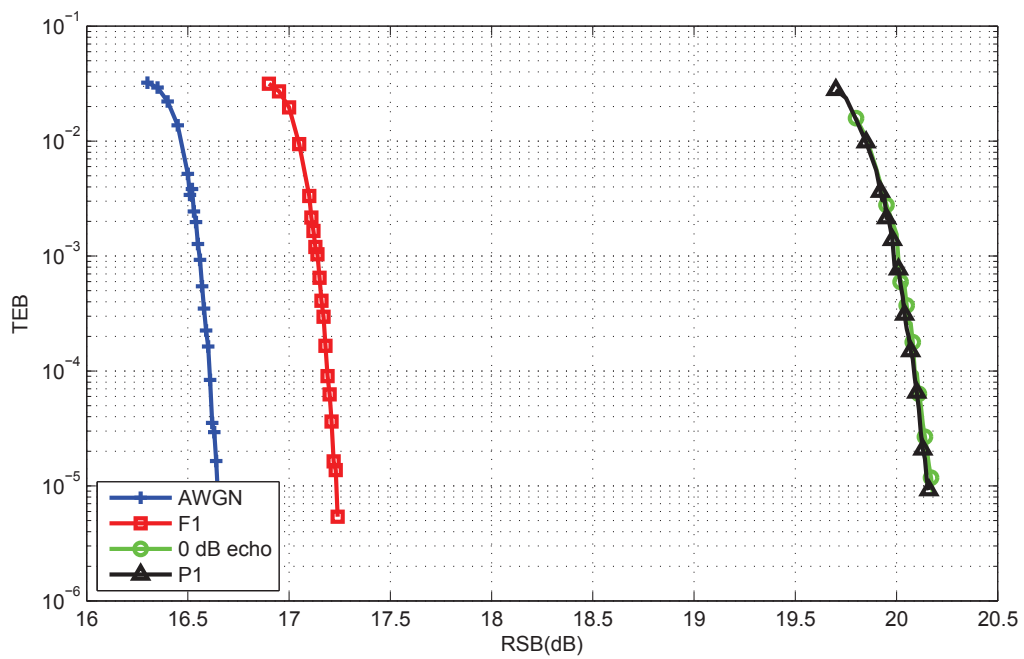


FIGURE 2.8 – Performances du système DVB-T2 64-QAM R=5/6 en mode 8K

Les résultats obtenus, bien que limités à un TEB de 10^{-5} sont cohérents avec les résultats fournis dans [2, chapitre 14.2, Tableau 44] données pour un TEB de 10^{-7} .

On observe sur ces résultats une dégradation des performances en fonction des canaux utilisés permettant de les classer du plus favorable au moins favorable : AWGN, F1, 0 dB écho, et P1. Il apparaît cependant que l'écart entre 0 dB écho et P1 se réduit à mesure que l'on monte en ordre de constellation. Cela peut être expliqué par l'utilisation de constellations tournées dont le principal avantage est la résistance aux canaux à effacements tel le canal 0 dB écho, mais dont l'efficacité dépend de l'angle de rotation utilisé, celui-ci décroissant quand l'ordre de constellation augmente.

2.1.3 Autres résultats intéressants

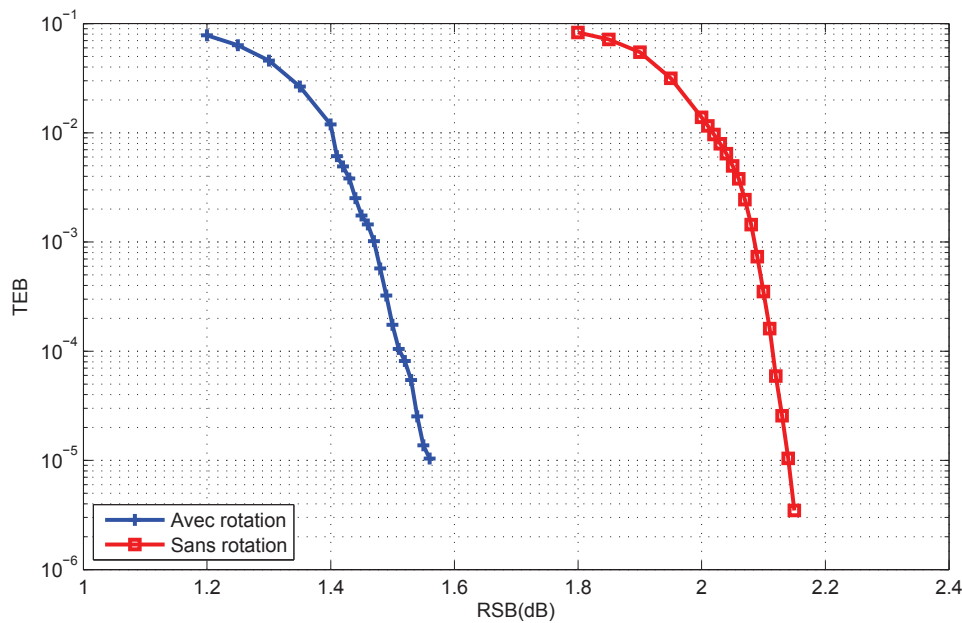


FIGURE 2.9 – Impact des constellations tournées sur les performances du système DVB-T2 QPSK R=1/2 - Canal 0 dB Echo

En plus des simulations de validation du simulateur, voici quelques résultats intéressants concernant certaines des fonctionnalités du standard DVB-T2. La figure 2.9 montre l'impact de l'utilisation des constellations tournées sur les performances du système. La simulation a été réalisée en utilisant une constellation QPSK et un code de rendement 1/2 sur le canal 0 dB Echo. Dans ces conditions, le gain est supérieur à 1 dB.

La figure 2.10 présente l'impact de l'utilisation du schéma MISO Alamouti sur les performances du système. Ces simulations ont été réalisées pour une constellation QPSK avec un rendement de code 1/2, sur canal P1. En plus d'un gain de performance de 0.5 dB pour un TEB de 10^{-5} on peut noter une différence dans la pente des courbes, due au gain de diversité spatiale apporté par le MISO.

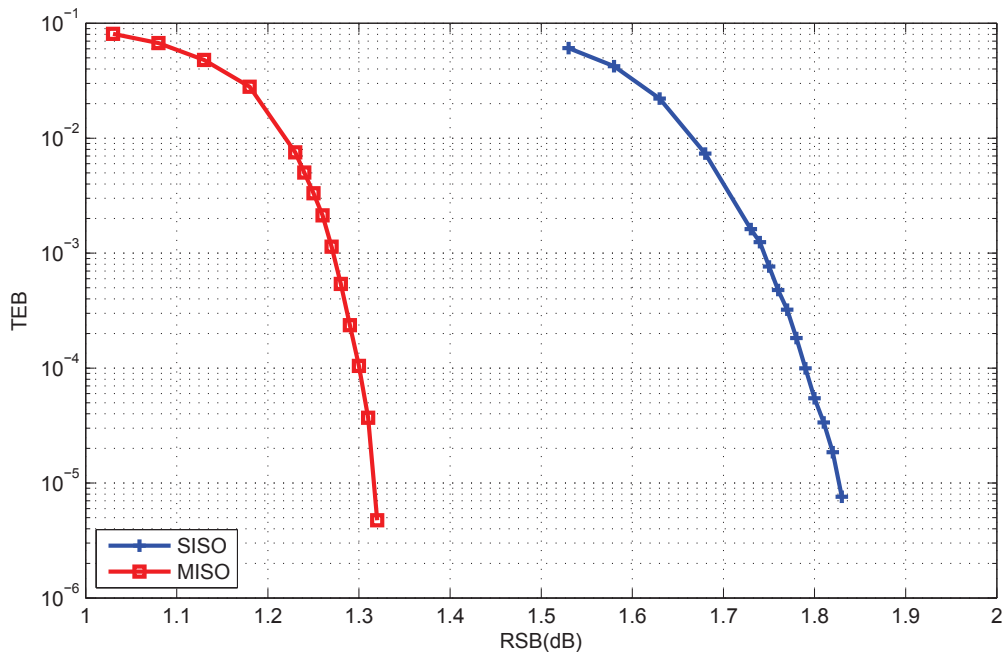


FIGURE 2.10 – Impact du MISO Alamouti sur les performances du système DVB-T2 QPSK 1/2 - Canal P1

2.2 Performances MISO en présence d'un déséquilibre de puissance

2.2.1 MISO distribué

L'utilisation de l'OFDM dans un réseau de télédiffusion permet l'utilisation de réseaux mono-fréquence ou SFN. Dans un réseau SFN les différentes stations émettrices diffusent le même signal sur la même bande de fréquence. C'est la bonne résistance des signaux OFDM aux canaux multi-trajets qui permet cela. En effet, du point de vue d'un récepteur, un SFN peut être vu comme un canal multi trajet dont la réponse impulsionnelle est une combinaison linéaire des différents canaux liés aux stations de base respectives. La figure 2.11 illustre ce phénomène pour un SFN constitué de deux stations émettrices.

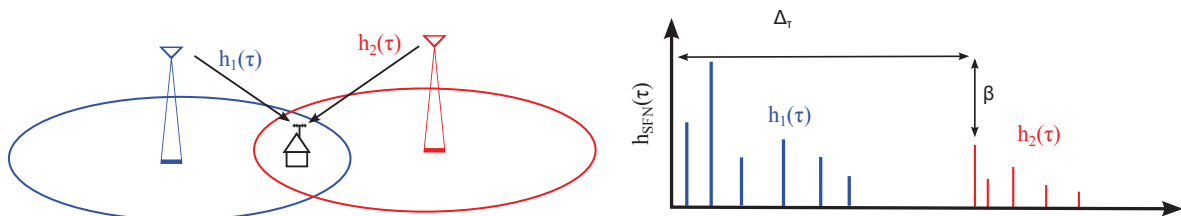


FIGURE 2.11 – Réseau Mono Fréquence : canal équivalent

Soient $h_1(\tau)$ et $h_2(\tau)$ les réponses impulsionnelles des canaux associés aux deux stations

émettrices. Une telle réponse impulsionnelle $h_x(\tau)$ peut s'écrire

$$h_x(\tau) = \sum_{n=1}^{N_x} h_{x,n} \times \delta(\tau_{x,n}) \quad (2.13)$$

où N_x est le nombre de trajets constituant le canal, $h_{x,n}$ est l'amplitude du $n^{\text{ième}}$ trajet et $\tau_{x,n}$ est le retard du $n^{\text{ième}}$ trajet. Du fait de la différence de distances entre le récepteur et les deux émetteurs, les deux signaux reçus ne sont pas affectés par la même atténuation et le même retard. On nomme β la différence d'atténuation entre les deux canaux et Δ_T la différence de retard. La différence des affaiblissements de propagation (ou path loss) peut être exprimée en fonction des distances d_1 et d_2 séparant le récepteur des émetteurs

$$\beta_{PL} = \left(\frac{d_2}{d_1} \right)^\alpha \quad (2.14)$$

où α est le facteur d'atténuation du canal. Cependant, le path loss n'étant pas le seul facteur d'atténuation auquel sont soumis les signaux, β est différent de β_{PL} . La différence de retard peut être exprimée par

$$\Delta_T = \frac{d_2 - d_1}{v} \quad (2.15)$$

où v est la vitesse de propagation du signal ($v \approx c = 3.10^8 m.s^{-1}$). Bien que les valeurs de β et de Δ_T soit toutes deux dépendantes de d_1 et d_2 il n'existe pas de relation directe entre elles.

La réponse impulsionnelle du canal équivalant au SFN peut ainsi être exprimée par

$$\begin{aligned} h_{SFN}(\tau) &= h_1(\tau) + \sqrt{\frac{1}{\beta}} h_2(\tau - \Delta_T) \\ &= \sum_{n=1}^{N_1} h_{1,n} \times \delta(\tau_{1,n}) + \sum_{n=1}^{N_2} \sqrt{\frac{1}{\beta}} h_{2,n} \times \delta(\tau_{2,n} - \Delta_T) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Tant que la dispersion temporelle du canal équivalent SFN n'excède pas la durée de l'intervalle de garde utilisé, l'impact sur les performances du système est réduit.

En combinant la topologie d'un tel réseau avec la possibilité offerte par le standard DVB-T2 d'utiliser le MISO Alamouti, il est possible de réaliser un MISO distribué. Cela consiste à séparer les antennes du réseau en deux groupes. Chaque groupe d'antennes émet l'un des deux signaux issus du codage MISO. Ce procédé a certains avantages. Il peut être mis en œuvre sans modification significative de l'infrastructure existante. De plus, la grande distance entre les différentes antennes permet d'optimiser la décorrélation des différents canaux de propagation utilisés et par conséquent le gain de diversité apporté par le MISO.

En contrepartie, le déséquilibre de puissance β entre les signaux peut avoir un impact négatif sur les performances du système MISO. C'est cet impact qui va être évalué par simulation.

2.2.2 Performances en MISO distribué

Le système considéré pour ces simulations est composé de deux antennes d'émission et d'une antenne de réception. Chacune des antennes d'émission transmet l'un des deux signaux issus du codage MISO Alamouti SFBC précisé dans la norme DVB-T2 [16, chapitre 9.1]. Le

Bande	8 MHz	
Taille de FFT	8k	
Intervalle de garde	1/32	
Motif de pilotes	PP8	
Constellations	QPSK tournée	16-QAM tournée
Rendement de code	1/2	3/4
Modèle de canal	P1 ou TU-6	

TABLE 2.7 – Paramètres de simulation

signal issu de l'une des deux antennes est affecté d'une atténuation β et d'un retard Δ_T . Les principaux paramètres de simulation sont listés dans le tableau 2.7. Les résultats MISO sont comparés à ceux obtenus dans les mêmes conditions avec un système SFN SISO classique.

La figure 2.12 compare les performances du système en SISO et en MISO, pour des valeurs de β de 0 dB et de 12 dB et pour une constellation QPSK associée à un code de rendement 1/2 pour le canal P1. Sans déséquilibre de puissance ($\beta = 0$ dB), le système MISO apporte un gain de performance de 0,5 dB grâce au gain de diversité. Cependant, avec un déséquilibre de puissance de 12 dB, alors que le système SISO garde les mêmes performances, le système MISO accuse une baisse de performance de 0,9 dB.

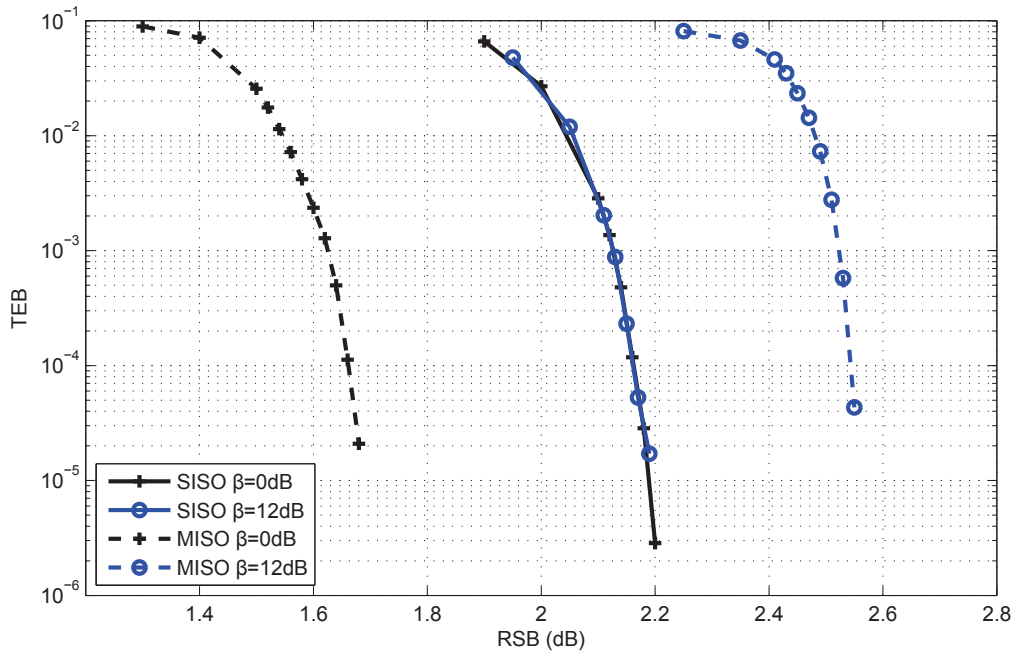


FIGURE 2.12 – Impact du déséquilibre de puissance sur les performances en QPSK 1/2 - Canal P1

La figure 2.13 représente l'impact du déséquilibre de puissance β sur les performances de signaux DVB-T2 SISO et MISO utilisant une constellation QPSK et un rendement de codage de canal $R = 1/2$ pour le canal TU6 avec une fréquence doppler $f_d = 50$ Hz. Les résultats sont similaires à ceux obtenus pour le canal P1. Ainsi, la valeur de β a peu d'influence sur les

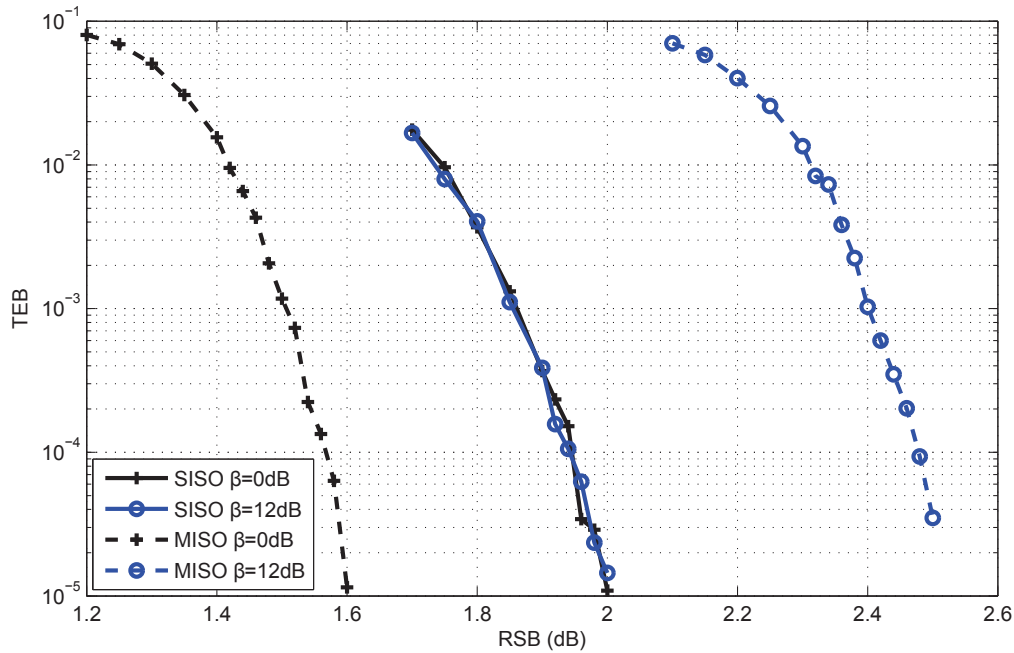


FIGURE 2.13 – Impact du déséquilibre de puissance sur les performances en QPSK 1/2 - Canal TU6

performances SISO. L'impact de β sur les performances MISO est beaucoup plus prononcé. Pour $\beta = 0$ dB, le système MISO apporte un gain de performance de 0,5 dB par rapport au système SISO. Pour $\beta = 12$ dB, les performances du système MISO baissent de 0,9 dB soit un écart de 0,4 dB avec le système SISO.

La figure 2.14 compare l'évolution des performances des systèmes SISO et MISO en fonction de la valeur du déséquilibre de puissance β , pour une constellation QPSK associée à un code de rendement 1/2, sur les canaux TU-6 et P1. Le RSB requis pour atteindre un TEB de 10^{-4} reste stable dans le cas SISO et augmente avec la valeur de β dans le cas MISO. Sur le canal P1, le RSB requis dans le cas SISO est 2,16 dB alors que dans le cas MISO, il varie de 1,65 dB à 2,54 dB quand β varie de 0 dB à 12 dB. Le système MISO offre de meilleures performances que le système SISO jusqu'à ce que β atteigne 6,5 dB. Les résultats pour le canal TU-6 sont assez similaires. Le RSB requis pour le cas SISO est de 1,95 dB. Dans le cas MISO, il varie de 1,57 dB à 2,49 dB. Les performances se croisent pour une valeur de déséquilibre de puissance de 5,5 dB.

La figure 2.15 représente la même comparaison mais pour une constellation 16-QAM associée à un code de rendement 3/4, sur canal TU-6. Le RSB requis pour le cas SISO est de 11,85 dB. Pour le cas MISO, il varie de 11,08 dB à 12,37 dB. Le système MISO offre de meilleures performances que le système SISO jusqu'à ce que β atteigne 7 dB.

Ces résultats montrent que le gain de performance apporté par le schéma MISO Alamouti proposé dans le standard DVB-T2 est conditionnée par le rapport de puissance entre les deux signaux résultant de ce code. Si un gain de performance est présent dans le cas où les deux signaux sont reçus avec la même puissance, l'utilisation du MISO via deux signaux soumis à un déséquilibre de puissance peut résulter en une perte de performance.

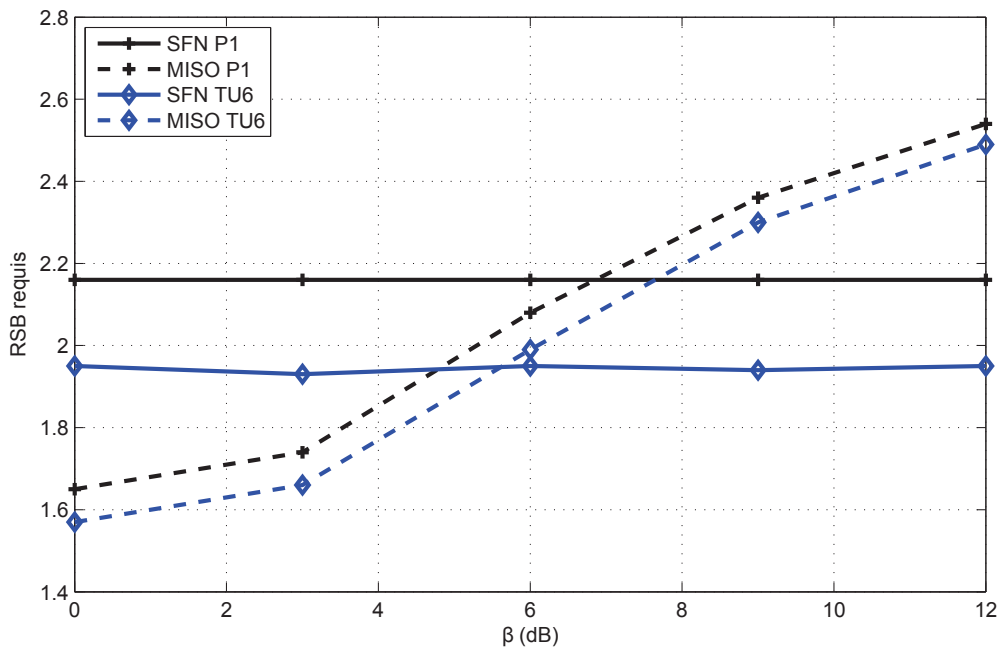


FIGURE 2.14 – Impact du déséquilibre de puissance sur les performances en QPSK 1/2

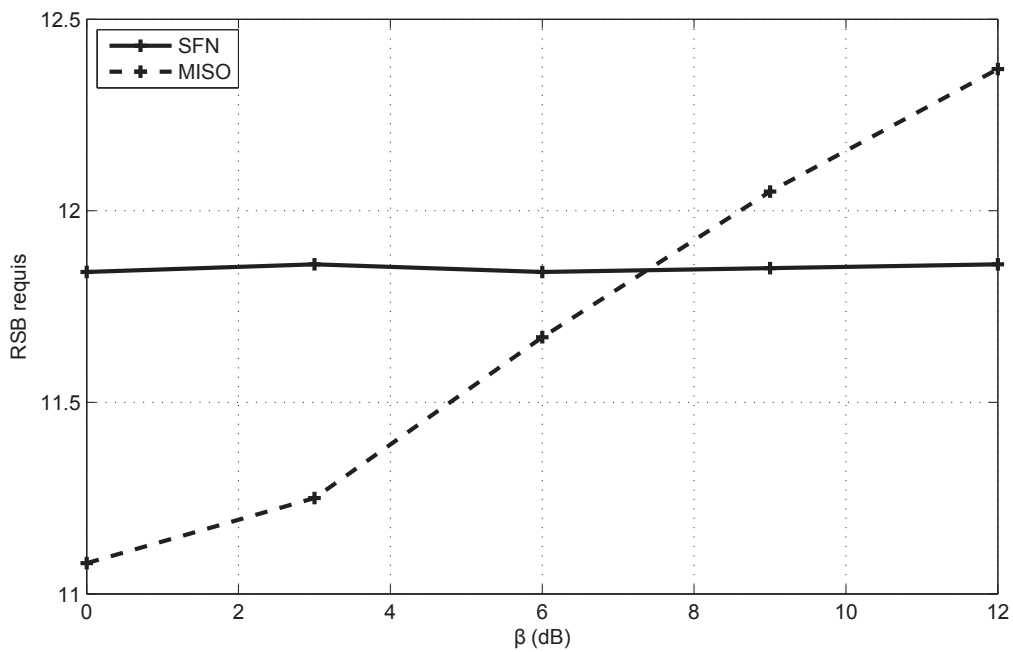


FIGURE 2.15 – Impact du déséquilibre de puissance sur les performances en 16-QAM 3/4

Cependant, on peut supposer que les cas où les signaux issus des deux antennes d'émission sont reçus avec une puissance égale se présentent quand l'émetteur se situe à la limite des zones de couverture de ces deux antennes. De même, les cas présentant un fort déséquilibre de puissance ont plus de chances de se produire quand le récepteur est relativement proche de l'un des deux émetteurs. Ainsi, il est raisonnable de conclure que l'utilisation du MISO distribué peut apporter une amélioration en terme de couverture améliorant la réception aux endroits où elle est délicate (bord des zones de couverture des antennes), au prix d'une baisse des performances aux endroits où le niveau du signal est suffisamment élevé pour assurer sa bonne réception.

2.3 Conclusion

La chaîne de simulation utilisée dans cette étude permet une évaluation approfondie des performances du standard DVB-T2. Elle a permis d'évaluer l'intérêt de l'utilisation du schéma MISO Alamouti dans un contexte SFN. Dans ce contexte, les signaux reçus peuvent présenter un déséquilibre de puissance qui nuit aux performances du système. Ainsi, si ce déséquilibre dépasse un certain seuil (compris entre 5,5 dB et 7 dB dans les cas de figure étudiés ici), le système MISO accuse un déficit de performance par rapport au système SISO. Néanmoins, en considérant que le cas où la puissance est équilibrée correspond à des locations situées en bordure d'aire de couverture, on peut estimer que le système SISO peut apporter un gain en termes de couverture par rapport au système SISO. Cette étude a fait l'objet d'une publication internationale [3].

Chapitre 3

Le standard LTE

Sommaire

3.1 Standards de télécommunications mobiles	41
3.1.1 Généralités	41
3.1.2 Historique	43
3.2 Modulation et accès multiple	44
3.2.1 Downlink : OFDMA	45
3.2.2 Uplink : SC-FDMA	47
3.3 Turbo-code et HARQ	48
3.3.1 Turbo-code	48
3.3.2 HARQ	51
3.4 Transmission multi-antennes	52
3.4.1 Diversité de transmission	53
3.4.2 Formation de voie	53
3.4.3 Multiplexage spatial	53
3.5 Analyse comparative avec le standard DVB-T2	54
3.5.1 Paramètres OFDM	54
3.5.2 Voie montante	55
3.5.3 Codage de canal et entrelacement	55
3.6 Conclusion	56

Le standard LTE peut, d'un certain point de vue, être considéré comme l'équivalent du standard DVB-T2 pour le domaine des télécommunications mobiles, c'est à dire, l'un des standards les plus récents et mettant en œuvre des technologies très avancées. Cependant, les choix technologiques opérés lors de la mise au point de ces standards présentent des différences majeures. Si certaines de ces différences peuvent, en partie, être expliquées par l'héritage des standards ultérieurs, la plupart découlent de contraintes bien différentes entre la télédiffusion et les télécommunications mobiles.

3.1 Standards de télécommunications mobiles

3.1.1 Généralités

Bien que les réseaux de télécommunications mobiles aient beaucoup évolué avec le temps, ils partagent de nombreux points communs en termes d'architecture. La figure 3.1 présente

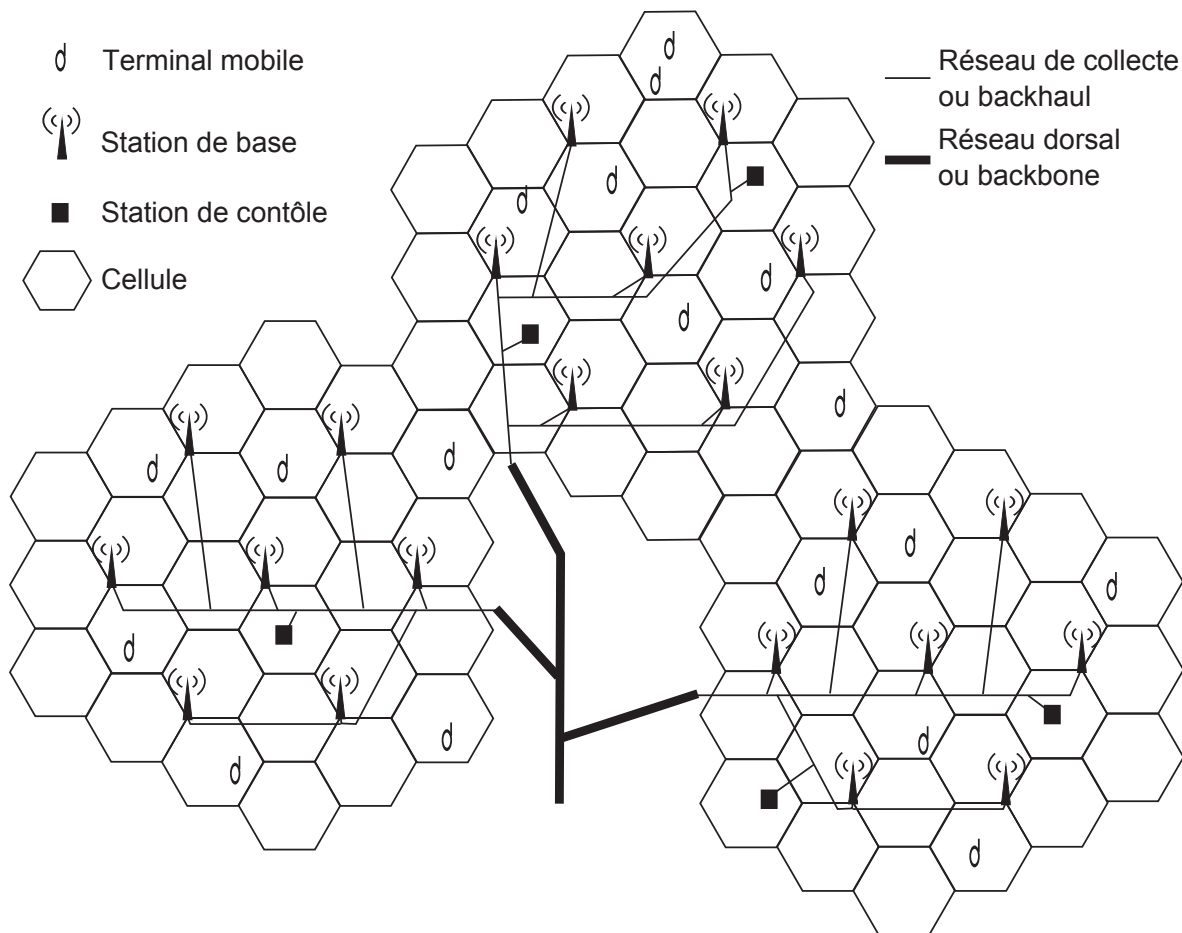


FIGURE 3.1 – Réseau de télécommunication mobile

l'architecture typique d'un réseau de télécommunication mobile. Les éléments de cette architecture sont les suivants :

- Les terminaux mobiles appelés User Equipment (UE) dans le cas du standard LTE. Ce sont les appareils connectés au réseau. Ils peuvent être de natures variées : téléphones, tablettes électroniques, ordinateurs portables, consoles de jeu, systèmes de navigation par satellite... Chacun de ces terminaux s'authentifie sur le réseau à l'aide d'une puce SIM (Subscriber Identity Module).
- Les cellules. Il s'agit d'une division géographique du réseau. La couverture d'une cellule est assurée par une station de base via une ou plusieurs antennes. La géométrie des cellules est souvent représentée par des hexagones. Dans les faits leur géométrie est plus variée du fait des contraintes d'implémentation des stations de base.
- Les stations de base appelées eNode B dans le cas du standard LTE. Elles assurent le lien sans fil entre les terminaux et le reste du réseau. Une station de base peut assurer la couverture de plusieurs cellules.
- Les stations de contrôle. Ces stations supervisent les relations entre terminaux et stations de base. Elles gèrent certaines fonctionnalités clés du réseau telles que le *handover* (passage d'un terminal d'une cellule à une autre).
- Le réseau de collecte ou backhaul. Le réseau de collecte fait le lien entre les stations de base

et le cœur du réseau. Pour ce faire, les réseaux de télécommunications fixes (paires cuivrées ou fibre optique) sont souvent mis à contribution. Dans le cas où un tel réseau n'est pas disponible, on utilise des technologies sans fil (faisceau hertzien).

- Le réseau dorsal ou backbone. C'est le cœur du réseau. C'est au niveau du backbone qu'est gérée l'interconnexion entre les réseaux des différents opérateurs de télécommunications mobiles et fixes.

Les différentes entités constituant le réseau sont reliées par de multiples interfaces. Ces interfaces ont pour rôles de faire transiter les données entre les différents éléments du réseau et/ou de permettre à ces éléments de se coordonner. Les liens physiques supportant ces interfaces peuvent être de différentes natures, filaires (fibre optique, cuivre) ou non (faisceau hertzien) en fonction de différentes contraintes (élément isolé, contraintes de débit...). La suite de ce chapitre porte particulièrement sur l'une de ces interfaces, l'interface entre la station de base et le terminal mobile. Souvent désignée sous le terme d'interface air, elle a une influence prépondérante sur les performances du réseau de télécommunications mobiles.

3.1.2 Historique

Le premier appel téléphonique mobile a été passé il y a 40 ans, le 3 avril 1973. L'appareil utilisé à l'époque pesait plus d'un kilogramme et était très encombrant. De nos jours, les téléphones mobiles pèsent une centaine de grammes et tiennent dans la poche. De plus, ils sont devenus au fil du temps bien plus que des téléphones, embarquant un nombre croissant de fonctionnalités. Mais ces fonctionnalités ont un coût et imposent aux réseaux mobiles de faire transiter une quantité de données sans cesse croissante. Ces réseaux ont donc dû s'adapter et de nombreux standards de télécommunications se sont succédés. Le tableau 3.1.2 présente trois des standards les plus importants de l'histoire de la téléphonie : le GSM, l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) et le LTE.

Standard	GSM	UMTS	LTE
Nom commercial	2G	3G	4G
Évolutions	GPRS E-GPRS	HSPA HSPA+	LTE Advanced
Modulation	Modoporteuse	Modoporteuse	OFDM SC-OFDM
Multi-accès	TDMA FDMA	CDMA	OFDMA
Constellations	GMSK	QPSK	QPSK~64-QAM
Codage de canal	Code convolutif	Turbo-code	Turbo-Code
Débit Théorique	9,6 kb/s	1,920 Mb/s	300 Mb/s

TABLE 3.1 – Comparaison des différents standards de téléphonie mobile

Le standard GSM est celui qui a vu la popularisation du téléphone mobile auprès du grand public. Les téléphones mobiles précédents, utilisant des standards de communication analogiques, étaient encombrants et peu performants. Le GSM est l'un des tous premiers standards numériques et marque l'entrée de la téléphonie mobile dans sa deuxième génération. La modulation utilisée, GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) permettait, combinée à un codage de canal de type convolutif, d'atteindre un débit de 9,6 kb/s qui était suffisant pour les utilisations de l'époque, à savoir les appels vocaux et les SMS. La répartition des ressources entre les utilisateurs était réalisée en temps (TDMA, Time Division Multiple Access) et en fréquence (FDMA, Frequency Division Multiple Access). Différentes évolutions du standard GSM (le GPRS, General Packet Radio Service et le E-GPRS, Enhanced GPRS ou EDGE

Enhanced Data rates for GSM Evolution) ont successivement amélioré les performances, le standard EDGE permettant un débit maximal théorique de 384 kb/s.

Alors que les standards GPRS et EDGE n'étaient que des évolutions mineures du GSM, l'UMTS marque l'entrée de la téléphonie mobile dans sa troisième génération. Les modifications par rapport aux précédents standards sont nombreuses, les plus marquantes se situant au niveau du partage des ressources entre utilisateurs et du codage de canal. Le TDMA et le FDMA imposent de laisser une "marge" aussi bien en temps qu'en fréquence, entre les utilisateurs pour limiter les interférences. Cela constitue un certain gaspillage de ressources. L'UMTS abandonne donc TDMA et FDMA au profit du CDMA (Code Division Multiple Access). Cette technique repose sur l'étalement de spectre. Le signal à transmettre est combiné à un signal pseudo aléatoire ou code de fréquence plus élevée. En combinant le signal reçu au même code, le récepteur peut reconstituer le signal d'origine. Le CDMA consiste à transmettre les signaux destinés aux différents utilisateurs en même temps et sur la même fréquence mais en utilisant des codes d'étalement différents. Au niveau du récepteur, en combinant le signal reçu, qui est constitué de la somme des signaux de tous les utilisateurs, au code d'un utilisateur particulier, on peut reconstituer le signal de cet utilisateur et éliminer les signaux de tous les autres utilisateurs. L'autre grande évolution apportée par l'UMTS est l'utilisation d'un turbo-code (voir 3.3.1) dont les performances sont bien meilleures que celles du code convolutif précédemment utilisé. Comme le GSM, l'UMTS a connu de nombreuses évolutions : HSPA (High Speed Packet Access), HSPA+, DC-HSDPA (Dual Carrier High Speed Downlink Packet Access) portant le débit binaire maximal théorique à 42 Mb/s.

Le LTE (Long Term Evolution) est souvent considéré comme la quatrième génération de standard de télécommunications (bien que la quatrième génération ne commence officiellement qu'avec son évolution, le LTE-Advanced). Ce standard est l'objet de la suite de ce chapitre.

3.2 Modulation et accès multiple

Bien que le LTE ne soit pas considéré comme un standard de quatrième génération par l'UIT (Union Internationale des Télécommunication), de nombreux éléments de sa couche physique marquent une rupture très nette avec l'UMTS et ses dérivés. La figure 3.2 est le schéma synoptique d'un émetteur LTE pour la voie descendante. Le cas de la voie montante, utilisant une modulation SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) sera vu plus en détail dans la partie 3.2.2.

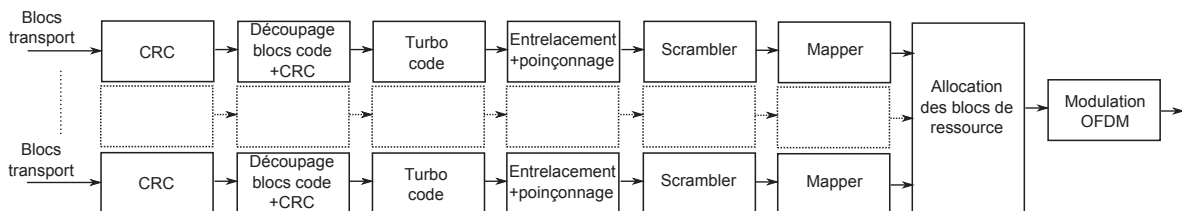


FIGURE 3.2 – Schéma de principe d'un émetteur LTE

Les données issues de la couche transport sont protégées contre les erreurs à l'aide d'un CRC (Cyclic Redundancy Check). Ce CRC permet de détecter les éventuelles erreurs après décodage de canal et, le cas échéant, de faire appel au mécanisme de HARQ (Hybrid Automatic Repeat reQuest) détaillé dans la partie 3.3.2. Les données sont ensuite découpées en blocs code

puis subissent le codage de canal à l'aide d'un turbo-code. Un CRC est ajouté aux blocs code afin d'arrêter le turbo-décodage dès que les erreurs binaires sont éliminées. Les données turbo-codées avec un rendement $R = 1/3$ sont ensuite entrelacées puis subissent une opération de rate matching (poinçonnage pour $R > 1/3$ ou répétition pour $R < 1/3$) pour atteindre le rendement désiré. Les opérations de turbo-codage, entrelacement et rate matching seront vues plus en détail dans la partie 3.3.1. Les données sont ensuite brouillées (le scrambler combine les données à une séquence pseudo aléatoire afin d'éviter les trop longues suites de données binaires identiques) puis mappées en constellations complexes. Les symboles complexes correspondant aux données destinées aux différents utilisateurs sont ensuite réparties sur les différents blocs de ressource (RB, Ressource Block) constituant la trame LTE avant la modulation OFDM. Les paramètres de cette modulation OFDM ainsi que la structure des trames sont détaillées dans la partie 3.2.1

3.2.1 Downlink : OFDMA

La voie descendante du LTE (station de base vers terminal utilisateur ou UE) utilise l'OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), technique d'accès multiple basée sur la modulation OFDM. Les paramètres de la modulation OFDM utilisée en LTE sont listés dans les tableaux 3.2 et 3.3.

Préfixe cyclique	Normal		Étendu
	Δ_f		
	15 kHz		7,5 kHz
Nombre de symboles OFDM par bloc de ressource	7	6	3
Nombre de sous-porteuses par bloc de ressource	12		24
Durée symbole	66,7 μs		133 μs
Durée d'intervalle de garde	4,69 μs *	16,7 μs	33,3 μs

* 5,21 μs pour le premier symbole de la trame, 4,69 μs pour les six autres

TABLE 3.2 – Paramètres de trames LTE

Le tableau 3.2 liste les principales caractéristiques temporelles des trames LTE. Il existe trois types de trame en fonction de la valeur de l'espacement inter-porteuses Δ_f et du type d'intervalle de garde (normal ou étendu). Au sein de ces trames, les blocs de ressource occupent 180 kHz et durent 0,5 ms. Le nombre de sous-porteuses et de symboles OFDM constituant un bloc de ressource est donc variable en fonction des paramètres précédemment cités. Une trame radio LTE a une durée de 10 ms, ce qui représente la durée de 20 blocs de ressources répartis en 10 sous-trames de 1 ms. La composition d'une trame radio LTE pour un espace entre sous-porteuses $\Delta_f = 15 kHz$ et avec intervalle de garde normal est détaillé sur la figure 3.3.

Les données des différents utilisateurs sont transmises sur des blocs de ressource indépendants. Dans le cas présenté sur la figure 3.3, chaque bloc de ressource est composé de 12 sous-porteuses espacées de 15 kHz pour un total de 180 kHz. Dans le domaine temporel, le bloc de ressource est composé d'un symbole OFDM d'une durée de 71,87 μs et de six autres symboles OFDM d'une durée de 71,36 μs pour un total de 0,5 ms. En transmettant les données des utilisateurs sur des blocs de ressource différents, l'OFDMA permet un accès multiple au médium très performant. Les propriétés d'orthogonalité des sous-porteuses et l'absorption de l'interférence entre symboles par le préfixe cyclique permettent de se passer des "marges" temporelle et fréquentielle respectivement nécessaires dans le cas du TDMA et

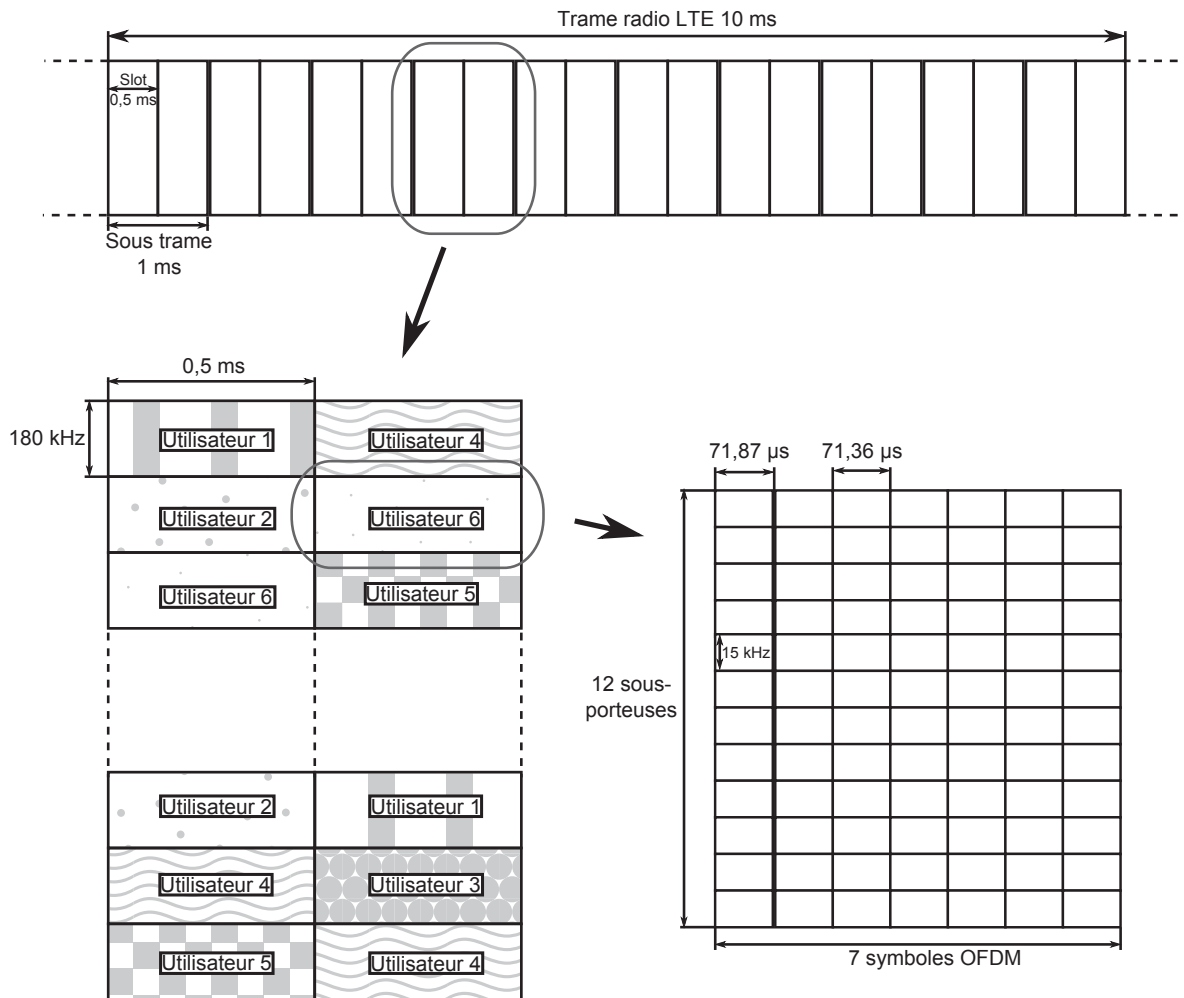


FIGURE 3.3 – Détail d’une trame radio LTE

Bande occupée (MHz)	1,4	3	5	10	15	20
Blocs de ressource disponibles	6	15	25	50	75	100
Sous-porteuses actives	72	180	300	600	900	1200
Taille de FFT	128	256	512	1024	1536	2048
Fréquence d’échantillonnage (MHz)	1,92	3,84	7,68	15,36	23,04	30,72

TABLE 3.3 – Paramètres OFDM LTE

du FDMA. Le système présente donc une efficacité spectrale optimale. Ces mêmes propriétés permettent aussi l’absence totale d’interférence entre utilisateurs comme cela peut être le cas dans certaines conditions dans le cas du CDMA.

Le tableau 3.3 liste les paramètres OFDM utilisés en fonction de la bande disponible pour le signal. Contrairement au standard DVB-T2 pour lequel la bande occupée par le signal est modifiée via la fréquence d’échantillonnage, ici, la bande du signal est adaptée en modifiant le nombre de blocs de ressources et donc le nombre de sous-porteuses actives. La combinaison de taille de FFT et de fréquence d’échantillonnage est alors choisie de façon à permettre la modulation du nombre désiré de sous-porteuses tout en optimisant les ressources matérielles

utilisées.

3.2.2 Uplink : SC-FDMA

La modulation OFDMA utilisée pour la voie descendante a de nombreuses qualités : résistance aux effets des canaux multi-trajets, accès multiple sans interférence ni perte d'efficacité spectrale. Cependant, le signal OFDMA présente un PAPR élevé, ce qui nuit à l'efficacité énergétique du système. Ce défaut est rédhibitoire dans le cas de la voie montante, nuisant à la compacité et à l'autonomie des terminaux mobiles. La modulation SC-FDMA [17], [18] permet d'allier les qualités de l'OFDMA avec un signal au PAPR réduit. La figure 3.4 présente le schéma synoptique d'un modulateur SC-FDMA.

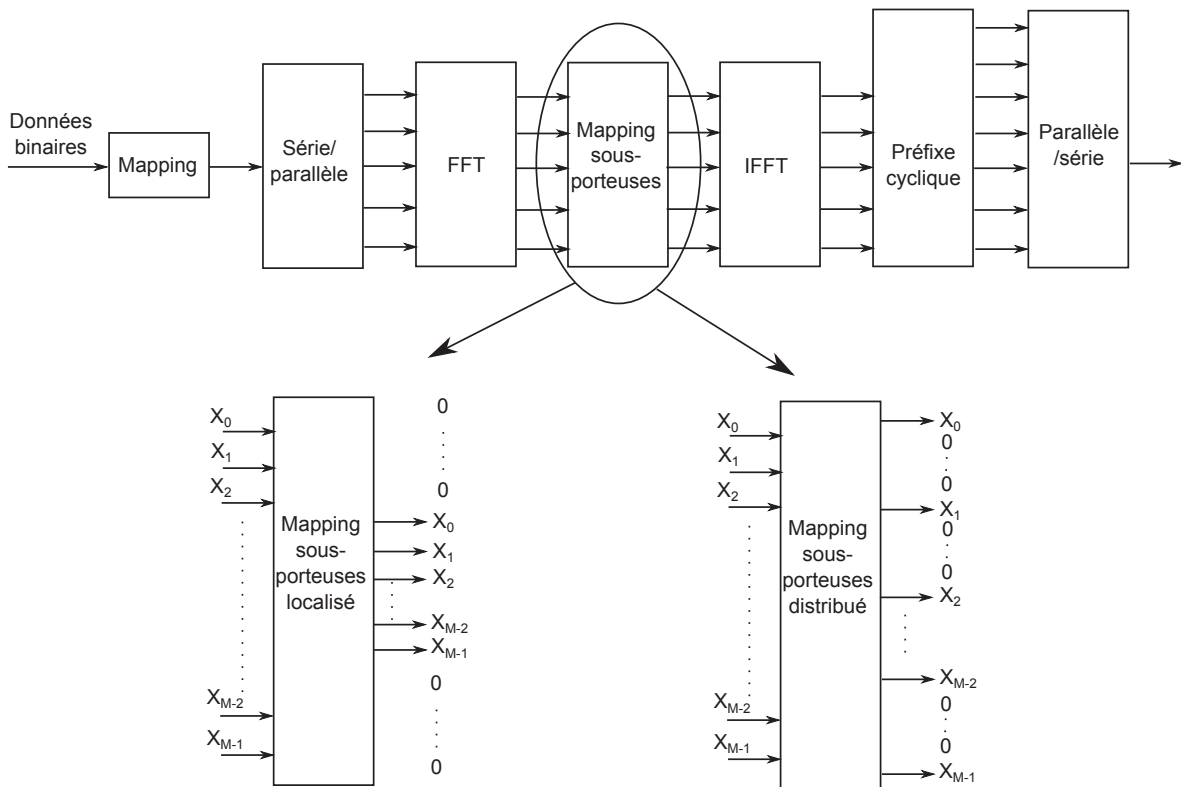


FIGURE 3.4 – Schéma de principe d'un émetteur SC-FDMA

La structure d'un modulateur SC-FDMA est très similaire à celle d'un modulateur OFDM à l'exception de l'ajout d'un précodage linéaire par FFT. En effet, au lieu de mapper directement les symboles complexes à transmettre à l'entrée de l'IFFT de taille N_{FFT} , ces symboles sont soumis à une FFT de taille M avant l'IFFT. Ce précodage a pour effet de produire un signal mono-porteuse en sortie d'IFFT. Cette propriété est triviale si $M = N_{FFT}$ du fait de la réciprocity des opérations de FFT et d'IFFT. Cependant l'intérêt de cette technique réside dans les cas où $M < N_{FFT}$ ou encore $N_{FFT} = L \times M$ où M est un sous-multiple de N_{FFT} et L est un entier.

Le signal résultant dans le domaine temporel dépend du type de mapping des symboles fréquentiels X_n sur les sous-porteuses. Ce mapping peut être localisé ou distribué, comme illustré sur la figure 3.4.

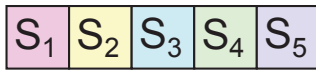
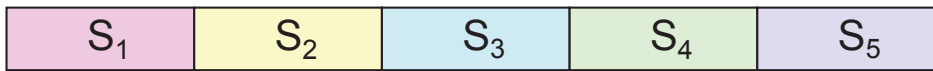
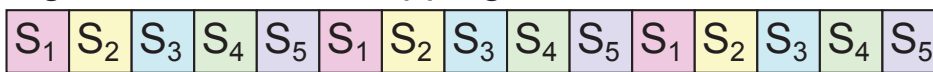
Signal temporel initial**Signal SC-FDMA, mapping localisé****Signal SC-FDMA, mapping distribué**

FIGURE 3.5 – Représentation schématique du signal SC-FDMA dans le domaine temporel

La figure 3.5 représente de façon schématique les signaux obtenus dans ces deux cas de figure dans le domaine temporel. Dans le cas d'un mapping localisé, les symboles fréquentiels sont mappés sur M sous porteuses adjacentes et toutes les autres sous-porteuses sont laissées à zéro. Cette opération résulte en un sur-échantillonnage d'un facteur L et une translation de fréquence du signal temporel initial. Dans le cas d'un mapping distribué, les symboles fréquentiels consécutifs sont séparés par $L - 1$ zéros. Cette opération résulte en une répétition L fois du signal temporel initial.

En attribuant à chacun des L utilisateurs un groupe de M sous porteuses, et en considérant une synchronisation temporelle et fréquentielle parfaite, les L signaux produits sont orthogonaux et il n'y a pas d'interférences entre utilisateurs.

La modulation SC-FDMA permet donc de générer un signal de type mono-porteuse grâce au précodage par FFT. Ce signal combine les bonnes propriétés en termes de PAPR d'une modulation mono-porteuse avec les propriétés d'orthogonalité de l'OFDMA qui permettent un accès multiple au médium de transmission sans interférence ni baisse d'efficacité spectrale.

3.3 Turbo-code et HARQ

3.3.1 Turbo-code

En 1993, Claude Berrou *et al.* introduisent dans [19] le principe d'un nouveau type de codage de canal dont les performances en terme de taux d'erreur binaire sont très proches de la limite de Shannon : le turbo-code. Le turbo-codeur est généralement constitué de deux code convolutifs récursifs systématiques. La structure de ce turbo codeur est illustré par la figure 3.6. Le nom turbo-code fait référence à l'échange d'information qui a lieu entre les deux décodeurs convolutifs.

Le mot de code est obtenu à partir de la séquence binaire non codée x_0 à l'aide de deux codes convolutifs notés 1 et 2 généralement identiques. La séquence binaire x_1 est obtenue par codage convolutif de la séquence x_0 . Afin que la séquence binaire x_2 soit différente de x_1 elle est produite par codage convolutif d'une version entrelacée de x_0 . Le mot de code y est

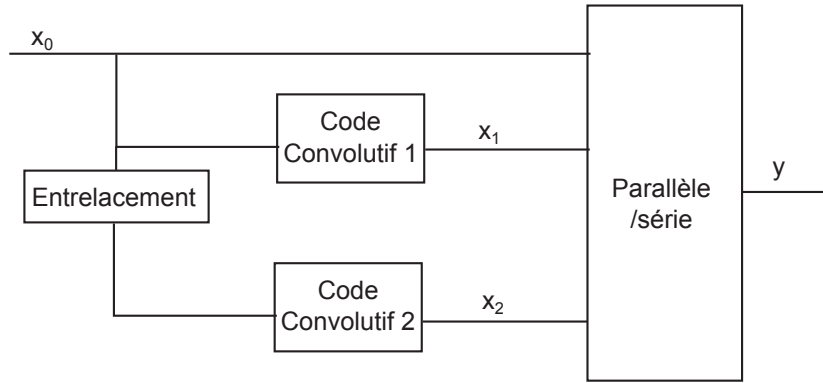


FIGURE 3.6 – Schéma de principe d'un turbo-code

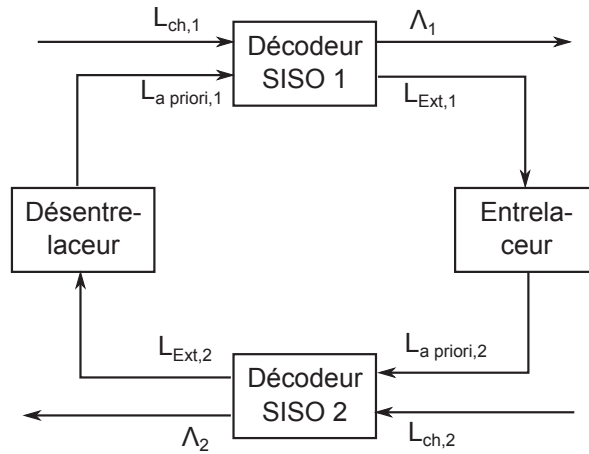


FIGURE 3.7 – Structure du décodeur pour un turbo-code

ensuite construit à partir des séquences binaire x_0 , x_1 , et x_2 . Le rendement de code R désiré est alors obtenu par poinçonnage pour $R > \frac{1}{3}$ ou par répétition pour $R < \frac{1}{3}$.

Le décodage d'un turbo-code peut être effectué par l'algorithme BCJR (Bahl, Cocke, Jelinek, et Raviv) de décodage des codes convolutifs, présenté dans [20]. Cet algorithme permet de calculer le LLR $\Lambda(i)$ de chaque bit i selon la décomposition suivante

$$\Lambda(i) \propto L_{ch}(i) + L_{a\ priori}(i) + L_{Ext}(i) \quad (3.1)$$

où $L_{ch}(i)$, $L_{a\ priori}(i)$, et $L_{Ext}(i)$ sont les LLR calculés respectivement à partir du signal reçu pour le bit i , d'informations connues *a priori* sur le bit i , et des informations sur le bit i portées par les autres bits du mot de code. Un tel décodeur est généralement appelé décodeur SISO (Soft Input Soft Output). Le décodeur turbo-code est constitué de deux de ces décodeurs SISO reliés comme illustré sur la figure 3.7. Un tel décodeur fonctionne de manière itérative. À chaque itération, les valeurs des LLR extrinsèques L_{Ext} issues de l'un des décodeurs sont fournies à l'autre décodeur en tant qu'informations *a priori* $L_{a\ priori}$.

L'implémentation du turbo code dans le standard LTE [21] est illustrée par la figure 3.8. On note $x_0[k]$ les éléments binaires à coder, $k \in \{0, \dots, K_{TC} - 1\}$. En sortie de codeurs, N_{TC} éléments binaires sont produits et le code a un rendement $R = \frac{K_{TC}}{N_{TC}}$. Ce turbo-code est constitué de deux codes convolutifs identiques illustrés par la figure 3.9. Une première série de bits

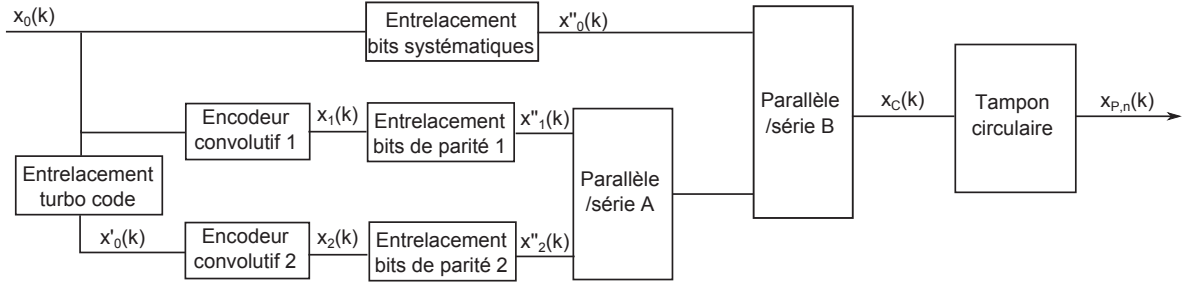


FIGURE 3.8 – Turbo-code LTE

de parité x_1 est produite à partir des bits x_0 par codage convolutif. La seconde série de bits de parité x_2 est de la même façon produite par codage convolutif des bits x_0 mais après une étape d'entrelacement. Cet entrelacement est la principale différence entre le turbo code utilisé dans le standard LTE et celui utilisé dans les précédentes normes de télécommunications comme l'UMTS. Cet entrelacement est optimisé pour permettre la parallélisation du décodage et ainsi faciliter l'implémentation de décodeurs capables de traiter de très grands débits binaires. Les éléments binaires en sortie de cet entrelaceur sont $x'_0[k] = x_0[\pi(k)]$ où

$$\pi(k) = (f_1 k + f_2 k^2) \mod K_{TC} \quad (3.2)$$

Les termes f_1 et f_2 sont choisis en fonction de K_{TC} tels que f_1 et K_{TC} sont premiers entre eux et f_2 est multiple de tous les facteurs premiers de K_{TC} .

Chaque groupe de bits (systématiques, de parité 1 et de parité 2) subit ensuite un entrelacement ligne-colonne à 32 colonnes avec permutation des colonnes de longueur $K = K_{TC} + 4$. Le résultat de cet entrelacement est $x''_n(k) = x_n(\pi_n(k))$. Les entrelacements des bits systématiques et des bits de parité 1 sont identiques ($\pi_0(k) = \pi_1(k)$) et l'entrelacement des bits de parité 2 est légèrement différent : $\pi_2(k) = (\pi_0(k) + 1) \mod K$.

Tous les éléments binaires sont alors réunis en une unique séquence binaire $x_c(k)$ avec $k \in \{0, \dots, 3K - 1\}$. Les deux séquences de bits de parité sont d'abord entrelacées bit par bit avant d'être concaténées à la séquence des bits systématiques. La séquence ainsi obtenue est

$$x_c(k) = \begin{cases} x''_0(k) & k \in \{0, 1, \dots, K - 1\} \\ x''_1\left(\frac{k-K}{2}\right) & k \in \{K, K + 2, \dots, 3K - 2\} \\ x''_2\left(\frac{k-K-1}{2}\right) & k \in \{K + 1, K + 3, \dots, 3K - 1\} \end{cases} \quad (3.3)$$

Le poinçonnage est effectué à l'aide d'un tampon circulaire dans lequel est stockée la séquence binaire x_c . La séquence binaire poinçonnée $x_{P,n}$ est définie par :

$$x_{P,n}(k) = x_c((k + K_n) \mod N_{TC}) \quad (3.4)$$

avec $k \in \{0, \dots, N_{TC} - 1\}$, $n \in \{0, 1, 2, 3\}$ et

$$K_n = \frac{1 + 12n}{48} 3K \quad (3.5)$$

Les quatre valeurs différentes de K_n permettent de définir quatre versions différentes du mot codé qui sont utilisées pour le mécanisme d'HARQ présenté dans la partie 3.3.2.

le taux d'erreur paquet résiduel à l'issue de n transmissions.

Le premier type d'HARQ dit "no combining" retransmet le même mot codé que celui dont le décodage a échoué. Si le RSB est constant pour toutes les retransmissions, leur BLER ne varie pas et

$$BLER_{R,n} = (BLER_1)^n. \quad (3.6)$$

Le second type d'HARQ dit "chase combining" diffère du premier type au niveau de la réception. En effet, le récepteur combine les différentes versions reçues du mot de code avant de le décoder. Si le signal est transmis avec un RSB constant RSB_0 , les performances en terme de BLER à la $n^{\text{ième}}$ transmission sont équivalentes à celle qui seraient obtenues à la première transmission mais avec un RSB équivalent à $RSB_n = n \times RSB_0$. Par exemple, la deuxième transmission présente un gain de 3 dB par rapport à la première transmission. Le BLER résiduel après la $n^{\text{ième}}$ transmission est

$$BLER_{R,n} = \prod_{i=1}^n BLER_i \quad (3.7)$$

Le troisième type d'HARQ est dit "code combining" (ou encore incremental redundancy). Contrairement aux deux premiers types d'HARQ, le mot de code retransmis est différent de celui transmis initialement. Cela peut être réalisé par exemple, dans le cas où le mot de code est poinçonné avant la transmission. Dans ce cas, le schéma de poinçonnage des mots de code retransmis sera différent. Cette méthode permet d'ajouter au gain constaté dans le cas du "chase combining" un gain de codage supplémentaire. Cependant, ce gain supplémentaire dépend du type de codage de canal utilisé ainsi que du rendement du code.

L'HARQ implémenté dans le standard LTE est de type "code combining". Les différentes versions d'un mot de code sont obtenues grâce au tampon circulaire utilisé pour le poinçonnage du mot de code et présenté dans la partie 3.3.1. Il existe quatre versions d'un mot de code $x_{p,n}[k]$, $n \in \{0,1,2,3\}$, $k \in \{0, \dots, N_{TC}\}$ en fonction de la valeur de n . Le premier mot de code transmis est celui obtenu pour $n = 0$ car c'est celui contenant le plus de bits systématiques (environ 94% des bits systématiques). L'ordre des versions du mot de code qui sont transmis est optimisé en fonction du rendement de code utilisé afin d'obtenir le gain de codage optimal dès les premières retransmissions. Par exemple, pour un code de rendement $2/3$, la version du mot de code transmis en deuxième sera celle où $n = 2$ qui est la version du mot de code qui a le moins de bits en commun avec la version $n = 0$. Il est à noter que le gain du "code combining" par rapport au "chase combining" est très limité pour les cas où $R < \frac{1}{3}$, tous les bits de parité étant alors contenus dans le mot de code envoyé lors de la première transmission.

3.4 Transmission multi-antennes

Le standard LTE permet l'utilisation d'une variété de techniques multi-antennes : diversité de transmission, formation de voie, ou multiplexage spatial. Le choix du schéma MIMO à utiliser s'effectue en fonction d'informations remontées à la station de base par l'UE comme ses conditions de réception ou son nombre d'antennes. C'est la station de base qui choisit le schéma à utiliser en fonction de ces informations.

3.4.1 Diversité de transmission

Les techniques de diversité de transmission proposées dans le standard LTE se basent sur le code MISO Alamouti. Dans le cas de deux antennes de transmission, son implémentation est similaire à celle employée dans le standard DVB-T2 et présentée dans la partie 1.2.5. Ce code peut être représenté de la façon suivante

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(1) & y^{(0)}(2) \\ y^{(0)}(1) & y^{(0)}(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

où $y^{(n)}(k)$ désigne le symbole envoyé par la $n^{\text{ième}}$ antenne sur la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse et x_1 et x_2 sont les deux symboles à transmettre.

Dans le cas de quatre antennes de transmission, ce SFBC est combiné à des sauts de fréquences (Frequency Switched Transmit Diversity (SFTD)) Chaque couple d'antennes ne transmet alors que sur la moitié des sous-porteuses. Cette technique se traduit par la matrice

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(1) & y^{(0)}(2) & y^{(0)}(3) & y^{(0)}(4) \\ y^{(1)}(1) & y^{(1)}(2) & y^{(1)}(3) & y^{(1)}(4) \\ y^{(2)}(1) & y^{(2)}(2) & y^{(2)}(3) & y^{(2)}(4) \\ y^{(3)}(1) & y^{(3)}(2) & y^{(3)}(3) & y^{(3)}(4) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -x_4^* & x_3^* \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

3.4.2 Formation de voie

Le standard LTE permet deux types de formations qui diffèrent par la nécessité ou non pour l'UE de remonter des informations à la station de base. En effet, l'UE peut remonter à la station de base des métriques sur le canal qui permettront de choisir la matrice de précodage à adopter. Ces métriques dépendent du type de matrice de précodage utilisé.

En l'absence de remontée d'information, la formation de voie est effectuée en déduisant des informations sur le canal du signal de la voie montante. Par exemple, en estimant la direction d'arrivée du signal de la voie montante, la station de base peut estimer la direction vers laquelle se trouve l'UE et introduire un déphasage sur les signaux émis par les différentes antennes pour concentrer la puissance du signal dans cette direction. Ce procédé est illustré par la figure 3.10.

Pour concentrer la puissance émise dans la direction désignée par l'angle α , chacune des N antennes espacée d'une distance d émet un signal différent. Le signal $s_n(t)$ émis par l'antenne T_n peut s'écrire

$$s_n(t) = s_0(t) \times e^{j2\pi \times nd \times \frac{\sin(\alpha) f_P}{c}} \quad (3.10)$$

où f_P est la fréquence porteuse du signal et c la vitesse de propagation du signal.

3.4.3 Multiplexage spatial

Le multiplexage spatial consiste à transmettre les données sur plusieurs "couches" indépendantes transmises en même temps sur la même bande de fréquences mais en utilisant des antennes différentes. Le nombre de couches qu'il est possible de transmettre dépend du rang de la matrice du canal MIMO. En utilisant N antennes à l'émission et M antennes à la réception, le nombre de couches qu'il est possible de transmettre est donc limité à $\min(N, M)$. Lors d'une communication LTE, c'est l'UE qui indique à la station de base le nombre de couches qu'il est possible d'utiliser.

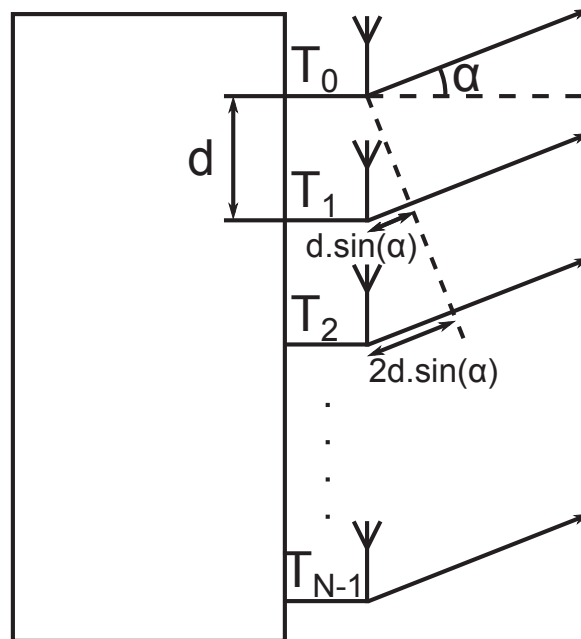


FIGURE 3.10 – Formation de voie

Pour optimiser les performances du multiplexage spatial, un précodage linéaire est appliqué. Les différentes matrices de précodage possibles sont définies dans [23, tableaux 2.3.4.2.3-1 et 2.3.4.2.3-1] pour respectivement deux et quatre antennes d'émission. L'UE se charge de déterminer, parmi les différents précodages possibles, lequel offrira les meilleures performances et retourne cette information à la station de base.

3.5 Analyse comparative avec le standard DVB-T2

Le standard LTE, à l'instar du standard DVB-T2, est un standard très récent et utilise quelques unes des techniques les plus avancées en terme de télécommunications. Malgré le fait que les standards LTE et DVB-T2 utilisent tous les deux la modulation OFDM, les choix technologiques réalisés durant leur élaboration sont parfois très différents. Une grande partie des différences entre les deux standards ont pour origine la différence entre leurs usages. Le standard DVB-T2 est utilisé pour la diffusion de vidéo sur une zone de grande dimension où se trouve un grand nombre d'utilisateurs majoritairement fixes et avec des conditions de réception très variées. Le standard LTE est utilisé pour des communications point à point entre une station de base et plusieurs utilisateurs en situation de mobilité et répartis dans une zone plus petite.

3.5.1 Paramètres OFDM

La première différence entre les deux standards se situe au niveau des paramètres OFDM, notamment l'espace entre sous-porteuses et la durée de l'intervalle de garde. Une transmission LTE est plus susceptible d'être soumise à un fort effet Doppler qu'une transmission DVB-T2. En effet, en plus d'être destiné à des utilisateurs en situation de mobilité, le standard LTE est prévu pour être utilisé dans des bandes de fréquences plus élevées que le standards DVB-T2.

	LTE	DVB-T2
Modulation	OFDM	OFDM
Espace entre porteuses	7,5 kHz ou 15 kHz	279 Hz à 8.9 kHz
Durée d'intervalle de garde	4,69 μs à 33,3 μs	7 μs à 532 μs
Codage de canal	Turbo-code	LDPC + BCH
Efficacité spectrale brute*	0,15 à 5,55 bps/Hz	0,99 à 6,65 bps/Hz
Profondeur d'entrelacement	≤ 0.5 ms	Jusqu'à plusieurs secondes

* Cette valeur ne prend pas en compte l'overhead introduit par l'intervalle de garde, les pilotes ou encore l'HARQ

TABLE 3.5 – Comparaison des standards DVB-T2 et LTE

C'est pourquoi l'espace entre sous-porteuses est plus élevé pour le standard LTE (typiquement 15 kHz) que pour le standard DVB-T2 (279 Hz au minimum). De plus, la zone de couverture d'une station de base DVB-T2 étant beaucoup plus vaste que celle d'une station de base LTE, la durée d'intervalle de garde maximale est beaucoup plus longue dans le standard DVB-T2 (532 μs) que dans le standard LTE (33,3 μs). Il est à noter que ces intervalles de garde maximaux sont prévus pour être utilisés dans le cadre d'un réseau SFN. Dans ce cas, l'intervalle de garde de 532 μs du standard DVB-T2 permet une distance entre stations de base allant jusqu'à 160 km alors que l'intervalle de garde de 33,3 μs limite la distance entre stations de base à 10 km.

3.5.2 Voie montante

Une autre différence entre les deux standards est la présence d'une voie montante pour le standard LTE alors que le standard DVB-T2 est monodirectionnel. Cette voie montante permet aux utilisateurs de remonter des informations à la station de base concernant leur qualité de réception. Ces informations permettent à la station de base d'adapter le signal envoyé à chaque utilisateur en termes de constellation, rendement de code, et de code MIMO. En contrepartie, les données de chaque utilisateur nécessitent d'être transmises en utilisant des ressources temporelles et fréquentielles distinctes et ainsi de diviser la capacité de la cellule entre tous les utilisateurs. Dans le cas d'un signal DVB-T2, l'intégralité des ressources temporelles et fréquentielles utilisées peut bénéficier à l'intégralité des utilisateurs présents dans la zone de couverture. Cependant, la modulation et le rendement de code de canal doivent être adaptés au pire cas possible.

La présence d'une voie montante permet aussi au standard LTE d'implémenter un mécanisme d'HARQ en permettant aux utilisateurs de signaler à la station de base que la réception d'un paquet a échoué. Ce mécanisme permet d'obtenir une bonne qualité de service sans imposer une marge de bruit (différence entre le RSB du signal reçu et le RSB nécessaire à la bonne réception du signal) importante. Dans le cas d'une transmission DVB-T2, la réception de tous les paquets doit être réussie dès la première transmission ce qui requiert une marge de bruit importante.

3.5.3 Codage de canal et entrelacement

Les contraintes précédemment citées permettent en partie d'expliquer la différence de codage de canal entre les deux standards. Le codage de canal utilisé dans le standard LTE est un turbo-code. De part la nature de l'adaptation du rendement de code (code de rendement

fixe poinçonné) il est plus adapté au système d'HARQ que le LDPC (codes différents pour les différents rendements). Il permet aussi de produire des mots codés de longueurs différentes facilement alors que la longueur d'un mot codé dépend du code LDPC utilisé. Le standard DVB-T2 étant utilisé pour diffuser des flux vidéos continus, la longueur des mots codés ne pose pas de problème. Un code BCH est de plus adjoint au code LDPC afin d'éliminer les erreurs binaires qui pourraient subsister après décodage LDPC et ainsi assurer une très bonne qualité de service en une unique transmission.

La dernière grande différence entre les deux standards est la profondeur de l'entrelacement temporel. Un entrelacement temporel profond permet d'augmenter la qualité de la transmission en profitant de la diversité temporelle du canal au prix d'une latence de transmission. Hors la latence est cruciale pour une transmission LTE, notamment car elle est chargée de transmettre entre autres les appels vocaux, application pour laquelle une latence élevée altère la qualité de la conversation. De plus, une latence élevée entraîne un délai dans les retransmission HARQ. De ce fait l'entrelacement est limité à la durée d'un slot, soit 0,5 ms. Enfin, une profondeur d'entrelacement limitée permet des économies en termes de consommation énergétique et d'espace de stockage au niveau du récepteur.

La télédiffusion tolère bien mieux la latence de transmission, la seule conséquence de cette latence visible par l'utilisateur étant le délai de changement de chaîne. Une valeur de quelques secondes reste acceptable pour ce délai. C'est pourquoi, le standard DVB-T2 offre la possibilité d'étendre l'entrelacement temporel sur plusieurs trames, chaque trame ayant une durée maximale de 250 ms.

3.6 Conclusion

Le standard LTE met en œuvre des technologies très avancées. En le comparant avec le standard DVB-T2, on constate que les différences de contraintes entre la télédiffusion et les télécommunications mobiles ont conduit à des choix technologiques différents. Cependant, le standard LTE offre aussi des possibilités de télédiffusion grâce au eMBMS (Evolved Multimedia Broadcast Multicast Service) qui est abordé au chapitre suivant. Il y est aussi question d'autres exemples de rapprochement entre les domaines de la télédiffusion et des télécommunications mobiles.

Chapitre 4

Convergence des télécommunications mobiles et de la télédiffusion

Sommaire

4.1 Exemples de coopération entre télécommunications mobiles et télédiffusion	59
4.1.1 Télédiffusion dans les standards de télécommunications mobiles . . .	59
4.1.2 Télécommunications mobiles et télévision	60
4.2 Contexte : projet ANR M³	62
4.3 Conclusion	66

Le monde des radiocommunications a subi de nombreuses évolutions durant les dernières décennies avec notamment le passage de standards analogiques à des standards numériques. Ce changement a eu des conséquences très variées sur les différents domaines des radiocommunications notamment sur les télécommunications mobiles et la télédiffusion.

C'est le standard GSM qui marque l'entrée des télécommunications mobiles dans l'ère numérique. Outre des améliorations en termes de qualité de service ou de couverture, ce standard apporte une nouvelle fonctionnalité aux terminaux mobiles : le SMS. Ce service s'est popularisé très rapidement et en 2010, près de 200 000 SMS étaient transmis par seconde dans le monde [24]. Ce service ne fut que le premier ajouté aux terminaux mobiles et de nombreuses nouvelles fonctionnalités sont apparues au fil des années (baladeur numérique, appareil photo, internet, localisation par satellite...). Ce phénomène s'est encore accentué à la fin des années 2000 avec la popularisation des smartphones, terminaux mobiles dont la capacité à passer des appels vocaux n'est plus qu'une fonctionnalité parmi d'autres.

Les smartphones permettent l'accès à de nombreux services (navigation internet, applications connectées, vidéos en haute définition...) qui génèrent un trafic de données très important. Les standards de télécommunications sont capables d'offrir des débits binaires de plus en plus importants, passant de 9,6 kb/s en GSM à 42 Mb/s actuellement en DC-HSPA puis plusieurs centaines de Mb/s avec le LTE et ses futures évolutions. Cependant, cette évolution risque de ne pas suffire face à la popularité croissante des smartphones par manque de spectre de fréquence disponible.

Le passage au numérique a eu un impact totalement différent dans le domaine de la télédiffusion. En effet, en plus d'améliorer la qualité de réception par rapport aux standards analogiques, les standards numériques apportent une grande amélioration de l'efficacité spec-

trale. Par exemple, le standard DVB-T permet de diffuser 5 à 6 chaînes de définition vidéo équivalente à celle obtenue en diffusion analogique en utilisant la même largeur de spectre qu'une chaîne analogique. De plus, l'utilisation de standards basés sur la modulation OFDM permet le déploiement de réseaux SFN diminuant ainsi le nombre de bandes de fréquences à utiliser pour couvrir un territoire donné. Ces facteurs font que même en améliorant la qualité globale du service (vidéos haute définition, son de meilleure qualité, multiplication des chaînes), le passage au numérique de la télédiffusion permet de libérer de grandes quantités de spectre.

Ce spectre libéré peut être une aubaine pour les opérateurs de télécommunications mobiles. En France, une partie du spectre anciennement utilisé pour la télévision (791 à 821 MHz et 832 à 862 MHz) leur a été attribuée pour le déploiement du standard LTE. Cependant, la tendance dans les télécommunications mobiles est à la réduction de la dimension des cellules. En effet, des cellules plus petites impliquent un nombre d'utilisateurs par cellule plus réduit et par conséquent plus de ressources disponibles par utilisateur. L'utilisation du spectre libéré par la transition numérique de la télédiffusion qui présente de très bonnes performances en termes de propagation pour une application traditionnelle de télécommunications mobiles n'est donc pas forcément optimale.

Une utilisation plus optimale de ce spectre à destination des terminaux mobiles pourrait être la télévision mobile. En effet, même si un service de ce type ne permet pas directement de prendre en charge une partie du trafic de données transitant sur les réseaux de télécommunications mobiles, le fait de proposer aux utilisateurs un nouveau service transmis par un médium différent peut avoir un effet bénéfique sur le trafic mobile. Cependant, de nombreuses tentatives de déploiement d'un tel service comme le MediaFLO (Media Forward Link Only) aux États-Unis ou le DVB-H en Europe ont échoué par le passé faute d'un modèle économique viable. En effet, le déploiement d'un réseau de télédiffusion pour terminaux mobiles est très coûteux et difficile à rentabiliser (revenus publicitaires marginaux et utilisateurs peu enclins à payer un abonnement). L'un des rares exemples de succès de la télévision mobile est le *1seg* au Japon. Les ressources fréquentielles d'un signal ISDB-T (standard de télévision numérique terrestre japonais) sont divisées en 13 segments. 12 de ces segments sont dédiés à la diffusion de contenus pour les récepteurs fixes et le 13^{ème} segment est dédié aux récepteurs mobiles (d'où le nom *1seg* pour 1 segment). Ce service étant diffusé par un réseau prévu pour une réception fixe, la qualité de service sur mobile n'est pas toujours très bonne, cependant sa gratuité lui a assuré une certaine popularité auprès des utilisateurs.

Une autre potentielle utilisation du spectre issu de la transition numérique de la télédiffusion est le déploiement d'un réseau hybride. Un tel réseau est constitué d'une composante de télécommunications mobiles (un réseau LTE par exemple) et d'une composante de télédiffusion (une station de base DVB-T2). Le rôle de la composante de télédiffusion est dans ce cas de transmettre les services les plus demandés, mettant à profit sa capacité à desservir de multiples utilisateurs avec les mêmes ressources temporelles et fréquentielles là où la composante de télécommunication mobile devrait allouer des ressources différentes à chaque utilisateur. Ce concept permet de réduire la charge du réseau de télécommunications mobiles dès qu'un certain nombre d'utilisateurs accèdent à un même service.

4.1 Exemples de coopération entre télécommunications mobiles et télédiffusion

Les télécommunications mobiles et la télédiffusion sont deux domaines importants du monde des télécommunications sans fil, cependant ces domaines sont généralement bien séparés. En effet, les deux types de standards sont gérés par des organismes bien différents, 3GPP (3rd Generation Partnership Project) pour les télécommunications mobiles et DVB (Digital Video Broadcasting), ARIB (Association of Radio Industries and Businesses, Japon), ou encore ATSC (Advanced Television Systems Committee) pour la télédiffusion. Il existe pourtant des signes de rapprochement entre ces deux domaines de télécommunications sans fil.

D'une part, certains standards 3GPP intègrent une composante de télédiffusion. D'autre part, l'utilisation d'une composante télécommunications mobiles pour soutenir le déploiement de standard de télédiffusion a fait l'objet de quelques études.

4.1.1 Télédiffusion dans les standards de télécommunications mobiles

Un premier exemple de rapprochement entre le monde des télécommunications mobiles et le monde de la télédiffusion et l'intégration, à partir de la troisième génération, d'une composante *broadcast* dans les standards de télécommunications mobiles. Introduit dans la release 6 du standard UMTS, le MBMS (Multicast Broadcast Multimedia Service) [25] permet l'utilisation d'une liaison point à multipoint dans le cadre d'un réseau cellulaire.

Ce système permet de transmettre un même contenu à plusieurs utilisateurs en utilisant le même code d'étalement pour les standards utilisant le CDMA ou les mêmes ressources spectrales et temporelles pour les autres standards. De ce fait, l'efficacité spectrale globale du système est améliorée. Cependant, le débit binaire utilisable est limité car la constellation et le rendement de codage de canal doivent permettre à tous les utilisateurs de recevoir correctement le signal et doivent donc être adaptés au pire cas.

Il existe deux types de services MBMS : *broadcast* ou *multicast*. Un service *broadcast* est accessible à tous les utilisateurs présents au sein de la cellule dans lequel il est diffusé. Ce type de service peut être utilisé pour la diffusion d'une chaîne de télévision gratuite par exemple. Un service *multicast* n'est accessible que par une certaine partie des utilisateurs. Pour recevoir un tel service, un utilisateur doit faire partie du groupe *multicast* associé. Ce type de service peut être utilisé pour un service payant ou destiné à un certain type de terminaux par exemple.

Dans le standard LTE, le service de télédiffusion multimédia est appelé eMBMS. Il peut être diffusé soit sur une porteuse dédiée soit multiplexé avec des transmissions LTE *unicast* classiques. Le multiplexage du signal eMBMS avec les services *unicast* est défini dans [23] et illustré par la figure 4.1.

Le multiplexage temporel du signal MBMS avec le signal *unicast* est effectué à l'échelle de la sous-trame. Le signal MBMS est porté par des sous-frames dites MBSFN (Multicast Broadcast Single Frequency Network). Seules les sous-frames numéro 1, 2, 3, 6, 7, et 8 peuvent être des sous-frames MBSFN, les sous-frames 0, 4, 5, et 9 étant réservées au signal *unicast*. De plus, au début de chaque sous-trame MBSFN, 1 ou 2 symboles OFDM constituent une région dite non-MBSFN réservée à la transmission d'informations de contrôle.

Un service MBMS peut être transmis simultanément et sur la même fréquence sur plusieurs cellules. Ce procédé, appelé MBSFN, permet d'améliorer la couverture en bordure de cellule. En effet, dans ce cas, le signal issu d'une cellule voisine à celle dans laquelle se trouve un utilisateur contribue à sa bonne réception du signal au lieu de créer une interférence. Comme

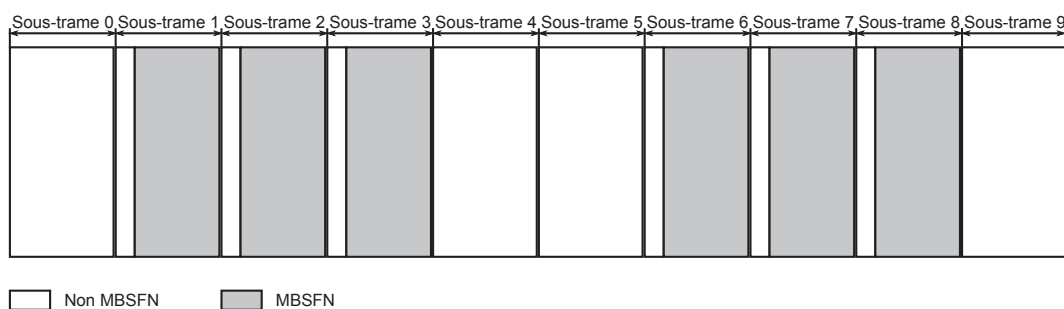


FIGURE 4.1 – Multiplexage du signal MBSFN dans une trame radio LTE

expliqué dans la partie 2.2.1, l'utilisation d'un réseau SFN est transparente au niveau du récepteur, la seule conséquence étant une dispersion temporelle du canal généralement plus longue que dans un réseau classique. Pour faire face à cette réponse impulsionnelle allongée, la partie MBSFN du signal LTE utilise le préfixe cyclique étendu et peut utiliser l'espacement entre porteuses de 7,5 kHz (voir tableau 3.2). De plus, le motif de pilotes utilisé est aussi adapté à la fréquence de cohérence plus faible que pour une transmission classique (il est plus dense sur le plan fréquentiel).

L'ensemble des cellules composant un réseau MBSFN est appelé zone MBSFN. Les cellules constituant une zone MBSFN doivent être très bien synchronisées temporellement pour limiter la dispersion temporelle du canal équivalent au réseau MBSFN. Une zone MBSFN peut délivrer plusieurs services MBMS différents. De plus, une même cellule peut faire partie de plusieurs zones MBSFN différentes comme illustré par la figure 4.2.

4.1.2 Télécommunications mobiles et télévision

Un des contextes pour lesquels la coopération entre les standards de télédiffusion et les standards de télécommunications mobiles a été le plus étudié est le déploiement de la télévision mobile. En effet, l'un des obstacles principaux au succès de la télévision mobile est le coût économique. L'utilisation des réseaux de télécommunications mobiles existants en complément du réseau de télédiffusion permet de réduire ce coût.

Les coûts économiques liés à un système de télécommunications peuvent être divisés en deux parties : les investissements de dépôts et les coûts de fonctionnement. Les investissements de dépôts correspondent à l'installation des réseaux dorsaux et de collecte et des stations émettrices. Ces investissements peuvent aussi comprendre l'achat de licences donnant le droit d'émettre dans une bande de fréquences donnée. Les coûts de fonctionnement correspondent notamment aux coûts de fonctionnement des réseaux dorsaux et de collecte et aux coûts de maintenance, d'électricité ou encore de location de sites liés aux stations émettrices.

Plusieurs stratégies peuvent être envisagées pour réduire les coûts liés à un réseau de télédiffusion mobile à l'aide d'un réseau de télécommunications mobiles parmi lesquelles :

- la réduction du nombre de chaînes transmises via le réseau de télédiffusion, les chaînes restantes étant transmises via le réseau de télécommunications mobiles,
- la réduction du nombre d'utilisateurs recevant le service via le réseau de télédiffusion, les utilisateurs restants recevant le service via le réseau de télécommunications mobiles,
- la réduction de la qualité de service délivrée par le réseau de télédiffusion aux utilisateurs en situation de mobilité compensée à l'aide du réseau de télécommunications mobiles.

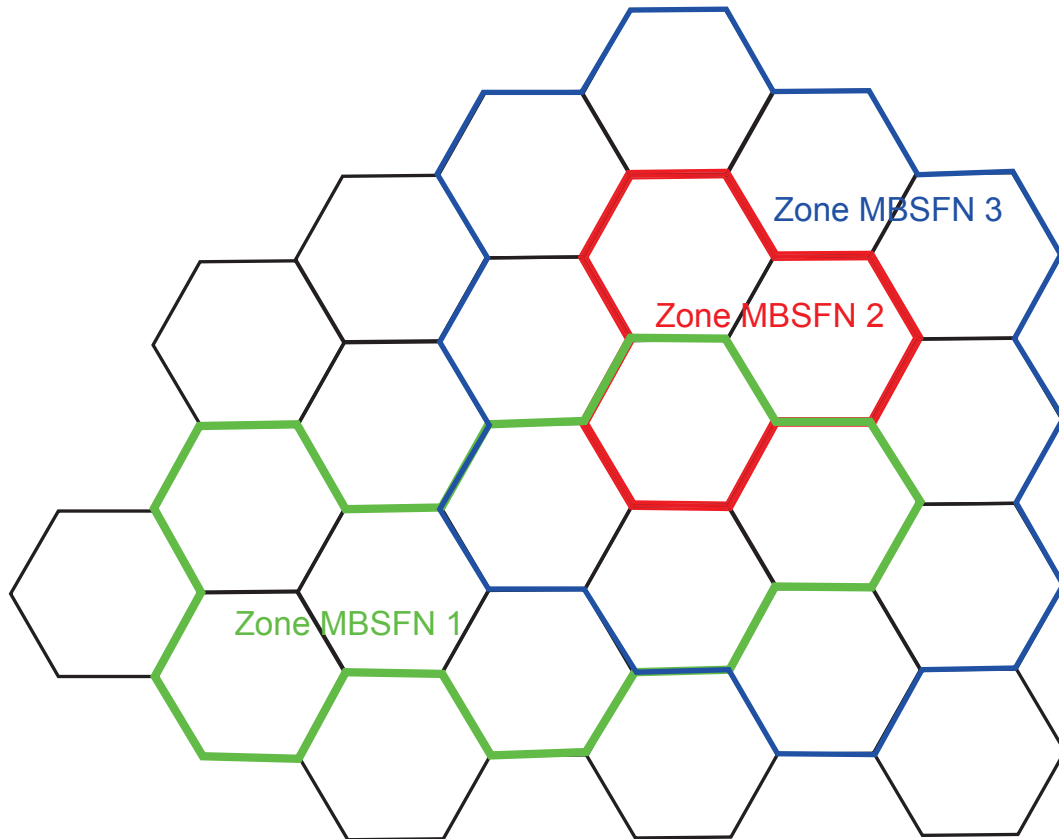


FIGURE 4.2 – Répartition des cellules LTE dans différentes zones MBSFN

Parmi ces stratégies, la première permet de réduire les coûts en diminuant le nombre de services à émettre et ainsi la quantité d'équipements nécessaire dans chaque station émettrice, la consommation électrique et le nombre de bandes de fréquence nécessaires. Les deux dernières stratégies permettent une baisse des coûts en diminuant le nombre de stations émettrices nécessaires et/ou la puissance d'émission de chaque station.

La première stratégie utilise le réseau de télécommunications mobiles pour transmettre les chaînes de télévision les moins regardées. Seules les chaînes les plus populaires sont transmises via le réseau de télédiffusion. Cette stratégie permet de profiter à la fois de la grande efficacité d'un réseau de télédiffusion quand il s'agit de transmettre les mêmes données à un grand nombre d'utilisateurs et de la faculté d'optimisation de l'efficacité spectrale utilisateur par utilisateur d'un réseau de télécommunications mobiles dans le cas des services les moins utilisés.

Une telle stratégie est utilisée dans [26] où le réseau de télécommunications mobiles est un réseau de 3^{ème} génération et le système de télédiffusion est un service MBMS. Il apparaît que la capacité optimale du système est obtenue pour un nombre réduit de chaînes transmises par le système de télédiffusion. Ce nombre optimal dépend à la fois de la répartition des popularités des différentes chaînes proposées et du rapport entre les efficacités spectrales des systèmes de télédiffusion et de télécommunications mobiles.

La seconde stratégie consiste à réduire le coût lié au réseau de télédiffusion en réduisant le nombre et/ou la puissance d'émission des stations de télédiffusion au prix d'une diminution de la couverture du réseau. Cette diminution de la couverture est compensée en transmettant

le service aux utilisateurs ne pouvant recevoir le signal du réseau de télédiffusion en utilisant le réseau de télécommunications mobiles. Cette stratégie est particulièrement pertinente car la couverture des terminaux mobiles par un réseau de télédiffusion est très délicate. En effet, contrairement aux antennes de réception utilisées dans le cadre d'un réseau de télédiffusion fixe, les antennes des terminaux mobiles sont généralement situées à des endroits où la réception est difficile (au niveau du sol ou en intérieur par exemple) et sont soumises à des contraintes d'encombrement qui nuisent à leurs performances.

Dans [27], il est démontré qu'une réduction significative de la puissance d'émission peut être effectuée au prix d'une baisse du taux de couverture raisonnable dans le cadre d'un système DVB-H. La compensation de cette baisse de couverture via l'utilisation d'un réseau mobile HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) est étudiée dans [28]. Il est démontré qu'un gain économique d'un facteur pouvant atteindre 2,2 est obtenu par rapport à l'utilisation du réseau de télédiffusion seul ou du réseau HSDPA seul.

La troisième stratégie est une variation de la précédente adaptée pour les utilisateurs mobiles. En effet, en cas de couverture partielle du réseau de télédiffusion, un utilisateur en situation de mobilité ne profitera que d'une couverture intermittente. Si on applique la stratégie précédente, l'utilisateur mobile devra être desservi via le réseau de télécommunications mobiles. La nouvelle stratégie permet de profiter de la couverture intermittente du réseau de télédiffusion dont bénéficie un utilisateur mobile pour réduire son impact sur le réseau de télécommunications mobiles via l'utilisation d'un code correcteur d'erreur de type AL-FEC (Application Layer - Forward Error Correction)

Un code AL-FEC est un code correcteur d'erreur de type *rateless*, c'est à dire que son rendement n'est pas défini *a priori*. Un tel code permet de générer à partir d'une séquence binaire de longueur N un nombre très élevé de séquences codées de longueur l . La réception d'un nombre r de séquences codées permet de retrouver avec une probabilité P la séquence binaire initiale. Les plus performants de ces codes parmi lesquels figurent les Raptor codes [29] permettent d'atteindre une probabilité P très proche de 1 pour un rapport $\frac{r}{N}$ très légèrement supérieur à 1.

L'utilisation d'un code AL-FEC dans le contexte de la collaboration entre un système DVB-H et un réseau HSDPA est étudiée dans [28]. Dans ce cas, r séquences codées sont émises via le système DVB-H. Les utilisateurs restés dans la zone de couverture pendant toute la transmission peuvent donc décoder directement la séquence binaire initiale. Les utilisateurs qui n'auraient pas reçu assez de paquets codés peuvent demander la transmission de paquets supplémentaires via le réseau de télécommunications mobiles jusqu'à ce qu'ils aient reçu correctement r paquets.

4.2 Contexte : projet ANR M³

Un réseau hybride repose sur l'opération conjointe de deux composantes. La première composante est un réseau de télécommunications mobiles traditionnel. La deuxième composante du réseau hybride est un système de télédiffusion. L'intérêt principal de ce type de réseau et d'exploiter l'efficacité en configuration point à multipoint d'un système de télédiffusion pour assister le réseau de télécommunications mobiles quand un même service doit être fourni à un grand nombre d'utilisateurs. En effet, dans ce contexte, un réseau de télécommunications mobiles alloue généralement des ressources fréquentielles et temporelles à chaque utilisateur alors qu'un système de télédiffusion permet de couvrir tous les utilisateurs avec les mêmes

ressources.

L'étude du réseau hybride a été réalisée dans le contexte du projet ANR M³ (MultiMedia Mobile). Le principal objectif de ce projet est de promouvoir l'utilisation de techniques de télédiffusion pour la transmission de services multimédias à destination de terminaux mobiles. La réalisation de cet objectif passe par le rapprochement entre le 3GPP, principal organisme de standardisation des réseaux de télécommunications mobiles, et le consortium DVB, principal organisme de standardisation des systèmes de télédiffusion en Europe.

Le réseau hybride envisagé dans le cadre du projet M³ est constitué d'une composante de télécommunications mobiles (un réseau LTE), d'une composante de télédiffusion terrestre et d'une composante de télédiffusion par satellite. Les principales problématiques dans la mise en œuvre d'un tel réseau sont la définition des couches physiques à utiliser pour chaque composante et la mise en adéquation des couches supérieures pour assurer l'interopérabilité entre les différentes composantes.

La composante de télécommunications mobiles utilise le standard LTE. Différents choix sont possibles pour la couche physique de la composante télédiffusion. Le premier choix possible est la réutilisation de la couche physique d'un standard de télédiffusion comme le standard DVB-T2 en l'adaptant aux spécificités de la réception mobile. Le second choix est d'utiliser la couche physique du standard LTE en l'adaptant aux contraintes associées aux canaux de télédiffusion.

Le standard DVB-T2 a été conçu dans l'optique de permettre son utilisation aussi bien pour des applications fixes que mobiles. En effet parmi ses paramètres possibles, de nombreuses options sont particulièrement adaptées à une situation de mobilité.

- La taille de FFT minimale, 1K, procure, pour un signal occupant une bande de 8 MHz, un espacement entre porteuses de 8,9 kHz. Un tel espacement entre porteuses permet au signal de présenter une bonne robustesse à l'effet Doppler.
- Si la durée maximale de l'entrelacement est fixée à 250 ms, il n'y a pas de limite inférieure à cette durée. Ainsi, une durée arbitrairement courte peut être choisie dans l'optique de diminuer l'espace mémoire nécessaire au désentrelacement et s'adapter aux contraintes de ressources d'un terminal mobile.
- Un codage de canal LDPC "court" (16 200 bits au lieu de 64 800) est disponible réduisant ainsi l'espace mémoire nécessaire au décodage.
- Une grande variété de motifs de pilotes sont définis permettant de couvrir un grand nombre de canaux différents, dont les canaux mobiles.

Les modifications à apporter à la couche physique du standard DVB-T2 pour l'adapter à une situation de mobilité sont donc peu nombreuses. En témoigne le standard DVB-NGH (Digital Video Broadcasting - Next Generation Handheld) qui en dehors de quelques améliorations notamment au niveau des schémas MIMO, est très proche du standard DVB-T2. Cependant, l'utilisation d'un dérivé du standard DVB-T2 dans le contexte du réseau hybride nécessiterait d'intégrer des composants matériels supplémentaires dans les terminaux (notamment en raison des fréquences d'échantillonnages et des codages de canal différents) ce qui pourrait freiner l'apparition de terminaux compatibles avec le réseau hybride.

Le choix de la couche physique pour les composantes de télédiffusion s'est donc porté sur une version modifiée de celle du standard LTE. Les contraintes liées aux canaux de télédiffusion ont amené des modifications au niveau de l'espacement entre porteuses, des motifs de pilotes, et de la profondeur d'entrelacement temporel.

La zone de couverture d'une station de télédiffusion est généralement plus étendue que celle d'une station de télécommunications mobiles. Par conséquent, la dispersion temporelle

Espacement entre porteuses	Intervalle de garde	Distance entre sites
3,75 kHz	66,7 ms	20 km
2,5 kHz	100 ms	30 km
1,25 kHz	200 ms	60 km

TABLE 4.1 – Intervalles de garde et distances entre sites pour les différentes valeurs d'espacements entre porteuses de la couche physique CPHY

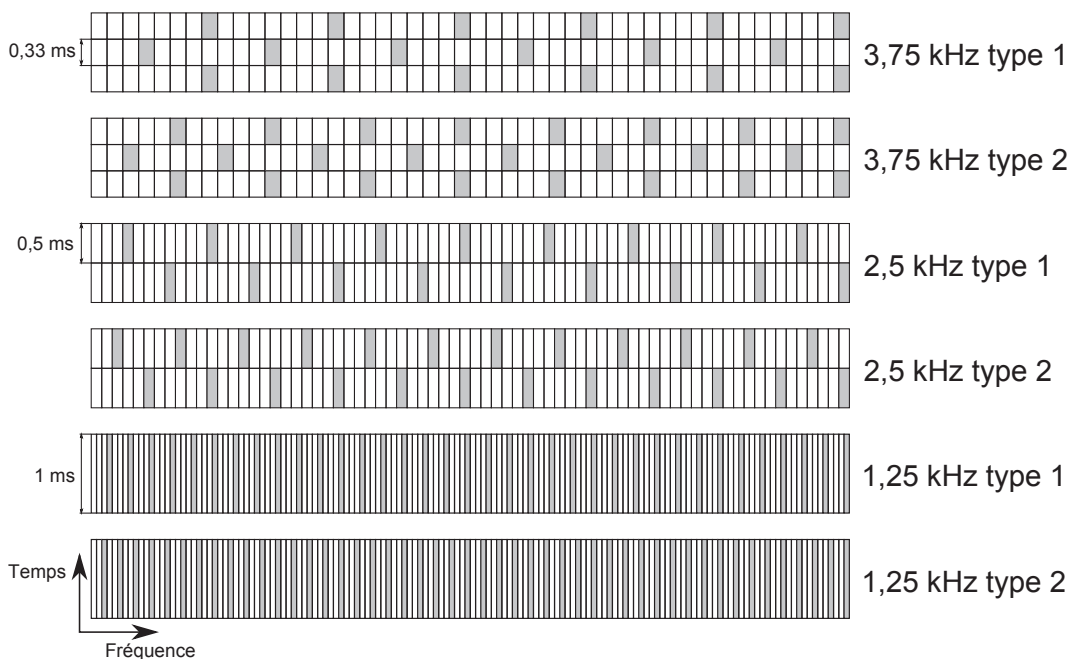


FIGURE 4.3 – Motifs de pilotes proposés pour les différentes valeurs d'espacement entre porteuses

du canal de propagation est généralement plus grande, surtout dans le cadre d'un réseau SFN. La couche physique utilisée pour la composante de télédiffusion doit donc présenter un intervalle de garde plus long que celui disponible dans le standard LTE. La modification de la couche physique introduite pour allonger l'intervalle de garde s'inspire de celle disponible pour le mode MB-SFN avec un espacement entre porteuses de 7,5 kHz. De nouvelles valeurs d'espacement entre porteuses sont introduites : 3,75 kHz, 2,5 kHz, et 1,25 kHz. Le tableau 4.1 référence, pour chacun de ces nouveaux espacements entre porteuses, la durée d'intervalle de garde obtenue ainsi que la distance entre sites que ces intervalles de garde sont capables d'absorber. Il est à noter que pour les valeurs d'espacement entre porteuses 3,75 kHz et 1,25 kHz, la division de chaque sous-trame en deux slots n'est plus possible, chaque sous-trame comprenant alors un nombre impair de symboles OFDM.

La bande de cohérence d'un canal étant inversement proportionnelle à sa dispersion temporelle, la transmission d'un signal LTE sur des canaux de télédiffusion nécessite des modifications au niveau du motif de pilotes utilisé. Le motif de pilotes doit être plus dense sur le plan fréquentiel. La figure 4.3 présente les motifs de pilotes proposés dans le cadre du projet M³ pour les nouvelles valeurs d'espacement entre porteuses. Pour chaque valeur, deux motifs de pilotes sont proposés [30].

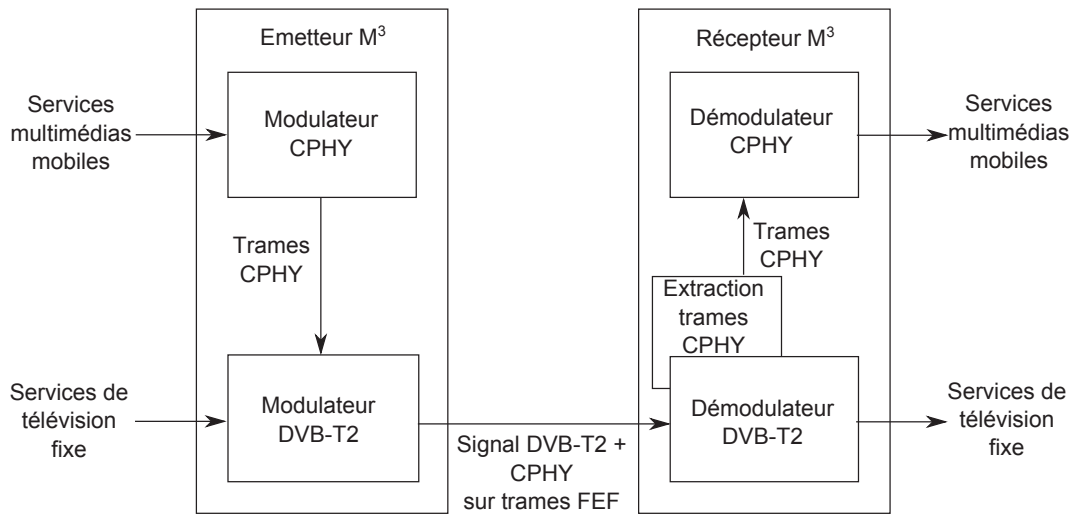


FIGURE 4.4 – Schéma de principe du démonstrateur

Une dernière modification de la couche physique du standard LTE est nécessaire afin de l'adapter aux caractéristiques du canal de propagation satellite (évanouissements lents et profonds) : l'augmentation de la profondeur de l'entrelacement temporel. Le TTI (Transmission Time Interval), qui représente le temps sur lequel est effectué l'entrelacement, est divisé en cinq parties qui sont alors transmises sur cinq trames LTE consécutives. Ce procédé permet de porter la profondeur d'entrelacement temporel de 1 ms à 41 ms sans augmentation de l'espace mémoire nécessaire au désentrelacement.

Cette couche physique issue du standard LTE et adaptée aux spécificités des canaux de télédiffusion a été baptisée CPHY (Common PHYSical layer) [31].

Le projet M³ a abouti à la production d'un démonstrateur. Le principe de ce démonstrateur est illustré par la figure 4.4. Un modulateur CPHY produit un signal à partir de services multimédias mobiles. Ce signal est fourni à un modulateur DVB-T2 modifié. Ce dernier multiplexe le signal CPHY avec un signal DVB-T2 standard. Le signal CPHY est inséré dans le signal DVB-T2 en tant que trames FEF (Future Extension Frame). Les trames FEF ont été prévues dans le standard DVB-T2 afin d'apporter de nouvelles fonctionnalités. Au niveau de la réception, le démodulateur DVB-T2 extrait les trames CPHY et fournit le service vidéo porté par le signal DVB-T2 classique. Les trames CPHY sont transmises au démodulateur CPHY qui peut alors restituer les services multimédias transmis.

L'adaptation des couches supérieures afin de permettre l'interopérabilité des réseaux DVB et 3GPP est décrite dans [32]. Le but est de faciliter l'opération conjointe de ces réseaux (par exemple, un réseau DVB-NGH et un réseau eMBMS). La difficulté principale est d'interconnecter deux réseaux dont les couches supérieures n'ont pas la même structure. En effet, le réseau eMBMS est basé sur le modèle en couches OSI (Open Systems Interconnection) alors que le réseau DVB-NGH est principalement basé sur le standard MPEG-2 avec notamment l'utilisation du MPEG-2 TS (Transport Stream).

La solution proposée ici repose sur une passerelle multimédia entre les deux réseaux. Cette passerelle a pour rôle de faire transiter les services eMBMS vers le réseau DVB-NGH. Ces services sont pris en charge par le réseau NGH via l'encapsulation dans des paquets GSE (Generic Streams Encapsulation). Ces services sont ensuite délivrés à l'utilisateur via les trames

FEF du signal DVB-NGH.

4.3 Conclusion

Les standards de télédiffusion et de télécommunications mobiles présentent de grandes différences dues aux contraintes différentes auxquelles ils sont soumis. Cependant, on recense quelques initiatives visant à rapprocher les deux domaines et ainsi profiter de leur complémentarité.

Le projet ANR M³ est l'une de ces initiatives. L'une des réalisations de ce projet est la couche physique CPHY dérivée de la couche physique LTE et adaptée aux contraintes de la télédiffusion. À terme, il devrait être possible de transmettre un signal CPHY au sein des trames FEF d'un signal DVB-T2. Ainsi, les terminaux mobiles LTE pourrait profiter des bénéfices de la télédiffusion notamment pour la transmission simultanée d'un même service à un grand nombre d'utilisateurs.

Cependant, cette technique n'est pas encore intégrée aux standards actuels et de nombreuses étapes restent à franchir avant d'aboutir à son utilisation en conditions réelles. C'est pourquoi notre étude se base sur des éléments déjà existants, c'est à dire le standard LTE et le standards DVB-T2. L'objectif est de démontrer l'intérêt de l'approche hybride consistant à combiner une composante de télécommunications mobiles et une composante de télédiffusion.

Chapitre 5

Le réseau hybride

Sommaire

5.1	Modélisation du réseau hybride	68
5.1.1	Description des composantes du réseau hybride	68
5.1.2	Répartition des utilisateurs	70
5.2	Évaluation des performances spectrales des composantes	78
5.2.1	Composante de télédiffusion	80
5.2.2	Composante de télécommunications mobiles	81
5.3	Conclusion	87

L'étude qui va suivre porte sur un réseau hybride constitué d'une composante de télécommunications mobiles et d'une composante de télédiffusion.

La composante de télécommunications mobiles est un réseau LTE classique. Il est composé de multiples cellules hexagonales de dimensions réduites (typiquement 1 km de rayon). La composante de télédiffusion est quant à elle constituée d'une station de base DVB-T2. Sa zone de couverture est représentée par une aire circulaire très vaste (typiquement 100 km de rayon).

Du fait de la grande différence d'échelle entre les deux composantes, étudier le comportement d'un tel réseau peu vite s'avérer compliqué. C'est pourquoi, les résultats de cette étude sont obtenus via l'utilisation d'un modèle statistique plutôt qu'en utilisant une simulation détaillée du fonctionnement du réseau. Ce modèle statistique permet d'évaluer les performances du réseau hybride pour des nombres très élevés d'utilisateurs en nécessitant une capacité de calcul raisonnable quelles que soient les dimensions des deux composantes.

Le modèle utilisé se base sur les performances des couches physiques des deux composantes, un modèle de propagation simple, les propriétés géométriques des différentes aires de propagation et la répartition des utilisateurs au sein du système pour évaluer le comportement du réseau hybride.

Dans un premier temps, les performances du réseau hybride sont évaluées sur le plan énergétique. La composante la plus économe en énergie pour la transmission d'un service est déterminée en fonction du nombre d'utilisateurs accédant à ce dernier et une optimisation de l'efficacité énergétique globale du réseau est proposée via une transmission conjointe du service sur les deux composantes.

Dans un second temps, l'utilisation du réseau hybride comme moyen de décongestion du réseau de télécommunications mobiles est étudiée. En se basant sur un exemple de service réaliste, l'intérêt du réseau hybride sur ce point est démontré. Enfin, une réflexion sur l'influence

du réseau hybride sur le trafic global du réseau de télécommunications mobiles est menée.

5.1 Modélisation du réseau hybride

Une des métriques importantes pour l'évaluation des performances d'un système de télécommunications est l'efficacité spectrale. Dans ce chapitre, après une description des caractéristiques des deux composantes du réseau hybride, nous proposons une méthode pour évaluer les propriétés statistiques des efficacités spectrales employées. Cette méthode se base sur une analyse des propriétés géométriques des cellules et de la répartition des utilisateurs au sein du système.

5.1.1 Description des composantes du réseau hybride

5.1.1.1 Composante de télédiffusion

La composante de télédiffusion comprend une unique station émettrice. Cette station diffuse un signal radio au standard DVB-T2 [16]. Son aire de couverture est représentée par un disque centré à l'emplacement de la station de base et de rayon R_B .

Le signal DVB-T2 est paramétré de la même façon que dans [2, Chapitre 14.2]. Ces paramètres sont listés dans le tableau 5.1.

Bande de fréquences	8 MHz
Taille de FFT	8 K
Fréquence porteuse	800 MHz
Intervalle de garde	1/32
Taille des blocs LDPC	16 200
Constellations tournées	Oui, démodulation "Genie-aided"
Réduction du PAPR	Non
Technique multi-antennes	Non
Synchronisation	Idéale
Estimation de canal	Idéale

TABLE 5.1 – Paramètres du signal DVB-T2 utilisé.

La puissance du signal émis est dimensionnée pour qu'un utilisateur en bordure de cellule bénéficie d'un SNR de réception de 0,7 dB permettant une réception correcte sur un canal gaussien pour la plus petite efficacité spectrale prévue par le standard, c'est à dire $\nu = 0,87$ (constellation QPSK et rendement de codage de canal $R \approx 4/9$). Dans ces conditions, le TEB après LDPC est de 10^{-7} ce qui correspond approximativement à un TEB de 10^{-11} après décodage BCH.

On suppose que le système est capable de s'adapter aux conditions de réception des utilisateurs présents dans son aire de couverture. L'efficacité spectrale choisie sera la plus forte parmi celles autorisées par le standard permettant à l'utilisateur rencontrant les pires conditions de réceptions de démoduler le signal avec le TEB décrit au paragraphe précédent.

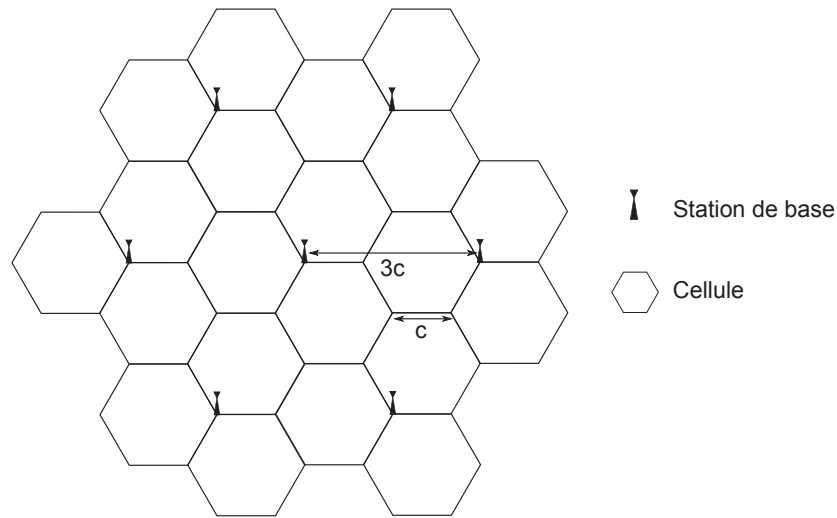


FIGURE 5.1 – Structure du réseau cellulaire.

Bande de fréquence	5MHz
Espacement entre porteuses	15 kHz
Fréquence porteuse	2,6 GHz
Intervalle de garde	Normal
Taille des blocs turbo code	6144
Technique multi-antennes	Non
Synchronisation	Idéale
Estimation de canal	Idéale

TABLE 5.2 – Paramètres du signal LTE utilisé.

5.1.1.2 Composante de télécommunications mobiles

La composante de télécommunications mobiles est un réseau LTE. La zone couverte par ce réseau est divisée en cellules hexagonales de côté c . Chaque station de base se situe à l'intersection de 3 cellules. La distance entre une station de base et ses plus proches voisines est de $3c$. La structure du réseau est illustrée par la figure 5.1. Les paramètres du signal LTE utilisé sont listés dans le tableau 5.2.

La puissance du signal émis est dimensionnée pour qu'un utilisateur en bordure de cellule bénéficie d'un SNR de réception de $-7,0$ dB permettant une réception correcte sur canal gaussien pour la plus petite efficacité spectrale définie dans le standard, c'est à dire $\nu = 0,1523$ (constellation QPSK et rendement de codage de canal $R = 0,076$). Dans ces conditions, le BLER après turbo-décodage est de 10^{-1} . La qualité de service est assurée grâce au mécanisme d'HARQ.

La puissance des sous-porteuses est constante et l'adaptation du signal aux conditions de réception de chaque utilisateur est faite par le choix de l'efficacité spectrale. L'efficacité spectrale choisie pour un utilisateur donné est celle qui permet de lui délivrer un service avec le moins de ressources spectrales et temporelles en prenant en compte l'overhead introduit par le mécanisme d'HARQ.

Les deux composantes se superposent comme illustré par la figure 5.2. Le modèle statistique

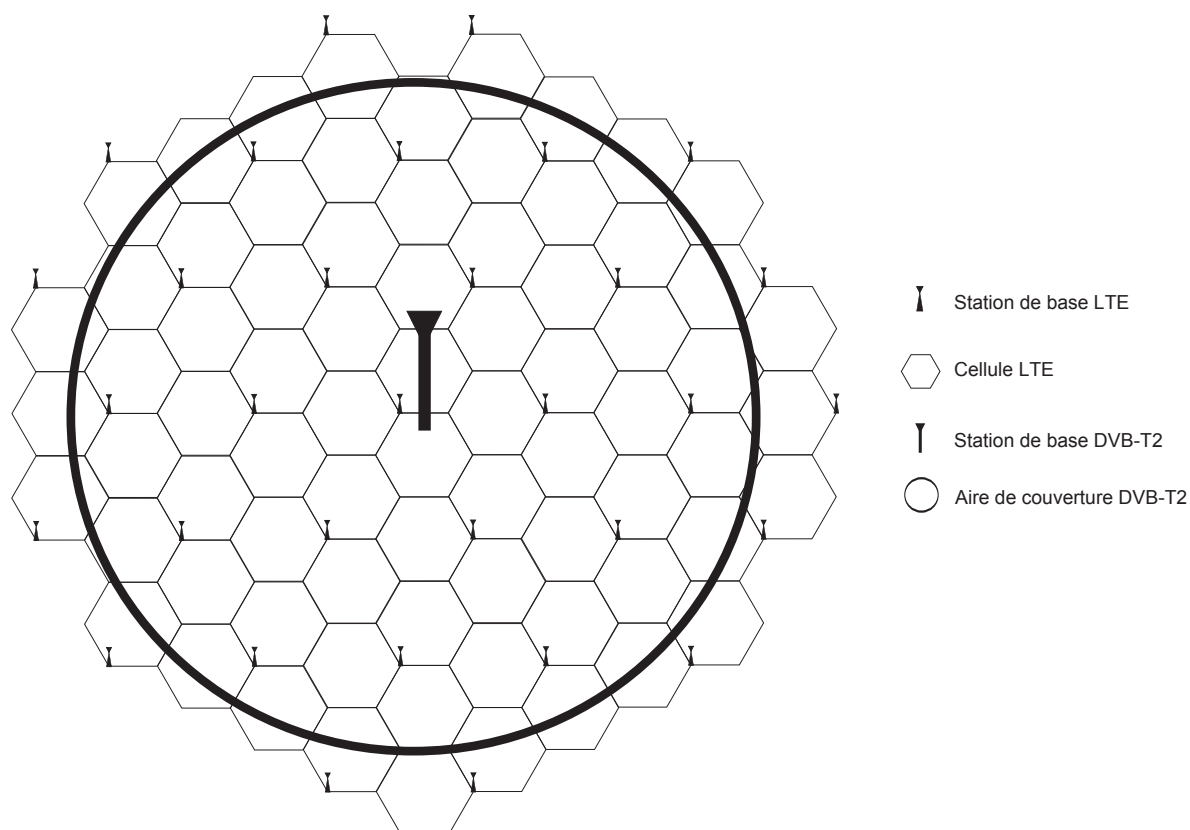


FIGURE 5.2 – Structure du réseau hybride.

utilisé ici et présenté dans la suite de ce chapitre permet de négliger les effets de bord qui pourraient se produire à la limite de l'aire de couverture de la station DVB-T2.

5.1.2 Répartition des utilisateurs

La répartition des utilisateurs au sein du réseau hybride est une donnée primordiale pour évaluer les performances du système. En effet, elle permet d'évaluer les propriétés statistiques de la distance entre les utilisateurs et les différentes stations émettrices. C'est cette distance qui sert de point de départ à l'étude du comportement du système.

Trois cas de répartition des utilisateurs distincts sont abordés dans cette partie : la répartition uniforme, la répartition non uniforme centrée, et la répartition non uniforme non centrée.

5.1.2.1 Répartition uniforme

La répartition uniforme est le cas le plus simple. Un utilisateur a une probabilité identique de se situer en chaque point du réseau.

Soit $DDP_B(x,y)$ la densité de probabilité surfacique qu'un utilisateur se situe au point de coordonnées (x,y) au sein de la zone de couverture de la station de télédiffusion. En considérant que cette zone est de rayon R_B et que son centre se situe aux coordonnées $(0,0)$ Alors la densité

de probabilité s'écrit :

$$DDP_B(x,y) \begin{cases} \frac{1}{\pi R_B^2} & \text{si } \sqrt{x^2 + y^2} \leq R_B \\ 0 & \text{si } \sqrt{x^2 + y^2} > R_B \end{cases} \quad (5.1)$$

En coordonnées polaires, cette même densité de probabilité s'écrit :

$$DDP_B(\theta,r) \begin{cases} \frac{1}{\pi R_B^2} & \text{si } r \leq R_B \\ 0 & \text{si } r > R_B \end{cases} \quad (5.2)$$

Cette expression permet de calculer facilement la densité de probabilité $DDP_B(r)$ qu'un utilisateur se situe à une distance donnée r de la station émettrice. Cette densité de probabilité est calculée par :

$$\begin{aligned} DDP_B(r) &= \int_{-\pi}^{\pi} r \cdot DDP_B(\theta,r) d\theta \\ &= \frac{2r}{R_B^2} \end{aligned} \quad (5.3)$$

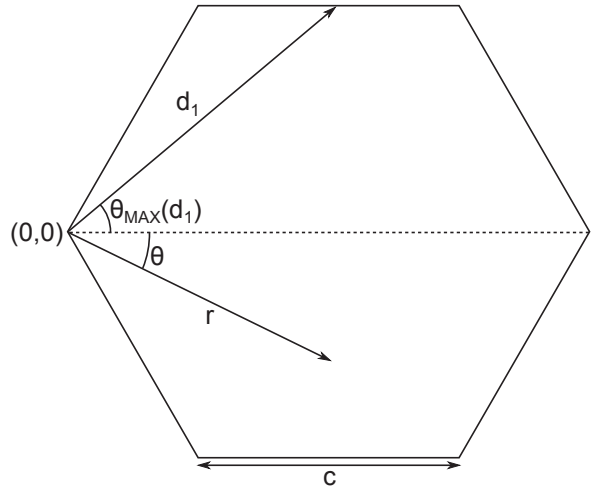


FIGURE 5.3 – Cellule hexagonale : système de coordonnées polaires.

L'opération est quelque peu plus compliquée pour le réseau de télécommunications mobiles en raison de la géométrie hexagonale des cellules. On se place dans la cellule représentée par la figure 5.3. Le système de coordonnées polaires utilisé est décrit par la même figure. La station émettrice se situe en coordonnées $(0,0)$ et les côtés de l'hexagone ont pour longueur c . On commence par définir les fonctions $\theta_{MAX}(d)$ et $\theta_{MIN}(d)$:

$$\theta_{MAX}(d) = \begin{cases} \frac{\pi}{3} & \text{si } 0 < d < c \\ \sin^{-1} \left(\frac{c\sqrt{3}}{2r} \right) & \text{si } c < d < c\sqrt{3} \\ \sin^{-1} \left(\frac{c\sqrt{3}}{r} \right) - \frac{\pi}{3} & \text{si } c\sqrt{3} < d < 2c \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (5.4)$$

et

$$\theta_{MIN}(d) = -\theta_{MAX}(d) \quad (5.5)$$

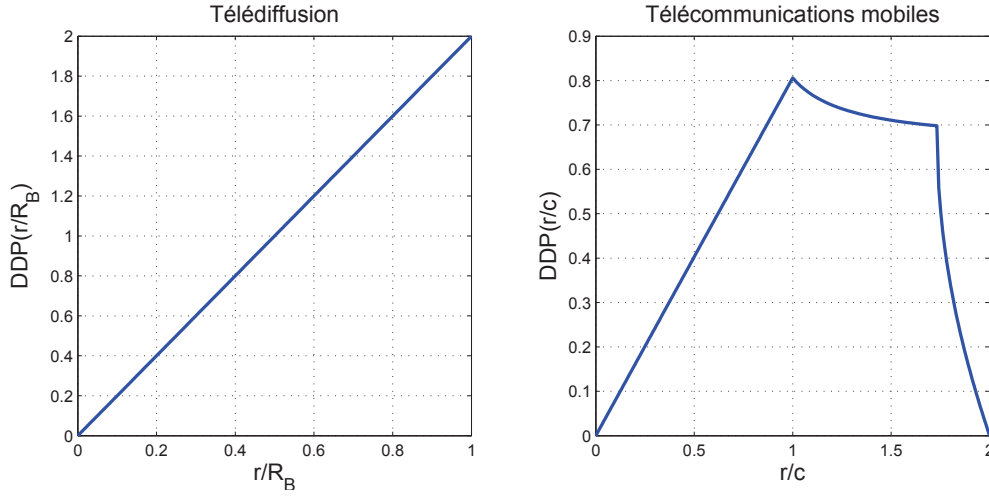


FIGURE 5.4 – Densités de probabilité de la distance à l'émetteur pour les systèmes de télédiffusion et de télécommunications mobiles avec une répartition surfacique uniforme des utilisateurs.

Ces fonctions permettent de tester si un point se trouve à l'intérieur de l'hexagone. Un point de coordonnées (θ, r) est situé dans la cellule si et seulement si $\theta_{MIN}(r) \leq \theta \leq \theta_{MAX}(r)$

On note A_H l'aire de l'hexagone

$$A_H = \frac{3\sqrt{3}}{2}c^2 \quad (5.6)$$

La densité de probabilité surfacique $DDP_U(\theta, r)$ qu'un utilisateur se situe aux coordonnées (θ, r) est donnée par :

$$DDP_U(\theta, r) = \begin{cases} \frac{1}{A_H} & \text{si } \theta_{MIN}(r) < \theta < \theta_{MAX}(r) \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (5.7)$$

On calcule alors la densité de probabilité $DDP_U(r)$ qu'un utilisateur se situe à la distance r de la station émettrice de la même façon que pour le système de télédiffusion :

$$\begin{aligned} DDP_U(r) &= \int_{-\pi}^{\pi} r \cdot DDP_U(\theta, r) d\theta \\ &= \int_{\theta_{MIN}(r)}^{\theta_{MAX}(r)} \frac{r}{A_H} d\theta \\ &= \frac{2r\theta_{MAX}(r)}{A_H} \end{aligned} \quad (5.8)$$

La figure 5.4 représente les densités de probabilité de la distance entre un utilisateur et la station de base pour les systèmes de télédiffusion et de télécommunications mobiles. Les distances sont ici normalisées, par R_B , rayon de l'aire de couverture pour le système de télédiffusion, et par c , longueur du côté de la cellule hexagonale pour le système de télécommunications mobiles.

5.1.2.2 Répartition non uniforme centrée

Le premier type de répartition non uniforme des utilisateurs utilisé dans cette étude est dit centré, c'est à dire que le centre de la répartition coïncide avec la position de la station émettrice du système de télédiffusion. Le meilleur exemple pour illustrer ce cas de figure est Paris avec un émetteur situé au sommet de la Tour Eiffel. La distribution utilisée ici est de type gaussien. La position d'un utilisateur est définie par un couple de coordonnées (x,y) qui sont des variables aléatoires indépendantes gaussiennes centrées de variance σ^2 . La densité de probabilité surfacique $DDP_B(x,y)$ est définie par :

$$DDP_B(x,y) = \begin{cases} \frac{1}{\kappa} \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{x^2+y^2}{2\sigma^2}} & \text{si } \sqrt{x^2 + y^2} \leq R_B \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (5.9)$$

où κ est un terme de normalisation. En effet, la loi gaussienne a un support infini. Or, ici, on ne s'intéresse qu'à l'aire de couverture de la station émettrice.

En coordonnées polaires, la densité de probabilité surfacique devient :

$$DDP_B(\theta,r) = \begin{cases} \frac{1}{\kappa} \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} & \text{si } r \leq R_B \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (5.10)$$

On en déduit la densité de probabilité $DDP_B(r)$, pour $r \leq R_B$, de la distance entre l'utilisateur et la station de base de la même façon que pour la répartition uniforme :

$$\begin{aligned} DDP_B(r) &= \int_{-\pi}^{\pi} r \cdot DDP_B(\theta,r) d\theta \\ &= \frac{1}{\kappa} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \end{aligned} \quad (5.11)$$

Cette expression permet de calculer la valeur de la constante κ :

$$\begin{aligned} \kappa &= \int_0^{R_B} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} dr \\ &= 1 - e^{-\frac{R_B^2}{2\sigma^2}} \end{aligned} \quad (5.12)$$

L'expression finale de la densité de probabilité $DDP_B(r)$ de la distance r séparant un utilisateur de la station émettrice du système de télédiffusion est donc :

$$DDP_B(r) = \begin{cases} \frac{1}{1 - e^{-\frac{R_B^2}{2\sigma^2}}} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} & \text{si } r \leq R_B \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (5.13)$$

Cette densité de probabilité est représentée sur la figure 5.5 et corespond à une loi de Rayleigh pondérée du fait de son support fini. La distance est normalisée par rapport au rayon de l'aire de couverture R_B et l'écart-type σ est choisi égal à $0,3R_B$.

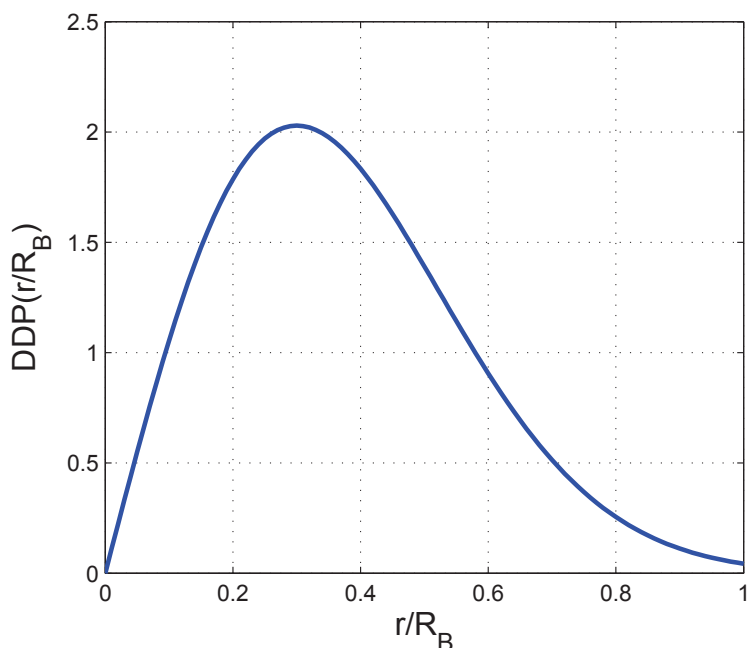


FIGURE 5.5 – Densités de probabilité de la distance à l'émetteur du système de télédiffusion pour une répartition surfacique non uniforme centrée des utilisateurs avec $\sigma = 0,3R_B$.

5.1.2.3 Répartition non uniforme non centrée

Le second type de répartition non uniforme des utilisateurs couvre la situation dans laquelle la station émettrice du système de télédiffusion n'est pas située au centre de répartition des utilisateurs. L'exemple de l'est de la Bretagne peut servir à illustrer cette situation. En effet, le principal émetteur de télévision de cette zone est situé à Saint-Pern, à une trentaine de kilomètres de Rennes, principal centre démographique de la région.

Pour cette situation, on considère que la station émettrice est située aux coordonnées $(0,0)$ et que le centre de la répartition des utilisateurs est situé aux coordonnées (x_0, y_0) . Les coordonnées (x, y) représentant la position d'un utilisateur sont deux variables aléatoires indépendantes gaussiennes centrées respectivement en x_0 et y_0 et de variance σ^2 .

L'expression de la densité de probabilité surfacique $DDP_B(x, y)$ est :

$$DDP_B(x, y) = \begin{cases} \frac{1}{\kappa} \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2}{2\sigma^2}} & \text{si } \sqrt{x^2 + y^2} \leq R_B \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (5.14)$$

où κ est un terme de normalisation utilisé pour les mêmes raisons que pour le cas non uniforme centré. En coordonnées polaires, cette expression devient :

$$DDP_B(\theta, r) = \begin{cases} \frac{1}{\kappa} \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r_0^2 + r^2 - 2r_0r \cos(\theta - \theta_0)}{2\sigma^2}} & \text{si } r \leq R_B \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (5.15)$$

où $r_0 = \sqrt{x_0^2 + y_0^2}$ et $\theta_0 = \arg(x_0 + iy_0)$ sont les coordonnées polaires de la station de base.

En posant $\theta' = \theta - \theta_0$, on peut alors calculer la densité de probabilité $DDP_B(r)$ de la distance séparant l'utilisateur de la station émettrice :

$$\begin{aligned} DDP_B(r) &= \int_{-\pi}^{\pi} r \cdot DDP_B(\theta, r) d\theta \\ &= \int_{-\pi}^{\pi} r \frac{1}{\kappa} \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r_0^2+r^2-2r_0r \cos(\theta')}{2\sigma^2}} d\theta' \\ &= \frac{1}{\kappa} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r_0^2+r^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{r_0r}{\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (5.16)$$

où I_0 est la fonction de Bessel modifiée du premier type et d'ordre 0. On peut alors déterminer la valeur de la constante κ :

$$\begin{aligned} \kappa &= \int_0^{R_B} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r_0^2+r^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{r_0r}{\sigma^2}\right) dr \\ &= 1 - Q_1\left(\frac{r_0}{\sigma}, \frac{R_B}{\sigma}\right) \end{aligned} \quad (5.17)$$

où Q_1 est la fonction de Marcum. L'expression finale de la densité de probabilité de la distance r entre l'utilisateur et la station émettrice en cas de distribution non uniforme et non centrée est donc :

$$DDP_B(r) = \begin{cases} \frac{1}{1-Q_1\left(\frac{r_0}{\sigma}, \frac{R_B}{\sigma}\right)} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r_0^2+r^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{r_0r}{\sigma^2}\right) & \text{si } r \leq R_B \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (5.18)$$

Cette densité de probabilité est représentée sur la figure 5.6 pour $\sigma = 0,3R_B$ et $r_0 = 0,3R_B$. Elle correspond à une loi de Rice pondérée du fait de son support fini. La distance est normalisée par rapport au rayon de l'aire de couverture R_B .

5.1.2.4 Répartition non uniforme et réseau cellulaire

La répartition des utilisateurs dans une cellule du réseau de télécommunications mobiles en cas de distribution non uniforme à l'échelle de l'aire de couverture du système de télédiffusion peut être traitée de manière similaire à celle abordée dans la partie 5.1.2.3.

L'expression de la densité de probabilité surfacique $DDP_U(\theta, r)$ pour un utilisateur d'une cellule donnée de se trouver en un point de coordonnées (θ, r) est donc dérivée de l'équation 5.15 :

$$DDP_U(\theta, r) = \begin{cases} \frac{1}{\kappa\iota} \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r_0^2+r^2-2r_0r \cos(\theta-\theta_0)}{2\sigma^2}} & \text{si } \theta_{MIN}(r) \leq \theta \leq \theta_{MAX}(r) \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (5.19)$$

Le facteur de normalisation ι introduit ici représente la proportion des utilisateurs du réseau global qui se situent au sein de la cellule étudiée.

L'expression de la densité de probabilité $DDP_U(r)$ de la distance r entre un utilisateur et la station émettrice est obtenue par la même méthode que précédemment :

$$\begin{aligned} DDP_U(r) &= \int_{-\pi}^{\pi} r \cdot DDP_U(\theta, r) d\theta \\ &= \int_{\theta_{MIN}(r)-\theta_0}^{\theta_{MAX}(r)-\theta_0} r \frac{1}{\kappa\iota} \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r_0^2+r^2-2r_0r \cos(\theta')}{2\sigma^2}} d\theta' \end{aligned} \quad (5.20)$$

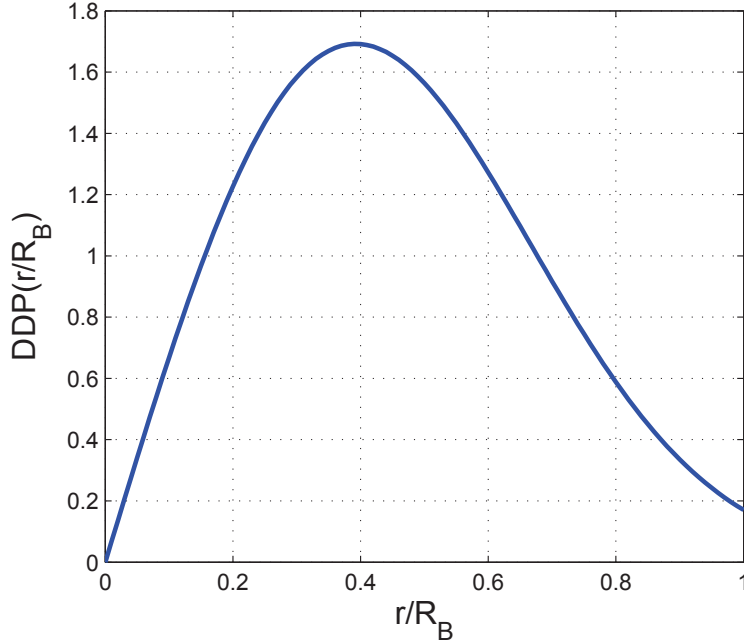


FIGURE 5.6 – Densité de probabilité de la distance à l'émetteur du système de télédiffusion pour une répartition surfacique non uniforme non centrée des utilisateurs avec $\sigma = 0,3R_B$ et $r_0 = 0,3R_B$.

Malheureusement, le fait que l'espace d'intégration n'est pas de 2π rend l'évaluation analytique de cette expression compliquée.

Cependant, l'aire de couverture de la station émettrice étant beaucoup plus grande qu'une cellule du réseau de télécommunications mobiles ($R_B \gg r$), si la valeur de σ est du même ordre de grandeur que R_B alors on a $\sigma \gg r$. Dans ce cas, on peut considérer l'hypothèse que la variation du terme $e^{-\frac{r_0^2 + r^2 - 2r_0 r \cos(\theta')}{2\sigma^2}}$ est limitée sur la plage d'intégration. Cette hypothèse est encore plus probable dans le cas où $r_0 \gg r$, c'est à dire pour une cellule éloignée du centre de répartition des utilisateurs.

On remplace, dans l'équation 5.20, le terme en question par une constante γ . L'équation devient alors :

$$\begin{aligned} DDP_U(r) &= \int_{\theta_{MIN}(r)-\theta_0}^{\theta_{MAX}(r)-\theta_0} r \frac{1}{\kappa l} \frac{1}{2\pi\sigma^2} \gamma d\theta' \\ &= 2r\theta_{MAX}(r) \frac{\gamma}{\kappa l 2\pi\sigma^2} \end{aligned} \quad (5.21)$$

Par identification avec l'équation 5.8, on peut conclure que $A_H = \frac{\kappa l 2\pi\sigma^2}{\gamma}$ et que sous cette hypothèse, la répartition des utilisateurs dans la cellule, quand la répartition des utilisateurs est non uniforme à l'échelle de l'aire de couverture du système de télédiffusion, est équivalente à celle obtenue quand les utilisateurs sont répartis uniformément.

La validité de cette hypothèse est vérifiée par une simulation dont les résultats sont représentés sur la figure 5.7. L'histogramme représente les distances entre des utilisateurs répartis non uniformément à l'échelle de l'aire de couverture du système de télédiffusion et les stations

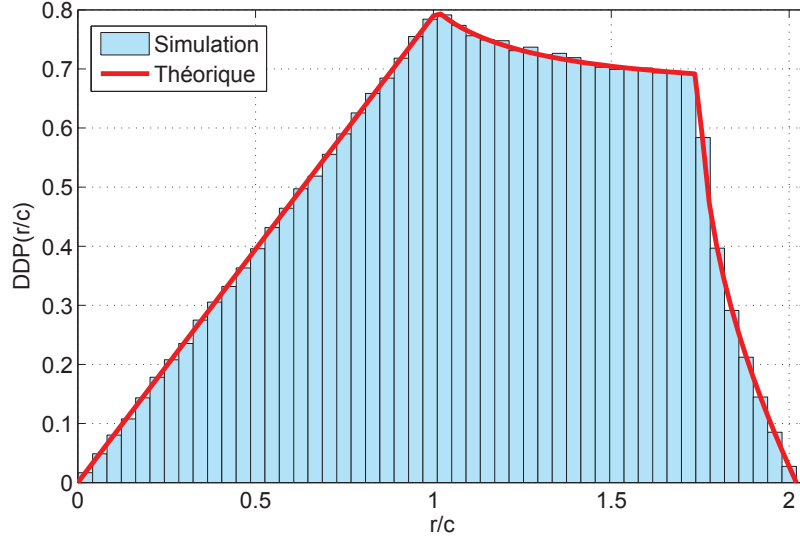


FIGURE 5.7 – Densités de probabilité de la distance à l'émetteur du système de télécommunications mobiles : valeur théorique pour la répartition uniforme et résultats de simulation pour la répartition non uniforme.

de base du réseau de télécommunications mobiles les plus proches obtenues par simulation de Monte Carlo. La courbe représente la densité de probabilité $DDP_U(r)$ obtenue pour une répartition uniforme. La similitude entre l'historgramme et la courbe permet de considérer l'approximation réalisée sous l'hypothèse précédemment énoncée comme valide.

La principale conséquence de la non uniformité de la répartition des utilisateurs à l'échelle du système de télédiffusion sur le système de télécommunications mobiles est le nombre d'utilisateurs présents dans chaque cellule. Pour évaluer la répartition des utilisateurs entre les différentes cellules du réseau, on définit la fonction $P_c(\theta_c, r_c, R_c)$ qui représente la probabilité pour un utilisateur de se situer dans une aire circulaire centrée aux coordonnées polaires (θ_c, r_c) et de rayon R_c . L'évaluation de cette fonction se base sur l'expression de la densité de probabilité surfacique DDP_B dans le repère de coordonnées polaires (θ', r') centré en θ_c, r_c . Pour tout point de coordonnées (θ', r') situé dans l'aire de couverture de la station de télédiffusion, l'expression de DDP_B est :

$$DDP_B(\theta', r') = \frac{1}{\kappa} \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{(r'_0)^2 + (r')^2 - 2r'_0 r' \cos(\theta'')}{2\sigma^2}} \quad (5.22)$$

où (θ'_0, r'_0) sont les coordonnées du centre de la distribution, $\theta'' = \theta' - \theta'_0$ et $\kappa = 1 - Q_1\left(\frac{r_0}{\sigma}, \frac{R_B}{\sigma}\right)$. La fonction $P_c(\theta_c, r_c, R_c)$ est alors donnée par :

$$\begin{aligned} P_c(\theta_c, r_c, R_c) &= \int_0^{R_c} \left(\int_{-\pi}^{\pi} r' \frac{1}{\kappa} \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{(r'_0)^2 + (r')^2 - 2r'_0 r' \cos(\theta'')}{2\sigma^2}} d\theta'' \right) dr' \\ &= \int_0^{R_c} \frac{1}{\kappa} \frac{r'}{\sigma^2} e^{-\frac{(r'_0)^2 + (r')^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{r'_0 r'}{\sigma^2}\right) dr' \\ &= \frac{1 - Q_1\left(\frac{r'_0}{\sigma}, \frac{R_c}{\sigma}\right)}{\kappa} \end{aligned} \quad (5.23)$$

en remplaçant κ par sa valeur calculée en 5.17 on obtient l'expression finale de la fonction P_c :

$$P_c(\theta_c, r_c, R_c) = \frac{1 - Q_1\left(\frac{r'_0}{\sigma}, \frac{R_c}{\sigma}\right)}{1 - Q_1\left(\frac{r_0}{\sigma}, \frac{R_B}{\sigma}\right)} \quad (5.24)$$

où r'_0 et r_0 sont les distances séparant le centre de la distribution des centres respectifs du cercle considéré et de l'aire de couverture de la station de télédiffusion et R_c et R_B sont leurs rayons respectifs.

Il est possible d'évaluer pour $P_H(\theta, r, c)$, la probabilité pour un utilisateur de se trouver dans une aire hexagonale centrée en (θ, r) et de côté c , une approximation ainsi que des limites. Pour ce faire, on utilise la fonction $P_c(\theta_c, r_c, R_c)$ pour les valeurs de R_c suivantes : $R_c = \frac{\sqrt{3}}{2}c$, rayon du cercle inscrit à l'hexagone, $R_c = c$, rayon du cercle circonscrit à l'hexagone et $R_c = \sqrt{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}} \cdot c$ rayon du disque d'aire égale à celle de l'hexagone. On obtient alors :

$$P_c(\theta, r, c) < P_H(\theta, r, c) \approx P_c\left(\theta, r, \sqrt{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}} \cdot c\right) < P_c\left(\theta, r, \frac{\sqrt{3}}{2}c\right) \quad (5.25)$$

Les propriétés statistiques des distances séparant les utilisateurs des différentes stations de base calculées ici sont utilisées dans la partie 5.2 pour évaluer les performances spectrales du réseau hybride. Il est cependant déjà possible d'en tirer quelques conclusions. Au niveau du système de télédiffusion, la répartition des utilisateurs a une grande influence sur le nombre d'utilisateurs situés à proximité du bord de l'aire de couverture, là où la réception du signal sera la plus difficile. En effet, ce nombre est beaucoup plus réduit dans le cas d'une répartition non uniforme, *a fortiori* si cette répartition est centrée.

Au niveau du réseau de télécommunications mobiles, la répartition des utilisateurs à l'échelle de l'aire de couverture du système de télédiffusion a peu d'influence sur la distribution des utilisateurs au sein d'une cellule. La principale différence se fera au niveau de la distribution des utilisateurs entre les différentes cellules.

5.2 Évaluation des performances spectrales des composantes

La métrique utilisée ici pour évaluer les performances des deux composantes du réseau hybride pour un utilisateur donné est l'efficacité spectrale maximale qu'il est possible d'atteindre en assurant une qualité de service donnée en fonction des conditions de réception expérimentées. Ces conditions sont représentées par le type de canal de propagation et le SNR de réception. En considérant que tous les utilisateurs se trouvent dans un environnement similaire et expérimentent donc le même type de canal de propagation, le principal facteur qui influe sur les performances des composantes est le SNR.

Le lien entre le SNR de réception et la distance séparant l'émetteur du récepteur se fait en utilisant un modèle d'affaiblissement de propagation. Un modèle d'affaiblissement communément utilisé est donné par :

$$L(r) = \left(\frac{\lambda}{4\pi \times r}\right)^\alpha \quad (5.26)$$

où $L(r)$ représente l'atténuation subie par le signal après avoir parcouru la distance r , λ est la longueur d'onde du signal et α est un facteur dépendant des conditions de propagation.

Le standard LTE [33] recommande l'utilisation du modèle d'affaiblissement de propagation suivant :

$$L_{dB}(r) = -40(1 - 4 \cdot 10^{-3} h_U) \log(r \cdot 10^{-3}) + 18 \log(h_U) - 21 \log(f) - 80 \quad (5.27)$$

Où h_U est la hauteur de l'antenne d'émission en mètres et f est la fréquence porteuse en MHz. On en déduit l'expression de $L(r)$ suivante

$$L(r) = \frac{h_U^{1,8}}{10^{8-3\alpha} \times f^{2,1} \times r^\alpha} \quad (5.28)$$

avec

$$\alpha = 4 - 1,6 \cdot 10^{-2} h_U \quad (5.29)$$

La norme DVB-T2 quant à elle ne préconise pas de modèle d'affaiblissement de propagation particulier. On utilisera donc le bien connu modèle d'Okumura-Hata [34] dont l'expression est

$$L_{dB}(r) = -69,55 - 26,16 \log(f) + 13,82 \log(h_B) + a(h_m) - (44,9 - 6,55 \log(h_B)) \log(r \cdot 10^{-3}) \quad (5.30)$$

avec

$$a(h_m) = (1,1 \log(f) - 0,7) h_m - (1,56 \log(f) - 0,8) \quad (5.31)$$

où h_B est la hauteur de l'antenne d'émission et h_m est la hauteur de l'antenne de réception. L'expression de $L(r)$ est donc la suivante :

$$L(r) = \frac{10^{\frac{a(h_m)}{10}} h_B^{1,382}}{10^{6,955-3\alpha} \times f^{2,616} \times r^\alpha} \quad (5.32)$$

et

$$\alpha = 4,49 - 0,655 \log(h_B) \quad (5.33)$$

Pour déduire la valeur du SNR de réception de la valeur $L(r)$, on pose deux hypothèses.

- Les segments radio-fréquences de tous les terminaux ont les mêmes performances. En particulier on peut considérer que tous les terminaux se caractérisent par le même facteur de bruit et un même niveau de signal reçu conduit à un même SNR quel que soit le terminal.
- La puissance de l'émetteur est telle qu'un terminal situé en bordure de cellule (à la distance R_B de l'émetteur) reçoit le signal avec le SNR minimal SNR_0 permettant d'assurer une certaine qualité de service avec l'efficacité spectrale minimale permise par le standard de la composante.

Ces deux hypothèses permettent d'exprimer le SNR de réception en fonction de la distance à l'émetteur :

$$\begin{aligned} SNR(r) &= SNR_0 \frac{L(r)}{L(R_{max})} \\ &= SNR_0 \left(\frac{R_{max}}{r} \right)^\alpha \end{aligned} \quad (5.34)$$

Où $R_{max} = R_B$ pour la composante de télédiffusion et $R_{max} = 2c$ pour la composante de télécommunications mobiles. Ce calcul sert de base pour l'évaluation des performances des deux composantes du réseau hybride. Cependant, l'utilisation de l'HARQ dans le standard LTE fait que la suite de la méthode diffère.

5.2.1 Composante de télédiffusion

Le tableau 5.3 liste pour les valeurs d'efficacité spectrale ν_i définies dans le standard, la valeur du SNR minimal SNR_i requis pour recevoir le signal avec un taux d'erreur binaire de 10^{-11} sur canal gaussien. Ces valeurs sont issues de [2]

i	$SNR_i(dB)$	ν_i
0	0,7	0,87
1	2,5	1,18
2	3,4	1,31
3	4,3	1,45
4	4,9	1,53
5	5,5	1,74
6	7,9	2,36
7	9,1	2,63
8	10,3	2,89
9	11,1	3,07
10	11,7	3,25
11	12,3	3,54
12	13,8	3,94
13	15,5	4,34
14	16,4	4,60
15	16,9	4,72
16	17,1	4,87
17	18,1	5,25
18	20,3	5,78
19	21,6	6,14
20	22,4	6,49

TABLE 5.3 – Performances du standard DVB-T2 (Canal gaussien).

Ces valeurs permettent, à partir de l'équation 5.34, de calculer pour chaque valeur de ν_i , r_i , la distance maximale permettant de recevoir le signal.

$$r_i = e^{\frac{1}{\alpha} \ln \left(\frac{SNR_i R_B^\alpha}{SNR_0} \right)} \quad (5.35)$$

Il est alors possible, en utilisant une des valeurs de $DDP_B(r)$ calculées dans la partie 5.1.2, d'évaluer, pour chaque valeur d'efficacité spectrale $P(\nu_i)$, la probabilité que ν_i soit la valeur maximale permettant à un utilisateur donné de recevoir le signal avec la qualité de service souhaité. Il suffit pour cela d'effectuer l'intégration de $DDP_B(r)$ sur un intervalle délimité par r_{i-1} et r_i correspondant aux distances maximales permettant la réception correcte de ν_{i-1} et ν_i . Le résultat de cette opération correspond à l'intégrale de la densité de probabilité de r sur une couronne, délimité par des cercles de rayon r_{i-1} et r_i , qui correspond à la zone où l'efficacité spectrale optimale est ν_i

$$P(\nu_i) = \int_{r_{i-1}}^{r_i} DDP_B(r) dr \quad (5.36)$$

La densité de probabilité de la valeur de ν la plus adaptée à un utilisateur donné s'écrit alors,

$$DDP(\nu) = \sum_{i=0}^{20} P(\nu_i) \delta(\nu - \nu_i) \quad (5.37)$$

La figure 5.8 représente cette densité de probabilité pour une répartition des utilisateurs uniforme avec $h_B = 100$ m et $R_B = 100$ km.

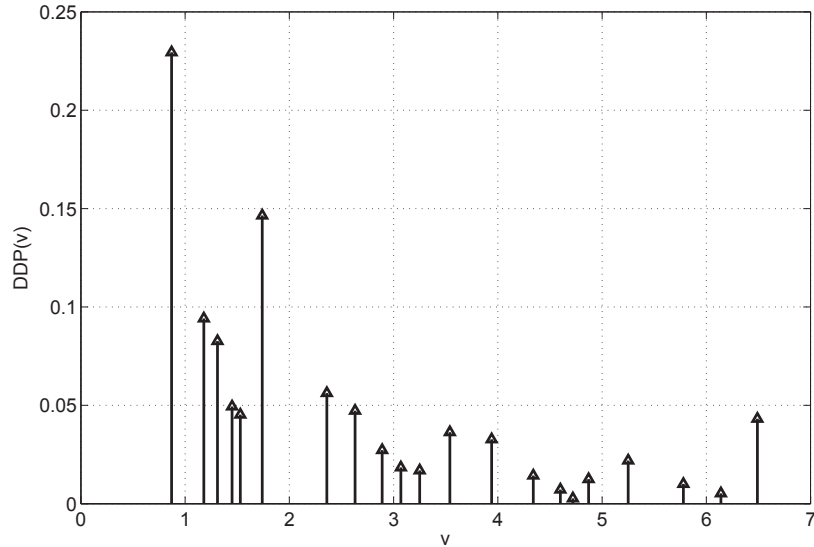


FIGURE 5.8 – Densité de probabilité de l'efficacité spectrale optimale pour un utilisateur de la composante télédiffusion pour une répartition uniforme des utilisateurs avec $R_B = 100$ km et $h_B = 100$ m.

La figure 5.9 illustre l'influence du rayon de l'aire de couverture et de la hauteur de l'antenne sur la densité de probabilité de la valeur d'efficacité spectrale optimale pour la composante *broadcast*. Les valeurs choisies sont $R_B = 50$ km et $h_B = 100$ m pour la figure 5.9 (a) et $R_B = 100$ km et $h_B = 200$ m pour la figure 5.9 (b). On constate de légère variation dans les probabilités des différentes valeurs de ν cependant, la tendance générale reste globalement inchangée.

La figure 5.10 illustre l'influence de la répartition des utilisateurs sur la densité de probabilité de l'efficacité spectrale optimale pour la composante *broadcast*. La distribution utilisée ici est une distribution non uniforme centrée et on a $R_B = 100$ km, $h_B = 100$ m, et $\sigma = 0.3R_B$. La répartition des utilisateurs a une grande influence et la tendance est complètement inversée par rapport au cas de la répartition uniforme illustrée par la figure 5.8. Cela s'explique par la concentration des utilisateurs vers la station de base qui favorise l'utilisation des efficacités spectrales les plus élevées.

5.2.2 Composante de télécommunications mobiles

Il est possible d'utiliser la méthode précédente pour la composante de télécommunications mobiles. La figure 5.11 représente la densité de probabilité de l'efficacité spectrale pour un

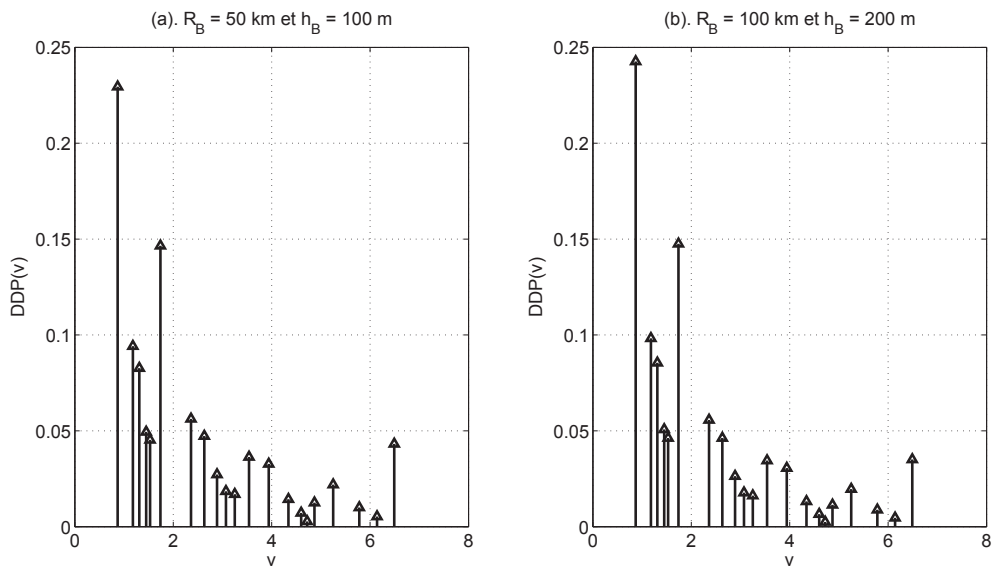


FIGURE 5.9 – Densité de probabilité de l’efficacité spectrale optimale pour un utilisateur de la composante télédiffusion pour une répartition uniforme des utilisateurs avec $R_B = 50$ km et $h_B = 100$ m (a) et $R_B = 100$ km et $h_B = 200$ m (b).

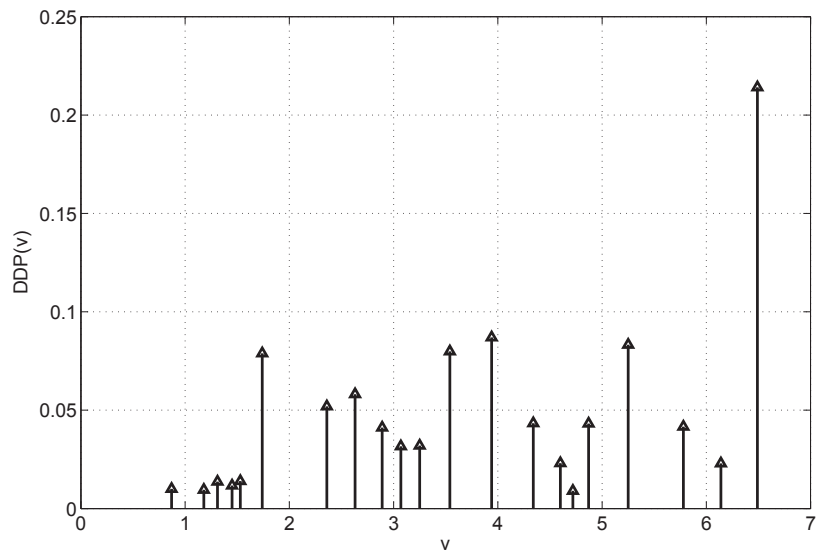


FIGURE 5.10 – Densité de probabilité de l’efficacité spectrale optimale pour un utilisateur de la composante télédiffusion pour une répartition non uniforme centrée des utilisateurs avec $R_B = 100$ km $h_B = 100$ m, et $\sigma = 0.3R_B$

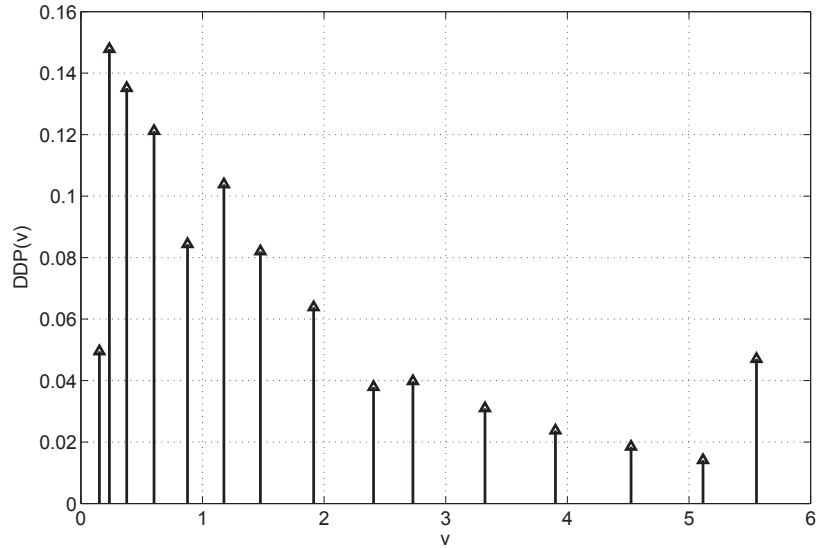


FIGURE 5.11 – Densité de probabilité de l’efficacité spectrale optimale pour un utilisateur de la composante de télécommunications mobiles pour une répartition uniforme des utilisateurs avec $c = 1$ km et $h_U = 30$ m.

utilisateur avec une répartition uniforme des utilisateurs, $R_B = 1$ km et $h_U = 30$ m. Les valeurs de ν_i et SNR_i sont listées dans le tableau 5.4. Ces valeurs sont issues de [35].

Cependant, cette méthode n’est pas adaptée. En effet, les couples SNR_i, ν_i du tableau 5.4 sont valables pour un taux d’erreur paquet de 10^{-1} . La qualité de service est assurée par l’utilisation du mécanisme d’HARQ. Les retransmissions liée à ce mécanisme font baisser l’efficacité spectrale globale du système. Pour prendre en compte ce phénomène, on introduit la notion d’efficacité spectrale effective ν_{eff} . Cette quantité est définie par

$$\nu_{eff} = \frac{\nu}{T} \quad (5.38)$$

où ν est l’efficacité spectrale utilisée et T est le nombre total de transmissions (incluant la transmission initiale et les retransmissions) nécessaire en moyenne pour atteindre la qualité de service désirée.

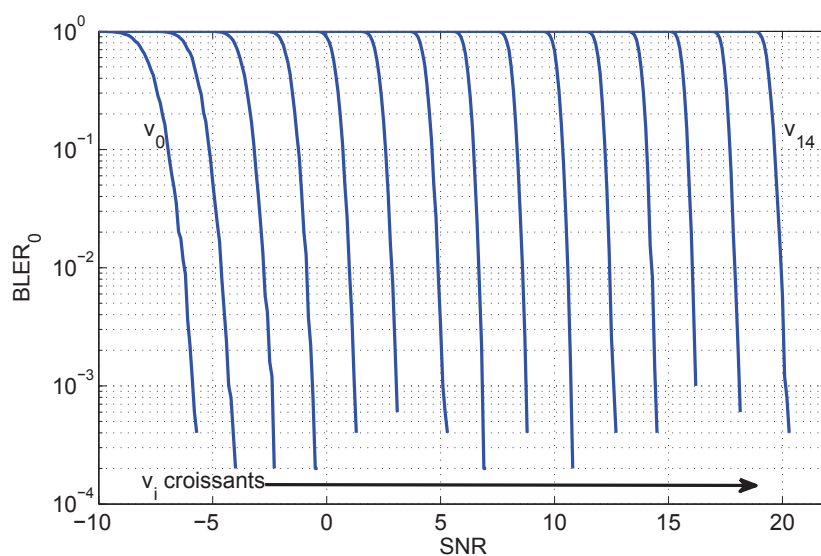
T peut être évalué à l’aide du taux d’erreur paquet. On note $BLER_i$, le taux d’erreurs paquet après i retransmissions. On a alors l’expression de T suivante :

$$T = 1 + \sum_{i=1}^{\infty} \prod_{i=0}^{i-1} BLER_i \quad (5.39)$$

La figure 5.12 représente $BLER_0$, le taux d’erreurs paquet après la première transmission, en fonction du SNR pour les différentes valeurs de ν . Ces résultats sont issus de [35]. On peut déduire de ces courbes une estimation grossière de $BLER_1$ en les décalant de 3 dB vers la gauche. En effet, comme expliqué dans la partie 3.3.2, le mécanisme d’HARQ assure un gain de performance d’au moins 3 dB entre la première et la deuxième transmission. Ainsi, pour chaque valeur de ν_i , il existe une plage de SNR sur laquelle $BLER_1$ est très proche de 0

i	$SNR_i(dB)$	ν_i
0	-7	0.1523
1	-5	0.2344
2	-3	0.3770
3	-1	0.6016
4	1	0.8770
5	2.5	1.1758
6	4.5	1.4766
7	6.5	1.9141
8	8.5	2.4063
9	10	2.7305
10	12	3.3223
11	14	3.9023
12	16	4.5234
13	18	5.1152
14	20	5.5547

TABLE 5.4 – Performances du standard LTE sur canal gaussien.


 FIGURE 5.12 – Taux d'erreurs paquet après la première transmission sur canal gaussien pour les différentes valeurs de ν .

et/ou $BLER_0 \gg BLER_1$. De plus, chaque nouvelle transmission offrant un nouveau gain de performance, on a $BLER_1 \geq BLER_i, \forall i \neq 0$. Dans ces circonstances, la valeur de T peut être approximée par

$$T \approx 1 + BLER_0 \quad (5.40)$$

La figure 5.13 représente, pour chaque valeur d'efficacité spectrale « brute » ν_i , la valeur de l'efficacité spectrale effective obtenue à l'aide de l'approximation énoncée en 5.40 sur la plage de SNR où cette approximation est valide. On construit alors, à partir des différents $\nu_{eff,i}$, la fonction $\nu_{eff,MAX}(SNR)$ qui représente pour toute valeur de SNR, l'efficacité spectrale

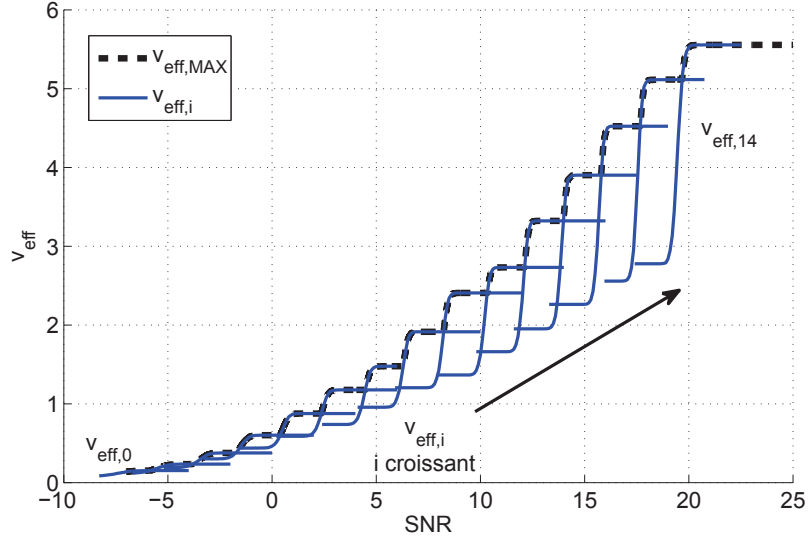


FIGURE 5.13 – Efficacité spectrale effective en fonction du SNR pour les différentes valeurs de ν .

effective optimale qu'il est possible d'atteindre en choisissant l'efficacité spectrale brute la plus adaptée.

Cette fonction étant issue de résultats de simulation, il n'est pas possible d'en donner une expression analytique, et la suite de la méthode sera constituée exclusivement de calculs numériques. Pour simplifier les notations, on introduit la fonction f et sa réciproque f^{-1} , telles que $\nu_{eff,MAX}(SNR) = f(SNR)$ et $SNR = f^{-1}(f(SNR))$.

La densité de probabilité de l'efficacité spectrale effective est calculée à partir de cette fonction f , de la densité de probabilité de la distance entre le récepteur et l'émetteur $DDP_U(r)$, calculée dans la partie 5.1.2, et de l'équation 5.34. La première étape de ce calcul consiste à exprimer l'efficacité spectrale effective en fonction de la distance :

$$\nu_{eff}(r) = f\left(\left(\frac{2c}{r}\right)^\alpha SNR_0\right) \quad (5.41)$$

où c est la longueur du côté de la cellule hexagonale et $2c$ est la distance maximale entre l'émetteur et un récepteur à l'intérieur de la cellule.

L'étape suivante consiste à calculer la fonction de répartition de la distance à partir de sa densité de probabilité.

$$FDR(r) = \int_0^r PDF_U(r') dr' = g(r) \quad (5.42)$$

On nomme la fonction de répartition ainsi obtenue $g(r)$.

On peut ensuite exprimer la fonction de répartition de l'efficacité spectrale effective :

$$FDR(\nu_{eff}) = g\left(2c \left(\frac{f^{-1}(\nu_{eff})}{SNR_0}\right)^{\frac{1}{\alpha}}\right) \quad (5.43)$$

La densité de probabilité de l'efficacité spectrale effective est enfin obtenue par dérivation

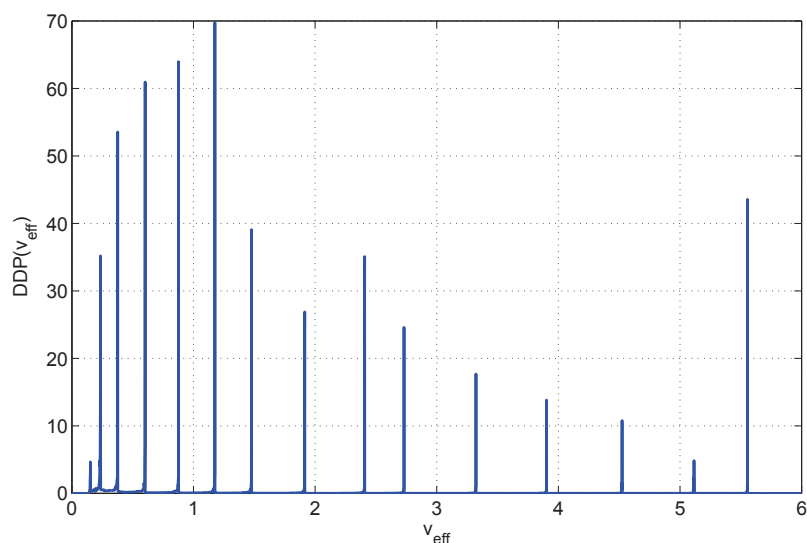


FIGURE 5.14 – Densité de probabilité de l'efficacité spectrale effective pour pour $c = 500$ m et $h_U = 30$ m (a) et pour $c = 1$ km et $h_U = 15$ m (b).

de cette fonction de répartition :

$$DDP(v_{eff}) = \frac{d}{dv_{eff}} FDR(v_{eff}) \quad (5.44)$$

La figure 5.14 représente un exemple de cette densité de probabilité pour $c = 1$ km et $h_U = 30$ m.

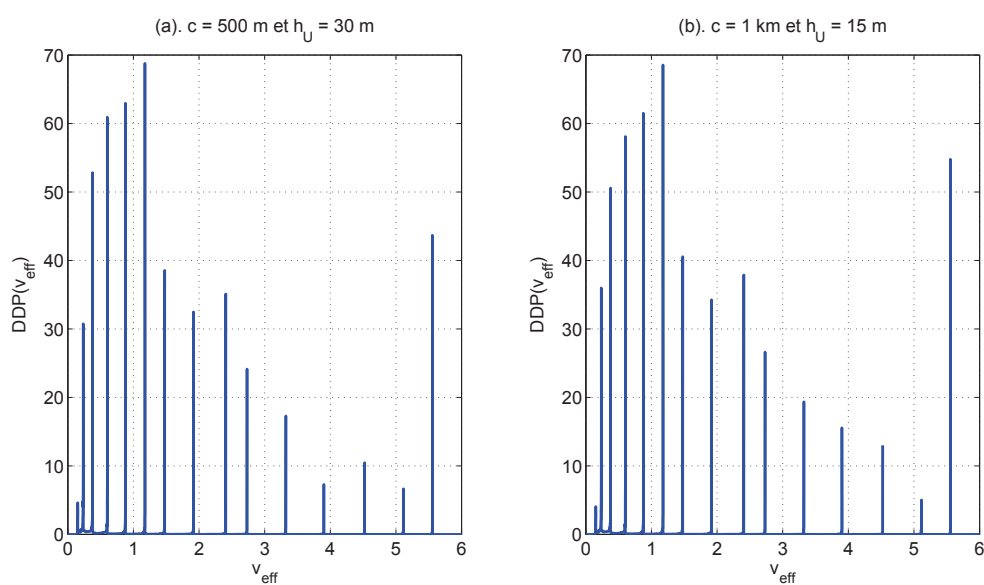


FIGURE 5.15 – Densité de probabilité de l'efficacité spectrale effective pour $c = 1$ km et $h_U = 30$ m.

La figure 5.15 illustre l'influence de la dimension des cellules et de la hauteur des antennes sur la densité de probabilité de l'efficacité spectrale effective pour la composante de télécommunications mobiles. Les valeurs utilisées ici sont $c = 500$ m et $h_U = 30$ m pour la figure 5.15 (a) et $c = 1$ km et $h_U = 15$ m pour la figure 5.15 (b). Comme pour le cas de la télédiffusion, ces paramètres ont peu d'influence et on ne note que de légères variations par rapport à la figure 5.14.

5.3 Conclusion

À partir d'une analyse des propriétés géométriques des aires de couvertures des deux composantes du réseau hybride et de la répartition des utilisateurs au sein du système, nous avons déterminé les densités de probabilité des efficacité spectrale atteignables par ces deux composantes. Ces densités de probabilité sont difficiles à interpréter en l'état, cependant, elles constituent un résultat intermédiaire important pour notre analyse. En effet, dans le chapitre suivant, elles sont utilisées pour estimer l'intérêt de l'utilisation d'un réseau hybride aussi bien en termes d'efficacité énergétique qu'en termes de désengorgement du réseau cellulaire.

Chapitre 6

Évaluation des performances du réseau hybride

Sommaire

6.1 Critère énergétique	89
6.1.1 Définition du critère énergétique	89
6.1.2 Comparaison des performances énergétiques des deux composantes .	91
6.1.3 Optimisation des performances énergétiques du réseau hybride . . .	98
6.2 Réduction du trafic cellulaire	103
6.2.1 Exemple pour un service	103
6.2.2 Extension à l'ensemble du trafic	108
6.3 Conclusion	110

L'intérêt du réseau hybride en termes d'encombrement du réseau de télécommunications peut paraître évident. En effet, la capacité de la composante *broadcast* à transmettre des données à de nombreux utilisateurs simultanément est très efficace dans le cas d'un service destiné à un grand nombre d'utilisateurs. Dans ce chapitre, nous proposons une estimation du bénéfice lié à l'utilisation du réseau hybride. Mais dans un premier temps, nous nous intéressons à l'aspect énergétique du système. On peut légitimement se demander comment l'utilisation d'une unique antenne émettant un signal de très forte puissance se compare avec l'utilisation de multiples antennes émettant des signaux de puissance plus modeste.

6.1 Critère énergétique

6.1.1 Définition du critère énergétique

Le critère énergétique utilisé dans cette étude correspond à la puissance du signal émis par les stations de base. Il ne prend pas en compte les dépenses énergétiques annexes des stations (modulation du signal, liaison avec le réseau de collecte ou refroidissement des équipements par exemple) ni la consommation énergétique des terminaux. Dans ces conditions, on peut exprimer l'énergie E_S nécessaire à l'émission du signal pour transmettre un service S donné

à un utilisateur comme :

$$\begin{aligned} E_S &= DSP \times B_S \times T_S \\ &= DSP \times \frac{Q_S}{\nu} \end{aligned} \quad (6.1)$$

où DSP est la densité spectrale de puissance du signal émis, B_S et T_S sont respectivement la largeur de bande et le temps nécessaires à la transmission du service, Q_S est la quantité d'information à transmettre et ν est l'efficacité spectrale utilisée.

La formule précédente est valable pour les services limités dans le temps tels qu'un transfert de fichier. Pour un service continu (télévision par exemple) la consommation énergétique se traduit par la puissance P_S d'expression

$$\begin{aligned} P_S &= DSP \times B_S \times R_S \\ &= DSP \times \frac{D_S}{\nu} \end{aligned} \quad (6.2)$$

où D_S est le débit binaire nécessaire à la transmission du service et R_S est le rapport cyclique du signal. Le rapport cyclique désigne la proportion du temps pendant laquelle le signal est actif notamment dans le cas où un mécanisme de *time slicing* est mis en œuvre.

Ces expressions permettent de comparer les efficacités énergétiques de deux systèmes de télécommunications. En considérant deux systèmes X et Y de consommations énergétiques E_X et E_Y (ou P_X et P_Y), on peut exprimer $G_{X \rightarrow Y}$, le gain énergétique obtenu en utilisant le système Y plutôt que le système X .

$$G_{X \rightarrow Y} = \frac{E_S^{(X)}}{E_S^{(Y)}} = \frac{P_S^{(X)}}{P_S^{(Y)}} = \frac{DSP_X}{DSP_Y} \times \frac{\nu_Y}{\nu_X} \quad (6.3)$$

On remarque que l'expression du gain est la même que l'on traite d'un service limité dans le temps ou d'un service continu. De plus, cette expression ne dépend pas du service considéré mais uniquement des densités spectrales de puissance et des efficacités spectrales utilisées.

Pour délivrer un même service à plusieurs utilisateurs on distingue deux types de systèmes, les systèmes *unicast* tels que le standard LTE et les systèmes *broadcast* tels que le standard DVB-T2. Dans le cas d'un système *unicast*, le service est délivré à chaque utilisateur en utilisant des ressources spectrales et temporelles qui lui sont dédiées et en effectuant une adaptation de lien. Cette adaptation se traduit notamment par le choix de l'efficacité spectrale la plus adaptée aux conditions de réception expérimentées par l'utilisateur. Ainsi, l'expression de l'énergie consommée pour délivrer un service donné à N utilisateurs par un système *unicast* est :

$$E_S^{(U)} = DSP_U \times Q_S \times \sum_{k=1}^N \frac{1}{\nu_{U,k}} \quad (6.4)$$

où la lettre U signifie que la valeur est liée à la composante *unicast* et $\nu_{U,k}$ est l'efficacité spectrale utilisée pour l'utilisateur k . On choisit, parmi les efficacités spectrales disponibles dans le standard, la plus grande qui permet à l'utilisateur de recevoir le signal avec une qualité de service donnée.

Dans le cas d'un système *broadcast*, le service est délivré à tous les utilisateurs en utilisant les mêmes ressources spectrales et temporelles. L'efficacité spectrale utilisée doit être

adaptée à l'utilisateur qui rencontre les pires conditions de réception. L'expression de l'énergie consommée pour délivrer un service donné à N utilisateurs par un système *broadcast* est :

$$E_S^{(B)} = DSP_B \times Q_S \times \max_{k \in [1;N]} \frac{1}{\nu_{B,k}} \quad (6.5)$$

où la lettre B signifie que la valeur est liée à la composante *broadcast*

On déduit des deux équations précédentes, l'expression de $G_{U \rightarrow B}$, le gain énergétique obtenu en transmettant le signal avec un système *broadcast* plutôt qu'un système *unicast*.

$$G_{U \rightarrow B} = \frac{E_S^{(U)}}{E_S^{(B)}} = \underbrace{\frac{DSP_U}{DSP_B}}_{G_{P,U \rightarrow B}} \times \underbrace{\min_{k \in [1;N]} \nu_{B,k} \times \sum_{k=1}^N \frac{1}{\nu_{U,k}}}_{G_{R,U \rightarrow B}} \quad (6.6)$$

Cette expression peut être divisée en deux parties principales, $G_{P,U \rightarrow B}$, la partie du gain liée aux puissances d'émission des deux systèmes, et $G_{R,U \rightarrow B}$, la partie du gain liée aux ressources spectrales et temporelles utilisées par les deux systèmes.

6.1.2 Comparaison des performances énergétiques des deux composantes

Le calcul de la valeur de $G_{U \rightarrow B}$ permet, pour un service donné, de déterminer laquelle des deux composantes du réseau hybride est la plus économe en énergie.

Pour évaluer la valeur de $G_{P,U \rightarrow B}$ il est nécessaire de poser deux hypothèses :

- les performances des segments radio-fréquences sont identiques pour les deux composantes et pour tous les terminaux avec notamment un même facteur de bruit (un même niveau de puissance de signal aboutit à un même SNR de réception),
- la puissance des émetteurs est dimensionnée pour que le SNR en bordure d'aire de couverture soit SNR_0 (SNR minimal permettant la bonne réception du signal pour la plus petite efficacité spectrale disponible).

Avec R_B , le rayon de couverture de la station de base DVB-T2, c , la longueur du côté des cellules du réseau LTE, et $L_X(r)$, l'affaiblissement de propagation observé à la distance r d'un émetteur du système X , on obtient l'expression de $G_{P,U \rightarrow B}$ suivante

$$G_{P,U \rightarrow B} = \frac{L_U(2c)}{L_B(R_B)} \times \frac{SNR_0^{(B)}}{SNR_0^{(U)}} \quad (6.7)$$

Pour le calcul de $G_{R,U \rightarrow B}$ on pose

$$C_B(N) = \max_{k \in [1;N]} \frac{1}{\nu_{B,k}} \quad (6.8)$$

et

$$C_U(N) = \sum_{k=1}^N \frac{1}{\nu_{U,k}} \quad (6.9)$$

qui représentent les coûts respectifs des systèmes *unicast* et *broadcast* en termes de ressources spectrales et temporelles en fonction du nombre d'utilisateurs. La densité de probabilité de $C_B(1)$ découle directement de la densité $DDP_B(\nu)$ calculée dans la partie 5.1.2.

$$DDP(C_B(1)) = \sum_{i=0}^{20} P(\nu_i) \delta \left(C_B(1) - \frac{1}{\nu_i} \right) \quad (6.10)$$

Les 21 valeurs d'efficacité spectrale ν_i disponibles pour la composante DVB-T2 sont disponibles dans le tableau 5.3.

Pour évaluer cette densité pour des valeurs de N supérieures, on évalue la probabilité notée $P_i^>$ pour que l'efficacité spectrale choisie $\min_{k \in [1;N]}(\nu_{B,k})$ soit supérieure à une efficacité spectrale donnée ν_i .

$$P_i^> = P\left(\min_{k \in [1;N]}(\nu_{B,k}) > \nu_i\right) = \left(\sum_{j=i+1}^{16} P(\nu_j)\right)^N \quad (6.11)$$

On déduit des valeurs de $P_i^>$ la probabilité notée $P_i^=$ pour que $\min_{k \in [1;N]}$ soit égal à ν_i .

$$P_i^= = P\left(\min_{k \in [1;N]}(\nu_{B,k}) = \nu_i\right) = \begin{cases} 1 - P_0^> & \text{pour } i = 0 \\ P_{i-1}^> - P_i^> & \text{sinon} \end{cases} \quad (6.12)$$

On remarque que le calcul de $P_i^=$ pour une valeur de i donnée requiert la connaissance de $P_i^=$ pour l'indice immédiatement inférieur. De ce fait, les valeurs de $P_i^=$ doivent être calculées par ordre croissant d'indice i . Une fois ces valeurs calculées, on peut exprimer la densité de probabilité de $C_B(N)$ sous la forme suivante :

$$DDP(C_B(N)) = \sum_{i=1}^{16} P_i^= \delta\left(C_B(N) - \frac{1}{\nu_i}\right) \quad (6.13)$$

La valeur de $P_0^=$ mérite une attention particulière.

$$P_0^= = 1 - \left(\sum_{j=1}^{16} P(\nu_j)\right)^N \quad (6.14)$$

En effet, si $P(\nu_0) \neq 0$, alors la valeur de $P_0^=$ tend vers 1 quand N augmente. Cela signifie que plus le nombre d'utilisateurs augmente, plus il est probable que l'efficacité spectrale utilisée soit la plus petite disponible. En reprenant le cas illustré par la figure 5.8 où $P(\nu_0) \approx 0,23$, la probabilité pour que la valeur d'efficacité spectrale choisie soit différente de la valeur minimale possible est de $7,4 \times 10^{-2}$ pour 10 utilisateurs ou encore de $5,4 \times 10^{-3}$ pour 20 utilisateurs.

Dans le cas *unicast* à présent, on peut déduire la densité de probabilité de $C_U(1)$ directement de la densité de probabilité de ν exprimée en 5.44. En posant $DDP(\nu_{eff}) = f_\nu(\nu_{eff})$, on obtient

$$DDP(C_U(1)) = f_\nu\left(\frac{1}{C_U(1)}\right) \times \frac{1}{C_U^2(1)} \quad (6.15)$$

$C_U(N)$ étant une somme de variables aléatoires indépendantes de densité de probabilité $DDP(C_U(1))$, il est possible d'obtenir sa densité de probabilité de la façon suivante

$$DDP(C_U(N)) = \underbrace{DDP(C_U(1)) * DDP(C_U(1)) * \dots * DDP(C_U(1))}_{N \text{ fois}} \quad (6.16)$$

Il est possible de calculer les N convolutions efficacement grâce à l'utilisation de la transformée de Fourier \mathcal{F} .

$$DDP(C_U(N)) = \mathcal{F}^{-1}\left(\left(\mathcal{F}(DDP(C_U(1)))\right)^N\right) \quad (6.17)$$

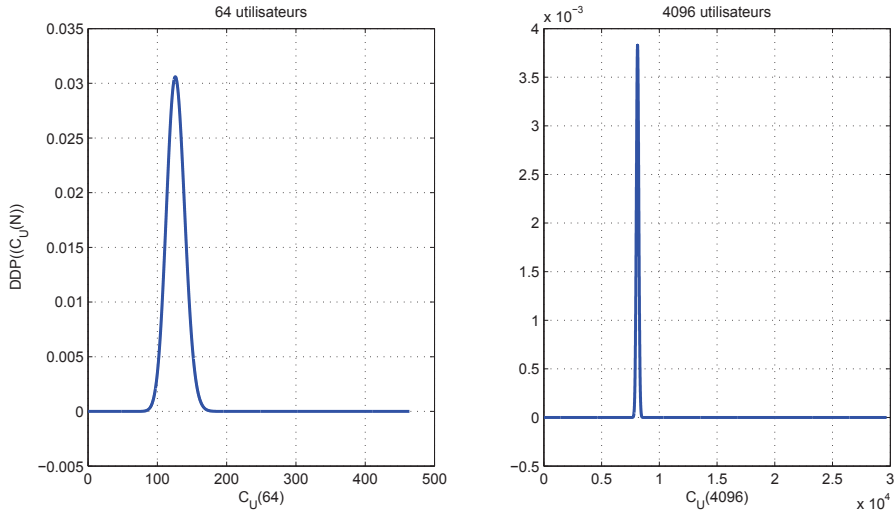


FIGURE 6.1 – $DDP(C_U(N))$ pour 64 et 4096 utilisateurs.

Cette méthode permet de calculer la valeur de $DDP(C_U(N))$ même pour de grandes valeurs de N comme illustré par la figure 6.1 qui représente cette densité pour 64 et 4096 utilisateurs. On peut déduire de ces courbes que plus le nombre d'utilisateurs augmente plus la valeur du coefficient de variation (rapport entre l'écart type et la moyenne) de $C_U(N)$ est faible.

Finalement, en définissant la fonction g telles que $h(C_U(N)) = DDP(C_U(N))$, on peut exprimer la densité de probabilité de la partie du gain liée aux ressources $G_{R,U \rightarrow B}$

$$DDP(G_{R,U \rightarrow B}) = \sum_{i=0}^{16} P_i^- \times g\left(\frac{G_{R,U \rightarrow B}}{\nu_i}\right) \times \nu_i \quad (6.18)$$

La détermination de la valeur de $G_{P,U \rightarrow B}$ et des propriétés statistiques de $G_{R,U \rightarrow B}$ permet de prévoir la valeur du gain énergétique $G_{U \rightarrow B}$ qu'apporte l'utilisation de la composante *broadcast* à la place de la composante *unicast* comme illustré par la figure 6.2. Les courbes qui y figurent représentent la moyenne, le 5^e centile, et le 95^e centile obtenus via l'étude statistique présentée précédemment (« théorique ») ou par une simulation de Monte Carlo (« statistique »)

La répartition des utilisateurs a peu d'influence sur la valeur de $G_{U \rightarrow B}$. Pour la composante *broadcast*, la valeur de $P_0^-(N)$ converge rapidement vers 1 quand N augmente quelle que soit la valeur de $P(\nu_0)$ différente de 0. Ainsi, l'influence de la répartition des utilisateurs ne se fait sentir que pour des valeurs de N relativement faible. En ce qui concerne la composante *unicast*, la répartition des utilisateur n'a pas d'impact sur la consommation énergétique globale du réseau, mais seulement sur la façon dont cette consommation énergétique se répartit entre les différentes cellules du réseau. C'est pourquoi, les résultats de cette partie sont uniquement présentés pour une répartition uniforme des utilisateurs.

Le système étudié pour la figure 6.2 adopte les paramètres suivants : rayon de l'aire de couverture de la station de base DVB-T2 $R_B = 100$ km, hauteur de l'antenne DVB-T2 $h_B = 100$ m, longueur des côtés des cellules LTE $c = 1$ km, et hauteur des antennes LTE $h_U = 30$ m. Avec de tels paramètres, $1,2 \times 10^4$ cellules LTE sont utilisées pour couvrir la même surface que la station de base *broadcast*. La zone d'intérêt principal de cette figure se situe au niveau de l'intersection des courbes avec l'axe des abscisses c'est à dire le nombre d'utilisateurs à

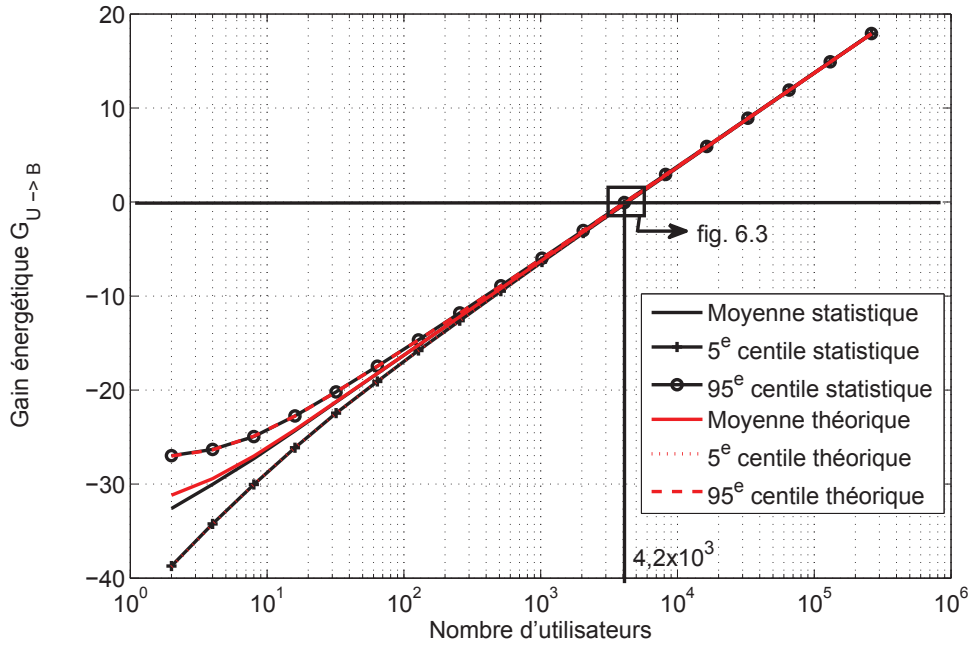


FIGURE 6.2 – Gain énergétique $G_{U \rightarrow B}$ du mode *broadcast* sur le mode *unicast* en fonction du nombre d'utilisateurs pour $R_B = 100$ km, $h_B = 100$ m, $c = 1$ km, et $h_U = 30$ m.

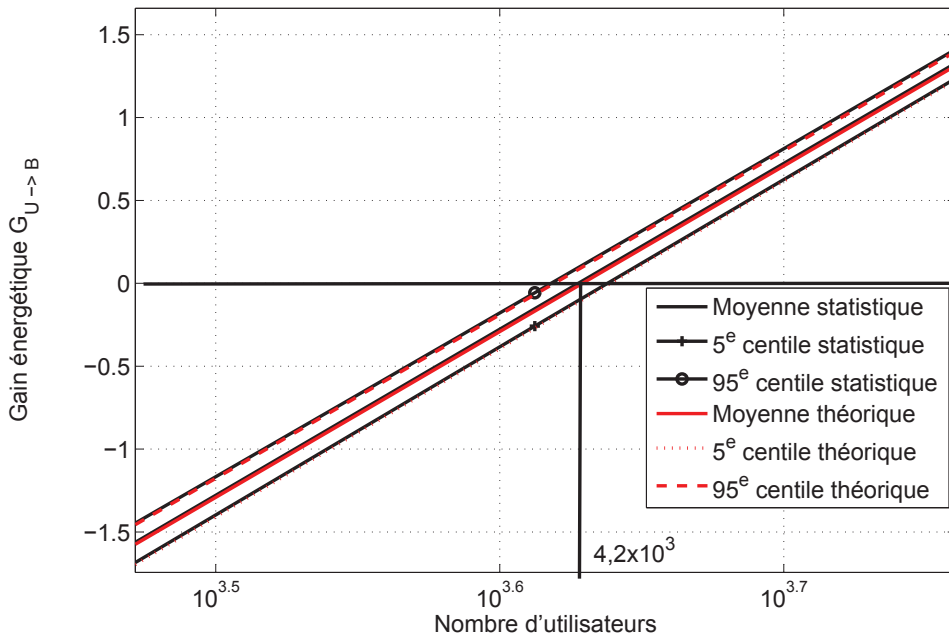


FIGURE 6.3 – Gain énergétique $G_{U \rightarrow B}$ du mode *broadcast* sur le mode *unicast* en fonction du nombre d'utilisateurs pour $R_B = 100$ km, $h_B = 100$ m, $c = 1$ km, et $h_U = 30$ m (détail).

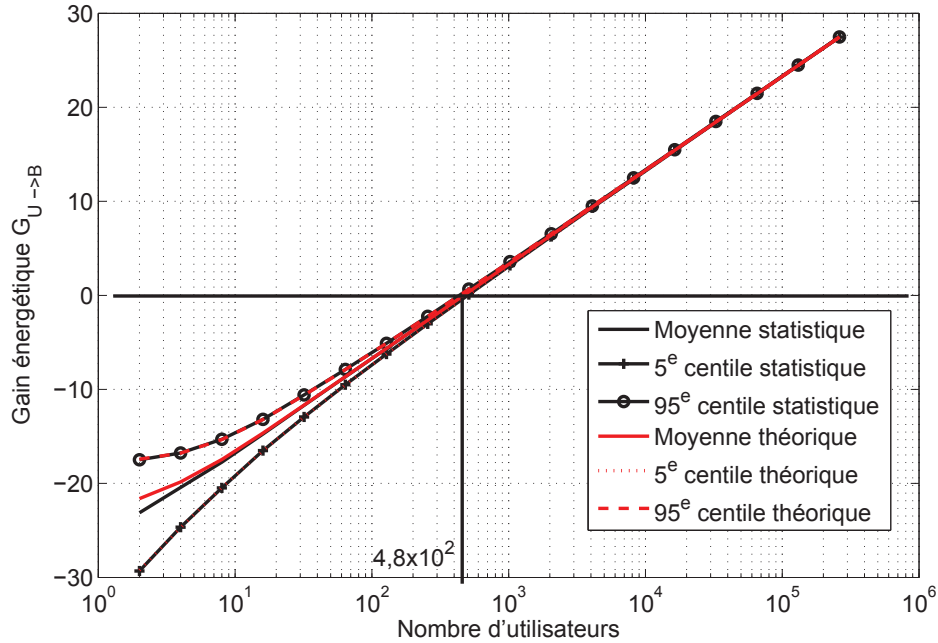


FIGURE 6.4 – Gain énergétique $G_{U \rightarrow B}$ du mode *broadcast* sur le mode *unicast* en fonction du nombre d'utilisateurs pour $R_B = 50$ km, $h_B = 100$ m, $c = 1$ km, et $h_U = 30$ m.

partir duquel la composante *broadcast* est plus efficace que la composante *unicast* d'un point de vue énergétique.

La figure 6.3 est un détail de la figure précédente centré sur le point de croisement entre l'axe des abscisses et la courbe représentant la moyenne de $G_{U \rightarrow B}$. Ce point de croisement se situe à $4,2 \times 10^3$ utilisateurs. Cette valeur, qui peut paraître très élevée au premier abord, est à mettre en rapport avec le nombre de cellules du réseau LTE qui est égal à $1,2 \times 10^4$. Ainsi, l'efficacité énergétique de la composante *broadcast* dépasse celle de la composante *unicast* dès plus de $\frac{4,2 \cdot 10^3}{1,2 \cdot 10^4} = 0,35$ utilisateurs sont présents par cellule.

Les courbes représentant le 5^e centile et le 95^e centile permettent de délimiter un intervalle de valeurs du nombre d'utilisateurs où le choix de la composante la plus efficace d'un point de vue énergétique est incertain. Cependant, comme le laissait prévoir l'évolution des caractéristiques statistiques de $C_U(N)$ et $C_B(N)$ avec le nombre d'utilisateurs N , cet intervalle ce réduit quand la valeur de N augmente.

L'un des atouts du modèle utilisé pour cette étude est la possibilité d'obtenir rapidement des résultats même pour un très grand nombre d'utilisateurs. Ainsi il est aisément possible d'évaluer l'influence de chaque paramètre sur le comportement du système. Par exemple, la figure 6.4 illustre l'influence du rayon de l'aire de couverture de la station de base DVB-T2. En effet, les paramètres utilisés pour ces résultats sont les mêmes que pour la figure 6.2, à l'exception de ce rayon qui vaut $R_B = 50$ km.

Dans ces conditions, l'efficacité énergétique de la composante *broadcast* dépasse celle de la composante *unicast* à partir de $4,7 \times 10^2$ utilisateurs. Avec ces paramètres, le nombre de cellules du réseau LTE est 3×10^3 et le point de basculement entre les deux composantes se situe à environ 0,16 utilisateur par cellule. On peut en conclure que l'efficacité énergétique par

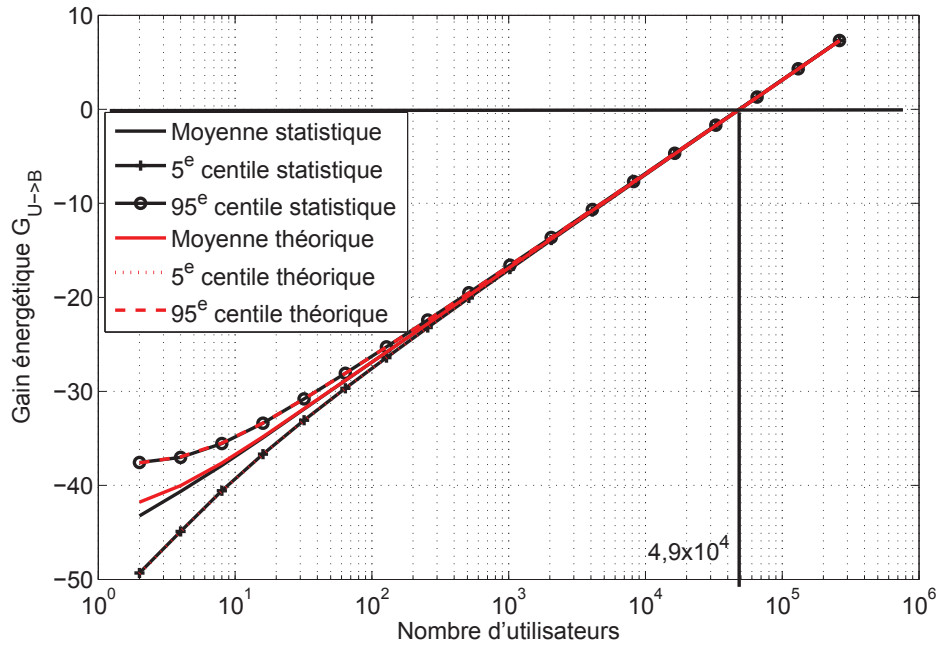


FIGURE 6.5 – Gain énergétique $G_{U \rightarrow B}$ du mode *broadcast* sur le mode *unicast* en fonction du nombre d'utilisateurs pour $R_B = 100$ km, $h_B = 100$ m, $c = 500$ m, et $h_U = 30$ m.

utilisateur de la composante *broadcast* augmente quand son aire de couverture diminue. Cela peut être expliqué par le fait que la puissance nécessaire à couvrir une zone de rayon R_B est proportionnelle à $R_B^{3,2}$ alors que le nombre d'utilisateurs dans cette zone est proportionnel à R_B^2 .

La figure 6.5 présente l'influence de la longueur des côtés des cellules du réseau LTE. Encore une fois, les paramètres utilisés pour cette figure sont les mêmes que pour le figure 6.2 à l'exception cette fois de la valeur du côté des cellules $c = 500$ m. Dans ces conditions, le réseau LTE est composé de $4,8 \times 10^4$ cellules.

L'efficacité énergétique de la composante *broadcast* dépasse celle de la composante *unicast* pour $4,9 \times 10^4$ utilisateurs soit un utilisateur par cellule. On peut en déduire que comme pour la composante *broadcast*, l'efficacité énergétique par utilisateur de la composante *unicast* augmente quand les dimensions de l'aire de couverture diminue.

La figure 6.6 illustre l'influence de la hauteur de l'antenne de la station de base DVB-T2 sur le comportement du système. Encore une fois, seul un paramètre est modifié par rapport à ceux utilisés pour la figure 6.2, ici, on a $h_B = 200$ m.

La composante *broadcast* dépasse la composante *unicast* en termes d'efficacité spectrale pour $6,6 \times 10^2$ utilisateurs soit $5,5 \times 10^{-2}$ utilisateurs par cellule. On peut en déduire une efficacité énergétique accrue pour la composante *broadcast*. Cela est dû à un modèle de propagation plus favorable quand la hauteur de l'antenne augmente.

La figure 6.7 illustre l'influence du dernier paramètre étudié via cette série de courbes. Ici, la hauteur choisie pour les antennes des stations de base LTE est de 15 m.

Dans ces conditions, les performances énergétiques de la composante *broadcast* dépassent celles de la composante *unicast* pour $1,1 \times 10^3$ utilisateurs soit $9,2 \times 10^{-2}$ utilisateur par

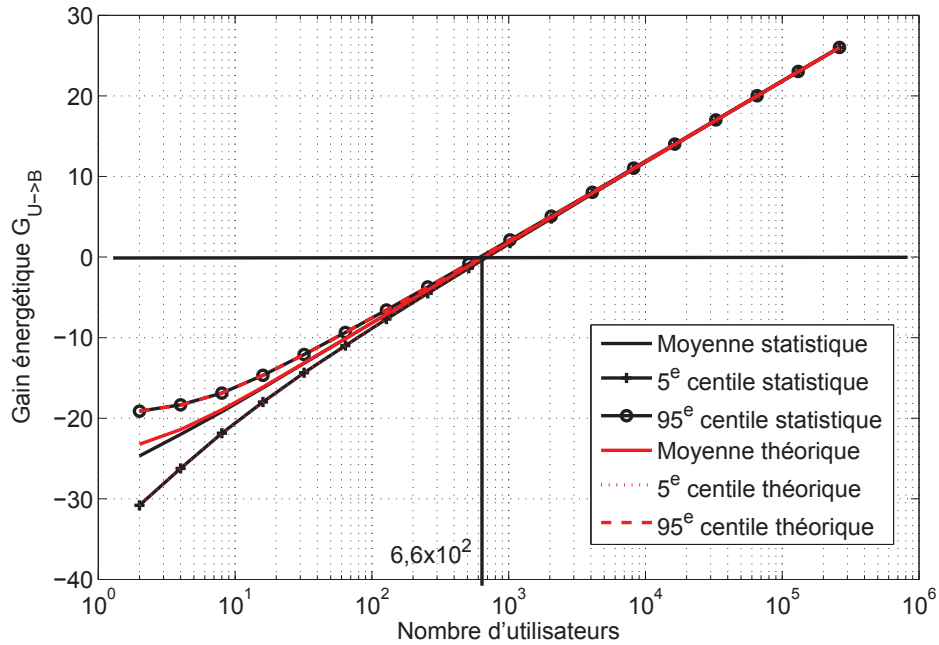


FIGURE 6.6 – Gain énergétique $G_{U \rightarrow B}$ du mode *broadcast* sur le mode *unicast* en fonction du nombre d'utilisateurs pour $R_B = 100$ km, $h_B = 200$ m, $c = 1$ km, et $h_U = 30$ m.

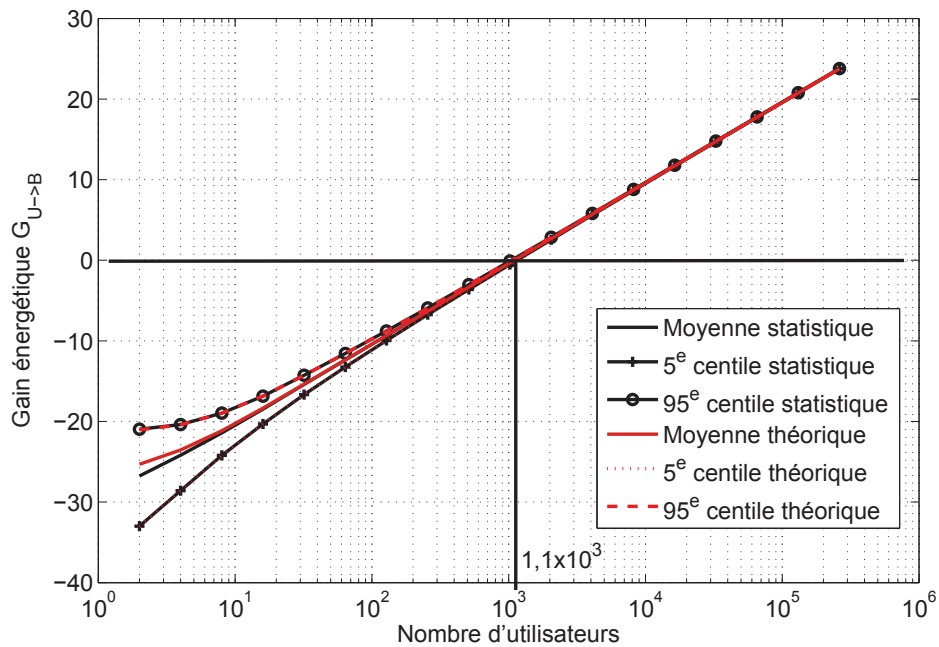


FIGURE 6.7 – Gain énergétique $G_{U \rightarrow B}$ du mode *broadcast* sur le mode *unicast* en fonction du nombre d'utilisateurs pour $R_B = 100$ km, $h_B = 100$ m, $c = 1$ km, et $h_U = 15$ m.

cellule. On en déduit que l'efficacité énergétique de la composante LTE diminue avec la valeur du paramètre h_U . De manière similaire au cas précédent, cela s'explique par le fait que le modèle de propagation est plus sévère quand la hauteur des antennes diminue.

Le nombre minimal d'utilisateurs pour que l'efficacité énergétique de la composante *broadcast* soit meilleure que celle de la composante *unicast* dépend de différents facteurs. En dehors des performances intrinsèques des standards utilisés pour les deux composantes, les principaux paramètres qui influencent ce nombre sont les tailles des aires de couvertures ainsi que les conditions de propagation du signal (influencées ici par la hauteur des antennes d'émission).

6.1.3 Optimisation des performances énergétiques du réseau hybride

Dans la partie 6.1.2, nous avons confronté les efficacités énergétiques des deux composantes du réseau hybride. Il est ainsi possible de déterminer, en fonction de la configuration du système, un seuil en termes de nombre d'utilisateurs au-delà duquel l'efficacité énergétique de la composante *broadcast* est supérieure à celle de la composante *unicast*. De cette façon, si le nombre d'utilisateurs d'un service donné est inférieur à ce seuil, ce service sera transmis à tous les utilisateurs en utilisant la composante *unicast*. Dans le cas contraire, c'est la composante *broadcast* qui sera préférée.

Il est cependant possible, dans certains cas, d'optimiser encore l'efficacité énergétique globale du réseau hybride en mettant à contribution les deux composantes en même temps. Pour ce faire, on réduit l'aire de couverture de la composante *broadcast* en augmentant l'efficacité spectrale utilisée ou en réduisant la puissance d'émission. Ainsi, l'efficacité énergétique de la composante *broadcast* est améliorée. Le service est alors transmis aux utilisateurs ayant perdu la couverture de la composante *broadcast* en utilisant la composante *unicast*.

Dans cette étude, nous nous intéressons à l'option consistant à augmenter l'efficacité spectrale de la composante *broadcast*. Nous définissons de nouveaux modes de fonctionnement du réseau hybride en plus des modes *broadcast* (où un service est transmis à tous les utilisateurs via la composante *broadcast*) et *unicast* (où un service est transmis à tous les utilisateurs via la composante *unicast*). Ces nouveaux modes, appelés modes mixtes sont définis en fonction de l'efficacité spectrale minimale désirée pour la composante *broadcast*. Ainsi, dans le cadre du mode mixte $_i$ l'efficacité spectrale minimale autorisée pour la composante *broadcast* est ν_i . Le service est alors transmis via la composante *unicast* aux utilisateurs dont les conditions de réception ne permettent pas d'assurer via la composante *boadcast* une qualité de service suffisante avec l'efficacité spectrale ν_i .

Soit \mathcal{N} l'ensemble des utilisateurs d'un service. Pour un utilisateur donné n , les efficacités spectrales requises pour assurer la bonne réception des signaux des composante *unicast* et *broadcast* sont notées respectivement $\nu_{U,n}$ et $\nu_{B,n}$. On définit deux sous ensembles $\mathcal{N}_i^{(U)}$ et $\mathcal{N}_i^{(B)}$ tels que

$$\mathcal{N}_i^{(U)} = \{n \in \mathcal{N} \mid \nu_{B,n} < \nu_i\} \quad (6.19)$$

et

$$\mathcal{N}_i^{(B)} = \{n \in \mathcal{N} \mid \nu_{B,n} \geq \nu_i\} \quad (6.20)$$

Le service sera transmis aux utilisateurs de l'ensemble $\mathcal{N}_i^{(B)}$ via la composante *broadcast* et aux utilisateurs de l'ensemble $\mathcal{N}_i^{(U)}$ via la composante *unicast*.

La définition de ces deux ensembles permet d'exprimer $G_{U \rightarrow M_i}$, le gain énergétique obtenu

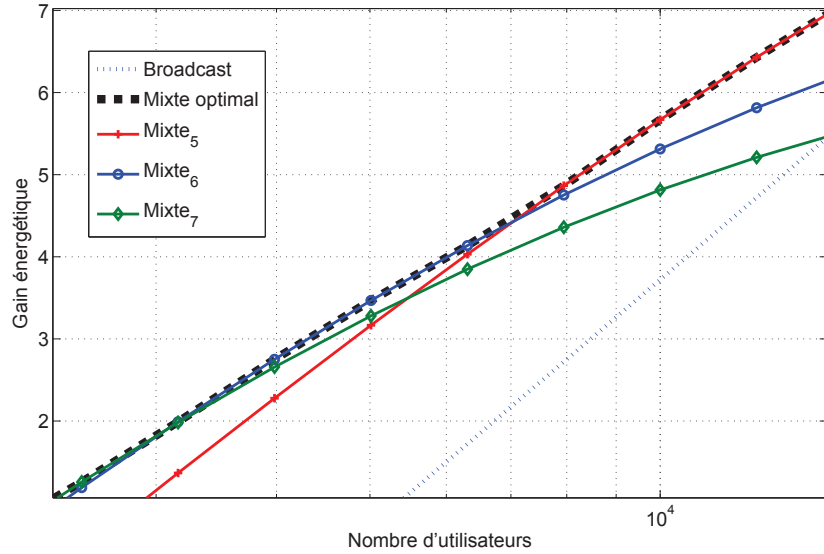


FIGURE 6.8 – Exemple de construction de la courbe « Mixte optimal » à partir des courbes des différents modes mixtes.

en utilisant le mode mixte_{*i*} plutôt que le mode *unicast*.

$$G_{U \rightarrow M_i} = \frac{DSP_U \times \sum_{n \in \mathcal{N}} \frac{1}{\nu_{U,n}}}{DSP_B \times \max_{n \in \mathcal{N}_i^{(B)}} \frac{1}{\nu_{B,n}} + DSP_U \times \sum_{n \in \mathcal{N}_i^{(U)}} \frac{1}{\nu_{U,n}}} \quad (6.21)$$

La suite de ce document présente les gains énergétiques que peut apporter le mode mixte pour différentes configurations. Afin de préserver la lisibilité des figures, les résultats pour les différents modes mixtes_{*i*} sont représentés par une unique courbe appelée « mixte optimale » qui représente la valeur $G_{U \rightarrow M_o}$ définie par

$$G_{U \rightarrow M_o} = \max_i G_{U \rightarrow M_i} \quad (6.22)$$

Un exemple de construction de la courbe « mixte optimale » à partir des différentes courbes « mixte_{*i*} » est illustré par la figure 6.8.

Les figures 6.9 et 6.10 illustrent le gain énergétique obtenu par l'utilisation du mode mixte pour $R_B = 100$ km, $h_B = 100$ m, $c = 1$ km, et $h_U = 30$ m dans le cas d'une répartition uniforme des utilisateurs. Ces courbes représentent le gain énergétique de chaque mode par rapport au mode *unicast*. C'est pourquoi, la valeur de ce gain vaut 0 pour le mode *unicast* quel que soit le nombre d'utilisateurs. Dans ces conditions, l'intérêt du mode mixte est très limité. Le gain maximal par rapport au deux autres modes est de 0,15 dB et la plage de nombres d'utilisateurs pour lesquels le mode mixte est le plus performant est limitée, de $4,1 \cdot 10^3$ utilisateurs à $4,9 \cdot 10^3$ utilisateurs.

Cet intérêt limité peut être expliqué grâce à la figure 5.4. En effet, sur cette figure, on constate que, dans le cas d'une répartition uniforme, le bord de l'aire de couverture concentre beaucoup d'utilisateurs. Ainsi, une petite réduction de l'aire de couverture peut priver un grand nombre d'utilisateurs de la réception du signal *broadcast*. L'énergie requise pour transmettre

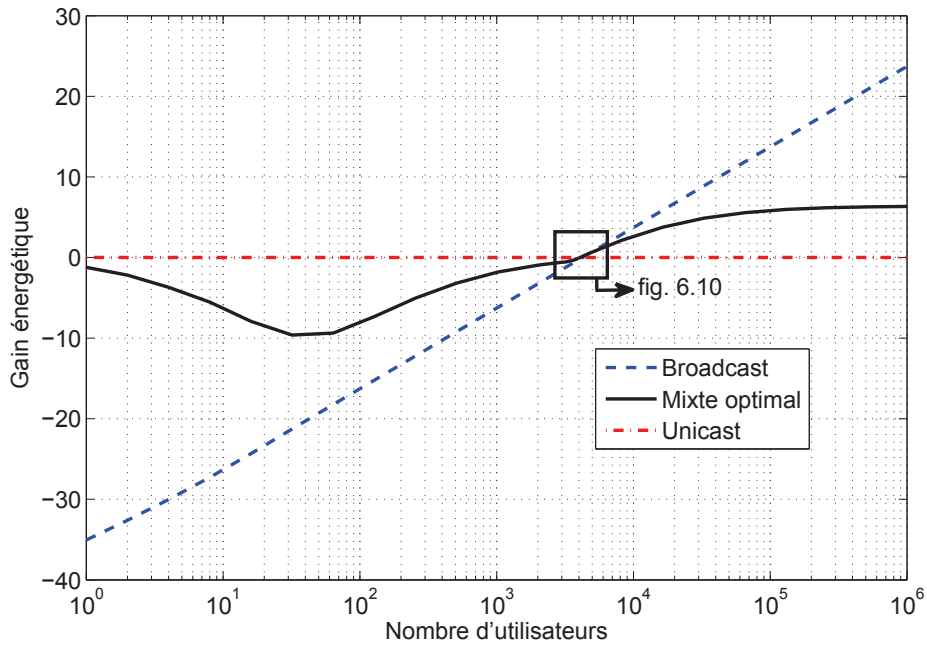


FIGURE 6.9 – Gain énergétique des modes *broadcast* et mixte par rapport au mode *unicast* pour $R_B = 100$ km, $h_B = 100$ m, $c = 1$ km, et $h_U = 30$ m avec répartition uniforme des utilisateurs.

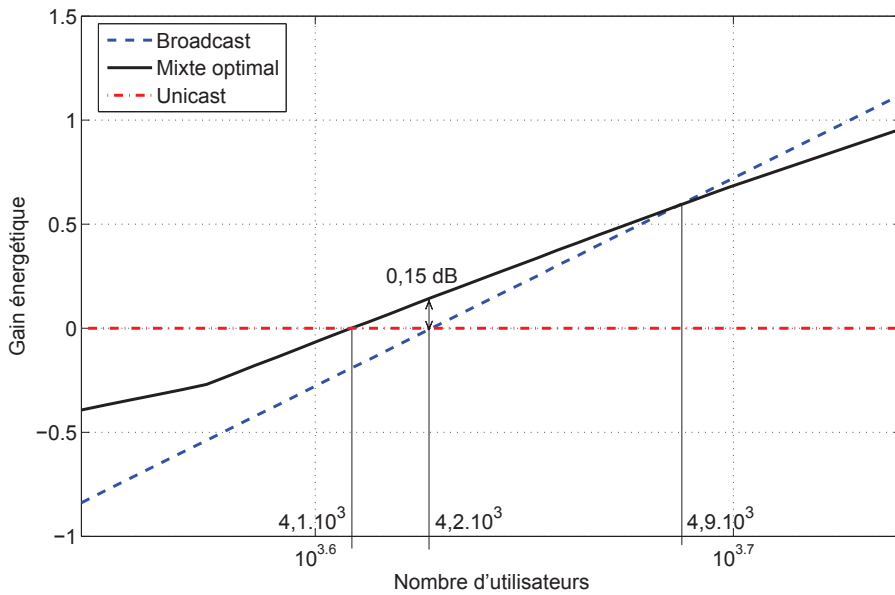


FIGURE 6.10 – Gain énergétique des modes *broadcast* et mixte par rapport au mode *unicast* pour $R_B = 100$ km, $h_B = 100$ m, $c = 1$ km, et $h_U = 30$ m avec répartition uniforme des utilisateurs (détail).

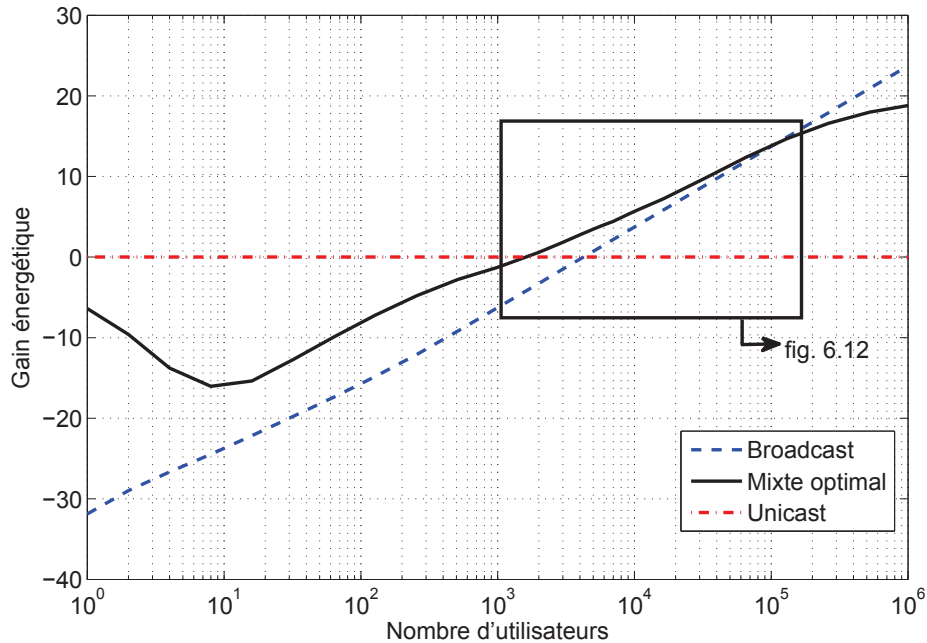


FIGURE 6.11 – Gain énergétique des modes *broadcast* et mixte par rapport au mode *unicast* pour $R_B = 100$ km, $h_B = 100$ m, $c = 1$ km, et $h_U = 30$ m avec répartition non uniforme ($\sigma = 0,3R_B$) centrée des utilisateurs.

le service à ces utilisateurs en utilisant la composante *unicast* compense en grande partie l'économie réalisée en réduisant l'aire de couverture de la composante *broadcast*.

Les figures 6.11 et 6.12 illustrent le gain énergétique apporté par l'utilisation du mode mixte pour les mêmes paramètres que le cas précédent, mais avec une répartition non uniforme des utilisateurs. La répartition utilisée ici est la répartition gaussienne centrée présentée dans la partie 5.1.2.2 avec $\sigma = 0,3R_B$. On constate que le gain apporté par l'utilisation du mode mixte est plus élevé avec un maximum de 3 dB. La plage de nombres d'utilisateurs sur laquelle le mode mixte est le plus efficace est aussi plus étendue, allant de $1,6 \cdot 10^3$ utilisateurs à 10^5 utilisateurs.

Comme pour le cas précédent, la figure 5.5, illustrant la densité de probabilité de la distance entre l'utilisateur et l'émetteur, permet d'expliquer ce comportement. On constate sur cette figure que, dans le cas de ce type de distribution, peu d'utilisateurs se situent à proximité du bord de l'aire de couverture. Ainsi, quand on réduit cette aire de couverture, peu d'utilisateurs doivent être basculés sur la composante *unicast* et l'énergie nécessaire à transmettre le service à ces utilisateurs est inférieure à celle gagnée par la réduction de l'aire de couverture de la composante *broadcast*.

Les figures 6.13 et 6.14 illustrent le gain énergétique apporté par l'utilisation du mode mixte pour les mêmes paramètres que le cas précédent, mais avec une répartition non uniforme et non centrée des utilisateurs. Le type de répartition utilisé ici est celui présenté dans la partie 5.1.2.3 avec $\sigma = 0,3R_B$ et $r_0 = 0,3R_B$. Le gain énergétique maximum atteint 2,0 dB et la plage de nombres d'utilisateurs sur laquelle le mode mixte est le plus performant s'étend de $2,1 \cdot 10^3$ à $3,3 \cdot 10^4$ utilisateurs.

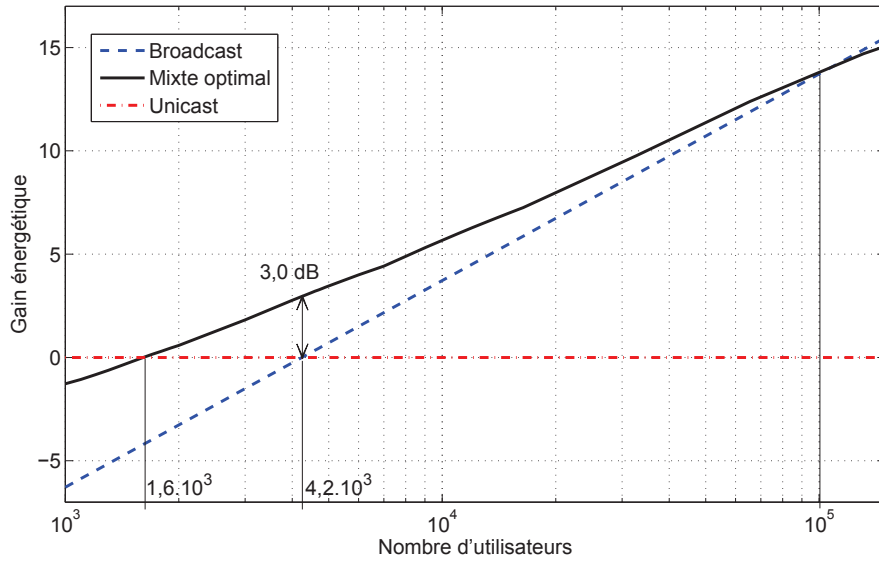


FIGURE 6.12 – Gain énergétique des modes *broadcast* et mixte par rapport au mode *unicast* pour $R_B = 100$ km, $h_B = 100$ m, $c = 1$ km, et $h_U = 30$ m avec répartition non uniforme ($\sigma = 0,3R_B$) centrée des utilisateurs (détail).

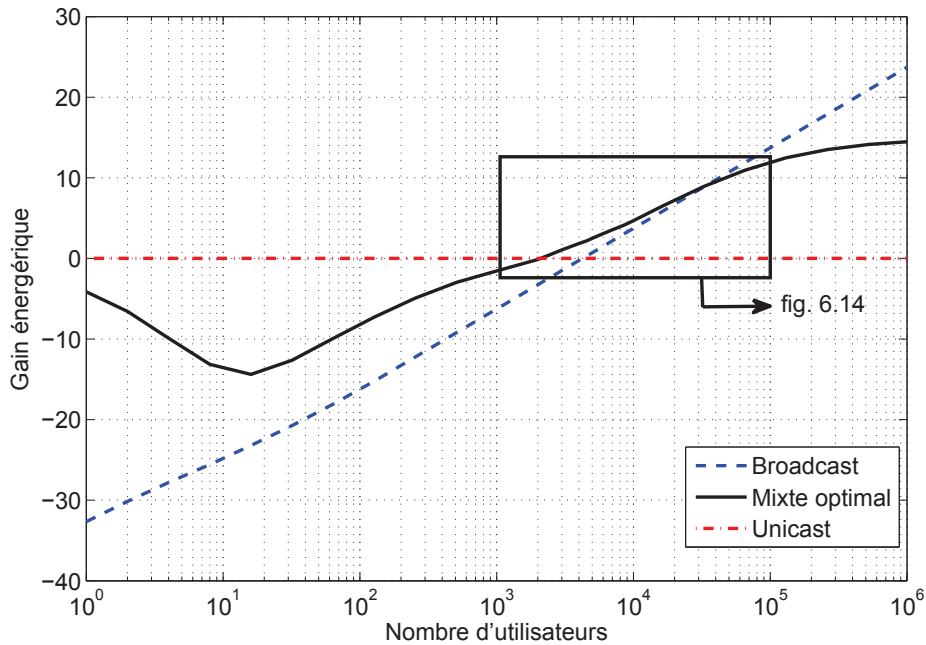


FIGURE 6.13 – Gain énergétique des modes *broadcast* et mixte par rapport au mode *unicast* pour $R_B = 100$ km, $h_B = 100$ m, $c = 1$ km, et $h_U = 30$ m avec répartition non uniforme ($\sigma = 0,3R_B$) non centrée ($r_0 = 0,3R_B$) des utilisateurs.

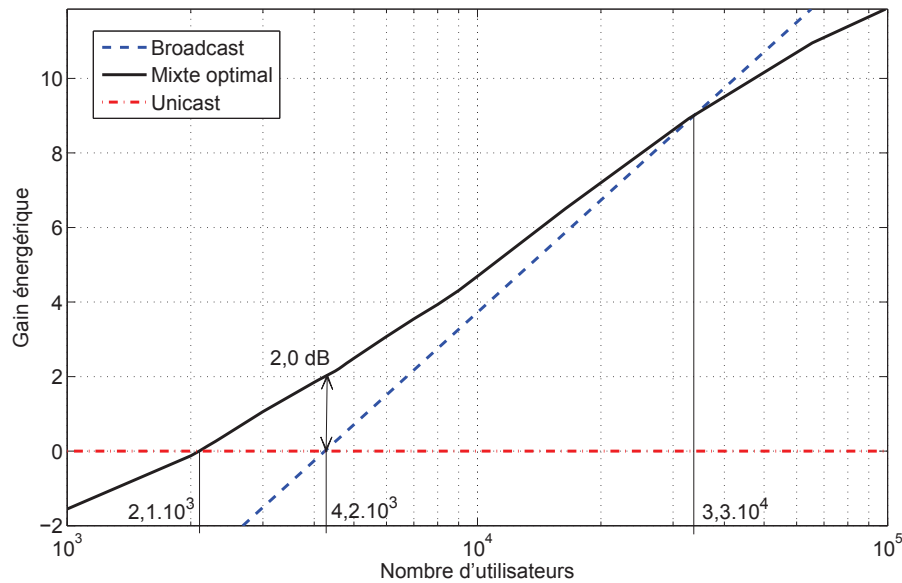


FIGURE 6.14 – Gain énergétique des modes *broadcast* et mixte par rapport au mode *unicast* pour $R_B = 100$ km, $h_B = 100$ m, $c = 1$ km, et $h_U = 30$ m avec répartition non uniforme ($\sigma = 0,3R_B$) non centrée ($r_0 = 0,3R_B$) des utilisateurs (détail).

La densité de probabilité de la distance entre l'émetteur et l'utilisateur dans ce cas est illustrée par la figure 5.6. On constate que la proportion des utilisateurs situés à proximité de la limite de couverture de la composante *broadcast* est plus élevée que pour le cas non uniforme centré et moins élevée que pour le cas uniforme. Cela explique que le niveau de performance du mode mixte se situe à un niveau intermédiaire entre les deux cas précédemment cités.

L'utilisation conjointe des deux composantes du réseau hybride permet, dans certaines conditions, d'améliorer les performances énergétiques du système par rapport à l'utilisation exclusive d'une composante. On constate que l'intervalle de nombres d'utilisateurs pour lequel l'efficacité énergétique du mode mixte est meilleure que celle des deux autres modes se situe autour du seuil au delà duquel l'efficacité énergétique du mode *broadcast* dépasse celle du mode *unicast*. Il est à noter que les performances du mode mixte par rapport aux deux autres modes dépend beaucoup de la répartition des utilisateurs au sein du réseau hybride. Moins les utilisateurs sont concentrés en périphérie de l'aire de couverture de la composante *broadcast* et plus les bénéfices apportés par l'utilisation du mode mixte sont importants.

6.2 Réduction du trafic cellulaire

6.2.1 Exemple pour un service

Pour évaluer les bénéfices du réseau hybride en termes d'encombrement du réseau, nous nous intéressons tout d'abord au cas de la transmission d'un unique service. Pour cette étude, l'intérêt d'un service donné dépend de nombreux paramètres dont le nombre d'utilisateurs qui y accèdent.

Nous choisissons l'exemple de la mise à jour d'une application mobile qui présente cer-

taines particularités le rendant très pertinent. En effet, le nombre d'utilisateurs de ce type de service est publiquement disponible via le service de distribution des applications. De plus, contrairement au téléchargement initial de l'application qui peut se dérouler à des moments très différents pour les différents utilisateurs, la mise à jour se déroule dans un intervalle de temps relativement restreint débutant à la publication d'une nouvelle version.

Le choix d'une application en particulier répond à différents critères. Nous choisissons une application destinée au système d'exploitation mobile le plus populaire au moment de la rédaction de ce document, c'est-à-dire Android. De plus, parmi les applications disponibles pour ce système d'exploitation, nous nous intéressons, à l'une des plus téléchargées. En effet, étant donnée la popularité croissante des terminaux mobiles, on peut imaginer qu'un cas très populaire à l'heure actuelle deviennent représentatif d'un cas moyen dans le futur. Enfin, parmi les applications les plus populaires, nous en choisissons une qui présente une faible fragmentation. La fragmentation se traduit par la disponibilité de différentes versions de l'application en fonction des caractéristiques du terminal sur laquelle elle est téléchargée. Une application qui présente une faible fragmentation peut être mise à jour sur une grande proportion des terminaux en transmettant un seul fichier.

L'application qui répond le mieux à ces critères est Youtube. Au 27 août 2013, cette application avait été téléchargée sur plus de 500 millions de terminaux Android [36]. Le 3 septembre 2013, Sundar Pichai, vice-président de la division « Produit » de Google, annonçait que le nombre d'activation de terminaux Android avait dépassé le milliard [37]. On peut en déduire que l'application Youtube est installée sur plus de 50% des terminaux Android. L'application Youtube est disponible en plusieurs versions. Nous nous concentrons sur une version qui, d'après les informations contenues dans son fichier d'installation, est destinée à tous les terminaux dotés d'une version du système d'exploitation Android supérieure ou égale à 2.2. D'après [38], cela représente 98,7% des terminaux Android. Ainsi, à l'occasion d'une mise à jour de l'application Youtube, un même fichier sera transmis à plus de 49.3% des terminaux Android.

En recoupant ces informations avec le nombre de terminaux Android présents dans un réseau hybride, on peut déterminer le nombre d'utilisateurs concernés par ce service. L'étude [39] datée de mars 2013, donne des éléments permettant de déterminer le nombre de terminaux Android pour le cas d'un réseau hybride situé en France. D'après cette étude, 44,4% des français sont équipés de smartphones et parmi ces smartphones, 51,7% sont dotés du système d'exploitation Android. En prenant une densité de population de 115 habitants par kilomètre carré (chiffre pour la France métropolitaine [40]) on peut déduire que le nombre de smartphones Android par kilomètre carré est, en France, de 26,4. Pour un réseau hybride dont l'aire de couverture a un rayon de 100 km, cela représente $8,3 \cdot 10^5$ smartphones dont $4,1 \cdot 10^5$ sont concernés par le service considéré.

En combinant, le nombre d'utilisateurs N avec le poids du fichier à transmettre $Q_S = 6,6$ Mo, on peut déduire la charge totale que représente ce service. Ainsi, pour un réseau de rayon 100 km et des cellules de 1 km de côté, la quantité totale d'information à transmettre est de 2.7 To soit une moyenne de 225 Mo par cellule. En utilisant la composante *broadcast* du réseau hybride, la quantité d'information à transmettre pour ce service est de 6.6 Mo quel que soit le nombre d'utilisateurs.

La figure 6.15 représente l'espérance de la quantité d'information à transmettre par cellule en mode *unicast* dans le cas d'une répartition non uniforme centrée des utilisateurs. L'espérance du nombre d'utilisateurs présents dans chaque cellule est calculée à l'aide de l'équation 5.24. On considère ici un réseau *unicast* de 100 km de rayon composé de cellules hexagonale

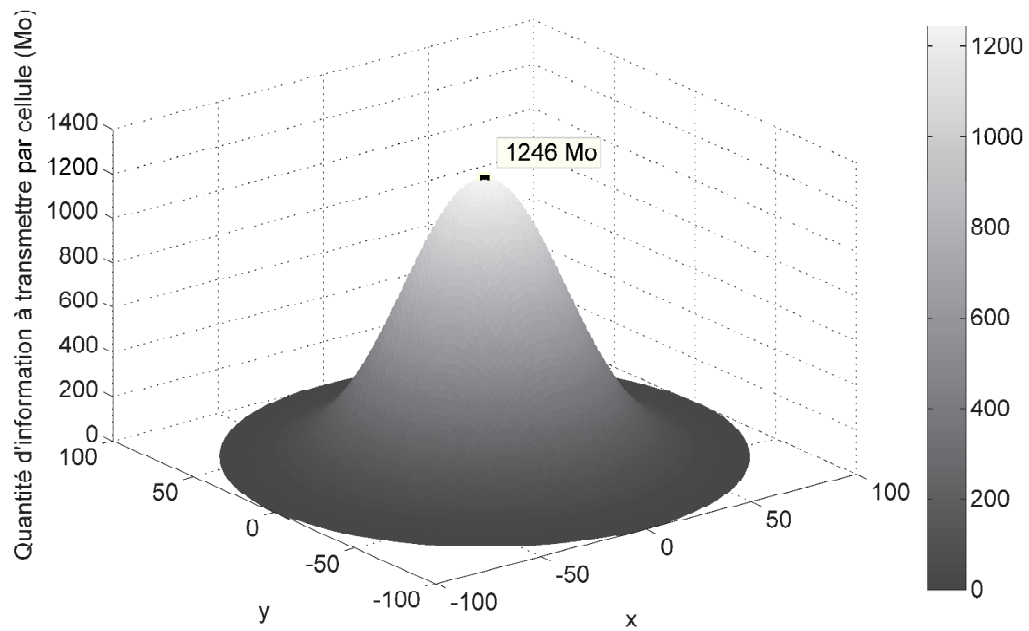


FIGURE 6.15 – Quantité d’information à transmettre par cellule en mode *unicast* pour $R_B = 100$ km, $c = 1$ km, $N = 4,1 \cdot 10^5$, et $Q_S = 6,6$ Mo dans le cas d’une répartition non uniforme centrée des utilisateurs avec $\sigma = 0,3R_B$.

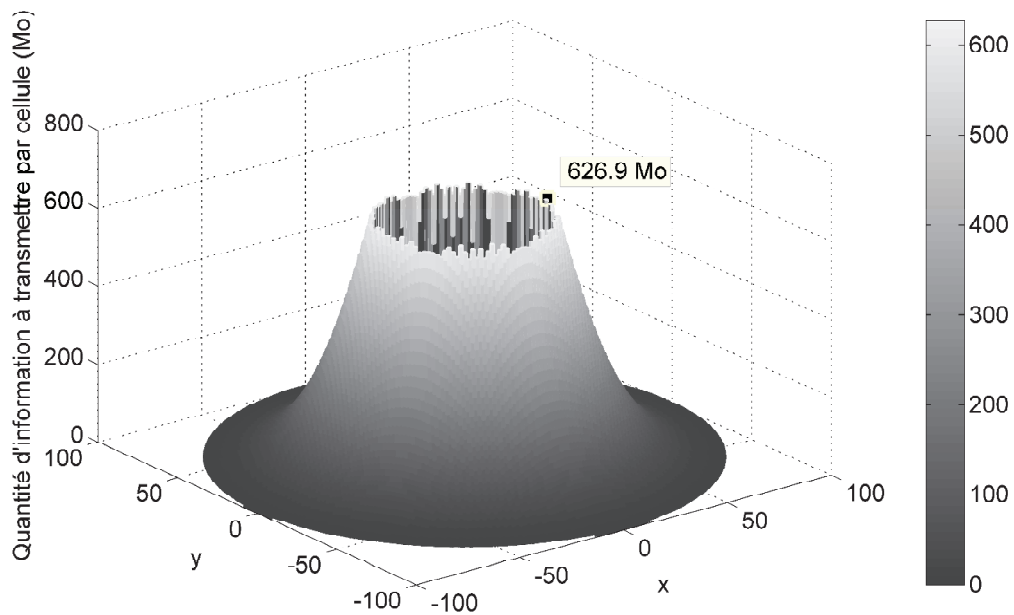


FIGURE 6.16 – Quantité d’information à transmettre par cellule en mode mixte₁₃ pour $R_B = 100$ km, $c = 1$ km, $N = 4,1 \cdot 10^5$, et $Q_S = 6,6$ Mo dans le cas d’une répartition non uniforme centrée des utilisateurs avec $\sigma = 0,3R_B$.

de 1 km de côté. Un service de poids $Q_S = 6,6$ Mo est transmis à $N = 4,1 \cdot 10^5$ utilisateurs. On constate une grande disparité dans la charge que doivent assurer les différentes cellules. Ainsi, au centre du réseau, la charge maximale atteint un maximum de 1246 Mo alors que la charge des cellules situées en périphérie descend en dessous de Q_S (espérance du nombre d'utilisateurs concernés inférieure à 1).

Dans le cas du mode *broadcast* l'intégralité de ce trafic est remplacé par la transmission de 6,6 Mo de données par la composante *broadcast*. Cependant, on peut préférer dans certains cas opter pour une couverture partielle de la composante *broadcast* permettant d'utiliser une efficacité spectrale plus élevée et ainsi de transmettre plus de services différents par cette composante. Dans ce cas de figure, la composante *unicast* transmet le service aux utilisateurs qui se trouvent en dehors de l'aire de couverture de composante *broadcast*.

La figure 6.16 représente l'espérance de la quantité d'information à transmettre par cellule de la composante *unicast* quand le mode de fonctionnement du réseau hybride est le mode mixte₁₃. Dans ce mode, la composante *broadcast* transmet le service avec l'efficacité spectrale $\nu_{13} = 4,34$. Cela permet de réduire les ressources spectrales et temporelles d'un rapport 5 par rapport au mode *broadcast* qui utilise l'efficacité spectrale $\nu_0 = 0,87$. Seuls les utilisateurs qui ne peuvent pas recevoir le signal *broadcast* avec cette efficacité spectrale reçoivent le service par la composante *unicast*. Ainsi, malgré une couverture relativement faible de la composante *broadcast* (34 km de rayon), la charge maximale à supporter par les cellules du réseau *unicast* est réduite environ de moitié (627 Mo). L'utilisation de ce mode a une influence similaire sur la quantité totale d'information à transmettre par la composante *unicast* passant de 2,7 To en mode *unicast* à 1,4 To en mode mixte₁₃.

La figure 6.17 représente l'espérance de la quantité d'information à transmettre par cellule dans le cas d'une répartition non uniforme non centrée des utilisateurs. La configuration du réseau est similaire à celle utilisée pour les résultats précédents ($R_B = 100$ km et $c = 1$ km). La charge maximale pour une cellule est ici de 1265 Mo. La différence avec le cas de la répartition non uniforme centrée s'explique par un facteur de normalisation $\kappa = 1 - Q_1\left(\frac{r_0}{\sigma}, \frac{R_B}{\sigma}\right)$ différent.

La figure 6.18 représente l'espérance de la quantité d'information à transmettre par cellule quand le mode de fonctionnement du réseau hybride est le mode mixte₁₃ pour une répartition non uniforme non centrée des utilisateurs. On constate que le gain apporté par ce mode en termes de charge maximale des cellules est beaucoup plus réduit que pour le cas d'une répartition centrée. En effet, ici, la charge maximale pour une cellule atteint 1243 Mo. Cependant, l'influence de l'utilisation de ce mode sur la quantité d'information à transmettre par la composante *unicast* est plus sensible avec un total de 1,8 To contre 2,7 To en mode *unicast*.

Pour atteindre des résultats comparables à ceux constatés sur la figure 6.16 en termes de charge maximale pour une cellule dans le cas d'une répartition non centrée des utilisateurs, on doit choisir le mode mixte₆ comme illustré par la figure 6.19. Dans ces conditions, l'efficacité spectrale utilisée par la composante *broadcast* est $\nu_6 = 2,36$ et le rayon de l'aire de couverture de la composante *broadcast* est de 59,4 km, la charge maximale pour une cellule atteint 752 Mo et la quantité totale d'information à transmettre par la composante *unicast* est de 734 Go.

Ces résultats démontrent l'intérêt que peut avoir le réseau hybride en termes d'encombrement du réseau *unicast*. En effet, même dans le cas d'un service relativement léger comme l'exemple utilisé ici, si le nombre d'utilisateurs qui y accèdent est élevé, la quantité d'information à transmettre par le réseau *unicast* peut être très grande. Transmettre ce type de service par la composante *broadcast* représente une quantité d'information constante quel que soit le nombre d'utilisateur. Il est aussi possible de réduire la quantité de ressources spectrales et tem-

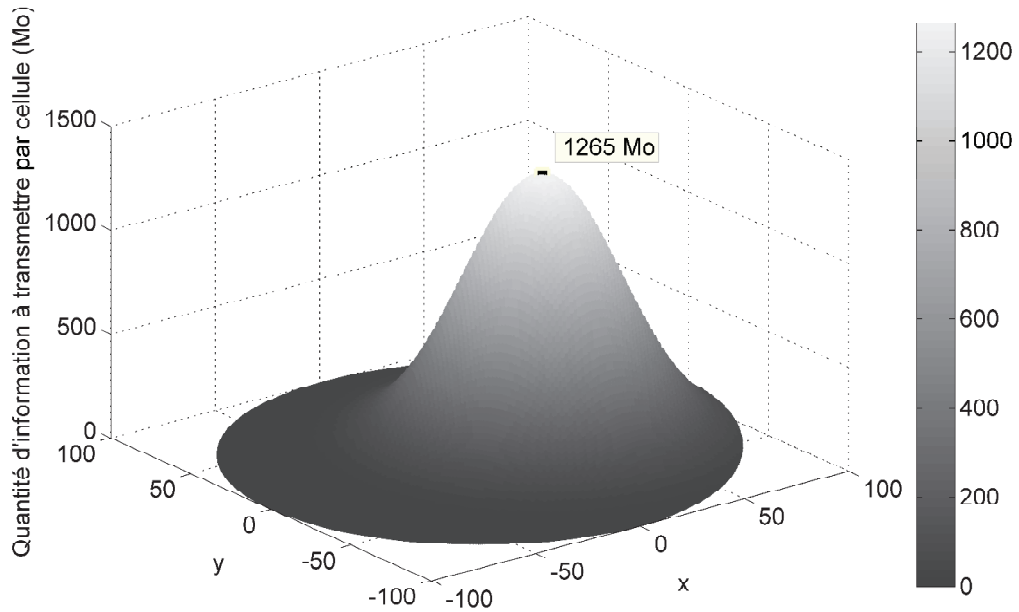


FIGURE 6.17 – Quantité d'information à transmettre par cellule en mode *unicast* pour $R_B = 100$ km, $c = 1$ km, $N = 4,1 \cdot 10^5$, et $Q_S = 6,6$ Mo dans le cas d'une répartition non uniforme non centrée des utilisateurs avec $\sigma = 0,3R_B$ et $r_0 = 0,3R_B$.

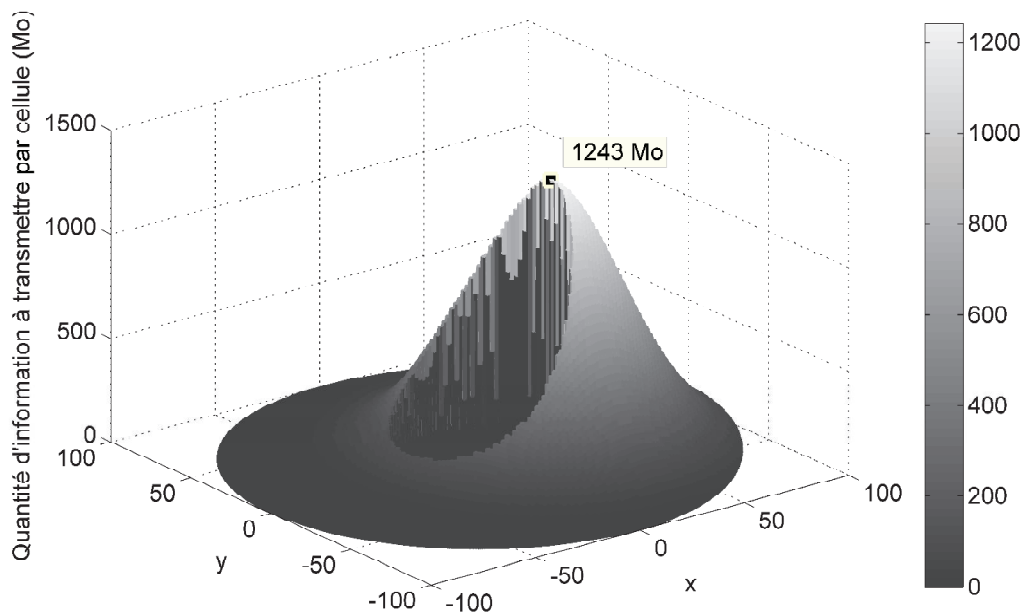


FIGURE 6.18 – Quantité d'information à transmettre par cellule en mode mixte₁₃ pour $R_B = 100$ km, $c = 1$ km, $N = 4,1 \cdot 10^5$, et $Q_S = 6,6$ Mo dans le cas d'une répartition non uniforme non centrée des utilisateurs avec $\sigma = 0,3R - B$ et $r_0 = 0,3R_B$.

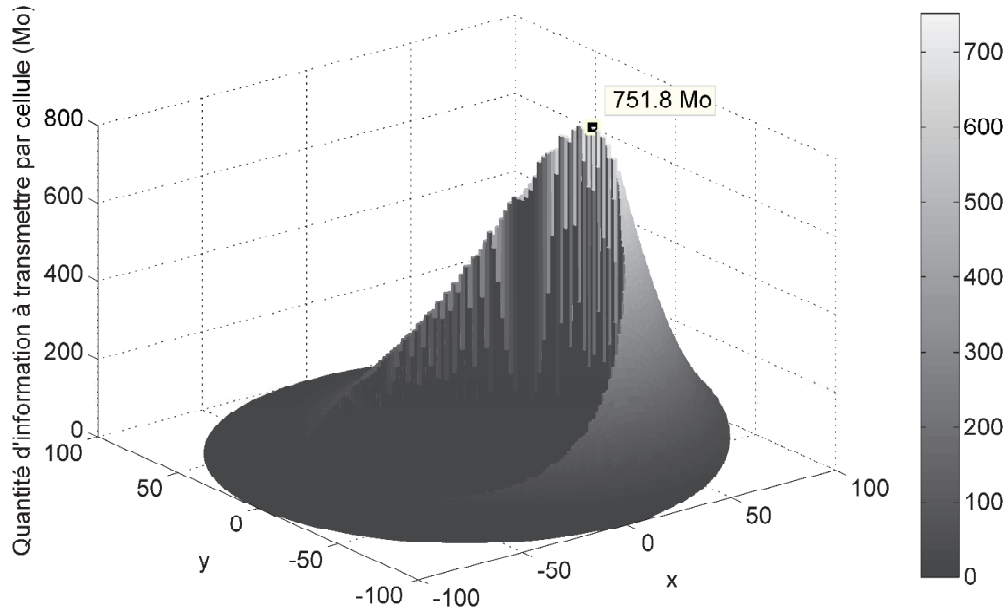


FIGURE 6.19 – Quantité d'information à transmettre par cellule en mode mixte₆ pour $R_B = 100$ km, $c = 1$ km, $N = 4,1 \cdot 10^5$, et $Q_S = 6,6$ Mo dans le cas d'une répartition non uniforme non centrée des utilisateurs avec $\sigma = 0,3R_B$ et $r_0 = 0,3R_B$.

porelles utilisées par la composante *broadcast* en augmentant l'efficacité spectrale utilisée tout en conservant un impact positif sur la charge de la composante *unicast*. Cependant, l'efficacité de cette méthode dépend beaucoup de la répartition des utilisateurs au sein du réseau.

6.2.2 Extension à l'ensemble du trafic

Afin d'étendre la réflexion menée dans la partie 6.2.1 à l'ensemble du trafic de données que doit acheminer le réseau, il est nécessaire de déterminer quels types de services sont adaptés à être transmis par la composante *broadcast*. La principale caractéristique que doivent présenter ces services est un accès par un grand nombre d'utilisateurs dans une période de temps restreinte.

Comme expliqué dans la partie 6.2.1, la mise à jour d'applications mobiles est un bon candidat pour la transmission par la composante *broadcast*. En effet, un grand nombre d'utilisateurs téléchargent la dernière version d'une application dans un laps de temps relativement réduit débutant à la publication de la mise à jour.

Les services de radio et de télévision sont des exemples évidents de services qui pourraient profiter d'une transmission par la composante *broadcast*. En effet, ces médias sont historiquement liés au développement des techniques de télédiffusion. Leur disponibilité dans le cadre du réseau hybride pourrait lui apporter une certaine valeur ajoutée.

Par analogie avec les services de télévision traditionnels, les services de télévision sur internet ou de *streaming* comme Ustream, Twitch.tv ou les services équivalents proposés par Youtube ou Dailymotion pourraient être des candidats à la transmission par la composante

broadcast. En effet, ce genre de service a connu une popularité grandissante ces dernières années et, le 11 août 2013, le site Twitch.tv a enregistré un pic d'affluence avec 4,5 millions de visiteurs uniques et 550 millions de minutes de vidéo regardées [41] soit une audience moyenne, sur 24 heures, de $3,8 \cdot 10^5$ utilisateurs simultanés. Cependant, la grande diversité de programmes proposés réduit l'intérêt de l'utilisation de la composante *broadcast* pour ce genre de service, l'audience totale étant divisée entre de nombreuses chaînes.

Un autre type de service vidéo très populaire est la vidéo à la demande ou VOD (Video On Demand). Ces services tels que les services de télévision de rattrapage, Youtube, ou encore Dailymotion proposent une grande diversité de vidéos dont certaines atteignent plusieurs centaines de millions de vues [42]. De tels nombres de vues pourraient faire des services de VOD de bons candidats pour la transmission par la composante *broadcast*. Cependant, la période de temps sur laquelle s'étalent ces vues est problématique. Au contraire des services de vidéos en *streaming* dans le cadre desquels un même flux vidéo est envoyé à tous les utilisateurs en même temps, ici, chaque utilisateur est traité individuellement et les données à envoyer aux différents utilisateurs à un moment donné ne sont pas nécessairement les mêmes. Pour faire profiter à ce type de service des bénéfices apportés par le réseau hybride, il faudrait modifier leur mode de fonctionnement. Ainsi, en profitant de l'espace de stockage croissant des terminaux mobiles, on peut imaginer mettre en cache les vidéos les plus populaires afin de réduire leur impact sur le trafic mobile.

On peut envisager un système de cache similaire pour d'autres services que les vidéos à la demande. Ce procédé permettrait à des services — dont les caractéristiques ne semblent pas, au premier abord, les rendre propices à une transmission par la composante *broadcast* — de profiter des bénéfices du réseau hybride. Ainsi, on peut par exemple envisager de transmettre par la composante *broadcast* et de mettre en cache les pages internet les plus visitées afin de réduire leur impact sur le trafic global du réseau.

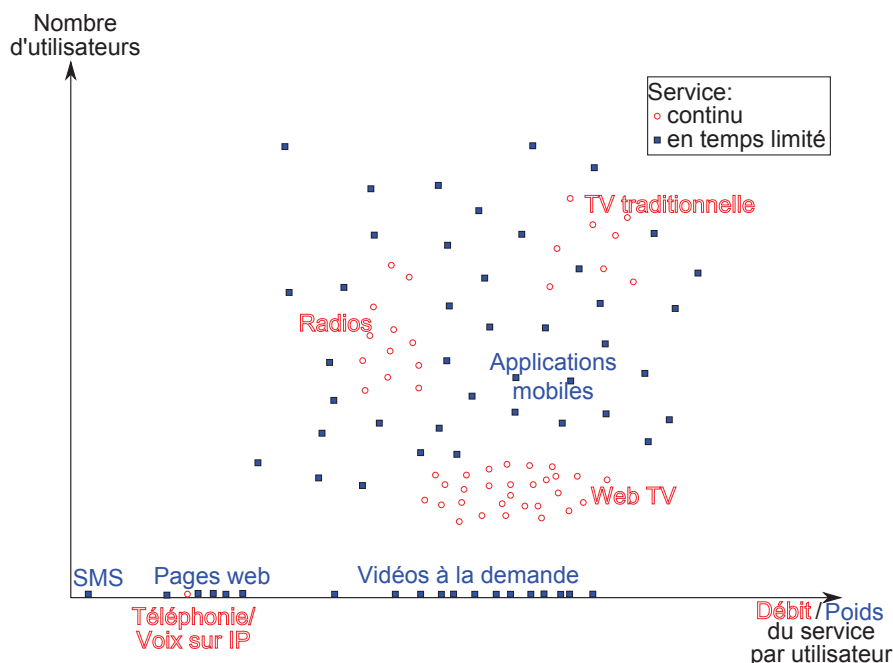


FIGURE 6.20 – Exemple de statistiques nécessaires à l'étude de l'impact de l'utilisation du réseau hybride sur l'engorgement du réseau *unicast*.

L'étude de l'impact de l'utilisation du réseau hybride sur le trafic global du réseau *unicast* nécessite la connaissance de certaines statistiques concernant les différents services candidats à la diffusion par la composante *broadcast*. La figure 6.20 illustre grossièrement le type de statistiques nécessaires, c'est à dire le débit binaire (pour les services continus) ou le poids (pour les services en temps limité) et le nombre d'utilisateurs de chaque service. Si les statistiques sur les poids ou les débits des différents services sont assez faciles à établir il en va autrement des statistiques concernant les nombres d'utilisateurs.

En effet, pour la plupart de ces services, les statistiques d'audience disponibles ne font pas la distinction entre les utilisateurs mobiles et les utilisateurs fixes. Quant aux études consacrées exclusivement aux audiences mobiles, comme [43], elles sont souvent trop peu précises pour pouvoir en tirer des conclusions. Parmi les services présentés ici comme candidats potentiels à la transmission par la composante *broadcast*, seules les applications mobiles présentent des statistiques d'audience exploitables car c'est un service exclusivement disponible pour les terminaux mobiles et les statistiques de téléchargement sont disponibles pour chaque application.

De plus, on peut se demander si les résultats issus de telles statistiques seraient entièrement représentatifs des effets de l'utilisation du réseau hybride sur le trafic du réseau *unicast*. Il est en effet envisageable que la transmission de certains services par la composante *broadcast* ait un effet bénéfique sur leur popularité (meilleure qualité de service, mise en avant auprès des utilisateurs...), ce qui amplifierait l'effet bénéfique du réseau hybride. Un bon exemple pour illustrer cette théorie est celui de la télévision mobile. En l'absence d'un modèle économique favorable, la télévision mobile peine à trouver son public. Cependant, dans le cadre du réseau hybride, elle pourrait détourner une partie de l'activité des utilisateurs vers un service *broadcast* sans être l'équivalent d'un service *unicast* existant.

6.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons démontré que la composante *broadcast* du réseau hybride peut transmettre un service avec une meilleure efficacité énergétique que la composante *unicast* à partir d'un certain seuil en termes de nombre d'utilisateurs. Ce seuil dépend de nombreux paramètres dont la taille des aires de couvertures respectives des deux composantes et le comportement du canal de propagation en termes d'affaiblissement. De plus, l'efficacité énergétique globale du réseau hybride peut, dans certains cas, être améliorée par l'utilisation conjointe des deux composantes *a fortiori* si les utilisateurs se trouvent majoritairement à proximité de la station de base *broadcast*. Ces travaux ont fait l'objet de deux publications internationales [4], [5].

Nous avons aussi illustré, pour un service précis, l'impact que peut avoir l'utilisation de la composante *broadcast* sur le trafic de données du réseau *unicast*. Cependant, le manque de statistiques concernant les nombres d'utilisateurs des services mobiles nous empêche de tirer des conclusions à l'échelle de l'ensemble du trafic que doit transmettre un réseau de télécommunications mobiles.

Conclusions et Perspectives

Conclusions

Cette thèse a pour objet l'étude d'un réseau hybride comprenant une composante de télécommunications mobiles constituée d'un réseau LTE et une composante de télédiffusion constituée d'une station DVB-T2. Le but est de modéliser et d'évaluer les performances d'un tel système.

Le réseau hybride à l'étude repose sur les standards LTE et DVB-T2 qui figurent parmi les plus récents dans leurs domaines respectifs. Ils mettent donc en œuvre des techniques parmi les plus avancées à ce jour. Si certaines de ces techniques comme la modulation OFDM ou le décodage de canal itératif sont communes aux deux standards, ils présentent de nombreuses différences. Certaines de ces différences comme les paramètres OFDM peuvent être en partie expliquées par l'héritage des standards précédents. Cependant, la plupart des disparités entre les deux standards comme l'intégration d'un mécanisme HARQ dans le standard LTE ou la profondeur d'entrelacement temporel très élevée pour le standard DVB-T2 résultent des différences de contraintes auxquelles ils sont soumis. On peut citer par exemple des contraintes de latence plus strictes pour le standard LTE que pour le standard DVB-T2 ou encore l'absence de voie montante pour ce dernier.

En raison du nombre très élevé d'éléments à prendre en compte (nombreuses stations de base LTE et nombreux utilisateurs), la modélisation du réseau hybride peut s'avérer délicate. Le modèle du réseau hybride proposé ici se base sur une étude statistique des propriétés géométriques du système, des conditions de propagation des signaux, des performances des deux standards utilisés, et de la répartition des utilisateurs au sein du système pour prévoir les performances spectrales des deux composantes. Ce modèle, bien qu'imparfait, permet d'obtenir des résultats avec une consommation de ressources très raisonnable même pour de très grands nombres d'utilisateurs.

Ce modèle permet d'évaluer les performances du réseau hybride notamment d'un point de vue énergétique. Il est possible d'établir un seuil en termes de nombre d'utilisateurs à partir duquel l'efficacité énergétique de la composante *broadcast* dépasse celle de la composante *unicast*. Ce seuil, dépendant essentiellement des propriétés géométriques du système et des conditions de propagation des signaux représente le nombre d'utilisateurs à partir duquel un réseau hybride peut être plus économe en énergie qu'un réseau cellulaire traditionnel. Pour les différents jeux de paramètres utilisés pour les simulations présentées dans ce document, le seuil représente de $5,5 \cdot 10^{-2}$ à 1,2 utilisateurs par cellule du réseau LTE.

Il est de plus possible, dans certaines conditions, d'optimiser encore les performances énergétiques du réseau hybride en exploitant conjointement les deux composantes du réseau. L'efficacité de cette démarche dépend de la répartition des utilisateurs. En effet, les gains apportés par cette méthode sont plus marqués si les abords de la station de base DVB-T2 sont plus

densément peuplés que la périphérie de l'aire de couverture. Les simulations présentées dans ce document montrent que cette stratégie permet d'obtenir un gain énergétique pouvant atteindre 3,0 dB.

Le modèle proposé livre aussi quelques enseignements sur les bénéfices apportés par l'approche hybride en termes d'engorgement des réseaux mobiles. En se basant sur les statistiques d'utilisation d'un service très populaire (en l'occurrence, la mise à jour d'une application mobile), il est possible de mesurer le gain apporté par la composante *broadcast* en termes de trafic de données à supporter par rapport à la composante *unicast*. Pour l'exemple choisi ici, la quantité totale de données à transmettre pour l'ensemble du réseau est de 2,7 To. La cellule la plus densément peuplée doit quant à elle transmettre 1,2 Go de données. La quantité de données à transmettre par la composante *broadcast* pour le même service et le même nombre d'utilisateur se limite à 6,6 Mo. De plus, ce gain, bien que plus limité, est toujours présent dans le cas où la composante *broadcast* ne couvre pas l'intégralité de la zone étudiée. Cela peut être le cas par exemple si l'on augmente l'efficacité spectrale offerte par le signal DVB-T2 afin d'économiser des ressources spectrales et temporelles et de transmettre un plus grand nombre de services par la composante *broadcast*.

Même si l'absence de statistiques précises sur le nombre d'utilisateurs simultanés des différents services mobile rend difficile l'extension de cette étude à l'ensemble du trafic de données supporté par un réseau de télécommunications mobiles, les résultats obtenus au cours de cette étude sont pour le moins encourageants.

Perspectives

À l'issue des travaux menés dans le cadre de cette thèse, certains aspects pourraient faire l'objet d'améliorations futures.

Il est possible d'améliorer le modèle du réseau hybride par l'intégration de phénomènes non pris en compte actuellement comme par exemple les phénomènes d'évanouissements. Cependant, la complexité du modèle mathématique utilisé croît rapidement quand on prend en compte de nouveaux paramètres comme pour la répartition non uniforme des utilisateurs introduite à la partie 5.1.2.2. Cette difficulté peut cependant être contournée par l'utilisation d'un modèle numérique au lieu d'un modèle analytique comme c'est le cas pour la prise en compte du mécanisme HARQ introduit à la partie 5.2.2.

Dans le même ordre d'idée, la prise en compte des possibilités multi-antennes des deux standards est un axe de recherche intéressant. En effet, le standard LTE comme le standard DVB-T2 offrent la possibilité d'utiliser des schémas MIMO. Cependant, en l'état actuel des standards, les possibilités du standard LTE dans ce domaine sont plus avancées que celles offertes par le standard DVB-T2. Il pourrait donc être bon d'intégrer, pour la composante DVB-T2, de nouveaux schémas MIMO plus performants, comme le schéma 3D-MIMO, particulièrement adapté aux systèmes *broadcast* [44].

Comme énoncé à la partie 6.2.2, l'extension de l'étude de l'impact de la composante *broadcast* sur la quantité de données à transmettre par la composante *unicast* à l'ensemble du trafic est limitée par l'absence de statistiques précises d'utilisation des services mobiles. Une façon de contourner ce problème pourrait être d'établir des statistiques arbitraires mais variables afin d'évaluer l'évolution des bénéfices apportés par l'utilisation du réseau hybride quand les taux d'utilisation des différents services mobiles varient.

Un autre axe d'étude intéressant est la comparaison de l'approche hybride avec le déploie-

ment d'une composante *broadcast* à l'échelle des cellules du réseau LTE basée sur le standard eMBMS. On peut déjà prédire un seuil, en termes de nombre d'utilisateurs, en deçà duquel une composante eMBMS présente peu d'intérêt par rapport à une transmission *unicast*. En effet, pour que cette approche soit intéressante, il faut que le nombre d'utilisateurs du service soit supérieur au nombre de cellules dans lequel il est diffusé. Cependant, la comparaison de l'approche eMBMS avec l'approche hybride pour des nombres d'utilisateurs plus élevés nécessite une étude plus poussée.

Enfin, une dernière amélioration possible de cette étude est la prise en compte de la mobilité. En effet, le modèle présenté ici est statique et ne propose qu'un aperçu du système à un moment donné. La prise en compte de la mobilité permettrait d'ouvrir l'étude vers de nouvelles problématiques comme la gestion de l'itinérance au niveau de la composante *unicast* ou l'évolution dans le temps de la couverture de chaque usager. Cette évolution ouvre elle-même vers l'étude de systèmes de coopérations plus poussés entre les deux composantes comme celui présenté dans la partie 4.1.2 basé sur l'utilisation de codes AL-FEC et particulièrement pertinent dans le cas d'une couverture intermittente de la composante *broadcast*.

Bibliographie

- [1] « Cisco Visual Networking Index : Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2012-2017 ». http://www.cisco.com/en/US/solutions/collateral/ns341/ns525/ns537/ns705/ns827/white_paper_c11-520862.html, 2013.
- [2] ETSI TS 102 831 v1.2.1, « Implementation guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2) ». Rapport, *Digital Video Broadcasting*, 2012.
- [3] N. CORNILLET, M. CRUSSIÈRE et J.-F. HÉLARD, « Performance of the DVB-T2 system in a Single Frequency Network : Analysis of the distributed alamouti scheme ». In *2011 IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (IEEE BMSB 2011)*, pages 1–4, Juin 2011.
- [4] N. CORNILLET, M. CRUSSIÈRE et J.-F. HÉLARD, « On the hybrid use of unicast/broadcast networks under energy criterion ». In *2012 IEEE 23rd International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (IEEE PIMRC 2012)*, pages 1256–1261, Septembre 2012.
- [5] N. CORNILLET, M. CRUSSIÈRE et J.-F. HÉLARD, « Optimization of the energy efficiency of a hybrid broadcast/unicast network ». In *2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (IEEE WCNCW 2013)*, pages 39–44, Avril 2013.
- [6] R.W. CHANG, « Synthesis of Band-Limited Signals for Multichannel Data Transmission ». *The Bell System Technical Journal*, 1966.
- [7] R.G. GALLAGER, « Low-density parity-check codes ». *IRE Transactions on Information Theory*, vol. 8, n° 1, pages 21–28, 1962.
- [8] D. J C MACKAY et R.M. NEAL, « Near Shannon limit performance of low density parity check codes ». *Electronics Letters*, vol. 32, n° 18, pages 1645–1648, 1996.
- [9] I.S. REED et X. CHEN, *Error-Control Coding for Data Networks*, « BCH Codes », pages 189–231. 1999.
- [10] C.A. NOUR et C. DOUILLARD, « CTH11-4 : On Lowering the Error Floor of High Order Turbo BICM Schemes Over Fading Channels ». In *IEEE Global Telecommunications Conference 2006 (GLOBECOM 2006)*, pages 1–5, 2006.
- [11] C.A. NOUR et C. DOUILLARD, « Rotated QAM Constellations to Improve BICM Performance for DVB-T2 ». In *IEEE 10th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications 2008 (ISSSTA 2008)*, pages 354–359, 2008.
- [12] V. TAROKH, N. SESHADRI et A. CALDERBANK, « Space-time codes for high data rate wireless communication : performance criterion and code construction ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, n° 2, pages 744–765, Mars 1998.

-
- [13] S. ALAMOUTI, « A simple transmit diversity technique for wireless communications ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, n° 8, pages 1451–1458, Octobre 1998.
- [14] P.W. WOLNIANSKY, G.J. FOSCHINI, G.D. GOLDEN et R. VALENZUELA, « V-BLAST : an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel ». In *1998 URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics (ISSSE 98)*, pages 295–300, 1998.
- [15] I. EIZMENDI, G. PRIETO, G. BERJON-ERIZ, M. VELEZ, S. CORREIA, A. ARRINDA et P. ANGUEIRA, « HDTV field trials using DVB-T and DVB-T2 broadcasting systems ». In *2010 IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (IEEE BMSB 2010)*, pages 1–5, 2010.
- [16] ETSI EN 302 755 V1.3.1, « Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2) ». Rapport, *Digital Video Broadcasting*, 2012.
- [17] U. SORGER, Isabella DE BROECK et M. SCHNELL, « Interleaved FDMA-a new spread-spectrum multiple-access scheme ». In *1998 IEEE International Conference on Communications (ICC 1998)*, vol. 2, pages 1013–1017 vol.2, 1998.
- [18] H.G. MYUNG, Junsung LIM et D. GOODMAN, « Single carrier FDMA for uplink wireless transmission ». *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, vol. 1, n° 3, pages 30–38, 2006.
- [19] C. BERROU, A. GLAVIEUX et P. THITIMAJSHIMA, « Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : Turbo-codes ». In *IEEE International Conference on Communications 1993 (ICC 1993)*, vol. 2, pages 1064–1070, 1993.
- [20] L. BAHL, J. COCKE, F. JELINEK et J. RAVIV, « Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate ». *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 20, n° 2, pages 284–287, 1974.
- [21] ETSI TS 136 212, « LTE ; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; Multiplexing and channel coding ». 2013. v11.3.0.
- [22] W. YAFENG, Z. LEI et Y. DACHENG, « Performance analysis of type III HARQ with turbo codes ». In *The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference (VTC 2003-Spring)*, vol. 4, pages 2740–2744 vol.4, 2003.
- [23] ETSI TS 136 211, « LTE ; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; Physical Channels and Modulation ». 2013. v11.4.0.
- [24] International Telecommunication Union , *The World in 2010 : ICT Facts and Figures*. 2010.
- [25] ETSI TS 122 146, « Digital cellular telecommunications system (Phase 2+) ; Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) ; LTE ; Multimedia Broadcast/Multicast Service (MBMS) ; Stage 1 ». 2013. v11.1.0.
- [26] D. CATREIN, J. HUSCHKE et U. HORN, « Analytic Evaluation of a Hybrid Broadcast-Unicast TV Offering ». In *Vehicular Technology Conference, 2008. VTC Spring 2008. IEEE*, pages 2864–2868, 2008.
- [27] D. GÓMEZ-BARQUERO et A. BRIA, « Feasibility of DVB-H Deployment on Existing Wireless Infrastructure ». In *International Workshop on Convergent Technologies (IWCT) 2005*, pages 2864–2868, 2005.

- [28] A. BRIA, *Mobile Multimedia Multicasting in Future Wireless Systems : A Hybrid Cellular-Broadcasting System Approach*. Thèse de Doctorat, KTH, Communication Systems, CoS, 2008.
- [29] A. SHOKROLLAHI, « Raptor codes ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 52, n° 6, pages 2551–2567, 2006.
- [30] C. GALLARD *et al.*, « D21.1 - Analysis on 3GPP E-MBMS/DVB-NGH Physical Layer Convergence ». 2011.
- [31] M. CRUSSIÈRE, C. DOUILLARD, C. GALLARD, M. LE BOT, B. ROS, A. BOUTTIER et A. UNTERSEE, « A Unified Broadcast Layer for Horizon 2020 Delivery of Multimedia Services ». *Soumis à IEEE Transactions on Broadcasting, Special issue on FOBTV*.
- [32] M. L. ALBELI-MOREL, C. BOUSTIE, E. DUBOIS et P. GÉLARD, « Towards a Cooperative Broadcasting Architecture for Mobile MultiMedia ». *Soumis à IEEE Transactions on Broadcasting, Special issue on FOBTV*.
- [33] ETSI TR 136 942, « LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio Frequency (RF) system scenarios ». 2012. v11.0.0.
- [34] M. HATA, « Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 29, n° 3, pages 317 – 325, 1980.
- [35] C. MEHLFUHRER, M. WRULICH, J.C. IKUNO, D. BOSANSKA et M. RUPP, « Simulating the Long Term Evolution Physical Layer ». In *17th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2009)*, pages 1471 – 1478, Août 2009.
- [36] GOOGLE, « YouTube - Android Apps on Google Play ». <https://play.google.com/store/apps/details?id=com.google.android.youtube>, Août 2013.
- [37] S. PICHAÏ. <https://plus.google.com/+SundarPichai/posts/NeBW7AjT1QM>, Septembre 2013.
- [38] GOOGLE, « Dashboard | Android Developers ». <http://developer.android.com/about/dashboards/index.html>, Août 2013.
- [39] Mobile Marketing Association France, « Deuxième édition du Baromètre trimestriel du Marketing Mobile ». Juin 2013.
- [40] INSEE, « Insee - Territoire - Population, superficie et densité des principaux pays du monde en 2011 ». http://www.insee.fr/fr/themes/tableau.asp?reg_id=98&ref_id=CMPTEF01105, 2011.
- [41] M. DIPIETRO, « Record-Breaking Day on Twitch ». <http://blog.twitch.tv/2013/08/record-breaking-day-on-twitch/>, Août 2013.
- [42] GOOGLE, « Charts - YouTube ». http://www.youtube.com/charts/videos_views?gl=US&t=a.
- [43] MÉDIAMÉTRIE, « L’audience de l’internet mobile en France en juillet 2013 ». Septembre 2013.
- [44] M. LIU, M. CRUSSIÈRE, M. HÉLARD, J.-F. HÉLARD et Y. NASSER, « Enhanced mobile digital video broadcasting with distributed space-time coding ». In *2012 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 6971–6976, 2012.

AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

Titre de la thèse:

Convergence des réseaux de télécommunications mobiles et de télédiffusion : modélisation et évaluation des performances d'un réseau hybride LTE/DVB-T2

Nom Prénom de l'auteur : CORNILLET NICOLAS

Membres du jury :

- Monsieur MEGHDADI Vahid
- Monsieur HELARD Jean-François
- Monsieur CRUSSIÈRE Matthieu
- Madame DOUILLARD Catherine
- Monsieur GELLE Guillaume
- Monsieur GALLARD Christian

Président du jury : Madame Catherine DOUILLARD

Date de la soutenance : 18 Décembre 2013

Reproduction de la these soutenue

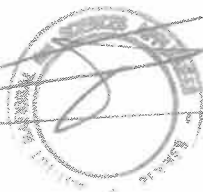
- Thèse pouvant être reproduite en l'état
 Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées

Fait à Rennes, le 18 Décembre 2013

Signature du président de jury

Le Directeur,

M'hamed DRISSI



Ces dernières années, la popularité croissante de terminaux mobiles de plus en plus intelligents a provoqué une hausse considérable du trafic supporté par les réseaux de télécommunications cellulaires. Dans ce contexte, le déploiement de réseaux dits de quatrième génération basés sur le standard LTE (Long Term Evolution) et offrant des capacités significativement plus élevées que les réseaux de générations précédentes peut sembler être une solution idéale. Cependant, dans le cas d'un service à délivrer à un très grand nombre d'utilisateurs, ce standard, malgré la disponibilité de la technologie eMBMS (Evolved Multimedia Broadcast Multicast Services), n'est pas forcément le plus adapté. Dans le même temps, la télévision a achevé dans de nombreux pays sa transition vers le numérique. L'abandon de la transmission analogique a permis non seulement d'améliorer la qualité du service mais aussi d'occuper moins de spectre. En France, une partie du spectre libéré a déjà été attribué au déploiement de réseaux LTE. Une autre méthode permettant d'exploiter ce spectre au profit des réseaux de communications mobiles est proposée dans cette thèse : le réseau hybride.

Le réseau hybride est constitué d'un réseau cellulaire au standard LTE accompagné d'un émetteur DVB-T2 (Digital Video Broadcasting – Second Generation Terrestrial). Les aires de couverture de ces deux composantes se superposent et un service peut être transmis aux utilisateurs présents dans ces aires indifféremment par l'une ou l'autre des composantes. Ce concept permet de pallier un point faible du standard LTE, c'est-à-dire la capacité à délivrer efficacement un même service à un grand nombre d'utilisateurs simultanément. Après une étude approfondie des deux standards utilisés, un modèle mathématique du réseau hybride est proposé. Ce modèle se base sur les propriétés géométriques du réseau hybride, les performances des deux types de signaux utilisés, et sur plusieurs types de répartition des utilisateurs pour évaluer les performances du réseau hybride selon différents critères.

Le premier critère étudié est un critère énergétique. Le modèle proposé permet de comparer les efficacités énergétiques des deux composantes pour transmettre un service en fonction de son nombre d'utilisateurs. L'efficacité de la composante DVB-T2 dépasse celle de la composante LTE à partir d'un seuil dont la valeur varie avec les propriétés géométriques du réseau et le type d'affaiblissement de propagation auquel sont soumis les signaux. Il est de plus possible, dans certaines circonstances, d'améliorer encore l'efficacité énergétique du système en utilisant conjointement les deux composantes. Le second critère étudié est celui de l'encombrement du réseau cellulaire. En effet, un service consommé par un grand nombre d'utilisateurs peut avoir un impact conséquent sur le trafic à transmettre par un réseau LTE. Utiliser la composante DVB-T2 pour distribuer un tel service permet de réduire la charge du réseau cellulaire, et ceci même dans le cas où la composante DVB-T2 ne couvre pas l'ensemble de la zone à desservir globalement.

Ces différentes études ont permis de bien mettre en évidence les avantages et inconvénients des deux types de réseaux *broadcast* et *unicast*. En particulier, l'intérêt d'une approche reposant sur l'utilisation d'un réseau hybride exploitant la complémentarité des deux composantes *broadcast* et *unicast* a été démontré.

During the last few years, the growing popularity of smarter and smarter mobile devices has led to a tremendous growth of cellular data traffic. In such a context, the deployment of fourth generation networks based on the LTE (Long Term Evolution) standard and with capacities significantly higher than previous generations networks can be seen as an ideal solution. However, when the number of users requiring a given service is large, this standard, despite the availability of the eMBMS (Evolved Multimedia Broadcast Multicast Services) technology, is not necessarily the most suitable. Meanwhile, television has completed its transition to the digital transmission in many countries. The analog switch-off has not only allowed a better quality of service but has also freed some spectrum. In France, some of this spectrum has already been used for the deployment of LTE networks. This thesis introduces another way to use this spectrum to the benefit of mobile data networks: the hybrid network.

The hybrid network consists of a LTE cellular network and a DVB-T2 (Digital Video Broadcasting – Second Generation Terrestrial) transmitter. The coverage areas of the two components are overlapping and a service can be delivered to the users located in these areas by either one or the other of the components. This concept can compensate one weakness of the LTE standard, which is the ability to deliver efficiently the same service to a large number of users simultaneously. After a thorough study of the two standards in use, a mathematical model of the hybrid network is proposed. This model is based on the geometrical properties of the network, the performances of the two types of signal, and different types of users distribution to measure the performances of the hybrid network using different criteria.

The first criterion is the energy efficiency. The proposed model allows the comparison of the two components in terms of energy efficiency for one service depending of the number of its users. The DVB-T2 component outperforms the LTE component when the number of users exceeds a given threshold whose value depends on the geometric properties of the network and the type of path loss attenuating the signals. It is possible, in some cases, to further improve the energy efficiency of the system by using both components together. The second criterion is the network congestion. Indeed, a service with a great number of users can induce significant data traffic for the LTE network. Transmitting such a service through the DVB-T2 component can decrease the cellular data traffic even if the DVB-T2 component does not cover the whole area of interest.

These studies have brought out the benefits and drawbacks of both broadcast and unicast networks. Especially, the interest of the hybrid network based on the complementarities between the two components has been demonstrated.