

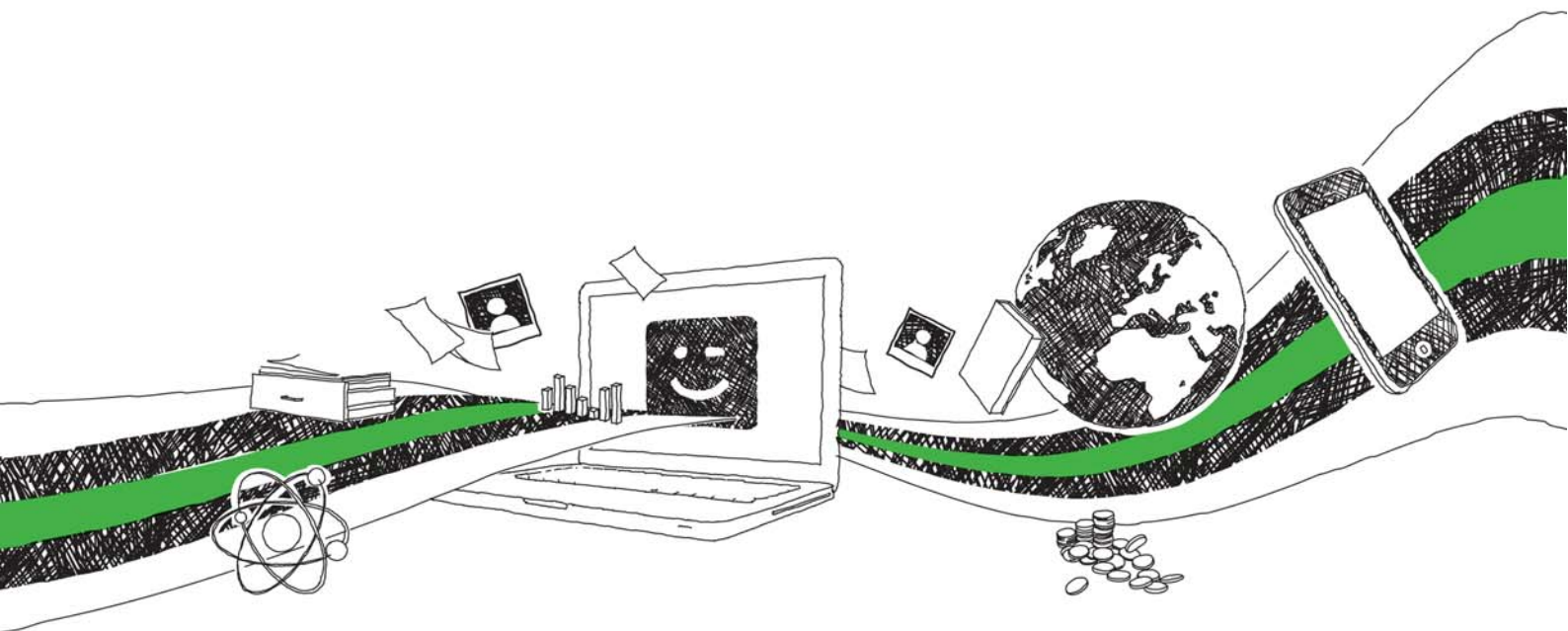
**Michael Wiehl**

## Optimisation d'une liaison faisceaux hertziens numériques

Optimierung einer Richtfunkstrecke für das digitale Fernsehen

**Mémoire (de fin d'études)**

# SUR GRIN VOS CONNAISSANCES SE FONT PAYER



- Nous publions vos devoirs et votre thèse de bachelor et master
- Votre propre eBook et livre – dans tous les magasins principaux du monde
- Gagnez sur chaque vente

Téléchargez maintenant sur [www.GRIN.com](http://www.GRIN.com)  
et publiez gratuitement



**Bibliographic information published by the German National Library:**

The German National Library lists this publication in the National Bibliography; detailed bibliographic data are available on the Internet at <http://dnb.dnb.de> .

This book is copyright material and must not be copied, reproduced, transferred, distributed, leased, licensed or publicly performed or used in any way except as specifically permitted in writing by the publishers, as allowed under the terms and conditions under which it was purchased or as strictly permitted by applicable copyright law. Any unauthorized distribution or use of this text may be a direct infringement of the author's and publisher's rights and those responsible may be liable in law accordingly.

**Imprint:**

Copyright © 2006 GRIN Verlag  
ISBN: 9783640707546

**This book at GRIN:**

<https://www.grin.com/document/153551>

**Michael Wiehl**

## **Optimisation d'une liaison faisceaux hertziens numériques**

**Optimierung einer Richtfunkstrecke für das digitale Fernsehen**

## **GRIN - Your knowledge has value**

Since its foundation in 1998, GRIN has specialized in publishing academic texts by students, college teachers and other academics as e-book and printed book. The website [www.grin.com](http://www.grin.com) is an ideal platform for presenting term papers, final papers, scientific essays, dissertations and specialist books.

### **Visit us on the internet:**

<http://www.grin.com/>

<http://www.facebook.com/grincom>

[http://www.twitter.com/grin\\_com](http://www.twitter.com/grin_com)

# Optimisation d'une liaison faisceaux hertziens numériques

Michael Wiehl

Stage effectué à : TDF-C2R  
1, rue Marconi  
Technopôle Metz 2000  
57070 Metz

Dates : 20 janvier 2006 - 4 août 2006



# Remerciements

Je tiens à remercier M. Pierre Kasser, responsable du département système RF, et M. Michel Richard, Ingénieur technique, pour m'avoir proposé ce sujet intéressant et motivant et pour m'avoir si bien accueilli et encadré pendant le stage. De plus je les remercie pour m'avoir permis de partir en mission pour déployer les équipements développés et expérimentés durant ce stage, ce qui m'a beaucoup apporté.

Je tiens à exprimer ma gratitude à l'ensemble du personnel ainsi qu'aux stagiaires de l'entreprise TDF DTECH METZ pour la bonne ambiance qui régnait.

Enfin je remercie mes amis de la région de Würzburg et Heidelberg pour le soutien qu'ils m'ont apporté pendant mon séjour à l'étranger. Finalement mes sincères remerciements vont à ma famille qui m'a aidé pendant toutes mes études et sans qui je n'aurais pu obtenir mon diplôme.

# Table des matières

<b>Remerciements</b>	<b>i</b>
<b>Table des matières</b>	<b>ii</b>
<b>Table des figures</b>	<b>v</b>
<b>List des tableaux</b>	<b>vii</b>
<b>Glossaire</b>	<b>viii</b>
<b>1 Introduction</b>	<b>1</b>
<b>2 Présentation de l'entreprise</b>	<b>3</b>
2.1 TDF en bref . . . . .	3
2.2 Le groupe TDF . . . . .	4
2.3 Présentation de la direction technique . . . . .	5
2.4 Présentation de la Dtech Metz . . . . .	5
2.5 Département Systèmes RF . . . . .	7
<b>3 Sujet de stage</b>	<b>8</b>
<b>4 Planification théorique</b>	<b>10</b>
4.1 Base théorique . . . . .	10
4.1.1 Introduction aux transmissions numériques . . . . .	10
4.1.2 Quaternary Phase Shift Keying . . . . .	12
4.1.3 Orthogonal Frequency Division Multiplex . . . . .	13
4.1.4 Chaîne DVB-T . . . . .	15
4.1.5 Transmission hertzienne . . . . .	18
4.2 Bibliographie UIT . . . . .	20

4.2.1	L'Union internationale des télécommunications . . . . .	20
4.2.2	Résumé des recommandations trouvées . . . . .	22
4.2.3	Effet de l'atmosphère sur la liaison . . . . .	24
4.2.4	Estimation de l'évanouissement temporaire . . . . .	25
4.2.5	Variation de facteur k avec le temps . . . . .	26
4.2.6	Estimation du retard d'un écho réfléchi sur sol . . . . .	28
4.2.7	Estimation de taux d'amélioration . . . . .	30
<b>5</b>	<b>Transmission en modulation OFDM</b>	<b>33</b>
5.1	Développement de la maquette de transmission . . . . .	33
5.1.1	Synoptique . . . . .	33
5.1.2	Adaptations diverses . . . . .	34
5.1.3	Bruit de phase des oscillateurs locaux . . . . .	35
5.1.4	Possibilités pour améliorer le bruit de phase . . . . .	36
5.1.5	Comparaison de MER et SNR . . . . .	38
5.1.6	Atténuation maximale des plusieurs étapes . . . . .	38
5.1.7	Solution finale . . . . .	39
5.2	Développement du modèle de canal . . . . .	39
5.2.1	Théorie propagation hertzienne . . . . .	39
5.2.2	Modèle synthétisé . . . . .	41
5.2.3	Modèles standards . . . . .	42
5.2.4	Modélisation à partir des mesures . . . . .	44
5.2.5	Test de certains profils . . . . .	47
5.2.6	Modèle final . . . . .	47
5.3	Comparaison OFDM QPSK . . . . .	49
5.3.1	Objectif . . . . .	49
5.3.2	Synoptique de test . . . . .	50
5.3.3	Résultats des mesures . . . . .	51
5.3.4	Problèmes rencontrés . . . . .	57
5.3.5	Conclusion . . . . .	57
<b>6</b>	<b>Technique de diversité</b>	<b>60</b>
6.1	Possibilités de diversité . . . . .	60
6.2	Choix de la technique de diversité . . . . .	61
6.3	Commutateur MPEG-TS . . . . .	63
6.3.1	Introduction . . . . .	63
6.3.2	Contenu de l'EPLD . . . . .	64
6.3.3	Validation des entrées et sorties des FIFOs . . . . .	65

6.3.4	Synchronisation des deux voies . . . . .	65
6.3.5	Principe de la commutation . . . . .	66
6.4	Test de diversité . . . . .	68
<b>7</b>	<b>Test sur site</b>	<b>69</b>
7.1	Introduction . . . . .	69
7.2	Analyse des résultats préliminaires . . . . .	72
<b>8</b>	<b>Bilan</b>	<b>78</b>
<b>9</b>	<b>Conclusion</b>	<b>79</b>
	<b>Annexe A : Synoptique des maquettes</b>	<b>83</b>
	<b>Annexe B : Machines d'état</b>	<b>87</b>
	<b>Annexe C : Code source de l'EPLD</b>	<b>92</b>

# Table des figures

1.1	Couverture de TNT en France . . . . .	2
2.1	Organisation de la direction technique . . . . .	5
2.2	Site de DTech Metz . . . . .	6
4.1	Synoptique d'un système en transmission numérique . . . . .	11
4.2	Visualisation de MER . . . . .	12
4.3	Bandes VHF et UHF . . . . .	15
4.4	Synoptique d'une chaîne d'émission DVB-T . . . . .	16
4.5	Mécanisme d'entrelacement . . . . .	17
4.6	Exemple d'une liaison terrestre . . . . .	19
4.7	Synoptique d'une liaison hertzienne . . . . .	19
4.8	Trajet d'un signal comme fonction de facteur k . . . . .	27
4.9	Paramètres hydroclimatiques de la Bretagne . . . . .	28
4.10	Facteur k et réfractivité $dN/dh$ sur l'année 2005 . . . . .	29
4.11	Retard sur le changement climatique . . . . .	30
4.12	Estimation de taux d'amélioration . . . . .	32
5.1	Synoptique spécifique de la liaison en OFDM . . . . .	33
5.2	MER en mode 2k/64QAM . . . . .	34
5.3	Gabarit pour le bruit de phase . . . . .	36
5.4	Synoptique de la solution préliminaire . . . . .	39
5.5	Réponse impulsionnelle . . . . .	40
5.6	Propagation d'une onde sur sol . . . . .	42
5.7	Fading central à 114,5 MHz, fading décentré . . . . .	46
5.8	Fading décentré à 113 MHz . . . . .	46
5.9	Fading hors bande à 120 MHz . . . . .	46
5.10	C/N en modulation QPSK avec différents types de canal . . . . .	48

5.11	Comparaison de BER en OFDM et QPSK . . . . .	48
5.12	Signal modulé en QPSK sous fading . . . . .	49
5.13	Synoptique du test en OFDM . . . . .	50
5.14	Synoptique du test en QPSK . . . . .	50
5.15	Atténuation maximale de modulation . . . . .	52
5.16	Atténuation maximale de modulation OFDM . . . . .	52
5.17	Atténuation maximale avec un oscillateur interne . . . . .	54
5.18	Atténuation maximale avec un oscillateur externe . . . . .	54
5.19	C/N en modulation QPSK . . . . .	56
5.20	C/N en modulation OFDM . . . . .	56
5.21	Atténuation maximale OFDM . . . . .	58
6.1	Différentes techniques de diversité . . . . .	61
6.2	Deux voies en OFDM dans un canal SHF . . . . .	62
6.3	Taux d'amélioration sur la profondeur d'évanouissement . . . . .	62
6.4	chronogramme d'une trame MPEG . . . . .	63
6.5	Schématique principale du commutateur . . . . .	64
6.6	Résumé EPLD . . . . .	65
6.7	Validation d'entrée et sortie . . . . .	66
6.8	Synchronisation des sorties . . . . .	67
6.9	Commutation des voies (CS) . . . . .	67
6.10	Synoptique du test de diversité . . . . .	68
7.1	Carte de la Bretagne avec la liaison expérimentale en vert . . . . .	70
7.2	Relais hertzien de Plessala et l'émetteur de Vannes . . . . .	70
7.3	Matériel installé à Plessala . . . . .	71
7.4	Matériel installé à Vannes . . . . .	71
7.5	Pertes de synchronisation par heure . . . . .	73
7.6	Erreur de continuité par heure . . . . .	73
7.7	Pertes de synchronisation . . . . .	73
7.8	Courbe de CAG pour le 28 juillet . . . . .	74
7.9	Courbe de CAG pour le 29 juillet . . . . .	75
7.10	Paramètres hydroclimatiques 26 au 30 juillet . . . . .	76
7.11	Facteur de radian effectif 26 au 30 juillet . . . . .	76

# Liste des tableaux

2.1	Chiffres clés de TDF . . . . .	3
2.2	Histoire de TDF . . . . .	4
4.1	Relation entre mot binaire et phase en QPSK . . . . .	12
4.2	Paramètre de la modulation OFDM . . . . .	18
4.3	Dates importants dans l'histoire de UIT . . . . .	21
5.1	Valeur maximale de bruit de phase . . . . .	35
5.2	Bruit de phase des faisceaux . . . . .	37
5.3	Bruit de phase avec changement de Quartz . . . . .	37
5.4	Bruit de phase des faisceaux . . . . .	37
5.5	Comparaison de MER pour différente combinaison de LO . . . . .	38
5.6	Atténuation maximale . . . . .	39
5.7	Modèle synthétisé . . . . .	42
5.8	Modèle de canal pour les tests des systèmes GSM . . . . .	43
5.9	Modèle laboratoire de l'ETSI . . . . .	43
5.10	Trajets du modèle de canal 'Bretagne' . . . . .	45
5.11	Trajets sous test . . . . .	47
5.12	Configurations et débits en modulation QPSK . . . . .	51
5.13	Configurations et débits en modulation OFDM DVB-T . . . . .	51
5.14	Points de référence . . . . .	57
6.1	Structure de la machine CS . . . . .	67

# Glossaire

2k/8k	2k = 1705 porteuses; 8k = 6817 porteuses
ASI	asynchronous serial interface
BER/TEB	bit error ratio
C/N	Carrier To Noise Ratio
CAG	contrôle automatique de gain
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex
CR	code rate
CSELT	Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni, Turin Italie)
(DE)MOD	(De) Modulateur
DVALID	data valid
DVB-T	Digital Video Broadcast Terrestre
EPLD	Electrically Programmable Logic Device
FEC	Forward Error Correction
FH	faisceau hertzien
FH RX/TX	Faisceau Hertzien Récepteur / Emetteur
FIFO	First In First Out
GI	guard interval
IBAD	in-band amplitude dispersion
ICI	intercarrier interference (interference interporteuse)
IF	Intermediate Frequency
ISI	intersymbol interference (interference intersymbole)
ITU-R	International Telecommunication Union Radiocommunication
LO	Local Oscillator
LVDS	Low Voltage Differential Signalling
MER	modulation error ratio

MPEG	Motion Picture Experts Group
MPEG-TS	MPEG-Transport Stream
MVT	Mot Verrouillage Trame
PLL	Phase Lock Loop
PSYNC	Packet Synchron
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
SHF	super high frequency
SNR	Signal To Noise Ratio
SPI	synchronous parallel interface
TDF - C2R	Télédiffusion de France Centre d'études en Radiodiffusion et Radiocommunications
TNT	télévision numérique terrestre
TPS	Transmission Parameter Signalling
UHF	Ultra High Frequency
UIT	Union internationale des télécommunications
VCO	Voltage Controlled Oscillator
Verilog/VHDL	hardware description language
VHF	very high frequency

# Chapitre 1

## Introduction

Depuis quelques années, le numérique est à l'honneur dans le domaine de l'audiovisuel. Attendue pour la fin de l'année 2002, la Télévision Numérique Terrestre (TNT) a débarqué sur les ondes françaises depuis mars 2005.

La France est un peu en retard par rapport à ses voisins européens. En effet, la Grande-Bretagne bénéficie de la télévision numérique depuis 1998, la Suède depuis 1999 de même que l'Espagne. La Finlande a démarré son lancement commercial en 2001, l'Allemagne en 2002, les Pays-Bas et l'Italie en 2003. La France fait donc partie des derniers pays à prévoir un lancement commercial de la télévision numérique terrestre. Elle bénéficie ainsi de l'expérience menée dans les autres pays afin de faire de la télévision numérique une véritable réussite. [Thi06] Le 15 juin 2006, 19 émetteurs supplémentaires ont commencé à émettre et permettent à 58,5% de la population de recevoir les programmes de la TNT. A partir d'octobre 2006, 22 nouveaux émetteurs permettront de couvrir 65 % de la population française. [Sit06a]

La zone de couverture est marquée en bleu sur la carte ci-dessous. La diffusion terrestre hertzienne, qui reste le mode unique de réception de la télévision pour 80% des foyers français, peut, aujourd'hui, après le câble et le satellite, bénéficier des techniques de compression numérique. L'élargissement de l'offre de programmes peut être l'occasion d'un nouveau développement de l'industrie audiovisuelle française. En outre, la numérisation de la diffusion libérera à terme des fréquences pour d'autres usages, accroissant ainsi les possibilités d'usage de cette ressource limitée qu'est le spectre hertzien.

Les deux problèmes majeurs de la diffusion radioélectrique terrestre sont liés à la propagation des signaux et à la planification des fréquences. Pour pouvoir analyser l'influence de ces paramètres sur le réseau de diffusion, le

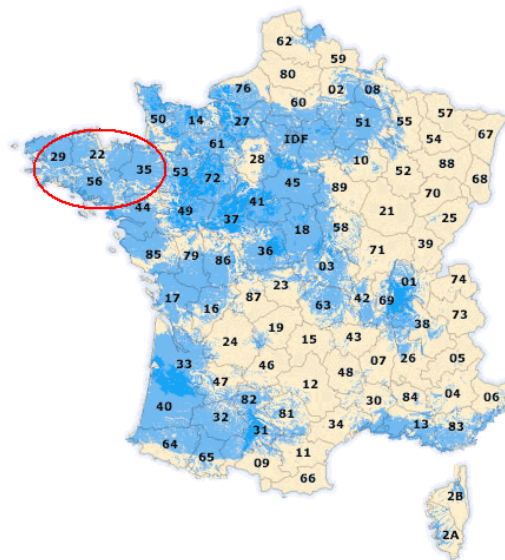


FIGURE 1.1 – Couverture de TNT en France au début 2006 [Sit06a]

centre de la direction technique de TDF situé à Metz surveille tous les sites de diffusion et de réception TNT en France. Les émetteurs et les réémetteurs (relais) sont équipés par des appareils de mesure qui enregistrent la qualité du signal. Au cours du déploiement de la télévision numérique certaines régions ont connu des problèmes sur le réseau de transport par faisceau hertzien alimentant les émetteurs principaux.

La Bretagne est au centre des investigations aujourd'hui, car les mesures indiquent de nombreuses coupures de transmission liées aux évanouissements de signal. Cet effet, appelé fading en anglais, est la conséquence de la réflexion des ondes sur les obstacles et couches atmosphériques (échos) et survient fréquemment dans cette région.

Le travail de stage présenté dans ce rapport doit permettre de résoudre ce problème avec l'aide de la modulation OFDM, développée spécialement pour des environnements fortement bruités par des échos, et une technique de diversité. Cette dernière améliore la qualité de transmission en exploitant les répliques du signal et en reconstruisant le contenu original. Les travaux consistent à spécifier et à vérifier une maquette en laboratoire, et à vérifier son application sur des sites perturbés.

# Chapitre 2

## Présentation de l'entreprise

### 2.1 TDF en bref

Partenaire des télévisions, radios, opérateurs de télécommunications et collectivités locales, TDF est un opérateur et un prestataire de services de référence dans les domaines de l'audiovisuel, de la téléphonie mobile et du haut débit. Le tournage vidéo, la diffusion analogique et numérique de la télévision et de la radio, le déploiement, la maintenance et la gestion des réseaux de télécommunications, font partie de ces domaines de prédilections. Pour ce faire, les services de TDF s'appuient sur une expertise reconnue, un parc hertzien de plus de 7500 sites, une proximité des équipes, et un service client de qualité.

Tourné vers l'avenir, le Groupe s'affirme au plan européen comme un ac-

CA 2005 :	954 millions d'euros (dont 14 % à l'international)
Effectifs :	3 850 (dont 2 700 à TDF SA)
Sites :	plus de 7 500 (dont 970 à l'étranger)
14 000	fréquences TV diffusées en France au bénéfice de 23 millions de foyers
450 000	heures de programmes TV et radio diffusées par jour
4 200	fréquences radio FM diffusées en France
4 500	km d'autoroutes couvertes par les programmes FM en France
12 500	points de services télécoms en France

TABLE 2.1 – Chiffres clés de TDF

1975	Création de TDF
1986	Loi supprimant le monopole de diffusion, hors services public
1987	TDF devient Société Anonyme
1989	Entrée de Cogecom dans le capital de TDF (49%)
1990	Transfert de 51% du capital de TDF à France Telecom
1991	TDF filiale à 100% de France Telecom
2000	Adoption du projet de loi sur l'audiovisuel par l'Assemblée Nationale
2002	Naissance du groupe TDF, nouvelle évolution du capital : (France Télécom 36%, CDC, CDC Ixis Capital et Charterhouse 63%, Salariés 1%)
2005	Caisse des Dépôts et Consignation 30%, CDC Entreprises Equity Capital et affiliés 14%, Charterhouse 55%, Salariés 1%

TABLE 2.2 – Histoire de TDF

teur dynamique de la convergence entre audiovisuel et télécommunications (DVB-H), et un partenaire majeur de l'aménagement numérique des territoires (TNT, WiMAX). Depuis 2002, TDF est une entreprise certifiée ISO 9001 version 2000 pour l'ensemble de ses services.

## 2.2 Le groupe TDF

En France métropolitaine, TDF SA est divisée en 5 directions régionales : nord-est, sud-ouest, sud-est, Paris et ouest, outre-mer. Elles sont situées en France et également en Europe. Cognacq-Jay Image, Espace Numérique, Mediamobile, Sofratev, TV-Radio.com et Visual 102 ont leur siège en France comme TDF SA. Par contre MCR (Monaco), Axion (Espagne), PSN (Pologne) et Levira (Estonie) sont à l'extérieur de la France.

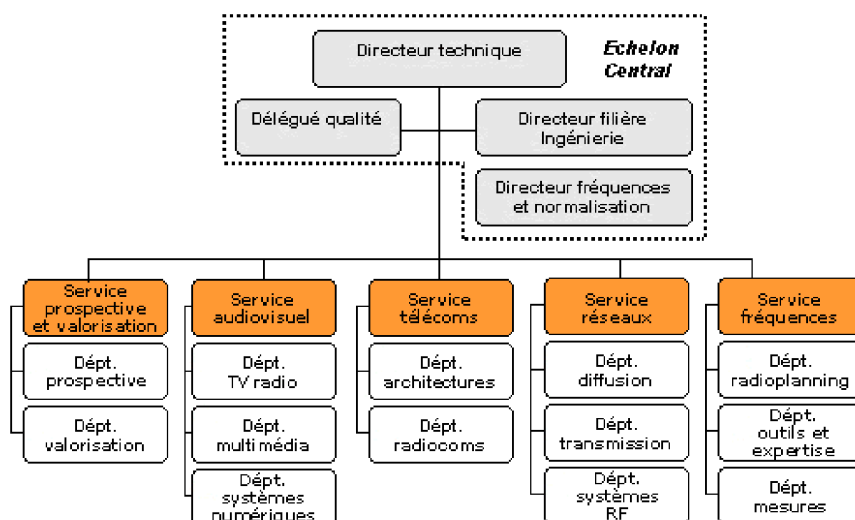


FIGURE 2.1 – Organisation de la direction technique [Sit06a]

## 2.3 Présentation de la direction technique

La direction technique de TDF pilote les processus "Etude & Ingénierie", et "Mesures et ingénierie des fréquences". Elle est répartie sur Paris, Rennes et Metz. Son rôle est de définir la politique R&D en cohérence avec la stratégie du groupe TDF, d'orienter, développer la veille technologique, d'anticiper les évolutions techniques, de concevoir et de mettre en œuvre les équipements, réseaux et systèmes ainsi que de protéger et de valoriser le patrimoine intellectuel de l'entreprise.

L'organigramme ci-dessous montre l'organisation de la direction technique en entier. Parmi les départements qui sont à Metz le stage se déroule dans celui de systèmes RF.

## 2.4 Présentation de la Dtech Metz

La Dtech Metz a pour but principal d'analyser les nouveaux services et nouvelles technologies pour les besoins de TDF. Les 80 ingénieurs et chercheurs, développent des solutions dans les domaines suivants.

L'ingénierie des réseaux et des sites de TDF : Prédiction de couverture,



FIGURE 2.2 – Site de DTech Metz [Sit06a]

planification des réseaux analogiques et numériques : FM, DAB, TV numérique, GSM et UMTS, compatibilité électromagnétique, analyse de parcs de sites radioélectriques.

La mesure de la qualité des services de diffusion et la gestion des réseaux : Outil de mesure audio et vidéo de la qualité de signaux de télévision numérique, mesure de la qualité de la réception fixe et mobile, écoute à distance et mesure en continu de la qualité de signaux FM, système de gestion à distance des services, réseaux et équipements de diffusion.

Les nouvelles technologies et les nouveaux services : Diffusion audiovisuelle sur Internet : chaînes d'informations locales composées à partir de pages web et diffusées dans les transports en commun ou dans les immeubles, télévision interactive : voie de retour hertzien, radiolocalisation de flottes de véhicules (camions, transports en commun, taxi, ambulances, pompiers etc).

Dans ses domaines de compétence, la DTech Metz commercialise également des prestations d'étude ou d'expertise et valorise son savoir-faire (transfert technologique, brevets) De plus, la certification ISO 9001 de l'ensemble de ses activités et l'accréditation COFRAC (Conv. 1-0747) de certains essais CEM (Compatibilité Electro-Magnétique) permettent à la DTech Metz de garantir à ses clients les coûts, délais et performances des prestations réalisées.

## 2.5 Département Systèmes RF

Le stage s'est déroulé dans le département Systèmes RF du service réseaux de la direction technique, situé dans son intégralité à Metz. Son responsable est Monsieur Pierre Kasser. Sa mission est définie par les points suivants :

- Réaliser des prestations techniques d'expertise, d'essais d'expérimentation, et de soutien pour le compte de TDF, la DTECH ou pour des tiers
- Réaliser des prestations d'ingénierie, de maîtrise d'œuvre et de conception dans le domaine de la Télévision Numérique de Terre
- Maintenir et développer les compétences en Métrologie, les méthodes et moyens d'essais, gérer les infrastructures d'essais
- Maintien de l'accréditation COFRAC délivrée au Laboratoire CTE pour des prestations d'essais en CEM
- Contribuer au développement du chiffre d'affaire du programme Valorisation de la DTECH
- Dans les domaines maîtrisés, assurer un maintien de l'état de l'art

Ses activités sont diverses :

- Expertise et tests d'équipements de radiodiffusion et de radiocoms (CEM, fonctionnels, RF)
- Développement de la métrologie relative aux essais et expérimentations
- Sécurité des personnes relative à l'exposition aux champs radioélectriques
- Spécification de systèmes radiofréquences et annexes, réalisation de prototypes en relation avec des industriels, soutien à leur déploiement
- Veille technologique, suivi et actions de normalisation

# Chapitre 3

## Sujet de stage

Le stage est lié au développement des liaisons TNT en France. Il s'agit de faire le point sur les aspects propagation et systèmes de faisceaux hertziens dans les bandes 8 et 22 GHz et étudier les apports des techniques de diversité permettant d'améliorer les taux de disponibilité. Le développement devra commencer avec la bibliographie et l'étude des recommandations UIT sur les faisceaux hertziens. Le matériel dans le laboratoire permettra de faire des manipulations pour construire une maquette de la liaison exemplaire et de tester un prototype de diversité. Après ces parties une installation de la liaison sur site sera mise en place avec une analyse des résultats. Tous ces travaux seront effectués en coopération avec le responsable de département Systèmes RF Pierre Kasser et l'ingénieur M. Richard et avec l'aide des collègues de TDF. Le rapport se divise en trois grands chapitres.

Le premier introduit la base théorique des techniques de transmission numérique et la propagation hertzienne. Il montre aussi un résumé des recommandations UIT et avec leur aide, une estimation de certains paramètres d'une liaison particulière. Les deux chapitres suivants entrent dans le détail du développement des deux solutions d'amélioration de la disponibilité. Le chapitre 5 commence avec l'application de la modulation OFDM à la liaison défectueuse. Comme elle était créée pour des environnement fortement perturbés par les échos elle augmente déjà la résistance contre les effets de fading. La modélisation d'un canal et les tests avec l'ancienne et la nouvelle modulation seront présentés après. Le chapitre 6 traite de la solution de diversité choisie pour la liaison. Il s'agit d'une diversité duale ce que veut dire une solution avec deux voies réceptrices que nous choisirons sur deux fréquences différentes. La plupart du chapitre parle de l'achèvement d'un commutateur

de flux MPEG. Il est fini par les tests sur la maquette représentative de la liaison. Un dernier chapitre finira le sujet par l'analyse des résultats mesurés sur site et l'évaluation des travaux.

# Chapitre 4

## Planification théorique

### 4.1 Base théorique

#### 4.1.1 Introduction aux transmissions numériques

Les systèmes de communications numériques sont des dispositifs qui permettent de transmettre des informations numériques ou numérisées entre une source et un destinataire. Le spectre de ces informations à transmettre est en général concentré autour des basses fréquences et on appelle signal en bande de base ces informations.

L'architecture d'un tel système est donnée sur la figure ci-dessus et on retrouve des blocs communs avec un système de transmission analogique : la source de message, le modulateur, le canal de transmission, le démodulateur et le destinataire de message. La transmission des informations proprement dite s'effectue, entre l'émetteur et le récepteur sur un support de propagation qui peut être un support cuivre, une fibre optique ou en espace libre. Ce milieu de transmission peut être modélisé comme un filtre linéaire et est soumis à l'influence du bruit. Ce canal de transmission, décrit par un modèle (bruit blanc gaussien additif, trajets multiples, effet doppler) influence les performances de la liaison numérique telles que son le taux d'erreurs binaires et la dispersion intersymbole. Le taux d'erreur binaire est le rapport entre le nombre d'erreurs commises au niveau du récepteur et le nombre de bits reçus par le récepteur. Cette quantité dépend, entre autres, du rapport signal sur bruit à l'entrée du démodulateur. [Fou05] Sur le canal de transmission le signal transmis est normalement modulé sur un signal porteur. Le principe général des modulations numériques consiste à faire varier une

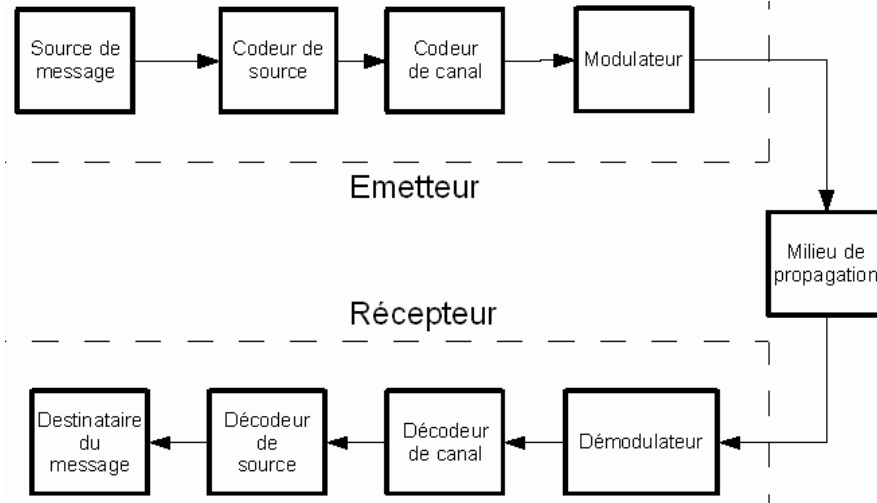


FIGURE 4.1 – Synoptique d'un système en transmission numérique [Fou05]

ou plusieurs caractéristiques d'une porteuse haute fréquence en fonction de données numériques. [Jas05]

$$A(t) = A \cdot \cos(\omega t + \varphi)$$

variation de  $A$  : amplitude shift keying (ASK)

variation de  $\omega$  : frequency shift keying (FSK)

variation de  $\varphi$  : phase shift keying (PSK)

Si ces données numériques sont constituées de bits traités un à un, on parle de modulations univalentes et si on traite les informations par mot de  $n$  bits, on parle de modulations plurivalentes. La précision de la modulation s'exprime dans le ratio de l'erreur de la modulation (MER). [Fou05]

$$MER = 10 \log \left( \frac{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)} \right) \quad [dB]$$

Le point dans le plan IQ relié au symbole reçu est défini par ses parties I et Q. Pour chaque symbole  $j$  d'une série de  $N$  symboles l'erreur est répartie

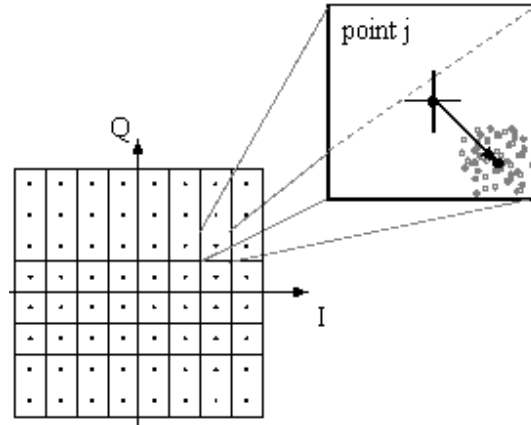


FIGURE 4.2 – Visualisation de MER [ets01]

en partie  $\delta I$  et  $\delta Q$  du point idéal relié. Un MER élevé correspond à une faible erreur et une bonne précision. [ets01]

### 4.1.2 Quaternary Phase Shift Keying

Ce type de modulation fait varier la caractéristique de phase d'une porteuse en quatre états. En conséquence Quaternary Phase Shift Keying (QPSK, 4-PSK, MD4P) encode 2 bits par symbole donc il est plurivalent. En utilisant le code gray les mots voisins ne diffèrent que d'un seul bit.

Mot	Phase
00	$45^\circ$
01	$135^\circ$
11	$-135^\circ$
10	$-45^\circ$

TABLE 4.1 – Relation entre mot binaire et phase en QPSK

L'image suivante montre bien un signal exemplaire qui porte l'information d'une trame aléatoire. La forme de signal change après le temps de symbole  $T_s$ . Car la trame est modulée sur une porteuse, c'est pour cela qu'on qualifie QPSK de modulation mono porteuse. Le débit maximal en QPSK dépend

en général de la bande disponible pour le signal et les paramètres choisis. Quant un filtre réel n'est pas idéal il faut respecter une certaine marge entre le canal utilisé et la bande disponible pour le signal transmis. Le filtre optimal garde le premier critère de Nyquist. La fonction de transfert montre la bande utilisable  $W$  qui dépend du temps de symbole  $T_s$  et le coefficient d'arrondi (roll off) compris entre 0 et 1. [Fer93] [Kam04]

$$W = \frac{1}{T_s}(1 + c_{roll\ off})$$

Dans les faisceaux hertziens on utilise un Roll Off de 0,4. Donc le débit symbole maximal possible dans un canal donné sera calculé avec

$$\frac{1}{T_s} = \frac{W}{1 + 0,4}$$

Multiplié par le nombre de bits par symbole  $n_b$  on reçoit le débit maximal possible (D).

$$D = \frac{1}{T_s} \times n_b \times FEC \times \frac{188}{204} \quad [Bit/s]$$

$$D = \frac{W}{1,4} \times n_b \times FEC \times \frac{188}{204} \quad [Bit/s]$$

Le rendement du code Reed Solomon est égal à 188/204. Pour corriger les erreurs lors d'une perturbation le code convolutif ajoute des redondances dans la trame. Selon son rendement, qui est égal au FEC, le débit final de la liaison varie. Par exemple, dans une bande de 7 MHz avec une modulation QPSK et un FEC de 1/2 on arrive à transmettre 9,22 MBit/s sur le canal de transmission.

$$D = \frac{7}{1,4} M\text{symbole/s} \times 2\text{bit/symbole} \times \frac{1}{2} \times \frac{188}{204} = 9,22\text{ MBit/s}$$

### 4.1.3 Orthogonal Frequency Division Multiplex

On a créé ce type de modulation pour être performant dans un environnement perturbé par les échos. Si on utilise une modulation monoporteuse, comme QPSK par exemple, pour transmettre des informations sur ce canal les échos gênent en deux cas principaux.

Le dernier signal reçu avec un retard  $\tau$  arrive après le passage au prochain symbole. Dite autrement le débit symbole est grand devant  $1/\tau$ . Au niveau de récepteur, on recueille la recombinaison du trajet direct avec les trajets retardés. Mais dans ce cas les différents symboles vont se mélanger entre eux ce qui est appelé interférence intersymbole (ISI).

Dans le cas d'une situation inverse, l'interférence intersymbole affecte une part négligeable du symbole. Cependant on est contraint à transmettre les informations à un débit très faible. Pour résoudre ce problème l'Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) utilise plusieurs porteuses modulées à bas débit. En conséquence on peut l'appeler une modulation multiporteuse. On tolère l'interférence intersymbole durant un faible intervalle de temps que l'on ne va pas considérer dans le récepteur. Cet intervalle s'appelle l'intervalle de garde du système ( $\Delta$ ). Il est la prolongation par continuité du tronçon de sinusöide constituant la partie dite "utile" du symbole ( $t_u$ ). Une modulation multiporteuse amène un problème d'interférence interporteuse. En regardant le spectre du signal multiporteuse, les porteuses peuvent se perturber entre elles si les fréquences ne sont pas bien choisies. Pour éviter cela on introduit l'orthogonalité des signaux porteurs. La condition d'orthogonalité de deux signaux  $x_0$  et  $x_1$  est montrée ci-dessous.

$$\int_{t_u} x_0(t)x_1(t)dt = 0$$

L'orthogonalité ne vaut que sur la partie utile du symbole. Pour des signaux  $x_0(t) = \sin(\omega_0 t)$  et  $x_1(t) = \sin(2\omega_0 t)$  par exemple la condition devient vraie. Les trois signaux sur la figure ci-dessous montrent cette relation. Comme conséquence les spectres des porteuses s'ajoutent au spectre du signal modulé sans s'influencer mutuellement. [Kam04] L'information à transmettre, quelle que soit son débit, est répartie sur ces porteuses distinctes, émises simultanément, et modulées individuellement avec un débit assez bas. Finalement le débit total des données transmises est très élevé et une grande résistance contre les échos est conférée. Chaque porteuse elle-même peut être modulée individuellement. Cela permet de faire varier le débit dans une grande plage.

La reconnaissance de signal au niveau du récepteur est optimisée avec des porteuses pilotes. Parmi un certain nombre de porteuses on trouve 1/12 de porteuses pilotes. Ils contiennent des informations supplémentaires sur la configuration des modulateurs et des données prédéfinies servant à la syn-

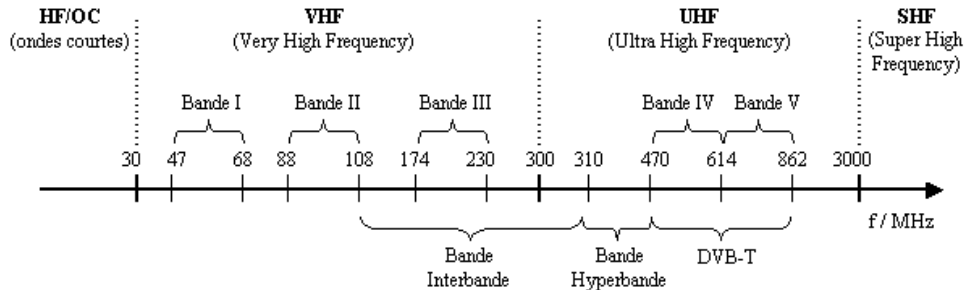


FIGURE 4.3 – Bandes VHF et UHF [Bel06]

chronisation et verrouillage des démodulateurs sur le signal reçu.

Finalement le codage produit une redondance qui assure au récepteur la possibilité de reconstituer les informations perdues lors de la transmission, grâce à la corrélation qui les lie aux informations correctement reçues. Car un canal comporte souvent comme un filtre qui donc atténue des porteuses particulières, la modulation OFDM contient aussi une technique d'entrelacement. C'est pourquoi les informations sont transmises sur des porteuses éloignées dans le domaine fréquentiel. Ce principe sera expliqué en détail dans le paragraphe suivante. [Kam04]

#### 4.1.4 Chaîne DVB-T

La télévision numérique terrestre (TNT), ou Digital Terrestrial TeleVision (DTTV), est un système de diffusion numérique utilisant les normes MPEG-2/DVB-T. Elle est diffusée dans les bandes déjà utilisées pour la diffusion des chaînes hertziennes analogiques. La figure 4.3 permet d'avoir une vue du spectre à ces fréquences. Les bandes VHF-I, VHF-III, UHF-IV et UHF-V sont utilisées pour la diffusion de la télévision analogique. La TNT sera diffusée dans les bandes UHF-IV et UHF-V, ce qui correspond aux canaux de 21 à 69, respectivement de fréquence centrale allant de 474 et 858 MHz. On rappelle que chaque canal possède une largeur de 8 MHz. [Bel06]

Le système de transmission DVB-T est structuré en différentes étapes marquées ci-dessous. Les paragraphes suivants expliqueront ces étapes en détail. Le flux MPEG-TS est le signal d'entrée à bande de base qui contient toutes les informations sur les chaînes transmises et ses contenus. Avant d'être modulé sur une porteuse, le flux est traité en trois étapes principales. Après

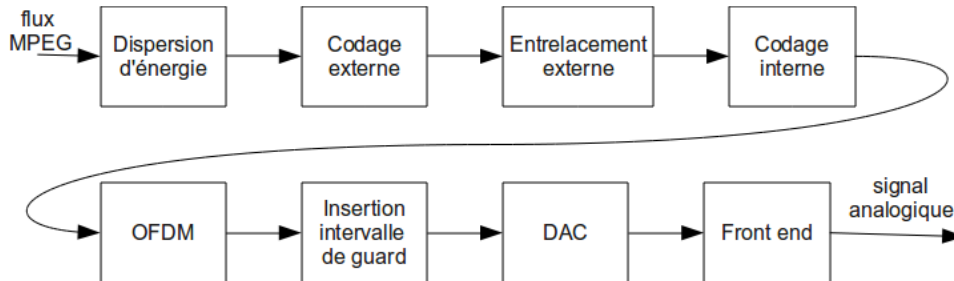


FIGURE 4.4 – Synoptique d'une chaîne d'émission DVB-T

une dispersion d'énergie de la trame numérique, le flux passe par les codeurs et entrelaceurs de système afin d'être modulé et convertit en signal analogique.

**Dispersion d'énergie** Ce brassage sert à effectuer une dispersion d'énergie, c'est à dire une répartition uniforme de l'énergie dans le canal afin d'éviter les longues suites de 1 ou de 0, ce qui pourrait par exemple empêcher la récupération de l'horloge.

**Traitement externe** *Codage externe* : Afin de pouvoir corriger la majeure partie des erreurs introduites par le canal de transmission, on introduit une redondance dans le signal permettant de détecter et de corriger ces erreurs. Le code utilisé est un code de Reed-Solomon. Ce code s'applique sur les 188 octets des paquets de transport TS brassés et 16 octets y sont rajoutés pour le contrôle

*Entrelacement externe* : Le codage de Reed-Solomon est particulièrement bien adapté à la correction d'erreurs isolées. Pour éviter les erreurs en rafale, on utilise un entrelaceur, ce qui permet de rendre plus efficace la correction par le codage de Reed-Solomon. En effet, les erreurs en rafale apparues lors de la transmission sont séparées lors de la réception.

**Traitement interne** *Codage interne* : Comme le canal de transmission hertzien est un canal fortement perturbé, il convient de renforcer encore les mesures de protection des données à transmettre par l'ajout d'un deuxième code correcteur d'erreurs : le code convolutif. Ce code est très efficace mais il double le débit initial. Afin d'en améliorer le rendement qui est de 1/2,

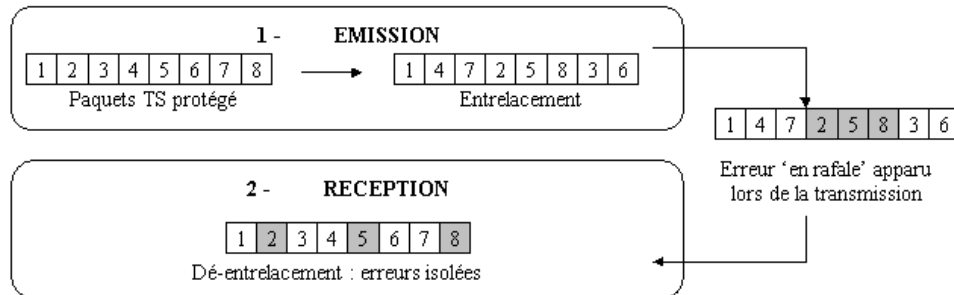


FIGURE 4.5 – Mécanisme d'entrelacement [Bel06]

on va effectuer une opération de poinçonnage (rendement du poinçonnage de  $3/2$  dans la plupart des cas). Le rendement total du codage interne (appelé code rate) peut posséder différentes valeurs. L'augmentation du rendement du code améliore le débit net d'information mais diminue la robustesse du signal aux erreurs.

*Entrelacement interne* : L'entrelaceur placé ensuite consiste à un entrelacement bit et un entrelacement symbole : en effet, dans un premier temps a lieu un entrelacement des bits d'un même symbole, puis un entrelacement des symboles est effectué. Ceci permet d'éviter l'apparition de salves d'erreur à l'entrée du décodeur de Viterbi.

**Construction du signal analogique** Le système DVB-T utilise une modulation OFDM avec deux modes de fonctionnement principaux qui diffèrent dans le nombre de porteuses utilisées. Le fait d'avoir plus de porteuses permet de ralentir le débit symbole. Comme conséquence l'intervalle de garde est beaucoup plus long. Par contre les fréquences centrales des porteuses sont moins espacées. Pour la modulation de chaque porteuse on dispose de trois niveaux avec différent nombre de bits transmis par symbole. [Bel06]

Une trame transporte des données, des cellules pilotes dispersées, des porteuses pilotes continues et des porteuses TPS. En plus les porteuses TPS sont utilisées pour signaler des paramètres reliés au schéma de transmission, c'est à dire au codage de canal et à la modulation. Finalement un convertisseur analogique numérique sort le signal en modulation OFDM pour l'émetteur DVB-T. Avec tous ces paramètres on peut calculer le débit  $D$  possible avec chaque configuration. Le flux des données est codé en Reed-

mode de fonctionnement :	2k	8k			
nombre des porteuses :	1705	6817			
nombre des porteuses de transport :	1512	6048			
nombre des pilotes :	193	769			
modulation des porteuses :	QPSK	16QAM	64QAM		
nombre de bits par symbole :	2	4	6		
intervalle de garde :	s1/4	1/8	1/16	1/32	
durée de symbole en $\mu s$ ( $t_u + D$ )	2k :	280	252	238	231
	8k :	1120	1008	952	924

TABLE 4.2 – Paramètre de la modulation OFDM

Solomon avec le rendement de 188/204. Le rendement du code convolutif ( $r_{CR}$ ) est à choisir individuellement. Chaque porteuse porte l'information d'un certain nombre des bits  $n_b$  selon le type de modulation. Finalement une trame OFDM est constituée de 6817 porteuses en mode 8k parmi 6048 utilisées pour le transport des données ( $n_p$ ). Chaque symbole a une durée de  $t_S = 896\mu s$  en mode 8k. Donc le temps pour le transport est  $t_S$  plus le temps d'intervalle de garde  $t_{GI}$ .

$$T_s = t_S + t_{GI}$$

$$D = \frac{1}{t_S + t_{GI}} \times n_p \times n_s \times r_{CR} \times \frac{188}{204}$$

Par exemple en utilisant 8k/64QAM, c'est à dire 6048 porteuses utiles et 6 nombre de bits par symbole avec un intervalle de garde de  $1/32 = 28$  ms et un rendement de codage de 2/3 on reçoit :

$$D = \frac{6048 \times 6bits \times 2/3}{896\mu s + 28\mu s} \cdot \frac{188}{204} = 24,128 \text{ Mbit/s}$$

#### 4.1.5 Transmission hertzienne

Transmission en générale, est l'action de transporter une information (signal) depuis un point origine (émetteur) jusqu'à un autre point plus ou moins distant appelé récepteur. En particulier TDF a défini plus précisément que

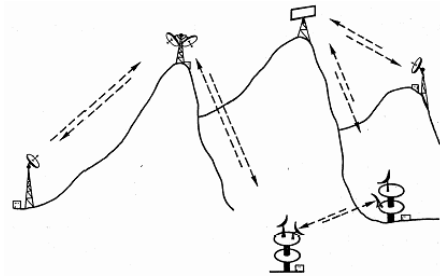


FIGURE 4.6 – Exemple d'une liaison terrestre avec des stations relais intermédiaires [Ben05]

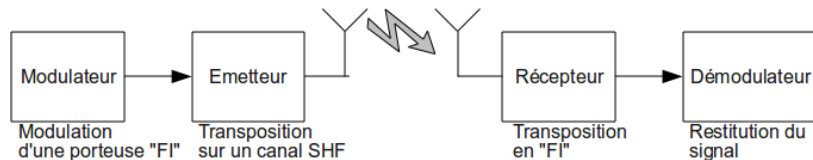


FIGURE 4.7 – Synoptique d'une liaison hertzienne [Ben05]

c'est le transport de signaux analogiques ou numériques par un système terrestre ou satellitaire. Le système terrestre, ici les faisceaux hertziens, est un système de transmission radioélectrique comportant, en général, des stations relais intermédiaires entre le point de départ du signal et le point d'arrivée.

Les stations successives peuvent être soit en visibilité directe, soit au-delà de l'horizon (liaison transhorizon). Les faisceaux hertziens transhorizon utilisent la diffusion des ondes électromagnétiques dans la troposphère alors que les faisceaux hertziens en visibilité supposent un trajet entre antennes d'émission et de réception suffisamment dégagé de tout obstacle.

Un exemple d'une maquette de transmission hertzien est données ci-dessous. On trouve le modulateur d'une porteuse pour l'information en fréquence intermédiaire. Un émetteur remet le signal sur un canal SHF, les fréquences de 3 à 30 GHz. Le récepteur fait la même opération inversée.

Le bilan de la liaison type commence avec la puissance à l'entrée du système. Elle est multiplié par les gains des antennes qui dépendent du diamètre. [BP07]

$$G = q \frac{4r^2\pi^2}{\lambda^2}$$

avec :  $q$  : exploitation de la surface de l'antenne (0,6)  
 $r$  : radian de l'antenne  
 $\lambda$  : longueur d'onde

Car le signal passe toutes les connecteurs et les lignes on va les prendre en compte avec le AB. Le plus important est le passage dans le canal hertzien qui diminue le signal par un facteur qui dépend de la distance entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice. On exprime les pertes avec la formule suivante.

$$A_{EL} = \frac{\lambda^2}{(4\pi d^2)}$$

La puissance reçue en espace libre en linéaire et décibel est données par les relations suivantes.

$$P_R = G_R \cdot \frac{\lambda^2}{(4\pi d^2)} \cdot G_E \cdot P_E \cdot \frac{1}{A_B}$$

$$P_R = G_R - A_L + G_E + P_E - A_B \text{ [dB]}$$

Dans cette relation, appelée parfois bilan de puissance en espace libre  $P_R$  et  $P_E$  sont respectivement les niveaux de puissance émise et reçue exprimés l'un et l'autre, soit en *dBW*, soit en *dBm*.  $A_B$  est la somme en *dB* de toutes les pertes dans les circuits radiofréquences à l'émission et à la réception et  $G_E + G_R$  la somme des gains des antennes d'émission et de réception. [FM91]

## 4.2 Bibliographie UIT

### 4.2.1 Présentation de l'Union internationale des télécommunications

L'UIT, dont le siège est à Genève (Suisse), est une organisation internationale du système des Nations Unies au sein de laquelle les Etats et le secteur privé coordonnent les réseaux et services mondiaux de télécommunication.

- 1837 Invention du premier télégraphe électrique
- 1865 Paris, 17 mai : Fondation de l'Union télégraphique internationale par vingt Etats européens qui signent la première Convention de l'UIT. Premier Règlement télégraphique
- 1924 Création du CCIF (Comité consultatif international téléphonique)
- 1925 Création du CCIT (Comité consultatif international télégraphique)
- 1956 Genève : Fusion du CCIF et du CCIT en un seul organisme, le CCITT (Comité consultatif international télégraphique et téléphonique)
- 1999 L'UIT devient membre fondateur de la Protocol Supporting Organization (PSO) dans le cadre de l'Internet Corporation for Assigned Names and Numbers (ICANN)

TABLE 4.3 – Dates importants dans l'histoire de UIT

Les trois Secteurs de l'UIT - Secteur des radiocommunications (UIT-R), Secteur de la normalisation des télécommunications (UIT-T) et Secteur du développement des télécommunications (UIT-D) - collaborent aujourd'hui à la mise en place des réseaux et des services de demain. Leurs activités s'étendent à toutes les branches des télécommunications : normalisation visant à faciliter l'interfonctionnement transparent des équipements et des systèmes à l'échelle mondiale, adoption de procédures d'exploitation pour une gamme de services hertziens qui ne cesse de s'élargir, élaboration de programmes destinés à améliorer les infrastructures de télécommunication dans les pays en développement. [Sit06e] Parmi les trois secteurs l'UIT-R est celui d'importance pour le sujet de stage. Ce secteur élabore les caractéristiques techniques des services et systèmes hertziens de Terre et spatiaux et met au point des méthodes d'exploitation. Il effectue les études techniques sur lesquelles sont fondées les décisions d'ordre réglementaire prises par les conférences des radiocommunications. Ce chapitre va donner un résumé de plusieurs recommandations du secteur UIT-R et essayer d'utiliser des estimations de certains paramètres relié au sujet de stage. Les domaines traités sont premièrement les techniques de diversités et l'influence du changement climatique sur la disponibilité du signal au niveau de la réception.

### 4.2.2 Résumé des recommandations trouvées

Les recommandations disponibles contiennent plus au moins des informations utiles pour le développement de la liaison. Ci-dessous une liste donne toutes les recommandations, utilisables pour le stage. Les titres montrent le numéro d'identification, le titre en anglais et l'année de la version entre parenthèse.

*Recommandation ITU-R P.676-5: "Attenuation by atmospheric gases" (2001)*

L'atténuation par les gaz atmosphériques dépend de la fréquence de transmission et du trajet de signal. La recommandation donne une estimation pour un trajet troposphérique et également pour le passage de toutes les couches atmosphériques.

*Recommandation ITU-R P.453-9: "The radio refractive index : its formula and refractivity data" (2003)*

L'index de réfractivité atmosphérique dépend des paramètres hydroclimatiques. Il varie aussi avec le hauteur sur la terre. Le fiche donne finalement des valeurs de référence de toutes les zones climatique.

*Recommandation ITU-R P.530-10: "Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems" (2001)*

Une recommandation très importante pour le développement d'une liaison en vue est celui-ci. Il explique l'estimation de la disponibilité du signal au niveau de réception et les dégradations causées par les évanouissements temporaires. De plus les formules permettent d'évaluer plusieurs possibilités pour améliorer la disponibilité. Les techniques de diversité sont expliquées en détail.

*Recommandation ITU-R F.752-1: "Diversity techniques for radio-relay systems" (1994)*

Elle présente plusieurs solutions de diversités et les tests effectués. Avec les résultats sous forme des graphiques on peut comparer des solutions. De plus elle donne les applications typiques.

*Recommandation ITU-R PN.369-6: "Reference Atmosphere for refraction" (1994)*

Formules pour calculer l'index de réfractivité de l'atmosphère de référence. Les formules utilisent le coefficient de réfractivité expliqué dans la recommandation ITU-R P.453-9.

*Recommandation ITU-R P.841-3: "Conversion of annual statistics to worst-month statistics" (2003)*

Pour prendre en compte une certaine marge de sécurité en cours d'un développement d'une liaison il faut faire les calculs avec la pire situation possible. Le mois le plus défavorable (worst-month) donne les conditions les plus mauvaises pour la liaison. Le résultat des calculs basés sur les statistiques de ce mois imaginaire donne une liaison fortement résistante contre les effets naturels comme la pluie et les réflexions.

*Recommandation ITU-R P.1510: "Annual mean surface temperature" (2001)*

Cette recommandation peut être utilisée comme une base de données, pour donner les paramètres hydroclimatiques moyens de chaque zone climatique d'une terre de référence.

*Recommandation ITU-R F.1093-1: "Effects of multipath propagation on the design and operation of line-of-sight digital-relay systems" (1997)*

Méthodes possibles pour calculer la probabilité d'une coupure causée par le fading et montre les techniques de diversités et égalisation pour l'améliorer la disponibilité

*Recommandation ITU-R F.1096: "Methods of calculating line-of-sight interference into radio-relay systems to account for terrain scattering" (1994)*

La recommandation déduit les calculs à faire pour estimer l'influence des réflexions diffuses au sol sur une transmission hertzienne.

*Recommandation ITU-R P.527-3: "Electrical characteristics of the surface of the earth" (1992)*

Cette recommandation donne les formules et les courbes nécessaires au calcul de la permittivité et la conductivité électrique de différents types de terrain.

*Recommandation ITU-R F.592-3: "Vocabulary of terms for the fixed service" (2002)*

Celui donne une liste de vocabulaire utilisé dans la domaine de transmission par faisceau hertzien.

### 4.2.3 Effet de l'atmosphère sur la liaison

On considère que la puissance reçue dépend de la puissance émise, des pertes dans les systèmes de transmission et de plus des affaiblissements atmosphériques.

$$P_r = P_e - A_{el} + G_e + G_r - A_b - A_{gaz} - A_{pluie}(-A_{temp}) \quad [dB]$$

On distingue les facteurs de système des paramètres reliés à l'atténuation entre émetteur et récepteur. La différence entre le niveau de réception normal et le niveau minimal est appelé la marge brute.

$$M_{brute} = R_{sys} - A_{el} - P_{gaz} \quad [dB]$$

avec :  $R_{sys} = P_e - N + G_e + G_r - A_b$   
 $N$  : seuil de service (dBm)

L'atténuation par les gaz atmosphériques est due presque uniquement à l'oxygène et à la vapeur d'eau. La relation suivante inclue l'affaiblissement dû aux gaz en dB par kilomètre, qui est données sous forme des courbes dans les recommandations. Cet affaiblissement varie avec la fréquence. [FM91] [ITU01]

$$A_{gaz} = \gamma \cdot r_0$$

Par contre les affaiblissements linéiques dus à l'intensité de précipitation diminue la puissance reçue seulement pendant certaines périodes. L'affaiblissement linéique  $A_{temp}$  dépassé pendant un certain pourcentage de temps dans

l'année moyenne s'applique sur une distance effective entre émetteur et récepteur. Elle est calculée avec l'intensité de précipitation  $R$  en mm/h pour ce pourcentage de temps.

$$L_{eff} = r \cdot d$$

$$r = \frac{1}{1 + d/d_0}$$

$$d_0 = 35e^{-0,015 \cdot R}$$

$$A_{temp} = A_{lin} \times L_{eff}$$

avec :  $d$  : distance entre émetteur et récepteur  
 $R$  : intensité de précipitation (mm/h)

Dans la somme avec les autres facteurs on reçoit la puissance minimale reçue dans le pourcentage du temps calculé.

#### 4.2.4 Estimation de l'évanouissement temporaire

La disponibilité de service au niveau de récepteur est un facteur important dans la planification d'une liaison. Les effets des trajets multiples baissent la puissance reçue ce qui affecte la disponibilité dans le mauvais sens. Pour une première estimation il faut calculer l'inclinaison  $\varepsilon_p$  du trajet en milliradians avec les hauteurs d'antennes et la distance entre émetteur et récepteur.

$$|\varepsilon_p| = \frac{|h_r - h_e|}{d}$$

avec :  $d$  : distance entre émetteur et récepteur (km)  
 $h_e$  et  $h_r$  : les hauteurs d'antennes au-dessus  
du niveau de la mer (m)

Pour l'emplacement du trajet considéré il faut estimer le facteur géoclimatique  $k$  pour le mois le plus défavorable moyen.

$$k = 10^{-4,2 - 0,0029 \cdot dN_1}$$

avec :  $dN_1$  : gradient de réfractivité (cf ITU-R P.453)

Finalement  $p_0$  est la probabilité que l'affaiblissement par l'évanouissement dépasse le seuil  $A$  pendant le mois le plus défavorable moyen.

$$p_0 = k \cdot d^{3,0} \cdot (1 + |\epsilon_0|)^{-1,2} \times 10^{0,033 \cdot f - 0,001 \cdot h_L} [\%]$$

$$p_w = p_0 \times 10^{-A/10} [\%]$$

avec :  $f$  : fréquence de la liaison  
 $h_L$  : hauteur de l'antenne moins élevée  
 $A$  : niveau à dépasser

Le marge brute est une valeur pratique pour le seuil  $A$ . Comme conséquence la probabilité  $p_w$  calculée indique directement un facteur de fonctionnement de la liaison. Dans le pourcentage de temps  $p_w$  la liaison est perturbée par les évanouissement. Soustrait de l'unité, le résultat  $P$  donne la disponibilité de système.

$$P = 1 - p_w$$

#### 4.2.5 Variation de facteur k avec le temps

Le facteur  $k$  indique le radian effectif de la terre pour une onde d'une fréquence particulière. A cause de la réfractivité des différentes couches troposphériques, une onde émise se propage sur un trajet qui dépend de sa fréquence et les paramètres climatiques de la région. Le calcul théorique de ce facteur inclus les paramètres de température, de pression et de pression de vapeur d'eau dans l'air. Multiplié avec le radian de la terre réelle, on reçoit un radian d'une terre imaginaire sur laquelle l'onde se propage en ligne droite. La recommandation P.453-9 définit la réfractivité comme somme de deux termes  $N_{dry}$  et  $N_{wet}$  basés en général sur les trois paramètres mentionnés et marqués sous la formule.

$$N_{dry} = 77,6 \cdot \frac{P}{T}$$

$$N_{wet} = 3,732 \cdot 10^5 \cdot \frac{e}{T^2}$$

avec :  $P$  : pression atmosphérique (hPa)  
 $e$  : pression de vapeur d'eau (hPa)  
 $T$  : température absolue (K)

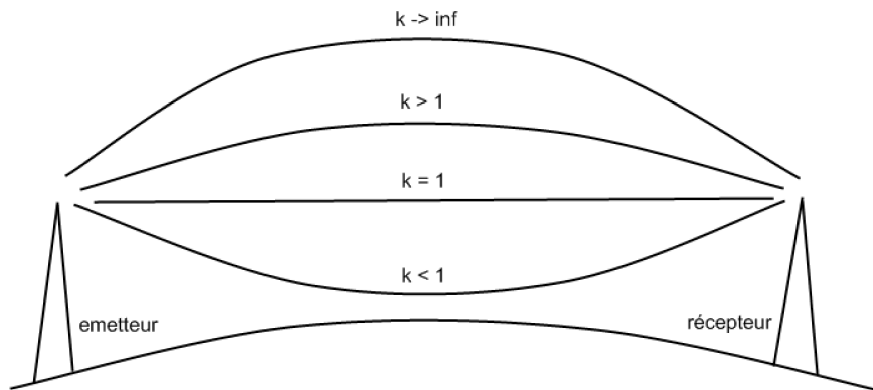


FIGURE 4.8 – Trajet d'un signal comme fonction de facteur k

La première dépend juste de la pression et la température. Par contre la deuxième utilise des paramètres reliés avec l'humidité d'air.

$$e = \frac{H \cdot e_s}{100}$$

$$e_s = a \cdot e^{(b-t)/(t+c)}$$

avec :  $H$  : humidité relative (%)  
 $t$  : température (°C)  
 $e_s$  : saturation de pression vapeur (hPa)  
à la température  $t$  (°C)

pour eau :  $a = 6,1121$ ;  $b = 17,502$ ;  $c = 240,97$  (valide entre -20°C et 50°C avec une précision de  $\pm 0,20\%$ )

pour glace :  $a = 6,1115$ ;  $b = 22,452$ ;  $c = 272,55$  (valide entre -50°C et 0°C avec une précision de  $\pm 0,20\%$ )

Ensuite le gradient de la réfractivité sur la surface est calculé avec

$$\frac{dN}{dh} = -7,32 \cdot e^{0,005577 \cdot N_s}$$

avec :  $N_s$  réfractivité sur la surface

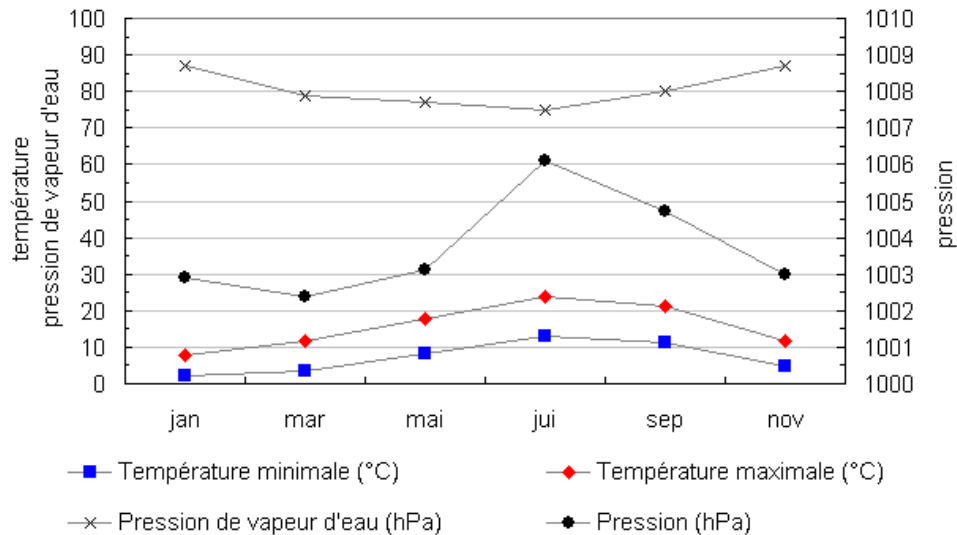


FIGURE 4.9 – Paramètres hydroclimatiques en moyenne de la Bretagne 2005

Finalement le facteur de radian effectif de la terre est calculé avec la dernière formule. [ASS03]

$$k = \left( 1 + \frac{dN/dh}{157} \right)^{-1}$$

Dans la recommandation P.453-9 différents annexes donnent des valeurs moyennées sur toutes les régions sur la terre. Par contre l'étude de l'influence du temps sur la liaison demande des valeurs beaucoup plus précises. La consultation des sites météorologiques a donné les courbes au-dessous qui décrivent la changement du temps en Bretagne. [Sit06b] [Sit06c]

En utilisant ces valeurs exemplaires avec les formules expliquées avant on reçoit les valeurs de  $dN/dh$  et les facteurs  $k$  au-dessous. Avec une température plus élevée l'onde est réfractée fortement avec un gradient de réfractivité jusqu'à -53,4. Le facteur  $k$  correspondant monte jusqu'à 1,5 en juillet.

#### 4.2.6 Estimation du retard d'un écho réfléchi sur sol

Avec la recommandation P.530-10 on veut déduire le retard d'un trajet réfléchi sur la terre par rapport au trajet direct. Le retard d'une longueur

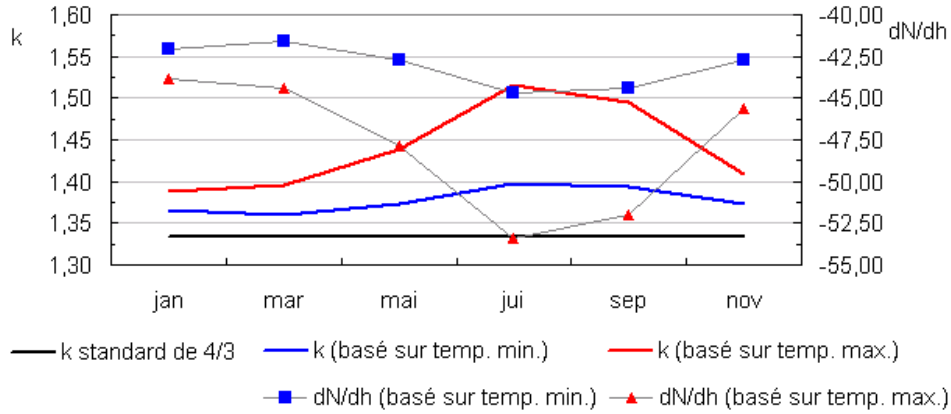


FIGURE 4.10 – Facteur k et refractivité dN/dh sur l'année 2005

d'onde produit un minimum de puissance reçu.

$$h_1 = h_{1G} + y_1 - y_0 + x_0 \cdot 10^3 \cdot \tan(\nu) \quad [m]$$

$$h_2 = h_{2G} + y_2 - y_0 - (d - x_0) \cdot 10^3 \cdot \tan(\nu) \quad [m]$$

avec :  $y_1, y_2$  : hauteur des sites sur niveau de mer (m)

$h_{1G}, h_{2G}$  : hauteur des antennes sur sol (m)

$y_0$  : hauteur de point de réflexion sur niveau de mer (m)

$x_0$  : distance de point de réflexion de site 1 (km)

L'inclinaison du trajet est calculée avec la formule du chapitre 4.2.4. Les hauteurs  $h_1$  et  $h_2$  des antennes sur un plan de réflexion exemplaire sont utilisées maintenant pour le calcul des distances entre les antennes et le point de réflexion.

$$d_1 = d(1 + b)/2 \quad [km]$$

$$d_2 = d(1 - b)/2 \quad [km]$$

$$b = 2\sqrt{\frac{m+1}{3 \cdot m}} \cos \left[ \frac{\pi}{3} + \frac{1}{3} \cdot \arccos \left( \frac{3c}{2} \sqrt{\frac{3m}{(m+1)^3}} \right) \right]$$

$$m = \frac{d^2}{4a_e(h_1 + h_2)} \times 10^3$$

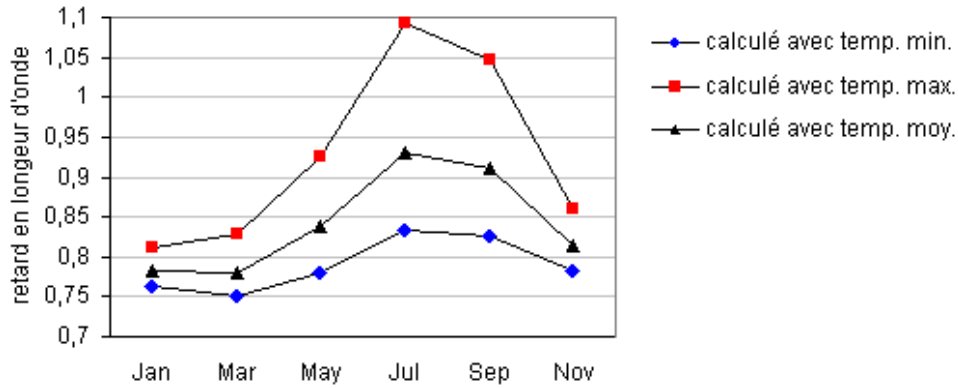


FIGURE 4.11 – Retard sur le changement climatique

$$c = \frac{h_1 - h_2}{h_1 + h_2}$$

$$a_e = k \cdot a$$

avec :  $a_e$  : radian effectif de la terre  
 $a$  : radian réel de la terre  
 $k$  : facteur du radian effectif de la terre

Avec un facteur  $k$  qui varie pendant un changement de temps la propagation change qui entraîne des différentes distances réelles.

$$\tau = \frac{2f}{0,3d} \left( h_1 - \frac{d_1^2}{12,74k} \right) \left( h_2 - \frac{d_2^2}{12,74k} \right) \times 10^{-3}$$

Le retard relatif dépend maintenant du positionnement des antennes d'émission et de réception, de la position du point de réflexion et également du facteur  $k$ . Si on varie  $k$  la puissance reçue va passer un minimum chaque fois que le retard exprimé en longueur d'onde est un entier. La recommandation conseille un type de diversité dès que  $\tau_{max} - \tau_{min} \geq 1$  pour différentes valeurs de  $k$ .

#### 4.2.7 Estimation de taux d'amélioration

La même recommandation propose une possibilité d'estimer le taux d'amélioration d'une technique de diversité. Il note cela

$$I = \frac{p(A)}{p_a(A)}$$

avec les pourcentages de temps pendant lesquelles la transmission sans ( $p$ ) ou avec diversité ( $p_d$ ) dépasse un niveau de BER. Un calcul précis pour différente technique de diversité n'est pas présenté dans ce rapport. Par contre les paragraphes suivants présentent deux formules de la recommandation pour une estimation rapide.

Pour une diversité d'espace on varie le paramètre de hauteur et reçoit le signal avec deux antennes aux différentes hauteurs. La formule s'applique sur un trajet rural pour une profondeur d'évanouissement  $A$  particulière.

$$I = \left(1 - e^{(-0,04 \cdot S^{0,87} \cdot f^{-0,12} \cdot d^{0,48} \cdot p_0^{-1,04})}\right) \times 10^{(A-V)/10}$$

avec :  $V = |G_1 - G_2|$   
 $A$  : profondeur d'évanouissement (dB)  
pour le trajet sans protection  
 $p_0$  : probabilité de l'évanouissement (%)  
 $S$  : séparation verticale (centre-à-centre) de  
l'antenne de réception (m)  
 $f$  : fréquence de transmission (GHz)  
 $d$  : distance entre émetteur et récepteur (km)  
 $G_1, G_2$  : gain des antennes (dBi)

Dans le cas d'un système 1+1, cad. deux canaux de réception, la diversité de fréquence demande à doubler l'espace dans le spectre par rapport au transmission sans diversité. Au niveau de la réception le système traite deux voies en même temps et effectue une certaine combinaison des deux voies.

$$I_{ns} = \frac{80}{f \cdot d} \left(\frac{\Delta f}{f}\right) 10^{F/10}$$

avec :  $\Delta f$  : séparation de fréquence (GHz)  
 $f$  : fréquence de transmission (GHz)  
 $F$  : marge de l'évanouissement plat (dB)

On peut appliquer la formule si les contraintes suivantes sont valides pour les paramètres de la liaison.

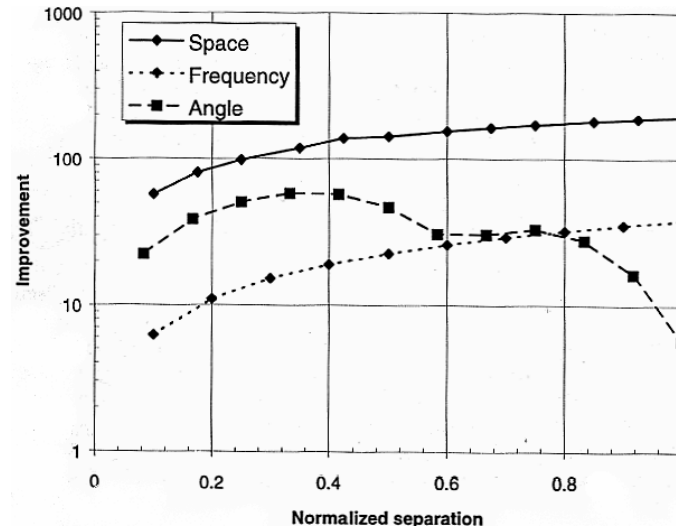


FIGURE 4.12 – Estimation de taux d'amélioration avec une séparation normalisée calculée selon les méthodes E, G et J (CSELT) avec une liaison sur 50 km à 7 GHz [COS97]

Fréquence de la transmission :  $2 \leq f \leq 11GHz$   
 Distance entre émetteur et récepteur :  $30 \leq d \leq 70km$   
 Différence fréquentielle entre les  
 deux canaux de diversité :  $\Delta f \leq 5\% \times f$

Le Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni en Italie (CSELT) a développé plusieurs méthodes pour estimer le taux d'amélioration. Une graphique montre le résultats des simulations pour une liaison de 50 km de distance à la fréquence de 7 GHz. [COS97]

Facteurs de normalisation : diversité d'espace 20 m  
 diversité de fréquence 500 MHz  
 diversité d'angle :  $1,2^\circ$

Les taux de diversité d'espace et de fréquence montent avec l'augmentation de la séparation. Seule la diversité d'angle a un maximum précis.

# Chapitre 5

## Transmission en modulation OFDM

### 5.1 Développement de la maquette de transmission

#### 5.1.1 Synoptique

En général un système de transmission contient trois éléments, l'émetteur, le récepteur et le canal entre eux. Dans notre cas l'émetteur est composé d'un modulateur OFDM qui fait la transposition d'un flux MPEG en signal analogique. L'émetteur faisceau hertzien mélange le signal en fréquence radio et l'amplifie pour le passage du canal. Dans un premier temps des atténuateurs réalisent l'affaiblissement observé en espace libre. Au niveau du récepteur un faisceau converti le signal reçu en fréquence intermédiaire qui est finalement démodulé en numérique par le récepteur OFDM. Le synoptique détaillé de la

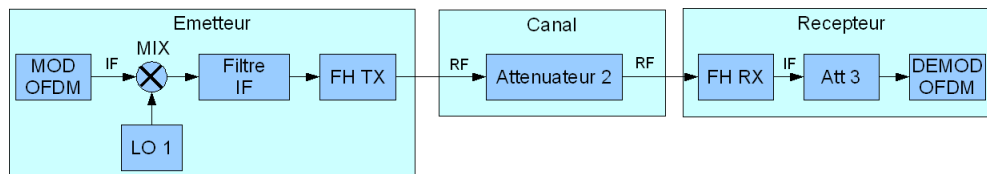


FIGURE 5.1 – Synoptique spécifique de la liaison en OFDM

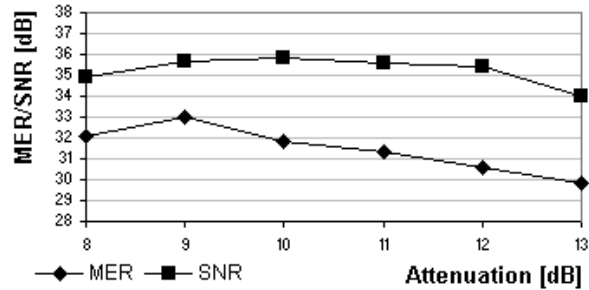


FIGURE 5.2 – MER en mode 2k/64QAM

maquette pour les tests en laboratoire contient plusieurs composants supplémentaires. Le modulateur OFDM sort un signal en fréquence de 474 MHz. Ensuite le mélangeur transpose le signal vers la fréquence IF. Avec le matériel disponible, la fréquence intermédiaire pour la maquette était choisie à 120 MHz à la place de 115 MHz.

### 5.1.2 Adaptations diverses

**Choix des filtres** Un filtre idéal atténue au maximum toutes les parties du signal se trouvant hors de sa bande et n'affecte pas le reste du signal. De plus certains critères sont importants pour une application qui utilise la modulation OFDM. Si le filtre est trop étroit, il baisse la puissance des premières et des dernières porteuses. Or, un évanouissement sélectif sur ces porteuses produit facilement des erreurs binaires sur le signal. Les puissances de toutes les porteuses doivent donc tenir un niveau constant. Un facteur qui décrit bien ce critère est la dispersion d'amplitude dans la bande (in-band amplitude dispersion IBAD). Prenons le gabarit du spectre du signal comme ligne pointue. Le chiffre IBAD indique la différence des amplitudes des porteuses d'un côté à l'autre. Les filtres utilisés doivent respecter un IBAD très faible pour garder la puissance de chaque propre porteuse.

**Choix de l'atténuation devant le mélangeur** Le niveau de sortie du modulateur est de 6 dBm minimum. L'influence du mélangeur sur la qualité du signal change avec le niveau de puissance qui arrive en entrée. Pour trouver la bonne valeur, j'ai mesuré le MER et le SNR à la sortie du récepteur avec un récepteur de mesure DVB-T. Les deux valeurs sont moyennées sur 100

valeurs. On voit bien que le MER monte jusqu'à 33 dB pour une atténuation de 9 dB.

### 5.1.3 Bruit de phase des oscillateurs locaux

Pour la liaison on a besoin de 2 oscillateurs locaux (LO2/LO3) pour convertir le signal en RF et inversement. Pendant les essais, j'ai remarqué que le bruit de phase des oscillateurs joue un rôle important sur le MER à la sortie de l'émetteur. Un oscillateur est sensible au bruit, comme d'autres circuits analogiques. Le bruit injecté dans un oscillateur, par ses composants ou par des effets externes, peut influencer et la fréquence, et l'amplitude du signal de sortie. Pour le quantifier, on considère une largeur de bande unitaire, décalée de  $\Delta f$  par rapport à  $f_{LO}$ , et on divise par la puissance moyenne de la porteuse. [Leg05]

$$SSBPN = 10 \log \left( \frac{P_N}{P_C} \right) \quad [dBc/Hz]$$

avec  $P_N$  : puissance du bruit  
 $P_C$  : puissance de la porteuse

	$f_a$	$f_b$	$f_c$	$f_d$
Fréquence	10 Hz	100 Hz	3 kHz	1 MHz
Limits $L_a$ to $L_d$	-55 dBc/Hz	-85 dBc/Hz	-85 dBc/Hz	-130 dBc/Hz

TABLE 5.1 – Valeur maximale de bruit de phase

Souvent il est défini à partir d'un niveau de puissance dans une bande de 1 Hz du spectre de l'oscillateur local mesuré en dBc/Hz. Pour le DVB-T un rapport technique de l'ETSI explique les nombreuses mesures possibles et montre les contraintes dans ce domaine. [ets01] Les niveaux pour les écarts en fréquence écrits dans le tableau sont les valeurs maximales. Si on utilise la modulation OFDM l'écart de porteuses avec la distance des porteuses est 7,61 MHz/1705=4,464 kHz et 7,61 MHz/6917=1,116 kHz respectivement en 2k et en 8 k. Comme conséquence les offset 100 Hz et 3kHz sont les plus importants dans notre application.

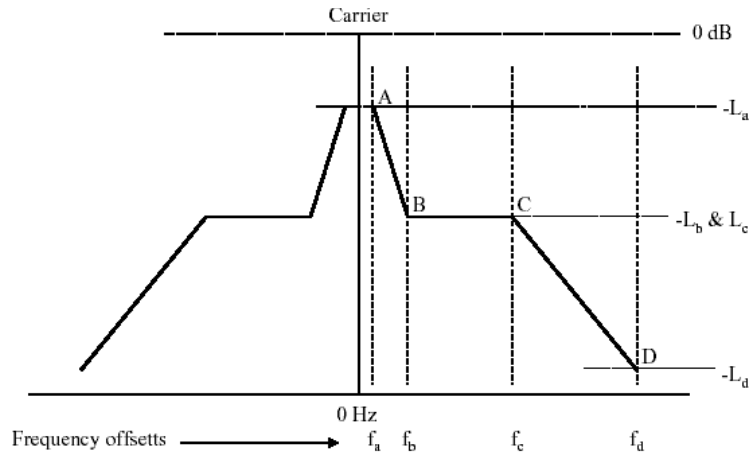


FIGURE 5.3 – Gabarit pour le bruit de phase [ets01]

#### 5.1.4 Possibilités pour améliorer le bruit de phase

Les faisceaux disposent des oscillateurs adaptés à une transmission en modulation QPSK. Par contre, si on veut transporter l'information en modulation OFDM en mode 2k ou 8k, le bruit de phase devient trop important. Pour résoudre ce problème, j'ai traité plusieurs possibilités mais je n'en présente que deux. L'oscillateur local interne des faisceaux hertziens est composé d'une PLL et d'un multiplicateur. Dans la PLL un quartz génère la fréquence 12,8 MHz. La PLL se met à la fréquence 1,4 GHz qui entre directement dans le multiplicateur. Après une multiplication par 6 le signal ressort à 8,55 GHz. Les possibilités pour améliorer le bruit de phase de sortie consistent à remplacer soit le quartz soit toute la PLL. Un générateur de signal avec un bon bruit de phase sert comme source de référence pour tester l'influence d'un changement sur la sortie 8,5 GHz. Le changement est exprimé en dBc/Hz par rapport à la sortie LO2/LO3 du tableau 5.3. On peut conclure que parmi les possibilités le changement de la PLL a montré le meilleur taux d'amélioration. Les valeurs sont déjà proches de la norme ETSI. La solution est beaucoup moins chère que de remplacer l'oscillateur local en entier. Une source pareille doit couvrir la plage de fréquence de 1,333 GHz à 1,433 GHz. Si on multiplie les fréquences par 6 on couvre la plage de l'oscillateur interne des faisceaux hertziens (8 GHz - 8,6 GHz).

Point de mesure	10 Hz	100 Hz	3 kHz	1 MHz
Quartz (12,8 MHz)	-20	-80	-88	-85
Sortie PLL (1,4 GHz)	-20	-55	-83	-110
Sortie LO 2 (FH TX)	-21	-33 .. -39	-67	-108
Sortie LO 3 (FH RX)	-20	-37 .. -50	-69	-110
Norme ETSI (2k)	-55	-85	-85	-130

TABLE 5.2 – Bruit de phase des faisceaux (Offset en dBc/Hz)

Point de mesure	10 Hz	100 Hz	3 kHz	1 MHz
Quartz (12,8 MHz)	-20	-80	-88	-85
Générateur à 12,8 MHz	-20	-98	-95	-94
Sortie PLL (1,4 GHz)	-20 -52	-83	-118	
Sortie LO (8,5GHz)	-20	-38	-67	-110
Amélioration		0	0	

TABLE 5.3 – Bruit de phase avec changement de Quartz (Offset en dBc/Hz)

Point de mesure	10 Hz	100 Hz	3 kHz	1 MHz
Sortie PLL (1,4 GHz)	-20	-55	-83	-110
Générateur à 1,4 GHz	-21	-75	-86	-98
Sortie LO (8,5 GHz)	-20	-68	-85	-118
Amélioration		30	20	

TABLE 5.4 – Bruit de phase avec changement de PLL (Offset en dBc/Hz)

LO2 (em.)	LO3 (rec.)	MER (dB)
interne	interne	X
générateur (hyper)	interne	27,4
générateur (hyper)	générateur(hyper)	36
combo	interne	27,3
combo	combo	30

TABLE 5.5 – Comparaison de MER pour différente combinaison de LO (Paramètres de modulation : mode 2k ; modulation de porteuse en 64QAM ; guard interval 1/32 ; code rate 1/2 ; débit : 18,1 Mbit/s ; LO1 15dBm)

### 5.1.5 Comparaison de MER et SNR

Dans une autre mesure l'influence du bruit de phase sur la transmission complète était testée. La combinaison du générateur de signal à 1,4 GHz et du multiplicateur est appelée 'combo' maintenant. La situation initiale contenait deux oscillateurs internes ce qui ne marchait pas du tout à ce débit. Si on utilise un générateur à 8,55 GHz sur le coté de l'émetteur la transmission marche bien et elle sort le signal avec un MER de 27,4 dB. Pareil avec la combinaison développée. Le MER reste à environ 27 dB qui est peut-être la limite du récepteur.

Donc les mesures comparables sont celles avec les oscillateurs identiques sur les deux cotés. La configuration optimale est sûrement un générateur de signal au niveau de l'émetteur et aussi du récepteur. Le combo permet d'avoir une bonne liaison avec un bon rendement.

### 5.1.6 Atténuation maximale des plusieurs étapes

En cours du développement de la solution matériel le paramètre de l'atténuation maximale était toujours en vu. Pour cette raison plusieurs tests provisoires étaient effectués pour tracer le taux d'amélioration. La situation initiale comprenait juste le modulateur et le démodulateur connecté directement via des atténuateurs. Les résultats correspondent bien aux valeurs théoriques. La transmission marche dans toutes les configurations pour tous les débits.

	A	B	B	C	C	D	D
débit [Mbit/s]	8,71	12,06	21,11	18,09	31,67	18,09	31,67
valeur théorique	88	87	82	82	76	82	76
Mod./Demod.	88	86	80	81	X	81	75
LO interne	91	86	X	84	X	X	X
LO2/LO3 externe	85	78	74	76	69	74	70
LO2 ext/LO3 combo		83		77		77	
LO2 com./LO3 com.	78	81	76	77	65	77	68
Modulation QPSK	87	87	84	85	83	85	83

TABLE 5.6 – Atténuation maximale en dB (X=erreur, pas de chiffre = pas mesuré, A=2k/QPSK, B=2k/16QAM, C=2k/64QAM, D=8k/64QAM)

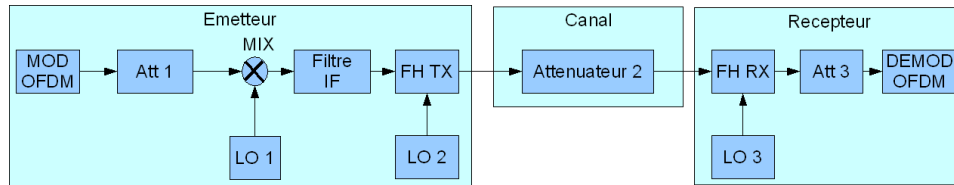


FIGURE 5.4 – Synoptique de la solution préliminaire

### 5.1.7 Solution finale

La solution préliminaire est montrée dans la figure 5.4. Elle contient encore des appareils provisoires nécessaire que pour effectuer les tests en laboratoire. La maquette comprend un modulateur OFDM en UHF suivi par un mélangeur pour un changement de bande en VHF (FI à 115 MHz). L'atténuateur à 9 dB évite la saturation du mélangeur. Sur les cotés émetteur et récepteur, le faisceau reçoit un oscillateur local à 1,4 GHz provenant de générateurs externes.

## 5.2 Développement du modèle de canal

### 5.2.1 Théorie propagation hertzienne

Le canal hertzien est caractérisé par la présence d'échos. Lorsqu'on est en réception fixe ou portable, la probabilité de recevoir uniquement une onde

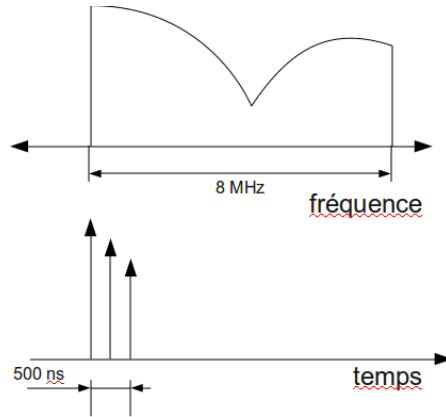


FIGURE 5.5 – Réponse impulsionnelle et fonction de transfert correspondant

directe à partir d'un émetteur est très faible. Généralement en ville ou dans les régions montagneuses, on reçoit au niveau de l'antenne de réception, une succession d'échos qui est le résultat de la propagation par trajets multiples dus aux réflexions sur les immeubles ou sur les montagnes. Le canal hertzien, en présence de trajets multiples, est caractérisé par sa réponse à une impulsion. Elle permet de mettre en évidence les différents échos en fonction de leur retard et de leur atténuation.

$$h(t) = \delta(t) + \delta(t - \tau)$$

$$H(f) = 1 + e^{-2j\pi f\tau} = e^{-j\pi f\tau}(2\cos(\pi f\tau))$$

$$|H(f)|^2 = 4\cos^2(\pi f\tau)$$

Le canal est aussi caractérisé par sa fonction de transfert. Cette courbe est obtenue en réalisant une transformée de Fourier sur la réponse impulsionnelle du canal. En observant la fonction de transfert d'un canal quelconque résultant d'une propagation à trajets multiples, on constate que certaines composantes fréquentielles du signal sont bien transmises par suite d'interférences "constructives", alors que d'autres composantes sont mal transmises par suite d'interférences "destructives" provoquant des évanouissements. Un modèle de canal dépend en général de la fréquence de travail, des antennes utilisées et certainement de l'environnement. Les pages suivantes présentent les modèles trouvés et une évaluation également. Une évaluation est possible avec deux

paramètres du modèle. Le premier s'appelle étalement de la réponse impulsionnelle (multipath spread) et est calculé comme la différence entre le trajet le plus long et celui le plus court. Ce facteur est plus important pour des applications mobiles où le profile change en permanence.

$$L = \max(\tau_i) - \min(\tau_i)$$

$$F_c = \frac{1}{2L}$$

avec  $\tau_i$  : temps de retard  
 $L$  : étalement de la réponse impulsionnelle  
 $F$  : bande de cohérence

Le deuxième permet d'effectuer la relation avec le spectre. Son nom est bande de cohérence (frequency coherence). Dès que ce paramètre est très supérieur à la bande de fréquence du signal on parle d'un canal qui produit un évanouissement plat (flat fading). [TV05]

### 5.2.2 Modèle synthétisé

Mon premier modèle reprend la théorie de la propagation hertzienne. On considère une liaison en vue. L'onde émise rayonne premièrement vers le récepteur directement. Elle est affaiblie par l'espace libre, cet affaiblissement dépend uniquement de la distance et de la fréquence de travail comme cela a été montré dans le chapitre avant. Comme l'onde suit la courbure de la terre, on parle de l'onde de sol. Un autre calcul de trajet provient d'une dissertation publiée sur Internet. Seule, le résumé est disponible gratuitement, mais on y trouve déjà une estimation pour la propagation de l'onde à la surface. Au sommet des montagnes l'onde est diffractée et atténuée, ce que l'auteur appelle 'atténuation by multiple knife edges with ground reflections'. La longueur est calculée avec plusieurs points exemplaires. [Zha02]

Finalement les données calculées forment le modèle de canal montré dans le tableau 5.7. Dans ce cas, l'atténuation ( $A$ ) inclus l'affaiblissement de l'espace libre ce qui correspond à l'atténuation de trajet direct. L'atténuation calculée est logiquement au même niveau que le trajet direct, car le chemin de propagation correspond aussi.

$$L = \max(\tau_i) - \min(\tau_i) = 0,06ns$$

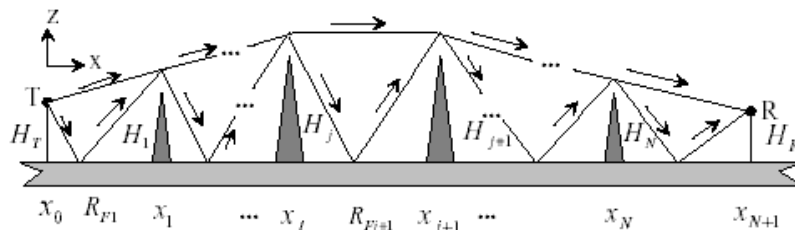


FIGURE 5.6 – Propagation d'une onde hertzienne diffractée par le sol [Zha02]

nom du trajet	$\tau$ [ $\mu s$ ]	$A$ [dB]
trajet direct	0,000000	146,55
onde de sol	0,000004	146,55
knife edge	0,000060	146,55

TABLE 5.7 – Modèle synthétisé

$$F_c = \frac{1}{2L} = 8,33GHz$$

L'étalement de la réponse impulsionnelle de ce modèle est très court. En conséquence la bande de cohérence donne une valeur de 8,33 GHz. Un canal avec ces caractéristiques va donc créer un évanouissement plat, qui diminue fortement la puissance totale du signal.

### 5.2.3 Modèles standards

Un test avec un simulateur de fading vaut mieux qu'un modèle standard. J'ai trouvé peu d'informations sur la caractérisation du canal hertzien aux fréquences utilisées par les FH. La plupart des informations sont développées pour les applications mobiles. Les premiers modèles étaient définis pour les systèmes GSM. Ils sont disponibles pour plusieurs types d'environnement. Pour notre application j'ai pensé utiliser le profil "Hilly Terrain" de G.L. Stüber. [MCS00] [Stu96]

$$L = \max(\tau_i) - \min(\tau_i) = 15\mu s$$

$$F_c = \frac{1}{2L} = 33,3kHz$$

trajet	TU		BU		HT		MT	
#1	0,0	0,189	0,0	0,164	0,0	0,404	0,0	0,909
#2	0,2	0,379	0,3	0,293	0,2	0,255	20,8	0,91
#3	0,5	0,239	1,0	0,147	0,4	0,159		
#4	1,6	0,095	1,6	0,094	0,6	0,081		
#5	2,3	0,061	5,0	0,185	15,0	0,101		
#6	5,0	0,037	6,6	0,117				

TABLE 5.8 – Modèle de canal pour les tests des systèmes GSM avec  $\tau$  [ $\mu s$ ] et  $A$  [ $dB$ ] (TU : "Typical Urban", BU : "Bad Urban", HT : "Hilly Terrain", MT : "Mountainous Terrain")

Le deuxième modèle vient du rapport technique de l'ETSI. Ce modèle était utilisé dans le laboratoire avec des résultats suffisants. Les valeurs ( $A$ ) de l'atténuation sont relatives au trajet direct #1. [ets01]

trajet	$\tau$ [ $\mu s$ ]	$A$ [ $dB$ ]
#1	0	0
#2	0,5	17,8
#3	1,95	17,9
#4	3,25	19,1
#5	2,75	20,4
#6	0,45	20,6

TABLE 5.9 – Modèle laboratoire de l'ETSI

$$L = \max(\tau_i) - \min(\tau_i) = 3,25\mu s$$

$$F_c = \frac{1}{2L} = 153,8kHz$$

En regardant leurs étalements dans la réponse impulsionnelle, on voit bien qu'ils sont beaucoup plus longs que celles du modèle précédent. Cela implique une bande de cohérence eu de l'ordre de kHz, ce qui produit un ripple sur le spectre.

Plus des détails sur la théorie des modèles de canal et les mesures effectuées dans le domaine de liaison hertzien en vue sont disponibles dans la littérature de recherche [Zha02] et [XYPX01]. Dans le cadre du stage ces documents n'étaient pas pris en compte.

### 5.2.4 Modélisation à partir des mesures

Le département supervise des sites DVB-T au niveau de la qualité du signal. Une coupure de la transmission est captée dans un journal de bord. Pour des sites problématiques, un analyseur de spectre enregistre en plus le spectre reçu sur un ordinateur. Ces données sont disponibles pour l'analyse interne à Metz. Un autre modèle de canal est donc basé sur ces mesures avec l'aide de la théorie mathématique. Soit  $f(t)$  la fonction réelle représentant l'onde porteuse modulée provenant du rayon direct, la tension d'entrée du récepteur par exemple. Prenons le module du rayon direct égal à l'unité, et représentons le rayon retardé par  $\rho f(t - \tau)$  ou  $\rho$  et  $t$  sont tous deux positifs. Le récepteur reçoit donc  $f(t) + \rho f(t - \tau)$  au lieu de  $f(t)$ , et tout se passe comme si le signal traversait la fonction de transfert : [7]

$$F(e^{j\Omega}) = 1 + \rho e^{-j\Omega\tau} = 1 + \rho \cos(\Omega\tau) - j\rho \sin(\Omega\tau)$$

dont on obtient le module :

$$|F(e^{j\Omega})| = \sqrt{1 + 2\rho \cos(\Omega\tau) + \rho^2}$$

avec  $\Omega = 2\pi f$  on trouve :

$$|F(f)| = \sqrt{1 + 2\rho \cos(2\pi f\tau) + \rho^2}$$

Pour l'analyse des mesures, il fallait estimer le centre de fading. Les endroits des minima dépendent du déphasage du signal retardé. Un écho avec  $180^\circ$  de déphasage crée un fading à la fréquence centrale sur le signal originale. Les minima de la fonction  $|F(f)|$  sont à :

$$\Omega_0 = 2 \left( k + \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{\tau}$$

La distance entre deux minima est

$$\Delta\Omega = 2 \left( 1 + \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{\tau} - 2 \left( 0 + \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{\tau} = \frac{2\pi}{\tau} \quad [1/s]$$

en pulsation radiale et avec  $\Omega = 2\pi f$  on trouve

$$\Delta f = \frac{1}{\tau} \quad [Hz]$$

en fréquence normale. Donc on a besoin d'une expression pour donner un déphasage en fonction d'un minimum.

$$\varphi = \frac{(f_{\text{SIGNAL}} - f_{\text{CF}})}{\Delta f} \cdot 360^\circ$$

avec :  $f_{\text{SIGNAL}}$  : fréquence du signal original  
 $f_{\text{CF}}$  : fréquence de maximum dans le module  
 de la fonction de transfert  $|F(f)|$   
 $\Delta f$  : distance entre deux minima dans le module  
 de la fonction de transfert  $|F(f)|$

La courbe de la fonction de transfert  $|F(f)|$  était rapprochée des points mesurés en adaptant les paramètres  $t$  et la fréquence centrale de fading. Le paramètre  $\rho$  est resté toujours proche de l'unité. Après avoir trouvé la bonne estimation, la dernière formule donne le déphasage  $\varphi$  correspondant. Parmi les cinq types de fading typiques, j'ai choisi trois comme référence. Les spectres montrent les courbes mesurées en gris avec leur moyenne en rouge et l'estimation théorique en bleu. Le premier type est presque le pire cas possible car il coupe le spectre reçu en plein milieu. Avec un déphasage de  $-162^\circ$  la phase est proche de  $180^\circ$ . Une deuxième courbe assez typique était un évanouissement décalé à environ 2 MHz. On l'appelle 'fading décentré'. Le dernier exemple diminue très peu le spectre du signal car la fréquence de minimum se trouve hors bande. Pour cette raison celui est appelé 'fading hors bande'.

nom	$\tau$ [ $\mu s$ ]	$\varphi$ [ $deg$ ]
fading central	100	-162,0
fading décentré	83	-120,0
fading hors bande	63	67,5

TABLE 5.10 – Trajets du modèle de canal 'Bretagne'

Après l'analyse les conclusions donnent trois trajets différents. Si on veut les utiliser comme modèle de canal il manque sûrement le trajet direct avec au aucun retard et un déphasage de zéro degré. Mais pour les évaluer j'ai effectué des tests avec deux types de modulations.

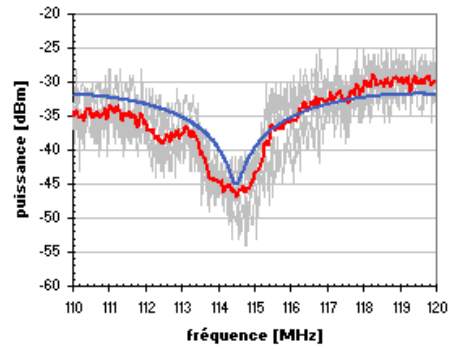


FIGURE 5.7 – Fading central à 114,5 MHz, fading décentré

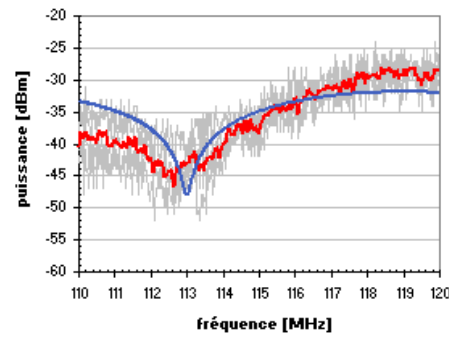


FIGURE 5.8 – Fading décentré à 113 MHz

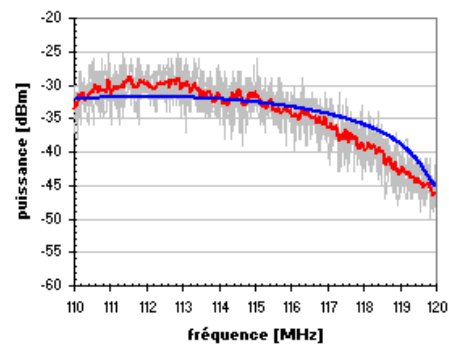


FIGURE 5.9 – Fading hors bande à 120 MHz

### 5.2.5 Test de certains profils

Limité par la précision des démodulateurs pour les deux méthodes de modulation j'ai pris deux paramètres comme point de comparaison. Le C/N du démodulateur QPSK est une valeur mesurée à l'intérieur de l'appareil. Elle peut servir uniquement de valeur de comparaison. Par contre le BER est plus utile pour une comparaison entre les types de modulation. Les deux démodulateurs sortent des valeurs assez précises. A cause des grandes variations de ces valeurs les figures 5.10 et 5.11 affichent les valeurs maximales mesurées pendant une durée fixe.

modèle	nom du trajet	$\tau$ [ $\mu s$ ]	$A$ [dB]	$\varphi$ [deg]
trajet direct		0,000	0,0	0,0
Bretagne	fading hors bande	0,063	0,0	67,5
	fading décentré	0,083	0,0	-120,0
	fading central	0,100	0,0	-162,0
Hilly Terrain		0,200	-2,0	0,0
		0,400	-4,0	0,0
		0,600	-7,0	0,0
		15,000	-6,0	0,0

TABLE 5.11 – Trajets sous test

Pour les tests j'ai choisi les trois trajets du modèle Bretagne et le modèle Hilly Terrain de G.L. Stüber. En QPSK la valeur initiale de C/N est de 16 dB. Avec le fading central le C/N tombe jusqu' 5,9 dB à cause d'une perte de puissance au niveau de la porteuse. Les deux trajets restant dégradent faiblement le C/N ce qu'on peut voir également dans la comparaison des taux d'erreur binaire.

Le BER résultant en OFDM est celui après le décodeur Viterbi, donc en bleu foncé. Les quatre canaux ne dégradent pas fortement la qualité de transmission. Il faut dire que ces mesures sont juste une estimation rapide pour comparer l'impact des différents échos. Dans un chapitre suivant une comparaison plus précise et détaillée montre des résultats plus précis.

### 5.2.6 Modèle final

En regardant le modèle déduit des théories de propagation hertzienne on peut remarquer que les trajets choisis sont plus ou moins possible. Les

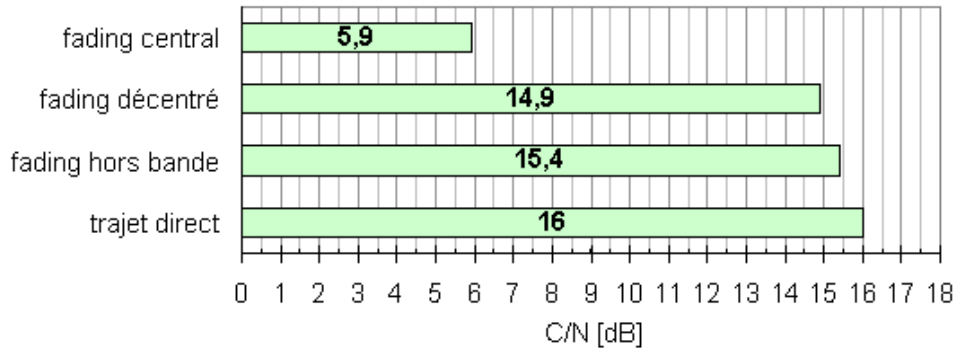


FIGURE 5.10 – C/N en modulation QPSK avec différents types de canal

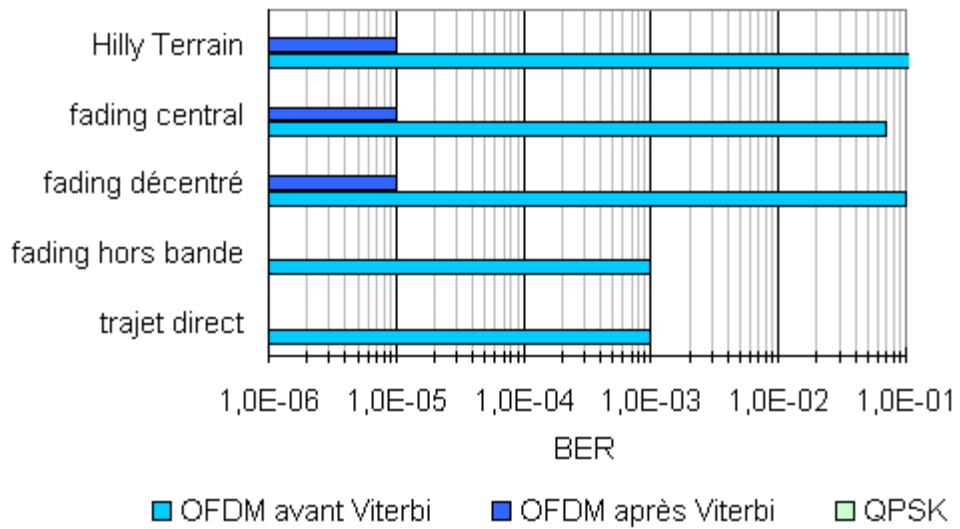


FIGURE 5.11 – Comparaison de BER en OFDM et QPSK avec différents canaux

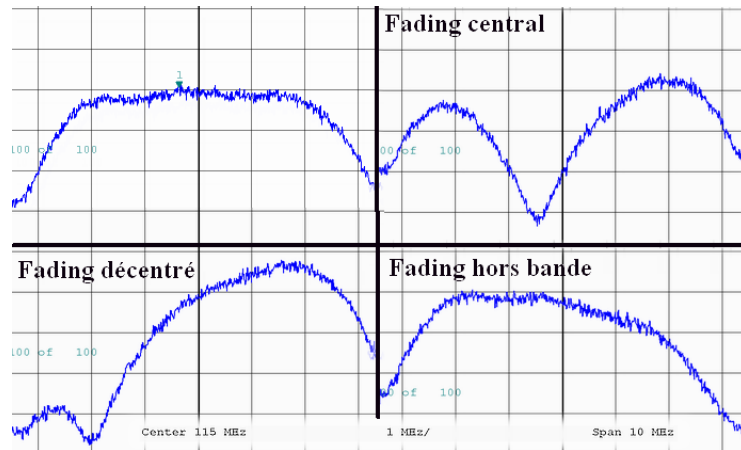


FIGURE 5.12 – Signal modulé en QPSK sous fading

modèles standards sont en majorité pour les applications mobiles dans les fréquences de 1 à 2 GHz. On les utilise pour modéliser le canal pour des liaisons dans l'environnement urbain et en plus on a souvent des antennes omnidirectionnelles qui reçoivent les échos de chaque direction. La norme ETSI donne un modèle pour modéliser un canal dans les fréquences DVB-T, c'est à dire dans les bandes UHF. Le plus utile est finalement le résultat des mesures sur site. On peut utiliser chaque trajet du modèle Bretagne avec le trajet direct pour tester la liaison développée avec des conditions réelles.

## 5.3 Comparaison OFDM QPSK

### 5.3.1 Objectif

L'évaluation de la qualité de transmission des données en passant par le faisceau hertzien et un canal avec des échos était le but principal du test. Cette évaluation est effectuée au niveau de l'atténuation maximale du canal pour atteindre au moins un BER de  $2 \cdot 10^{-4}$ . A partir de cela, on va étudier l'influence du nombre de porteuses (2k/8k) en modulation OFDM sur le taux d'erreur binaire. La qualité de transmission OFDM est exprimée dans l'erreur de modulation. Après le changement de l'oscillateur local des faisceaux hertzien avec un oscillateur externe, l'amélioration va être testée.

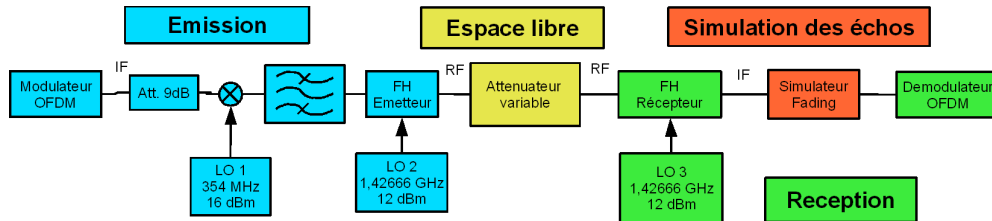


FIGURE 5.13 – Synoptique du test en OFDM

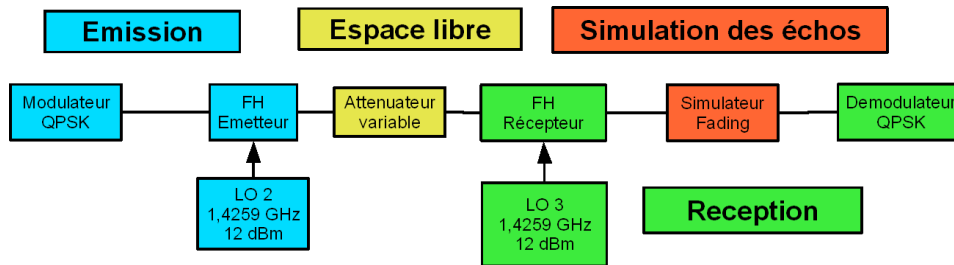


FIGURE 5.14 – Synoptique du test en QPSK

### 5.3.2 Synoptique de test

Le but de la maquette était de créer des conditions identiques pour les deux types de modulations. En laboratoire on est limité par le matériel dont la fréquence intermédiaire qui n'est pas identique. L'IF est de l'ordre de 115 MHz en QPSK et 120 MHz en OFDM. Le simulateur de fading est branché derrière le récepteur FH, car il travaille uniquement à des fréquences sous 2 GHz. L'atténuation maximale correspond à l'atténuation entre l'émetteur et le récepteur. L'émetteur de faisceau hertzien émet à 30 dBm. Donc une atténuation de 110 dB veut dire, qu'on reçoit le signal au niveau du récepteur à -80 dBm. Le chiffre 110 dB avec un BER de  $2 \cdot 10^{-4}$  indique aussi le seuil de fonctionnement du système. Aux valeurs mesurées on peut ajouter une erreur de mesure de  $\pm 2$  dB à cause du cablage. A part cette dernière, toutes les mesures étaient effectuées avec un oscillateur externe, c'est à dire un générateur de signal à 1,4 GHz.

### 5.3.3 Résultats des mesures

**Atténuation maximale sur débit** Pour trouver l'atténuation maximale du système il faut augmenter l'atténuation du canal jusqu'à ce que le démodulateur produise un BER de  $2 \cdot 10^{-4}$  après le décodeur de Viterbi. Pour des raisons de comparaison on a choisi tous les débits dans une bande proche de 8 MHz. Pour une modulation QPSK, ça veut dire que le débit maximal possible est de 8,064 MBit/s.

bande [MHz]	symbolrate	FEC	débit [Mbit/s]
5	3571000	3/4	4,936
5	3571000	5/6	5,485
7	5000000	1/2	4,608
7	5000000	2/3	6,144
7	5000000	3/4	6,912
7	5000000	5/6	7,680
7	5000000	7/8	8,064

TABLE 5.12 – Configurations et débits en modulation QPSK

n° et mod.	guard interval	code rate	débit résultant [Mbit/s]
2k/QPSK	1/32	1/2	6,03
	1/4	1/2	4,98
	1/16	2/3	7,81
	1/8	2/3	7,37
	1/4	2/3	6,64
	1/32	2/3	8,04
8k/QPSK	1/32	2/3	8,04
2k/16QAM	1/32	1/2	12,06
2k/64QAM	1/32	2/3	24,13
8k/64QAM	1/32	2/3	24,13

TABLE 5.13 – Configurations et débits en modulation OFDM DVB-T

En modulation OFDM/DVB-T le débit maximal est théoriquement de 31,67 MBit/s car la bande de fréquence reste constante quelque soit le débit de transmission. Pour pouvoir les comparer, j'ai choisi des configurations particulières. Dans un canal sans échos l'atténuation maximale peut atteindre

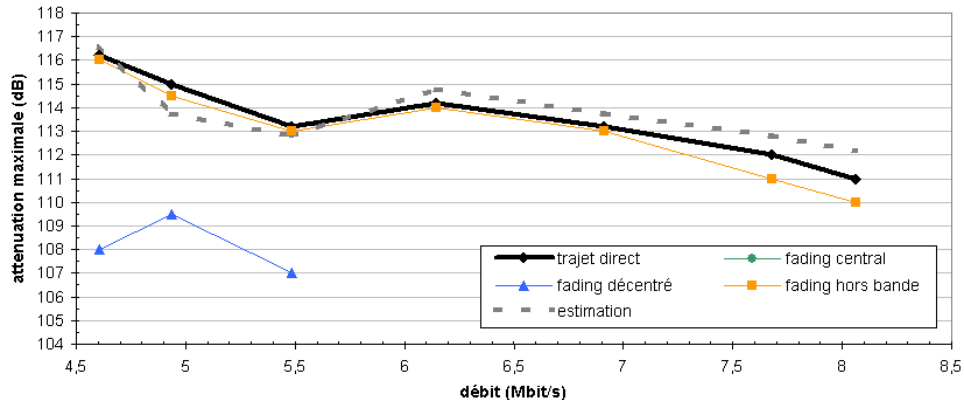


FIGURE 5.15 – Atténuation maximale de modulation QPSK (5 à 8 Mbit/s)

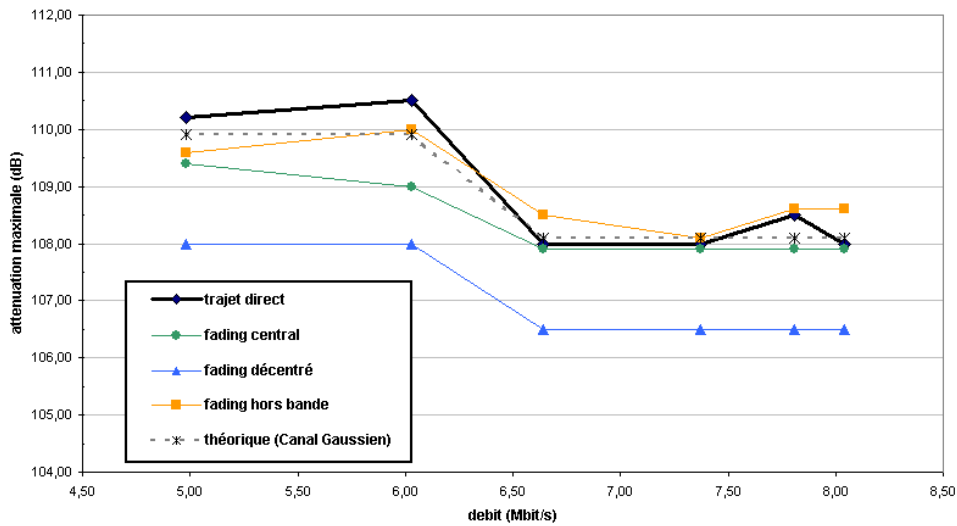


FIGURE 5.16 – Atténuation maximale de modulation OFDM (5 à 8 Mbit/s)

116 dB entre l'émetteur et le récepteur. L'atténuation maximale diminue régulièrement jusqu'à 111 dB à 8 Mbit/s en bande 7 MHz. La modulation utilise une bande de 5 MHz pour les débits de 5 et 5,5 Mbit/s. Pour cette raison, les deux points de mesure sont affichés séparément. Si on met un canal évanoui affaibli sur un coté avec un fading hors bande, le seuil de fonctionnement descend légèrement. Jusqu'au débit d'environ 7 Mbit/s, les atténuations sont identiques à celles du trajet direct. Avec un canal du fading centré ou décentré, la performance se dégrade. Le fading centré dégrade complètement le signal quelque soit le débit, à cause de la suppression de porteuse. On attend de la modulation OFDM une forte résistance au fading, car c'est un type de modulation multiporteuse. Comparé avec la modulation QPSK, l'OFDM utilise selon la configuration, 6 à 8 MHz de largeur de bande. Toutes les mesures étaient réalisées en bande de 8 MHz avec 1706 porteuses (mode 2k) modulées en QPSK. Pour les raisons de comparaison, on regarde les points de mesure avec les débits correspondants. L'atténuation la plus élevée en modulation OFDM est 110,5 dB, ce qui est moins que l'atténuation la plus faible en QPSK. Le fading hors bande affecte aussi légèrement le signal. La variation de l'atténuation est encore dans l'erreur de mesure. Par contre un fading centré ou décentré montre bien que la transmission marche sans problème grâce aux propriétés de l'OFDM et à la répartition intelligente des données sur ces dernières.

**Atténuation maximale à 8 Mbit/s avec différents LOS** Juste pour cette comparaison on a branché l'oscillateur local interne. D'origine il est fait pour une transmission en modulation QPSK. Toutes les mesures avant ont montré, que celui-ci n'est pas suffisamment performant pour une transmission en OFDM. Si on utilise autant de porteuses dans une bande de 8 MHz, leur espacement est très petit. C'est pourquoi il faut un bon bruit de phase pour éviter que les porteuses aient une influence mutuelle.

Avec un oscillateur local interne, l'atténuation en OFDM mode 2k peut monter jusqu'à 108,5 dB sans fading et 107 dB avec un fading quelconque. En modulation QPSK, le démodulateur a des problèmes à démoduler s'il y a du fading. En QPSK avec un fading centré ou décentré et en modulation OFDM mode 8k, la synchronisation n'est pas possible. Un oscillateur externe avec un meilleur bruit de phase améliore grandement la qualité de transmission. La transmission en OFDM avec le mode 8k devient possible et l'atténuation maximale en modulation QPSK atteint 111 dB sans fading. Les

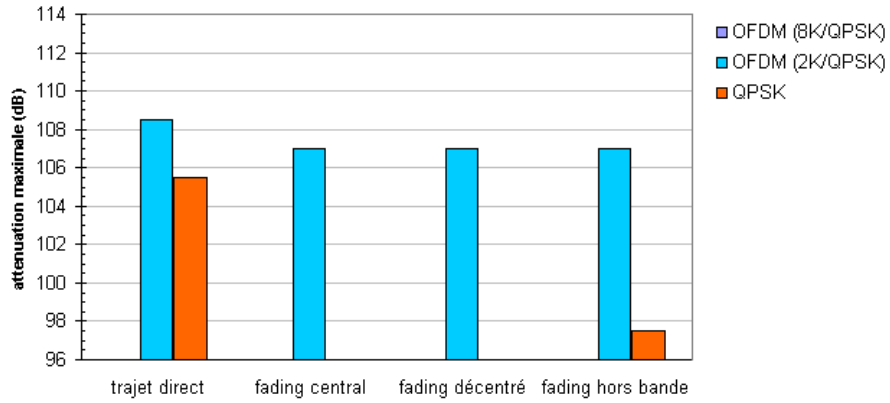


FIGURE 5.17 – Atténuation maximale avec un oscillateur interne (point de référence 1)

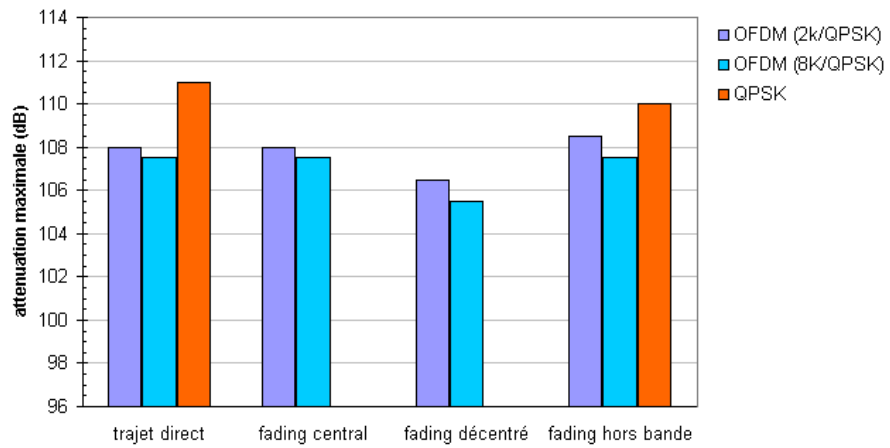


FIGURE 5.18 – Atténuation maximale avec un oscillateur externe (point de référence 1)

graphes montrent les seules configurations qui fonctionnent. L'autre point de référence était numéro 2 avec un débit de 24 Mbit/s. Dans cette configuration le démodulateur n'arrive pas du tout à se synchroniser. Une comparaison avec une configuration en modulation QPSK n'est pas possible à cause de la bande du simulateur de fading qui doit rester inférieure à 8 MHz. La modulation QPSK avec un débit similaire utilise une bande bien plus grande que 8 MHz.

**C/N sur débit (5 à 8 Mbit/s)** Le C/N est le rapport de puissance entre la porteuse et le plancher du bruit. Au niveau de la mesure c'est la différence entre la puissance dans la bande du signal et celle du bruit dans cette bande sans signal à l'entrée du système.

Normalement cette valeur dépend directement de l'atténuation du canal. Dans ce cas le faisceau, qui active sa CAG (contrôle de gain) à faible niveau, et le simulateur fading supprime probablement cette relation. La valeur théorique pour la modulation QPSK est calculée à l'aide des valeurs  $E_b/N_0$  de la norme ETSI [ets01]. Avec un ajout de 3dB on prend en compte de l'influence du système de transmission (pertes implémentation codeur / décodeur). Le C/N du trajet direct suit bien la courbe théorique. Celle du fading hors bande est décalée vers un C/N plus élevé. Par contre le fading décentré entraîne un C/N qui monte constamment avec le débit jusqu'à ce qu'il arrive à 7,68 MBit/s (FEC=5/6). Avec un FEC de 7/8 le décodeur n'arrive plus à reconstruire le signal et la transmission est bloquée. Le fading centré diminue fortement la puissance de la porteuse et la transmission ne marche plus du tout.

La transmission en OFDM marche sans problèmes avec tous les débits et tous les types de fading. Le C/N du trajet direct correspond bien à la courbe estimée. Un canal Gaussien ajoute du bruit blanc sur le signal. Par contre un canal Ricean contient des échos dont un est dominant. En théorie avec un canal Ricean il faut avoir un C/N de 0,5 dB plus élevé qu'un canal Gaussien. Les mesures montrent cette relation si on compare les résultats des transmissions avec un trajet direct et un celles avec un fading centré. Tous les autres type de fading entraînent que la liaison marche uniquement avec un C/N plus élevé.

**Comparaison des points de référence en OFDM** Pour comparer le comportement de la liaison pour différents modes de modulation de porteuses

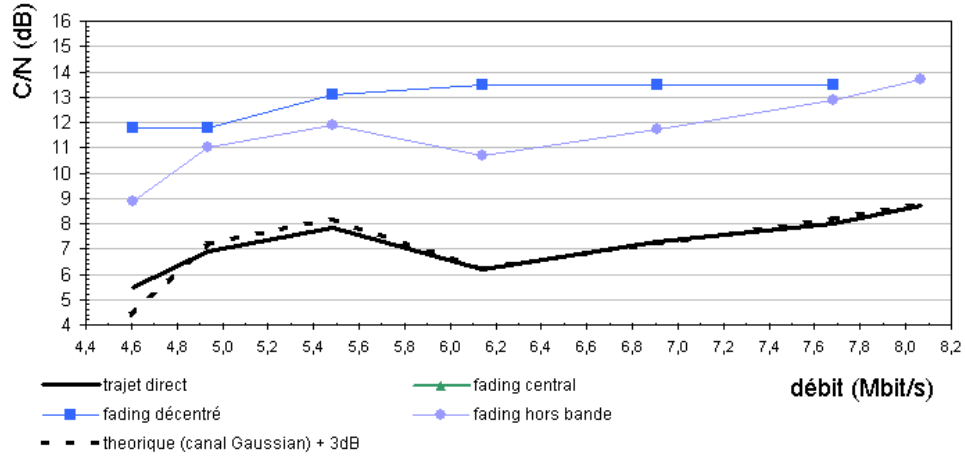


FIGURE 5.19 – C/N en modulation QPSK (5 à 8 MBit/s)

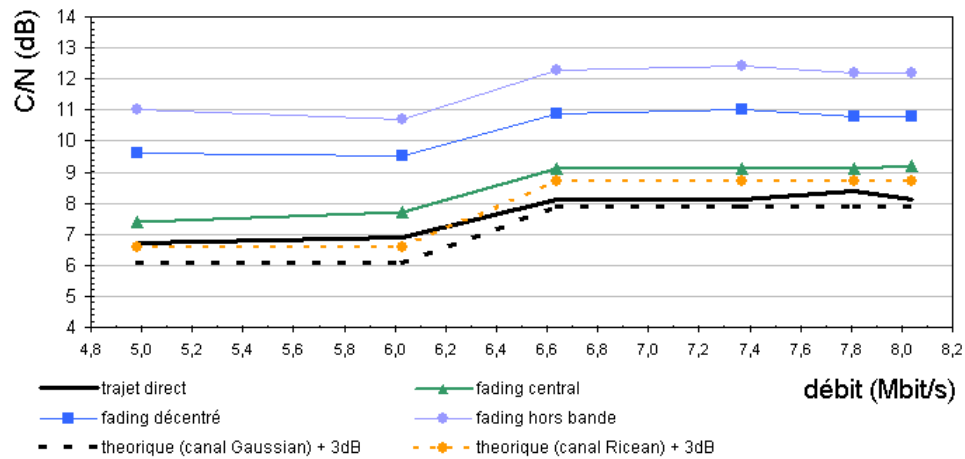


FIGURE 5.20 – C/N en modulation OFDM (5 à 8 MBit/s)

n°	porteuse	modulation	code rate	guard interval	débit
1	2k / 8k	QPSK	2/3	1/32	8,04 Mbit/s
2	2k	16 QAM	1/2	1/32	12,04 Mbit/s
3	2k / 8k	64 QAM	2/3	1/32	24,13 Mbit/s

TABLE 5.14 – Points de référence 1 à 3

et pour différents débits, on a choisi des points de référence.

Tout d'abord les résultats montrent l'atténuation maximale dans chaque configuration. De plus on peut voir sa variation si on change le nombre des porteuses. Finalement les résultats permettent de comparer les types de modulations et leurs résistances contre différents types de fading.

### 5.3.4 Problèmes rencontrés

La précision des mesures est limitée par le matériel de laboratoire. Par exemple le simulateur de fading est donné pour traiter signal de 6 MHz de largeur de bande maximale. Finalement il marche aussi bien avec un signal de 8 MHz comme celui modulé en DVB-T. En même temps la fréquence idéale du signal d'entrée est 900 MHz. Pour notre application il fallait créer les échos soit sur le signal à 8,4 GHz soit sur le signal à fréquence intermédiaire à 120 MHz. La dernière option marchait avec l'équipement, mais pas dans les conditions idéales. De plus, le spectre du signal à la sortie du simulateur est coupé par le seul filtre passe bande disponible dans le laboratoire pour cette fréquence. Cela pose des problèmes au niveau de la mesure de l'atténuation maximale, car le spectre disparaissait dans le bruit. En OFDM les informations sont réparties sur les porteuses ce qui entraîne une perte d'information quand certaines porteuses disparaissent dans le bruit.

### 5.3.5 Conclusion

En comparant les atténuations maximales des deux types de modulation on peut résumer que la modulation monoporteuse QPSK autorise des atténuations plus élevées, par contre la sensibilité aux fadings est moindre ce qui la rend moins attractive en cas de canal perturbé. Grâce à plusieurs porteuses, la modulation OFDM résiste mieux aux fadings de toute nature. Le changement de l'oscillateur local interne par un générateur de signal externe augmente la qualité de transmission et permet en plus d'utiliser les débits

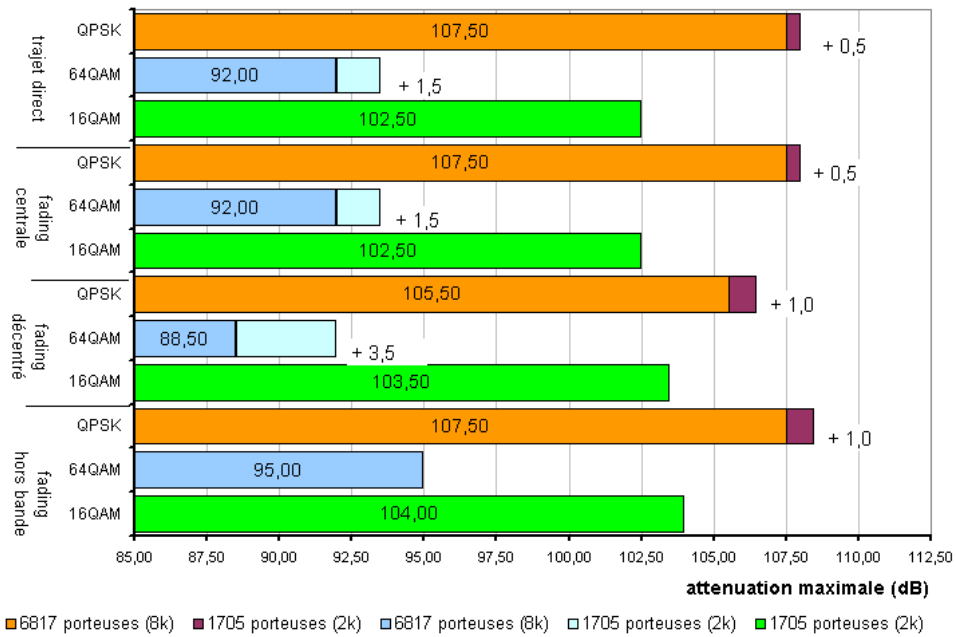


FIGURE 5.21 – Atténuation maximale de modulation OFDM (points de référence 1 ("QPSK"), 2 ("64QAM") et 3 ("16QAM")); 8 à 24 Mbit/s)

plus élevés. Une mesure supplémentaire avec le point de référence 2 avec l'oscillateur interne permettrait de voir la performance au débit sur site. Aussi une mesure en modulation QPSK au débit élevé sans simulateur de fading peut être intéressante.

# Chapitre 6

## Technique de diversité

### 6.1 Possibilités de diversité

La diversité consiste à transmettre une même information sur plusieurs voies, affectées de façon différente et les moins corrélées possible par les évanouissements de la propagation. On distingue principalement la diversité de fréquence et la diversité d'espace. En particulier, la diversité de fréquence consiste à émettre le même signal sur deux canaux différents et à combiner ou commuter les signaux obtenus à la sortie des deux récepteurs. La diversité d'espace consiste à utiliser deux récepteurs à la même fréquence, branché chacun à la sortie d'une antenne différente. La diversité de fréquence est à éviter si possible pour conserver du spectre libre. Si on utilise la diversité d'espace, c'est à dire plusieurs antennes aux hauteurs différentes, il est conseillé d'incliner les antennes pour exploiter également une certaine diversité de l'angle d'arrivée des ondes. [ITU01]

La solution choisie est la diversité de fréquence. Deux émetteurs, T1 et T2, émettent des informations identiques sur deux fréquences différentes. Un additionneur fait la somme en vue spectrale et cela est transmis à l'aide de deux antennes. Sur l'autre côté le signal est traité par deux récepteurs, R1 et R2. La fonction du traitement du signal au niveau du récepteur reste un problème à part. Il y a deux possibilités pour la réaliser. Si on fait la somme des signaux, on parle de la combinaison de signal (angl. : signal combining). Une technique bien réputée est le Maximum Power Combining, qui permet de décaler les signaux d'entrée de telle façon que la sortie reste dans un niveau de puissance maximale constante. L'autre possibilité moins compliquée

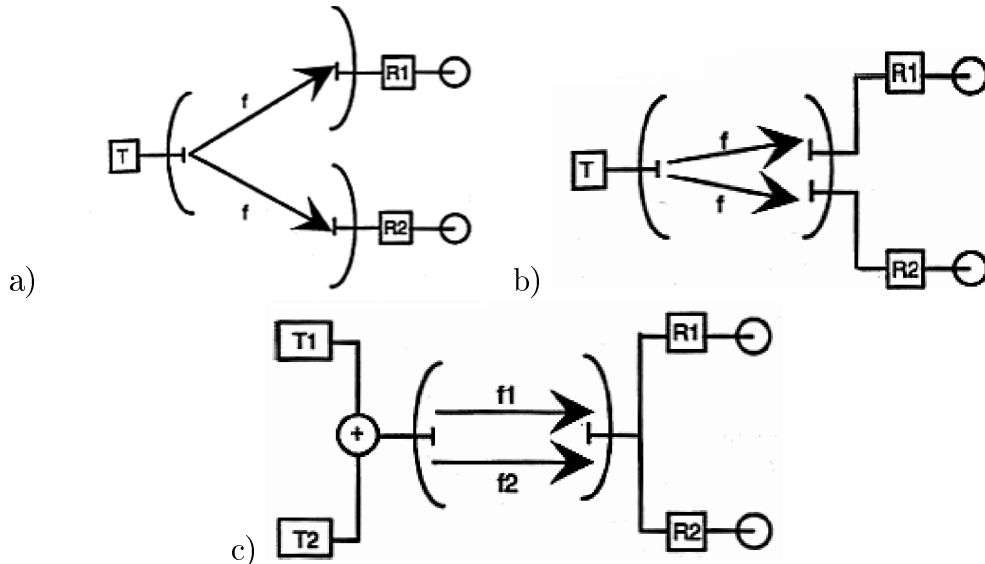


FIGURE 6.1 – Différentes techniques de diversité en schématique : diversité d'espace (a), diversité de l'angle (b) et diversité de fréquence (c) [COS97]

est juste la commutation entre les deux voies d'entrée. Un critère pour un signal analogique est par exemple la puissance. En numérique le commutateur favorise le signal avec le BER le plus petit. [COS97]

## 6.2 Choix de la technique de diversité

D'un point de vue économique la diversité de fréquence convient bien à nos besoins. Le passage de la modulation monoporteuse QPSK à l'OFDM 8 MHz a libéré de l'espace spectral. On utilisera deux voies de transmission en modulation OFDM. Le taux d'amélioration pour la diversité de fréquence augmente avec la distance spectrale entre les deux voies (cf. chapitre 4).

Si on met deux canaux en OFDM dans un canal SHF les possibilités de les éloigner sont très limitées et restreinte à la largeur réglementaire du canal (ici 28 MHz). La distance spectrale prévu est de 16 MHz, car on respecte un marge de chaque côté de la bande. Avec une fréquence radio de 8,44 GHz pour la transmission par faisceau un pourcentage de 5 % de cette fréquence correspond à 422 MHz (cf chapitre 4). Cela indique qu'on peut appliquer la

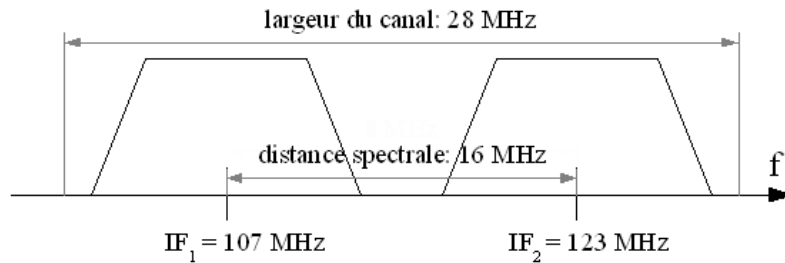


FIGURE 6.2 – Deux voies en OFDM dans un canal SHF [Bel06]

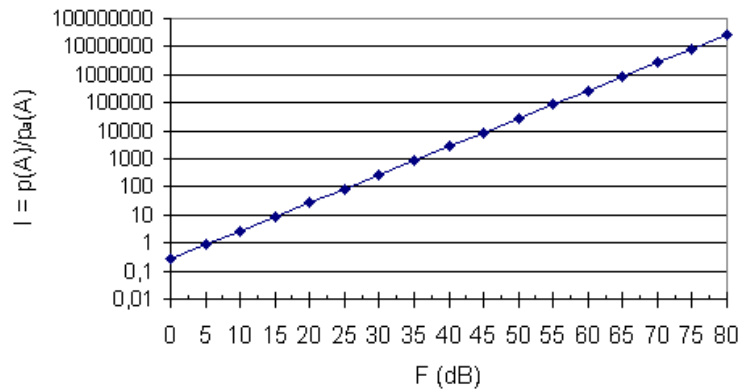


FIGURE 6.3 – Taux d'amélioration sur la profondeur d'évanouissement

formule pour estimer le taux d'amélioration parce que la distance spectrale est inférieure que 422 MHz.

$$I = \frac{p(A)}{p_a(A)} = \frac{80}{8,44 \cdot 66} \left( \frac{16}{8,44} \right) = 0,272 \cdot 10^{F/10}$$

Le résultat montre le taux sur l'échelle de la profondeur d'évanouissement. Cela permet d'estimer ce paramètre pour le cas exemplaire. Les mesures du chapitre 5.2 montrent des évanouissement jusqu'à 20 dB maximale. La formule donne une estimation pour le taux d'amélioration d'environ 50 à 100. Au niveau de traitement de deux voies, la technique de commutation sera utilisée. Elle sera effectuée sur le flux MPEG-TS qui sort des deux démodulateurs. Une carte développée par mon maître de stage, M. Richard, comporte

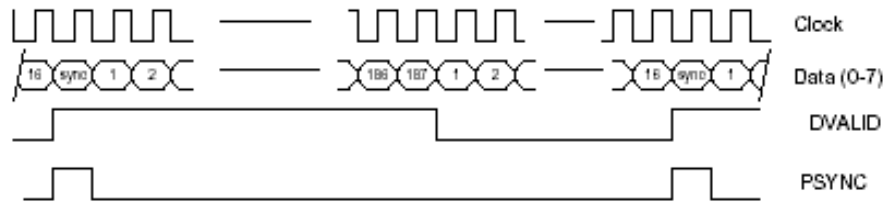


FIGURE 6.4 – chronogramme symbolique d'une trame MPEG [En197]

déjà comme un multiplexeur de flux MPEG. Si une entrée n'est plus valide, l'électronique sur la carte choisit l'autre. Mais la carte développée ne pouvait pas commuter entre les deux voies d'entrée sans erreurs en sortie. Le but principal est finalement de finir le développement de cette carte avec une commutation sans pertes des paquets dans le flux MPEG. Le système devait marcher dans une liaison complète et augmenter la disponibilité dans une transmission perturbée par un fading sélective. On aura ainsi une double diversité de fréquence car on applique aussi celle native de l'OFDM. Finalement les données seront réparties sur les porteuses de signal OFDM et les deux canaux.

## 6.3 Commutateur MPEG-TS

### 6.3.1 Introduction

Les voies d'entrées A/B transportent le flux en format MPEG-2 dans le mode 204 octets c'est à dire qu'un paquet contient un octet de synchronisation au début et 188 octets de données avec 16 octets redondants.

Au niveau électrique les données arrivent sur des portes SPI transportées en niveaux de tension différentielles (LVDS). Un port SPI est composé de 8 lignes de données, une ligne d'horloge et deux lignes de synchronisation. Le premier s'appelle DVALID et il passe à zéro pendant que les octets supplémentaires sont transmis. La deuxième ligne donne un front montant pour un nouveau paquet. Après une conversion de niveau LVDS le contenu de flux lui-même arrive une fois directement à l'EPLD et de même au FIFO qui tempore les deux entrées pour la synchronisation. Une VCO est utilisé pour synthétiser une horloge commune interne qui sert aussi comme horloge pour la voie de sortie. [En197]

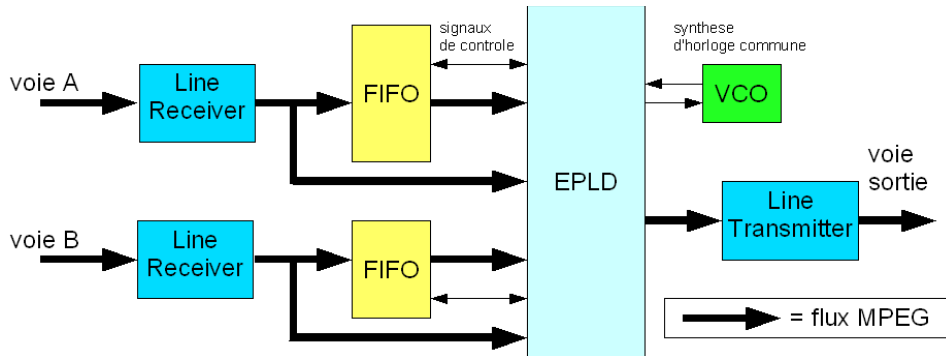


FIGURE 6.5 – Schématisation principale de la carte électronique du commutateur

L'EPLD, une puce numérique programmable, est programmé avec l'aide d'un langage qui exprime sa fonction logique. A TDF on utilise Verilog HDL comme langage et Max Plus II version 9.0 comme environnement de développement.

### 6.3.2 Contenu de l'EPLD

Le code HDL comprend trois parties principales. D'abord la définition des signaux d'entrée et de sortie, d'après les bascules interne et finalement la définition des niveaux des sorties en fonction de tous les signaux disponibles internes. De plus en présence des bascules on décrit souvent une fonction avec une machine d'état, comme par exemple un compteur. Une machine reste dans l'état initiale jusqu'à ce qu'une certaine condition devienne vraie. A ce moment il change d'état et avec un signal reset elle revient à cet état. On s'en sert dans le commutateur pour réaliser une synchronisation en trois étapes. Deux machines indiquent au niveau de l'entrée et sortie de FIFO de chaque voie si le signal est bon. Une troisième machine contrôle la lecture de FIFO et donne l'information si les deux sorties de FIFO sont synchronisées. Basée sur cette information une machine d'état à la sortie décide quelle voie est à prendre. Ce schématisation est aussi disponible dans l'annexe avec toutes les noms et variables utilisées dans le code.

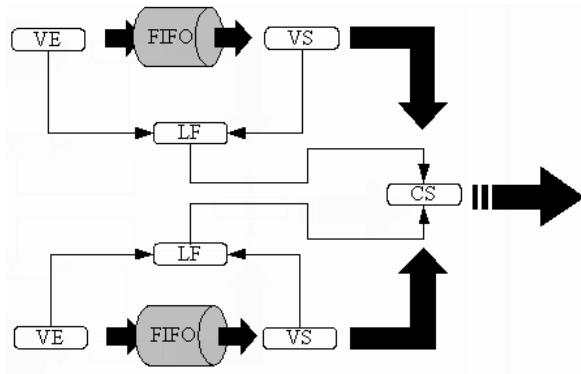


FIGURE 6.6 – Résumé EPLD

### 6.3.3 Validation des entrées et sorties des FIFOs

Un flux MPEG-TS est composé d'un octet de synchronisation (Sync byte ou MVT) suivi d'un en-tête et des données. Selon la configuration il contient aussi 16 octets redondants indiqué par le signal dvalid. La présence de l'octet de synchronisation est signalé par la ligne psync. Dans une première approche on peut détecter ces deux lignes pour sortir le début et la validité du paquet actuel. Mais si ces informations ne sont plus valables et si les données sont valides quand même, la seule possibilité est de trouver l'octet de synchronisation dans le flux lui-même. De plus on sort l'information si le décodeur peut décoder le paquet sans erreur. Cette information se trouve dans l'en-tête de chaque paquet.

Dés que le premier sync byte arrive la machine passe de l'état initial au deuxième état. A partir de ce moment un compteur compte de 0 à 203. Théoriquement après ce nombre de coup d'horloge un deuxième sync byte doit arriver pour indiquer le début du paquet. Si cette condition est vraie pour deux paquets on passe à l'état 2 et 3. Ayant atteint l'état 3, un signal particulier indique la validité du flux sur cette voie. Une fois passé l'état 1, chaque erreur peut remettre la machine à zéro.

### 6.3.4 Synchronisation des deux voies

Les tâches générales de cette machine sont le contrôle du FIFO et l'indication de l'état de la voie. En particulier elle vide le FIFO dès que la voie est

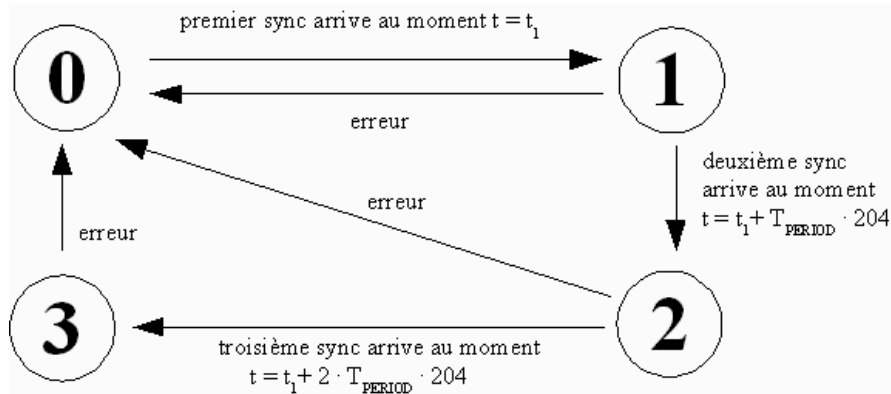


FIGURE 6.7 – Diagramme des machines de validation d'entrée et sortie

bonne et qu'un nouveau paquet arrive. Le FIFO se remplit avec trois paquets et indique que plus de la moitié est pleine. Puis la machine met le signal de lecture FIFO à logique zéro et attend le moment de sync byte à la sortie de commutateur. En trouvant cela elle remet ce signal à l'horloge commune qui autorise l'EPLD à lire les valeurs de FIFO synchronisée avec sa sortie. L'arrêt de la lecture est indiqué par un cercle rouge dans le diagramme.

D'abord, le premier état est atteint dès que la machine précédente passe à l'état 3, ce qui veut dire que la sortie du FIFO de cette voie est bonne. Finalement l'état 5, le plus important, est actif uniquement si tous les paramètres sont optimaux et que la sortie des du FIFO est valide. Basé sur cette information la prochaine machine peut commuter entre les voies.

### 6.3.5 Principe de la commutation

La dernière machine gère la commutation, la tâche principale de la carte. Au début, la sortie n'émet que des paquets nuls en continu. Donc les cadres des paquets sont déjà disponibles probablement avec une vitesse quelconque. Au moment où la première voie est synchronisée sur la sortie et la sortie de FIFO est bonne, la machine bascule sur un des états 1 ou 3. Une erreur sur la première voie fait la machine changer la voie sur l'autre car les deux sorties de FIFO sont synchrones.

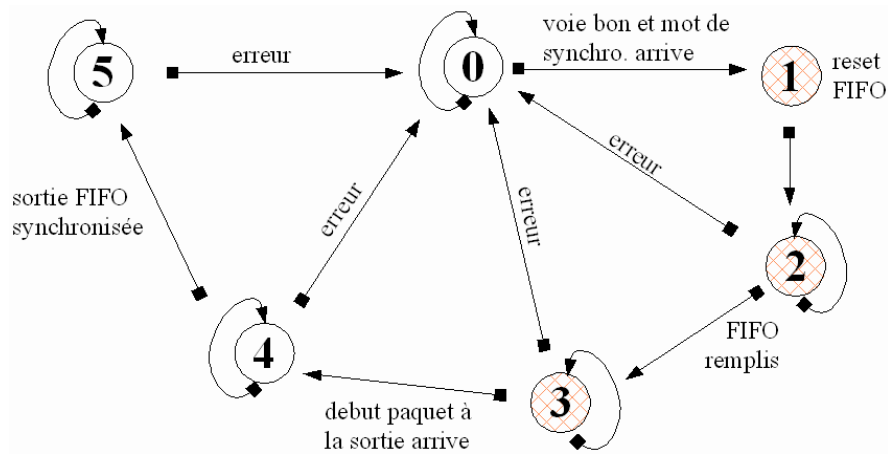


FIGURE 6.8 – Diagramme d'état 'Synchronisation des sorties' (LF)

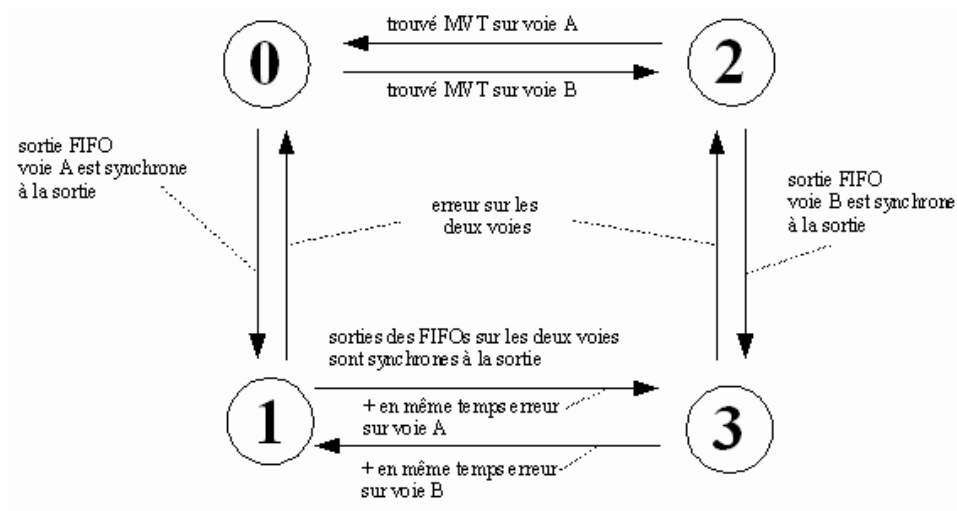


FIGURE 6.9 – Commutation des voies (CS)

	Voie A dominante	Voie B dominante
Sortie standard	0	2
Sortie sur la voie dominante	1	3

TABLE 6.1 – Structure de la machine CS

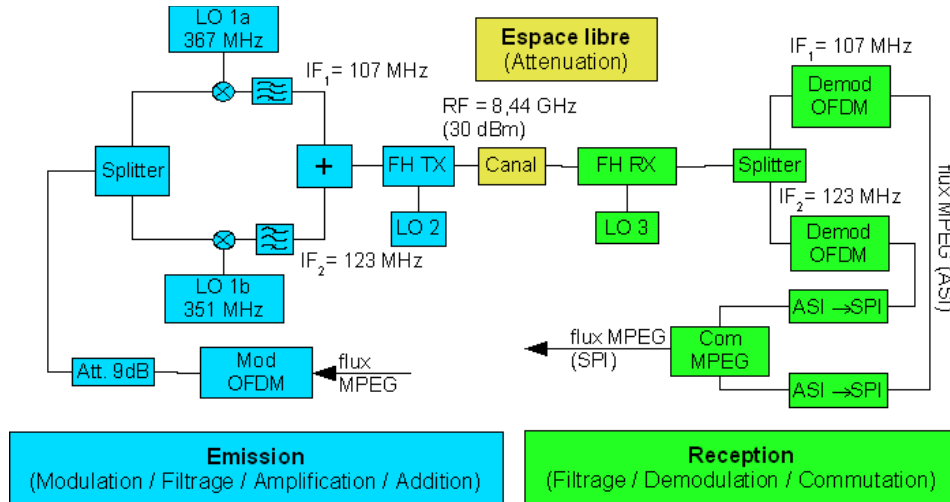


FIGURE 6.10 – Synoptique du test de diversité

## 6.4 Test de diversité

Deux mélangeurs mettent chaque signal aux fréquences IF correspondantes. Devant le faisceau émetteur l'additionneur ajoute les deux signaux. Après avoir passé le canal de transmission le signal entre en même temps dans deux démodulateurs. Les filtres internes ne laissent que passer la bande d'intérêt. Finalement le commutateur MPEG-TS décide quel trame à prendre. Une version de schématique plus détaillée se trouve dans l'annexe. Le système marche sans problème. De plus le commutateur change bien la voie des qu'il y a un premier paquet erroné.

# Chapitre 7

## Test sur site

### 7.1 Introduction

Afin d'évaluer l'efficacité du dispositif développé, on a effectué son installation entre deux sites dans la région problématique. Le signal vient du site d'émission de Rennes St-Pern et passe le relais hertzien à Plessala pour être réémis vers les sites de Vannes Moustoir'Ac et Paule.

Les informations transmises par faisceaux hertziens contiennent la chaîne régionale française France 3. Dans ce cas, les émissions sont uniformes au niveau national la plupart de la journée, mais différent selon la région pendant une durée fixe de la soirée. Le réseau hertzien permet cette adaptation de contenu pour chaque région selon les horaires. On parle alors de "décrochage local". Au niveau de la réception à Paule et Vannes, pendant les périodes chaudes de l'année, les appareils de surveillances indiquent de nombreuses erreurs et dans le pire des cas, des coupures du signal. On constate que cela vient des évanouissements sélectifs ou plats qui peuvent durer plusieurs secondes. Après une estimation des paramètres de transmission de Plessala à Paule, on a décidé finalement d'utiliser la liaison Plessala - Vannes pour effectuer un test. La maquette était installée comme dans le laboratoire. Par contre, à la place de l'atténuateur on trouve en toute logique le canal de transmission réel avec les antennes et le trajet entre les sites. De plus, le commutateur n'a pas été installé du fait des problèmes de compatibilité rencontrés avec les appareils sur le site.

L'objectif de l'installation est de comparer la réception de la voie expérimentale en modulation OFDM à celle de la voie nominale en modulation

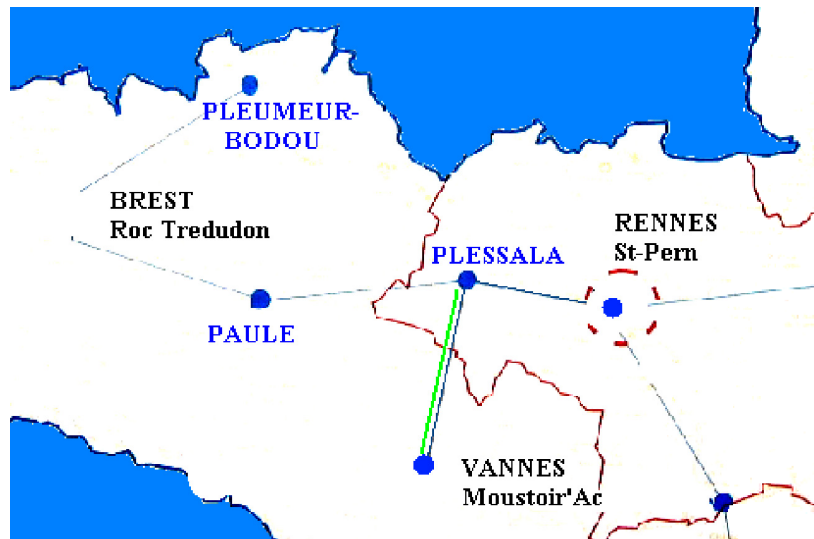


FIGURE 7.1 – Carte de la Bretagne avec la liaison expérimentale en vert



FIGURE 7.2 – Relais hertzien de Plessala (gauche) et l'émetteur de Vannes (droite)



FIGURE 7.3 – Matériel installé à Plessala : faisceau hertzien émetteur (gauche) avec le modulateur OFDM et trois oscillateurs (droite)

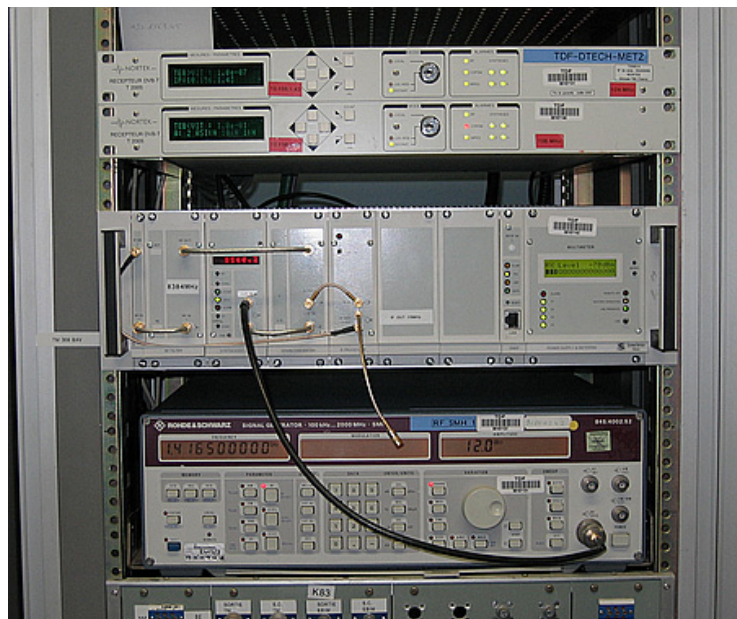


FIGURE 7.4 – Matériel installé à Vannes : faisceau hertzien récepteur au milieu avec son oscillateur local dessous et deux démodulateurs OFDM

QPSK durant ces évanouissements. Pour observer la qualité de transmission, il est possible de consulter un journal de bord au niveau du site récepteur de Vannes pour chacune des voies. Les appareils permettent de définir un événement particulier à noter dans le journal. Par Internet, on peut accéder au journal de bord de chaque site. La configuration utilisée supervise le flux MPEG au niveau de la continuité des paquets. Une coupure complète sera ainsi notée comme une perte de synchronisation.

## 7.2 Analyse des résultats préliminaires

Dans le temps restant du stage, j'ai pu commencer l'analyse des premiers résultats pendant une semaine. On constate que le signal arrivé à Plessala, l'émetteur de la voie expérimentale, n'a pas montré d'erreurs significatives pendant cette durée. Cela est indiqué aussi par les erreurs binaires qui apparaissent aux différents moments au niveau de la réception à Vannes. Premièrement on va analyser les pertes de synchronisation sur les deux voies expérimentales et sur la voie nominale. Comme les durées d'observation ne sont pas les mêmes, il faut calculer le taux de pertes de synchronisation par heure de mesure. Pendant les deux jours des 25 et 26 juillet, un problème grave est probablement arrivé sur le réseau. La conséquence est de nombreuses erreurs en continue entre 4 :00h et 6 :00h du matin pendant ces deux jours, ce qui perturbe la mesure.

Les deux voies expérimentales se trouvent dans le même canal SHF ce qui explique qu'une chute de la puissance reçue soit suivie par des erreurs sur les deux voies en même temps. Ainsi, le nombre d'erreurs pour les voies A et B est à peu près identique. Pendant la majorité du temps la voie B indique moins d'erreurs, ce qui vient probablement des deux filtres derrière les mélangeurs. Ils créent deux niveaux différents sur les des deux voies d'émission. Comparé avec la voie nominale, la voie installée récemment est beaucoup plus erronée, par exemple au niveau des erreurs de continuité.

La statistique d'erreur de continuité montre en plus les erreurs dans le flux, qui sont arrivés à St-Pern. Sur la voie nominale on ne voit même pas ce type d'erreur. La continuité des paquets est apparemment reconstruite à St-Pern. Il est aussi possible que la définition d'erreur varie d'un appareil à l'autre. Finalement la partie intéressant pour l'application du commutateur est l'apparition des pertes de synchronisation sur le temps. Les appareils notent l'heure et type d'erreur bien précisément dans le journal de bord. Ce

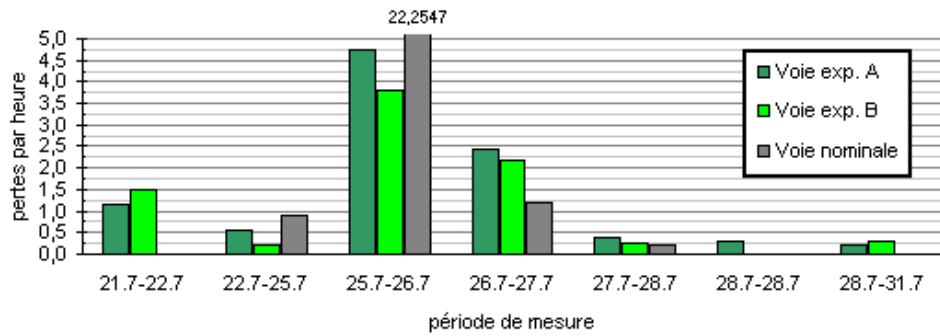


FIGURE 7.5 – Pertes de synchronisation par heure

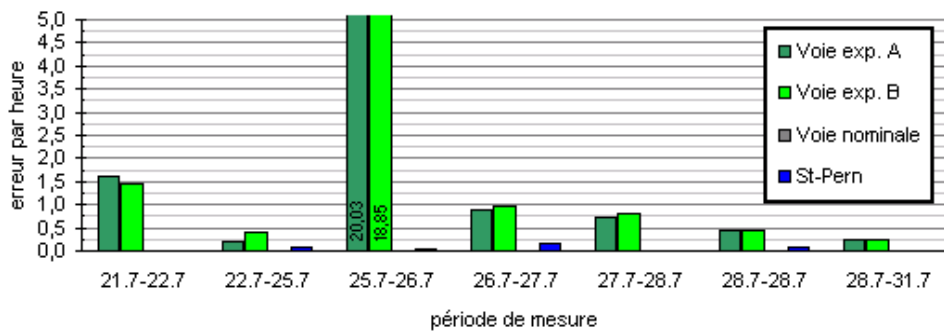


FIGURE 7.6 – Erreur de continuité par heure

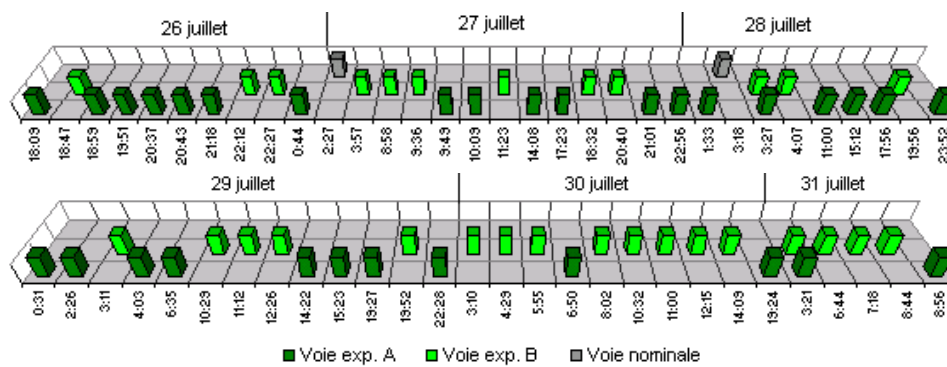


FIGURE 7.7 – Pertes de synchronisation de 26.7 jusqu'à 31.7

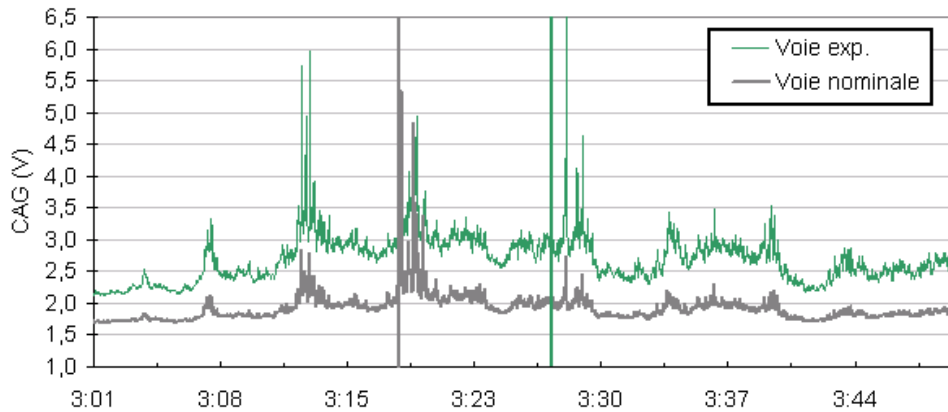


FIGURE 7.8 – Courbe de CAG pour le 28 juillet

qui permet de l'afficher chronologiquement. On limite la durée pour cette observation à 5 journées, du 26 juillet après-midi jusqu'au 31 juillet matin. Le graphe ci-dessous permet de reconnaître les pertes de synchronisation qui arrivent alternativement sur les trois voies. Seulement à deux reprises les deux voies expérimentales perdent leur synchronisation à peu près en même temps, par exemple le 28 juillet à 3 :27h et le 31 juillet à 3 :21h. Le fait que les deux erreurs arrivent presque aux mêmes heures dans la journée est déjà significatif. En regardant tous les autres points de mesure, on voit bien l'effet de fading qui perturbe soit la voie nominale soit la voie expérimentale. Le commutateur est donc capable de sortir un flux en continue. Comme les horloges internes des appareils de mesure ne sont pas tout à fait les mêmes, il est possible que les pertes qui apparaissent en même temps sur la figure ne soient pas arrivées en même temps dans la réalité. Par contre le nombre des erreurs, quel que soit le type, sur la voie expérimentale est inquiétant et est certainement lié au matériel installé. Deux exemples montrent en plus la relation avec la tension qui indique le niveau du contrôle automatique de gain (CAG) à l'intérieur du faisceau récepteur. Une tension de 2,18 V correspond à un niveau reçu de -40 dBm, ce qui est typique. Le gain augmente avec un signal plus faible. Si le signal atteint -80 dBm au faisceau, la tension CAG atteint 6,9 V. Si le signal est absent, la tension est encore plus élevée. Dans les figures suivantes, les barres marquent les coupures dans la couleur de la voie sur laquelle ils arrivent.

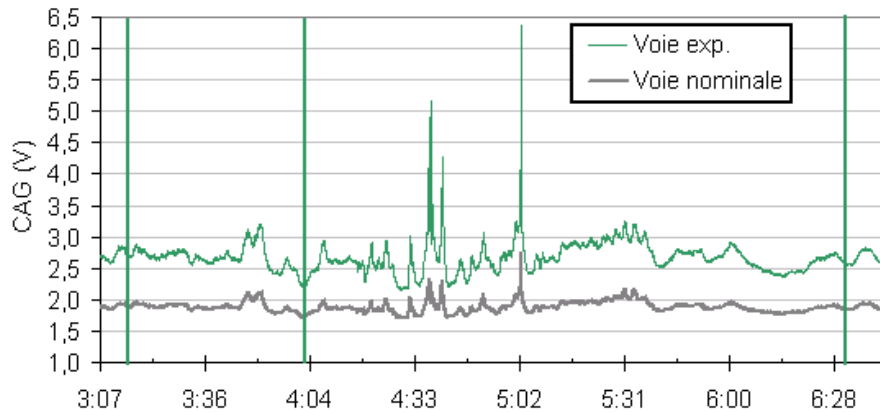


FIGURE 7.9 – Courbe de CAG pour le 29 juillet

La figure montre une situation particulière, en effet, on constate que la tension du CAG monte plusieurs fois à plus de 5 V. Par contre il y a seulement deux coupures et la deuxième arrive trop tôt. Cela indique que ce sont différents types d'évanouissements qui diminuent indépendamment soit la puissance totale de signal soit le niveau au centre du spectre. Ce dernier peut couper le signal de la voie nominale, ce qu'on voit sur la figure. Dans le cas d'un décalage d'horloge des appareils, les deux coupures sont probablement être enregistrées avec une fausse heure. Si on décale les coupures de plusieurs minutes, elles tombent exactement sur les pics de tensions de CAG.

Le deuxième exemple est plus difficile à interpréter. Les coupures se produisent même si le niveau de puissance est suffisant. Par ailleurs, une chute de signal à presque -80 dBm ne fait rien au niveau de la synchronisation sur le signal reçu ce qui est arrivé à 5h. L'explication est probablement que l'évanouissement est sélectif. Mais on voit bien que la puissance reçue de la voie expérimentale est globalement plus faible. Un fading sur les deux voies fait monter la tension de la voie expérimentale, mais le CAG de la voie nominale ne monte que légèrement. C'est bien ce qui est observé sur le graphe pour cette partie de mesure.

Une analyse approfondie implique une comparaison avec le changement hydroclimatiques et son influence sur la liaison. Avec les valeurs de la température, de l'humidité et de la pression atmosphérique du 26 au 30 juillet on peut estimer la variation du radian effective. Une caractéristique signifi-

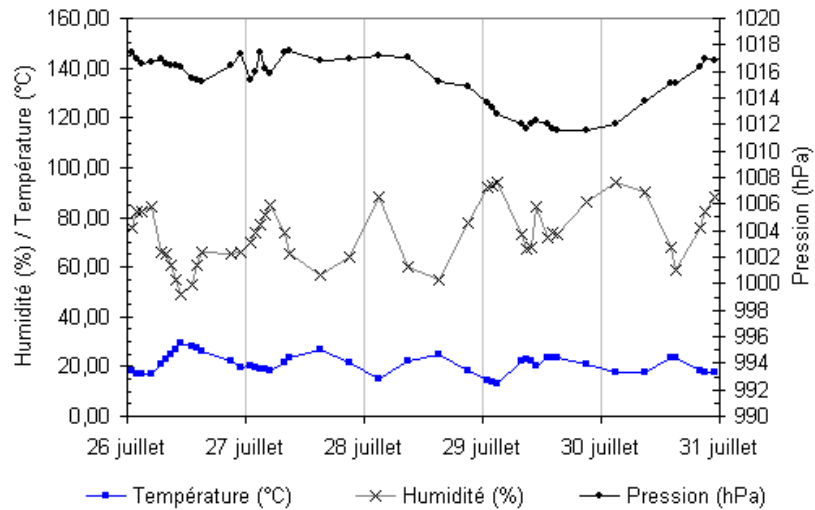


FIGURE 7.10 – Paramètres hydroclimatiques de la Bretagne de 26 au 30 juillet

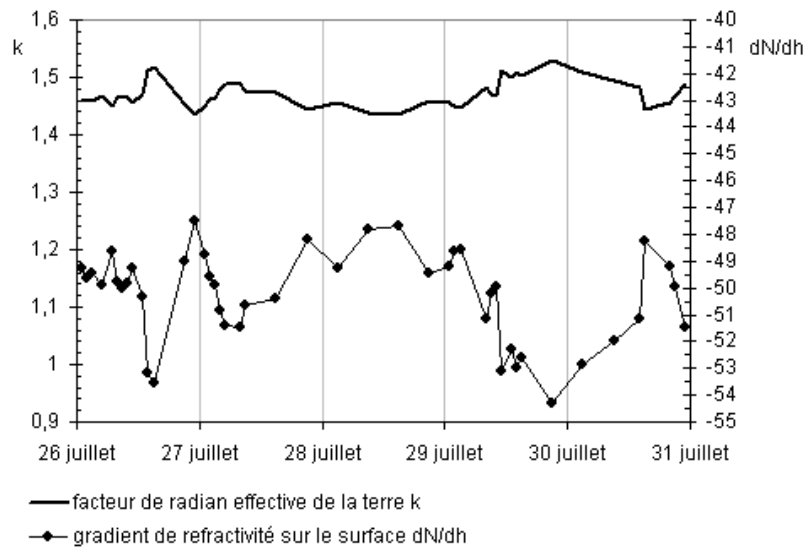


FIGURE 7.11 – Facteur de radian effectif et le gradient de refractivité de 26 au 30 juillet

cative apparaît sur l'évolution de l'humidité. Entre minuit et 5h du matin ce paramètre monte au maximum et retombe très bas après. La plupart des coupures mesurées dans la durée de mesure sont à cette heure ci. [Sit06d] Finalement on peut se demander si une température faible et une humidité élevée pendant les heures après minuit influencent significativement le facteur  $k$ . D'ailleurs il faut constater que les formules sont pour une estimation de longue durée. Leur application dans ce cas peut-être discutable. Comme le facteur  $k$  dépend de tous les paramètres en même temps la combinaison crée une courbe qui ne montre pas une corrélation forte entre le facteur  $k$  et l'humidité. L'influence de la pression sur  $k$  est plus grande par exemple. Une comparaison entre l'évolution hydroclimatique et l'apparition des coupures dans la transmission pendant une durée de plusieurs mois en utilisant des paramètres moyennés devrait donner un résultat plus valable. Avec ces formules simplifiées de la recommandation, il n'est probablement pas pertinent de calculer la réflectivité et le facteur  $k$  pour un instant fixe.

# Chapitre 8

## Bilan

Sur le plan personnel, ce stage m'a ouvert l'esprit sur une nouvelle façon de travailler. Comme l'entreprise se situe à l'étranger la façon de gérer les problèmes techniques et administratifs était pour moi différente de celle que je connais de mon pays. Ainsi, le personnel de TDF Metz et l'ensemble des stagiaires sont composés de différentes nationalités qui profite l'une de l'autre de leur diversité culturelle dans une seule entreprise. Pendant le stage, j'ai pu sentir l'esprit d'une économie mondiale en allant au contact d'ingénieurs de différentes nationalités (italienne ou allemande par exemple).

De plus le stage m'a donné l'occasion de voir les différentes parties d'un centre de recherche. Finalement j'ai pu apprendre le travail d'un ingénieur qui évolue beaucoup tout au long d'un projet. Le stage a commencé par une approche théorique et des premiers essais en laboratoire. Après, j'ai réussi à faire le développement d'une maquette de transmission et d'un circuit numérique. J'ai ensuite effectué un test pour évaluer et analyser la solution finale. Les travaux ont fini par une mission sur le terrain. Cette dernière m'a apporté beaucoup parce qu'elle m'a permis d'appréhender la préparation et la planification nécessaire pour travailler sur le terrain.

Sur le plan technique, j'ai pu appliquer mes connaissances théoriques et pratiques acquises dans l'enseignement supérieur. Comme le sujet a touché plusieurs domaines pouvant aller de l'électronique aux télécommunications, il m'a fallu utiliser mon savoir-faire en hyperfréquence, système de transmission numérique, électronique analogique, et aussi en programmation Basic et VHDL. Pour la finition de l'électronique numérique, j'ai pu profiter également des acquis de mon dernier stage dans l'institut d'astronomie.

# Chapitre 9

## Conclusion

L'analyse des recommandations permet les calculs détaillés pour la planification d'une liaison. De plus, on peut prendre en compte les techniques de diversité et estimer leur taux d'amélioration.

Une maquette de la liaison a été développée en laboratoire qui sert comme prototype pour tester la transmission d'un signal DVB-T sur le faisceau modulé en OFDM. Les résultats de ces tests montrent les résultats escomptés. L'atténuation maximale du canal est plus faible comparée à celle de la liaison en QPSK. L'installation de cette maquette sur site est réussie et elle permet l'évaluation du rendement de la nouvelle technique. Des premiers résultats montrent déjà que la liaison tourne, mais avec de nombreux problèmes. Par contre les coupures de la voie expérimentale et celles de la voie nominale apparaissent à différents horaires. Ainsi les deux voies dans le même canal SHF se comportent différemment. Avec un matériel plus adapté aux besoins, les performances augmenteront probablement un peu.

Le prototype de commutateur de flux MPEG est réussi et les tests montrent qu'il est capable de commuter sans perdre de paquets. Il a déjà été testé en laboratoire dans une maquette de la liaison avec deux voies. Comme les erreurs sur la voie expérimentale arrivent aux différents moments, le commutateur devrait bien marcher dans la liaison installée et sortir un flux sans erreur.

Pour conclure, il faut souligner que le développement est de longue durée et qu'il vient seulement de commencer avec ce prototype. Un système plus évolué serait utilisé dans le faisceau dans les régions problématiques.

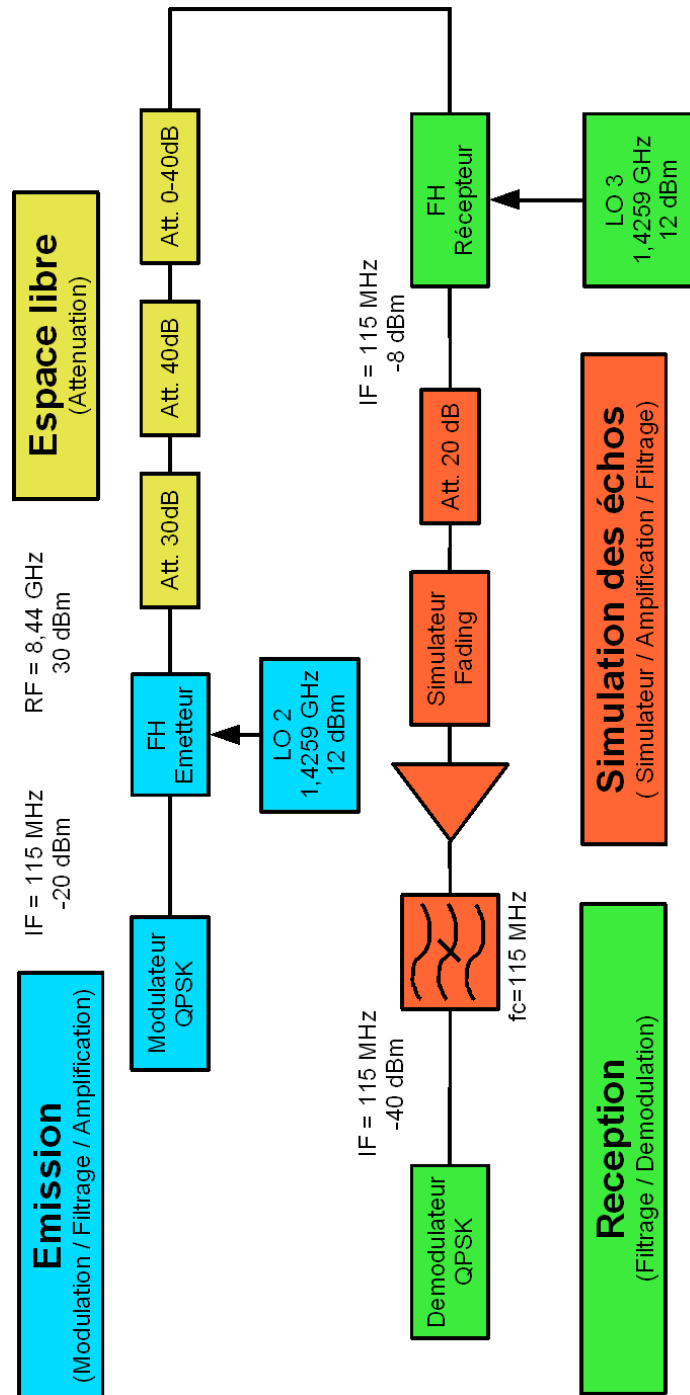
# Bibliographie

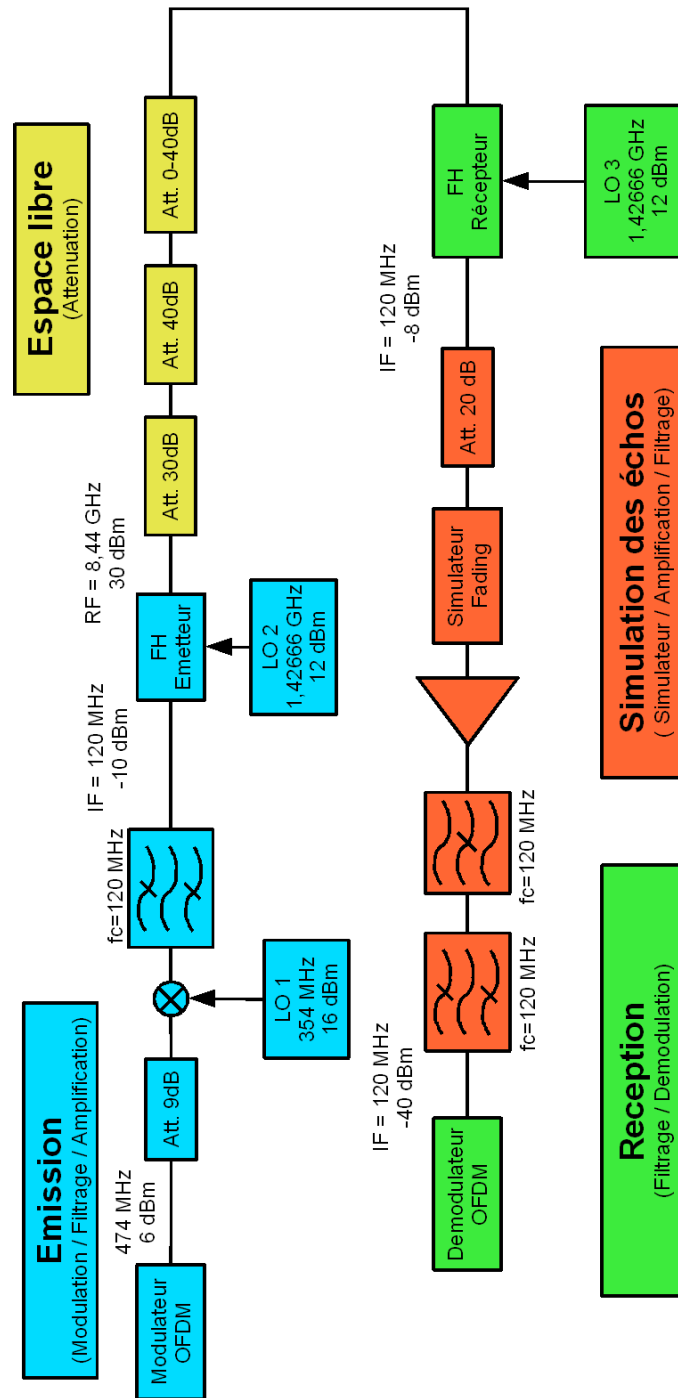
- [1] Cabled distribution systems for television, sound and interactive multimedia signals. Technical report, Comité Européen de Normalisation Electrotechnique, 1997. EN 50083-9.
- [2] COST 235 : Radiowave propagation effects on next generation fixed-services terrestrial telecommunications systems - Final Report (EN 16992). Technical report, European Commission, 1997.
- [3] Attenuation by atmospheric gases (Recommendation ITU P.676-5). Technical report, Union internationale des télécommunications, 2001.
- [4] Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems. Technical report, European Telecommunications Standards Institute, 2001. ETSI TR 101 290 V1.2.1.
- [5] Maitham Al-Safwani and Asrar U. H. Sheikh. Signal strength measurements at VHF in the eastern Region of Saudi Arabia. *The Arabian Journal for Science and Engineering*, 28, 2003.
- [6] A. Bellot. Linéarisation d'un amplificateur de puissance. Master's thesis, 2006.
- [7] N. Benjelloun. Transmission Hertzienne et Satellitaire. Cours à l'ESIGELEC Rouen, 2005.
- [8] Wolfgang Böge and Wilfried Plaßmann. *Vieweg Handbuch Elektrotechnik. Grundlagen und Anwendungen für Elektrotechniker*. Vieweg+Teubner, 4. edition, 2007.
- [9] E. Fernandez and M. Mathieu. *Les Faisceaux hertziens analogiques et numériques*. 1991.
- [10] Enrique Fernandez. *Les Faisceaux hertziens analogiques et numériques*. Dunod, 2 1993.
- [11] Fouquet. Transmission numériques. Cours à l'ESIGELEC Rouen, 2005.

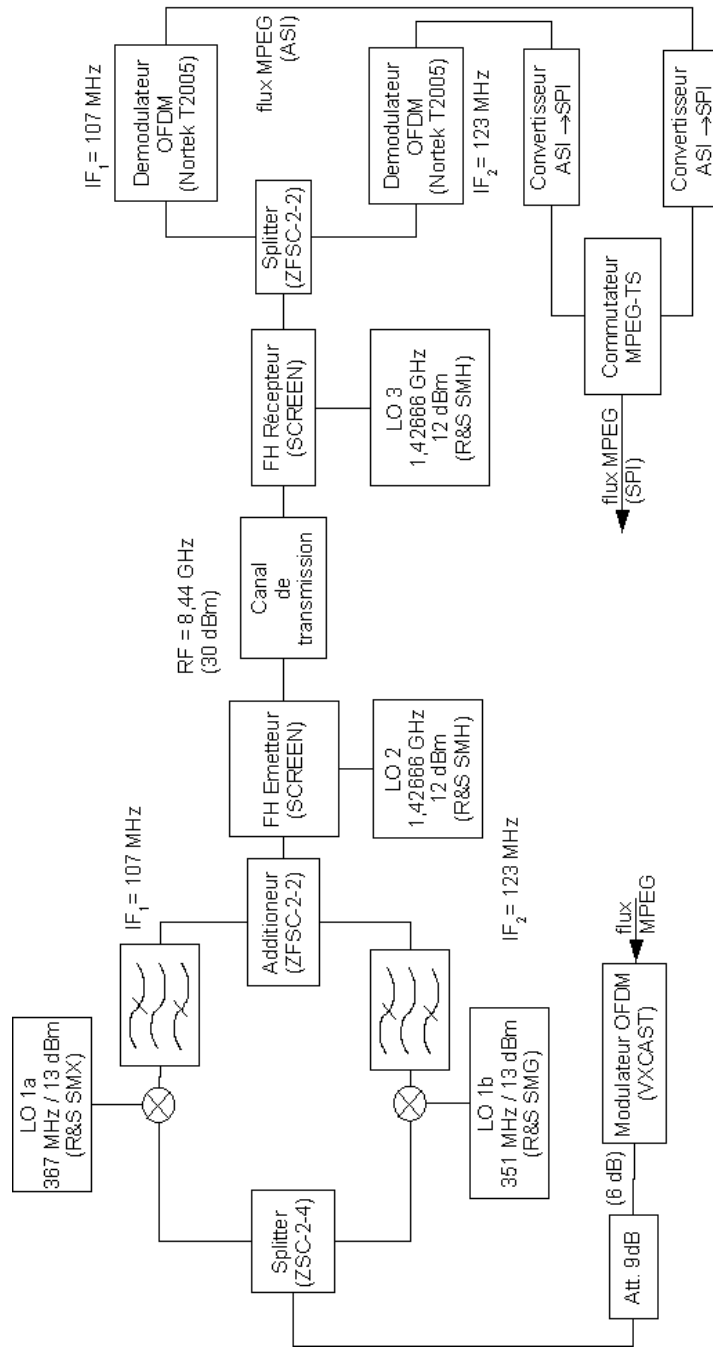
- [12] A. K. Jastrzebski. Introduction to Digital Transmission Systems. Cours à l'ESIGELEC Rouen, 2005.
- [13] Karl Dirk Kammeyer. *Nachrichtenübertragung*. Teubner B.G. GmbH, 3., neubearb. und erg. a. edition, 12 2004.
- [14] P. Leger. Cellular Networks and Radio Design Fundamentals. Cours à l'ESIGELEC Rouen, 2005.
- [15] B. McNair, L. Cimini, and N. Sollenberger. Performance of an Experimental 384 kb/s 1900 MHz OFDM Radio Link In a Wide-Area High-Mobility Environment. *Vehicular Technology Conference, 2000. IEEE VTS-Fall VTC 2000*, 52 :1397 – 1404, 2000.
- [16] Site web de Télédiffusion de France. Télédiffusion de france, 7 2006. <http://www.tdf.fr>.
- [17] Site web de Worldclimate. Paramètre hydroclimatique de la station brest, 7 2006. <http://www.worldclimate.com>.
- [18] Site web d'Infoclimat. Paramètre hydroclimatique de la station rennes, 2006. <http://www.infoclimat.fr>.
- [19] Site web d'Infoclimat. Paramètre hydroclimatique de la station vannes, 2006. <http://www.infoclimat.fr>.
- [20] Site web d'Union internationale des télécommunications. Union internationale des télécommunications, 7 2006. <http://www.itu.int>.
- [21] Gordon L. Stuber. *Principles of Mobile Communication*. Kluwer Academic Publishers, 6 1996.
- [22] P. Thiebaut. Evaluation de la qualité de service en télévision numérique terrestre. Master's thesis, 2006.
- [23] David Tse and Pramod Viswanath. *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 6 2005.
- [24] X. Xiongwen, Z. Yerong, V. Pertti, and Y. Xie. The Experimental and Computer Simulation Studies of Frequency Selective Fading in Line-of-Sight Terrestrial Microwave Links. *Radio Science*, 36 :1393–1403, 2001.
- [25] Xiongwen Zhao. *Multipath Propagation Characterization for Terrestrial Mobile and Fixed Microwave Communications*. PhD thesis, Helsinki University of Technology, 2002.

# Annexe A : Synoptique des maquettes

- A.1 Test d'evanouissement canal en QPSK
- A.2 Test d'evanouissement canal en OFDM
- A.3 Test diversité en OFDM







# Annexe B : Machines d'état

B.1 Contenu de l'EPLD

B.2 Detection de signal d'entrée valide / Synthèse de l'horloge commune

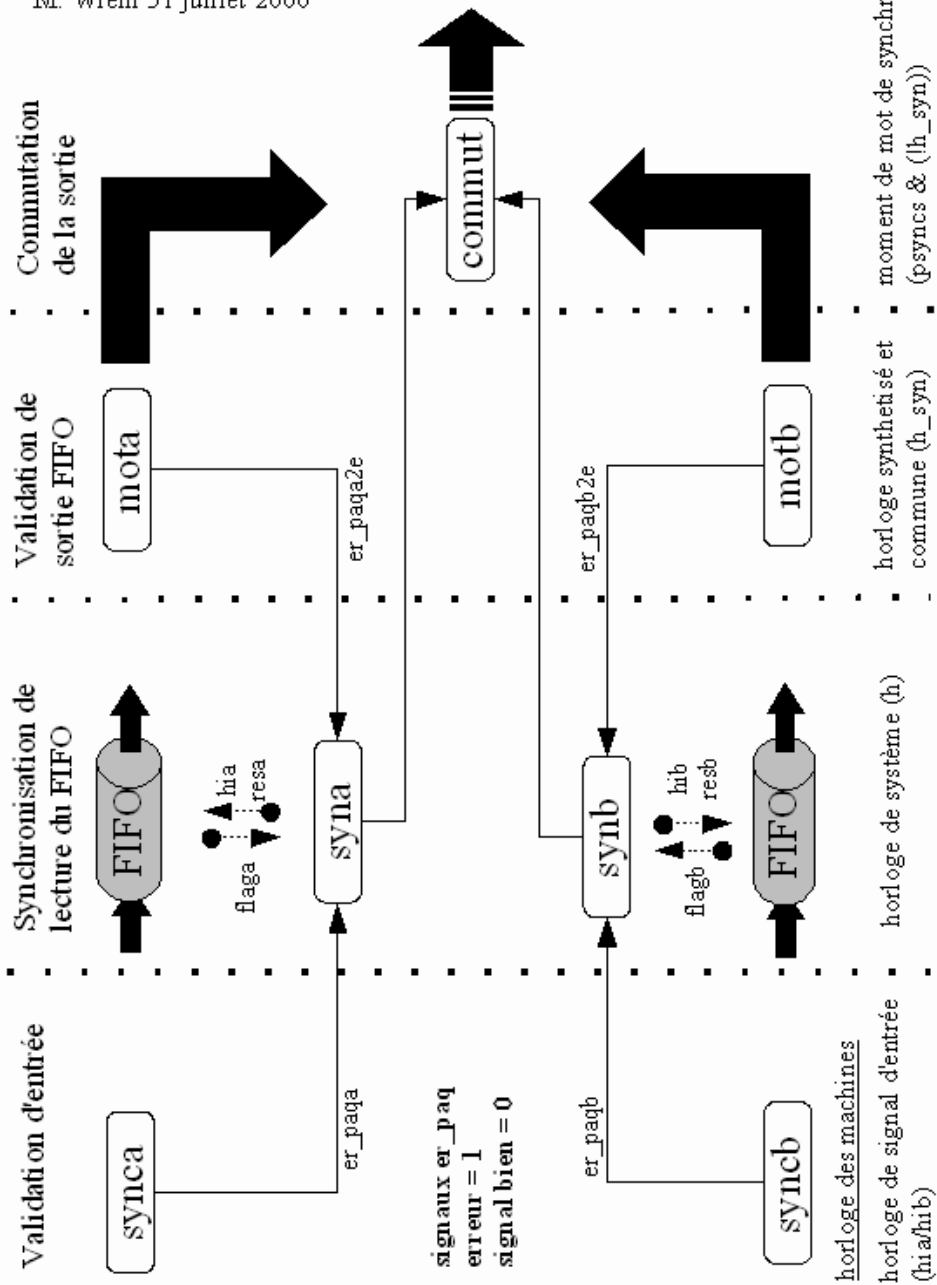
B.2 Synchronisation horloge de lecture

B.3 Commutation de sortie

**Contenu de EPLD sur la carte 'commutateur MPEG-TS'**

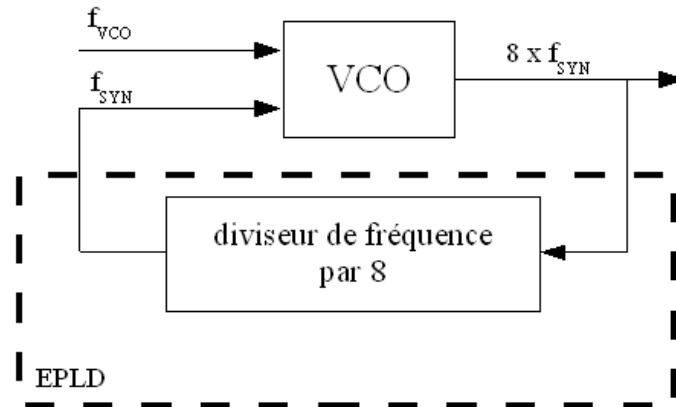
fichier: com\_mpeg.tdf

M. Wiehl 31 juillet 2006



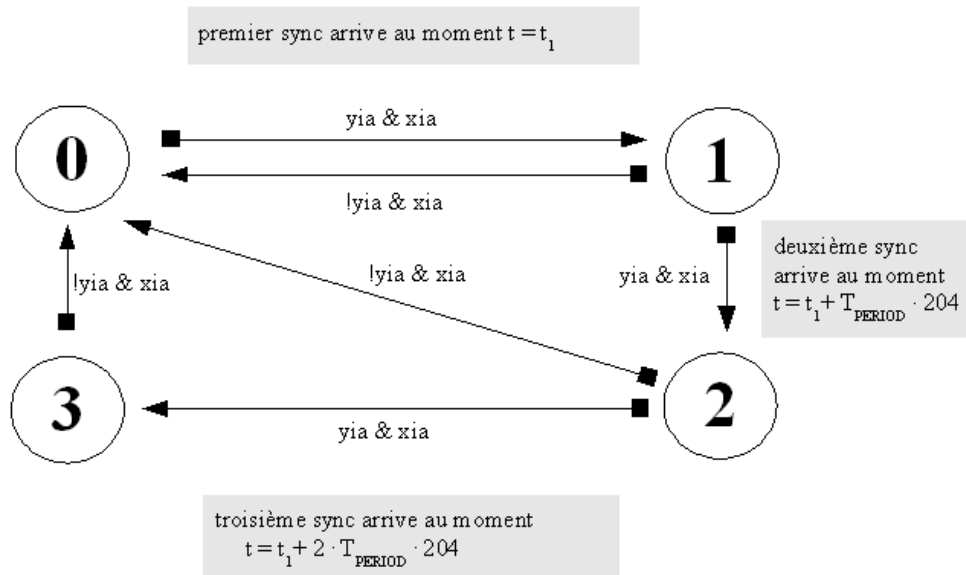
### Synthèse de l'horloge commune

M. Wiehl  
2 août 2006



### Machine d'état: detection de signal d'entrée valide

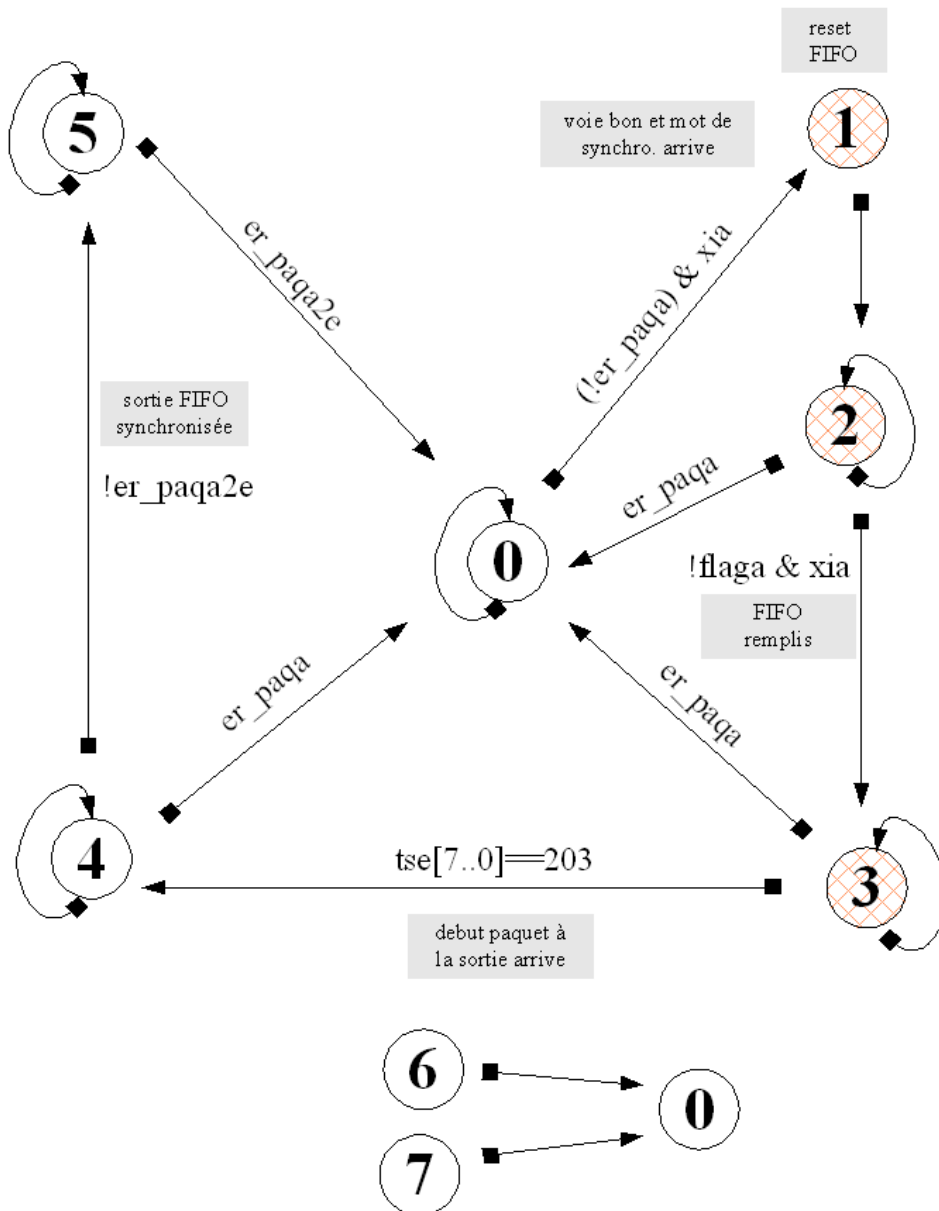
nom: synca/syncb  
variable: sya[1..0] / syb[1..0]  
états possibles: sma = 0 .. smd = 3 / sna = 0 .. snd = 3



### Machine d'état: synchro horloge de lecture

M. Wiehl  
2 août 2006

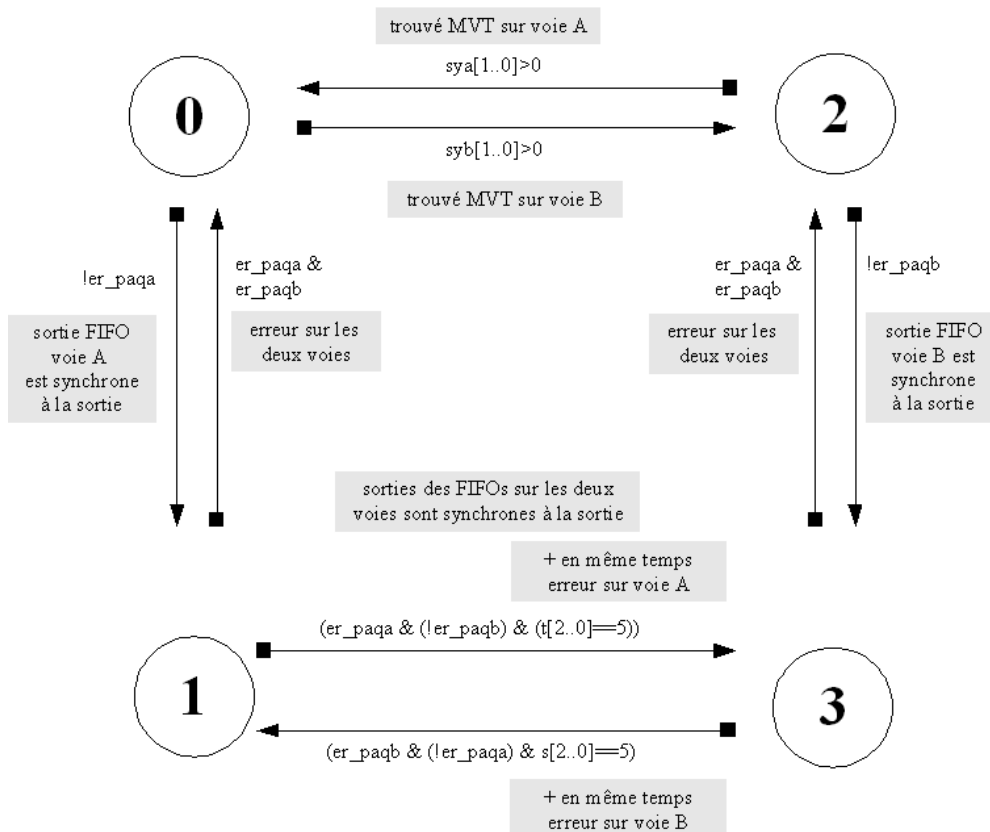
nom: syna/synb  
variable: s[2..0] / t[2..0]  
états possibles: sa = 0 .. sh = 5 / ta = 0 .. th = 5



Machine d'état: commutation de sortie

M. Wiehl  
2 août 2006

nom: commut  
variable: c[1..0]  
états possibles: ca = 0 .. cd = 3



	Voie A dominante	Voie B dominante
Sortie standard (ds[7..0]=71)	0	2
Sortie sur la voie dominante (ds=d <sub>sa</sub> / ds=d <sub>sb</sub> )	1	3

# Annexe C : Code source de l'EPLD

fichier com\_mpeg.tdf  
version de 13.07.2006

```
%*****  
* generateur MPEG 2 TS *  
*****
```

derniers changements:

avant 22 juin 2006

- implementer voie A et voie B de nouveau
- effacé des signaux inutile
- nouveau er\_paqa/b
- machine syna/synb nouveau
- compteur tse remplace cpte; ressemble tia/b pour la voie sortie
- signal tsecpte indique si tse compte

22 juin 2006:

- er\_paqa2 indique la validité de sortie fifo
- enlevé signal tsecpte -> tse n'arrete jamais

28 juin 2006

- ajouté machine commut

6 juillet

- supprimé 4 dernier etats des machines mota/motb

11 juillet

- changé syna/synb avec condition de reset
- changé commut: 2 états possible pour deux voies invalide  
et 2 états de commutation

%

SUBDESIGN com\_mpeg

```
(  
    -- ***** voie a *****  
    hia      :input;  -- horloge entrée fifo  
    dia[7..0] :input;  -- donnees entrée fifo  
    dsa[7..0] :input;  -- données sortie fifo  
    hsa      :output; -- horloge sortie fifo  
    resa     :output; -- reset fifo  
    er_paqa  :output; -- indication paquet erroné
```

```
flaga      :input;  -- fifo moitié plein

-- ***** voie b *****
hib        :input;  -- horloge entrée fifo
dib[7..0]  :input;  -- donnees entrée fifo
dsb[7..0]  :input;  -- données sortie fifo
hsb        :output; -- horloge sortie fifo
resb       :output; -- reset fifo
er_paqb    :output; -- indication paquet erroné
flagb      :input;  -- fifo moitié plein

-- ***** voie sortie *****
hs         :output; -- horloge //
ds[7..0]   :output; -- donnees TS //
psyncs     :output; -- synchro TS
dvalids    :output; -- données valides

-- ***** VCO *****
h          :input;  -- horloge système
h8         :input;  -- horloge VCO x8
h_vco      :output; -- horloge voie
voie1      :output; -- choix d'horloge (GND=A/VCC=B)
h_syn      :output; -- horloge synthese

-- ***** debug *****
yiaout     :output;
xiaout     :output;
xbus[2..0] :output;
)

```

VARIABLE

%\*\*\*\*\* VCO et compteur reset fifo \*\*\*\*\*%

```
h_vcoe: dff;          --horloge entrée VCO
qe[2..0]:dff;        --diviseur horloge VCO
voie:dff;            -- choix d'horloge d'entrée

```

%\*\*\*\*\* voie A \*\*\*\*\*%

```
-- detection signal d'entrée valide
yia:dff;          -- detection mot de synchro entrée fifo
xia:dff;          -- détection fin de trame
tia[7..0]:dff;    -- compteur 204
er_paqae:dff;     -- données erreur paquet entrée fifo
synca:MACHINE OF BITS(sya[1..0])
    WITH STATES(sma=0,smb=1,smc=2,smd=3);

-- validation signal sortie fifo
yae:dff;          -- detection mot de synchro sortie fifo
xae:dff;          -- indication début de trame
tae[7..0]:dff;    -- compteur 204
er_paqae2e:dff;   -- données erreur paquet sortie fifo
mota:MACHINE OF BITS(m[1..0])
    WITH STATES(ma=0,mb=1,mc=2,md=3);

-- controle de fifo
resae:dff;        -- reset fifo
hsae:node;        -- horloge lecture fifo
syna:MACHINE OF BITS(s[2..0])
    WITH STATES(sa=0,sb=1,sc=2,sd=3,se=4,sf=5,sg=6,sh=7);

%***** voie B *****%

-- detection signal d'entrée valide
yib:dff;          -- detection mot de synchro entrée fifo
xib:dff;          -- détection fin de trame
tib[7..0]:dff;    -- compteur 204
er_paqbe:dff;     -- données erreur paquet entrée fifo
syncb:MACHINE OF BITS(syb[1..0])
    WITH STATES(sna=0,snb=1,snc=2,snd=3);

-- validation signal sortie fifo
ybe:dff;          -- detection mot de synchro sortie fifo
xbe:dff;          -- indication début de trame
tbe[7..0]:dff;    -- compteur 204
er_paqb2e:dff;    -- données erreur paquet sortie fifo
motb:MACHINE OF BITS(n[1..0])
    WITH STATES(na=0,nb=1,nc=2,nd=3);
```

```
-- controle de fifo
resbe:dff;          reset fifo
hsbe:node;         horloge lecture fifo
synb:MACHINE OF BITS(t[2..0])
    WITH STATES(ta=0,tb=1,tc=2,td=3,te=4,tf=5,tg=6,th=7);

%***** voie sortie *****%

-- commutation au niveau de la sortie
dse[7..0]:dff;     -- données
psyncse:dff;      -- indication debut
dvalidse:dff;     -- indication octets supplementaire
hse:dff;          -- horloge
tse[7..0]:dff;    -- compteur 204 sortie
commut:MACHINE OF BITS(c[1..0])
    WITH STATES(ca=0,cb=1,cc=2,cd=3);

%*****%
%*****%

BEGIN

%***** VCO et compteur reset fifo *****%

    %compteur division horloge%
    qe[2..0].clk=h8;
    h_syn=qe2;
    qe[2..0]=qe[2..0]+1;

%***** Voie A *****%

    %indication de presence de synchro sur le bus d'entrée%
    yia.clk=hia;
    if(dia[7..0]==71)then yia=vcc; else yia=gnd;end if;

    %indication du fin de compteur%
    xia.clk=hia;
    if(tia[7..0]==202)then xia=vcc;
        else xia=gnd; end if;
```

```
%compteur 204 octets%
tia[7..0].clk=hia;
tia[7..0].clrn!=(sya[1..0]==0);
if(tia[7..0]==203)then tia[7..0]=0;
    else tia[7..0]=tia[7..0]+1; end if;

%detection signal valide
machine d'état: synca
signaux: sya[1..0]
états possibles: sma=0 .. smd=3 %

synca.clk=hia;
case(synca)is
when sma=>
    if( yia)then synca=smb;else synca=sma; end if;
when smb=>
    if( yia&xia)then synca=smc;
    elsif(!yia&xia)then synca=sma;
        else synca=smb; end if;
when smc=>
    if( yia&xia)then synca=smd;
    elsif(!yia&xia)then synca=sma;
        else synca=smc; end if;
when smd=>
    if(!yia&xia)then synca=sma;
        else synca=smd; end if;
end case;

%erreur paquet (erreur = 1 / signal bien = 0) %
er_paqae.clk=((tia[7..0]==203) & hia);
er_paqae=er_paqae;
if((dia7==0) & (sya[1..0]==3)) then er_paqae=gnd;
    else er_paqae=vcc; end if;

%*****%

%compteur 204 octets%
tae[7..0].clk=h_syn;
tae[7..0].clrn!=(m[1..0]==0);
```

```
        if(tae[7..0]==203)then tae[7..0]=0;
            else tae[7..0]=tae[7..0]+1; end if;

%indication debut de comptage%
    xae.clk=h_syn;
    if(tae[7..0]==202)then xae=vcc;
        else xae=gnd; end if;

%indication mvt%
    yae.clk=h_syn;
    if(dsa[7..0]==71)then yae=vcc;
        else yae=gnd; end if;

%recherche mot synchro

machine d'état: mota
signaux: m[2..0]
états possibles: ma = 0 .. mh =7 %

    mota.clk=h_syn;
    case(mota)is
    when ma=>
        if( yae)then mota=mb;else mota=ma; end if;
    when mb=>
        if( yae&xae)then mota=mc;
        elsif(!yae&xae)then mota=ma;
            else mota=mb; end if;
    when mc=>
        if( yae&xae)then mota=md;
        elsif(!yae&xae)then mota=ma;
            else mota=mc; end if;
    when md=>
        if(!yae&xae)then mota=ma;
            else mota=md; end if;
    end case;

    %erreur paquet 2 (erreur = 1 / signal bien = 0) %
    --((tae[7..0]==0) & h_syn);
    er_paq2e.clk=!psyns;
    if((dsa7==0) & (m[1..0]==3)) then er_paq2e=gnd;
```

```
        else er_paqa2e=vcc; end if;

%*****

%horloge lecture fifo
machine d'état: syna
signaux: s[2..0]
états possibles: sa = 0 .. sf = 5 %

    hsa=hsae;
    syna.clk=h;

    case(syna)is
        when sa=>
hsae=h_syn;
            if((!er_paqa)&xia)then syna=sb;
                else syna=sa;
            end if;
        when sb=>
            hsae=gnd;
            % reset fifo (cf en bas) %
            syna=sc;
        when sc=>
            hsae=gnd;
            if((!flaga) & xia) then syna = sd;
                elsif(er_paqa) then syna = sa;
                else syna = sc;
            end if;
        when sd=>
            hsae=gnd;
            if(tse[7..0]==203) then syna=se;
                elsif(xae) then syna=sa;
                elsif(er_paqa) then syna=sa;
                else syna=sd;
            end if;
        when se=>
            hsae=h_syn;
            if(!er_paqa2e) then syna=sf;
                elsif(er_paqa)then syna=sa;
                else syna=se;
            end if;
    end case;
--
```

```
        end if;
    when sf=>
        hsae=h_syn;
if(er_paq2e) then syna=sa;
        else syna=sf;
    end if;
    when sg=>
syna=sa;
        when sh=>
syna=sa;
    end case;

%reset fifo%
    resae.clk=h;
    resa=resae;
    if(s[2..0]==1#(fifo full))then resae=gnd;
        else resae=vcc;
% le place entre parentheses est reserver pour l'utilisation
    du signal FF du FIFO, qui indique, si le FIFO est plein%
    end if;

%***** Voie B *****%

    %indication de presence de synchro sur le bus d'entrée%
    yib.clk=hib;
    if(dib[7..0]==71)then yib=vcc;
        else yib=gnd;
    end if;

    %indication du fin de compteur%
    xib.clk=hib;
    if(tib[7..0]==202)then xib=vcc;
        else xib=gnd;
    end if;

    %compteur 204 octets%
    tib[7..0].clk=hib;
    tib[7..0].clrn!=(syb[1..0]==0);
```

```
        if(tib[7..0]==203)then tib[7..0]=0;
            else tib[7..0]=tib[7..0]+1; end if;

%détection signal valide
machine d'état: syncb
signaux: syb[1..0]
états possibles: sna = 0 .. snd = 3 %

syncb.clk=hib;
case(syncb)is
when sna=>
    if( yib)then syncb=snb;else syncb=sna; end if;
when snb=>
    if( yib&xib)then syncb=snc;
    elseif(!yib&xib)then syncb=sna;
        else syncb=snb; end if;
when snc=>
    if( yib&xib)then syncb=snd;
    elseif(!yib&xib)then syncb=sna;
        else syncb=snc; end if;
when snd=>
    if(!yib&xib)then syncb=sna;
        else syncb=snd; end if;
end case;

%erreur paquet%
er_paqbe.clk=((tib[7..0]==203) & !hib);
er_paqb=er_paqbe;
if((dib7==0) & (syb[1..0]==3)) then er_paqbe=gnd;
    else er_paqbe=vcc;
end if;

%compteur 204 octets%
tbe[7..0].clk=h_syn;
tbe[7..0].clrn!=(n[1..0]==0);

if(tbe[7..0]==203)then tbe[7..0]=0;
    else tbe[7..0]=tbe[7..0]+1;
end if;
```

```
%indication debut de comptage%
xbe.clk=h_syn;
if(tbe[7..0]==202)then xbe=vcc;
                    else xbe=gnd; end if;

%indication mvt%
ybe.clk=h_syn;
if(dsb[7..0]==71)then ybe=vcc; else ybe=gnd; end if;

%recherche mot synchro
machine d'état: motb
signaux: n[2..0]
états possibles: na = 0 .. nh = 7 %

motb.clk=h_syn;
case(motb)is
when na=>
    if( ybe)then motb=nb;else motb=na; end if;
when nb=>
    if( ybe&xbe)then motb=nc;
    elsif(!ybe&xbe)then motb=na;
                    else motb=nb; end if;
when nc=>
    if( ybe&xbe)then motb=nd;
    elsif(!ybe&xbe)then motb=na;
                    else motb=nc; end if;
when nd=>
    if(!ybe&xbe)then motb=na;
                    else motb=nd; end if;
end case;

%erreur paquet 2 (erreur = 1 / signal bien = 0) %
er_paqb2e.clk=!psyncs;
if((dsb7==0) & (n[1..0]==3)) then er_paqb2e=gnd;
                    else er_paqb2e=vcc;
end if;

%horloge lecture fifo
machine d'état: synb
```

```
signaux: t[2..0]
états possibles: ta = 0 .. tf = 5 %

hsb=hsbe;
synb.clk=h;
case(synb)is
  when ta=>
    hsbe=h_syn;
    if((!er_paqb)&xib)then synb=tb;
      else synb=ta;
    end if;
  when tb=>
    hsbe=gnd;
    % reset fifo (cf en bas)%
    synb=tc;
  when tc=>
    hsbe=gnd;
    if((!flagb) & xib) then synb=td;
      elsif(er_paqb) then synb=ta;
      else synb=tc;
    end if;
  when td=>
    hsbe=gnd;
    if(tse[7..0]==203) then synb=te;
      elsif(er_paqb) then synb=ta;
--      elsif(xae) then synb=ta;
      else synb=td;
    end if;
  when te=>
    hsbe=h_syn;
    if(!er_paqb2e)then synb=tf;
      elsif(er_paqb)then synb=ta;
      else synb=te;
    end if;
  when tf=>
    hsbe=h_syn;
    if(er_paqb2e) then synb=ta;
      else synb=tf;
    end if;
  when tg=>
```

```
        synb=ta;
    when th=>
        synb=ta;
    end case;

%reset fifo%
    resbe.clk=h;
    resb=resbe;
    if(t[2..0]==1%#(fifo full)%) then resbe=gnd;
        else resbe=vcc;
    end if;

%***** Voie sortie *****%

    % choix horloge entrée VCO
    (voie=gnd: horloge voie A; voie=vcc: horloge voie B) %
        h_vcoe.clk=h;
        h_vco=h_vcoe;

        voie.clk=h_syn;
        voie1=voie;

        if(voie==0) then h_vcoe=hia;
        else h_vcoe=hib;
        end if;

%commutation
    machine d'état: commut
    signaux: c[1..0]
    états possibles: ca = 0 .. cd = 3 %

        dse[7..0].clk=h_syn;

        -- moment d'arrivée mot de synchro.
        commut.clk=(psyncs & (!h_syn));
        case(commut)is
            -- sortie standard, horloge A
```

```
when ca=>
    voie=gnd; -- horloge voie A
    dse[7..0]=71; -- sortie standard = paquets nulls
    if(!er_paqa) then commut=cb;
    elsif(syb[1..0]>0) then commut=cc;
    else commut=ca; end if;
-- horloge voie A
when cb=> -- sortie voie A
    voie=gnd;
    dse[7..0]=dsa[7..0];
    if(er_paqa & (!er_paqb) & (t[2..0]==5))then commut=cd;
    elsif(er_paqb & er_paqa) then commut=ca;
    else commut=cb; end if;
-- sortie standard, horloge B
when cc=>
    voie=vcc; -- horloge voie B
    dse[7..0]=71; -- sortie standard = paquets nulls
    if(!er_paqb) then commut=cd;
    elsif(sya[1..0]>0) then commut=ca;
    else commut=cc; end if;
-- sortie voie B
when cd=>
    voie=vcc; -- horloge voie B
    dse[7..0]=dsb[7..0];
    if(er_paqb & (!er_paqa) & s[2..0]==5)then commut=cb;
    elsif(er_paqb & er_paqa) then commut=cc;
    else commut=cd; end if;
end case;

%compteur 204 sortie%
tse[7..0].clk=h_syn;
if(tse[7..0]==203)then tse[7..0]=0;
    else tse[7..0]=tse[7..0]+1;
end if;

%signaux controle%
psyncse.clk=h; psyncs=psyncse;
dvalidse.clk=h;
hse.clk=h;      hs=hse;
```

```
hse=!h_syn;

if(tse[7..0]==202)then psyncse=vcc;
                    else psyncse=gnd;end if;

if(tse[7..0]==186)then dvalidse=gnd;
elseif(tse[7..0]==202)then dvalidse=vcc;
                    else dvalidse=dvalidse; end if;

END;
```

## Résumé

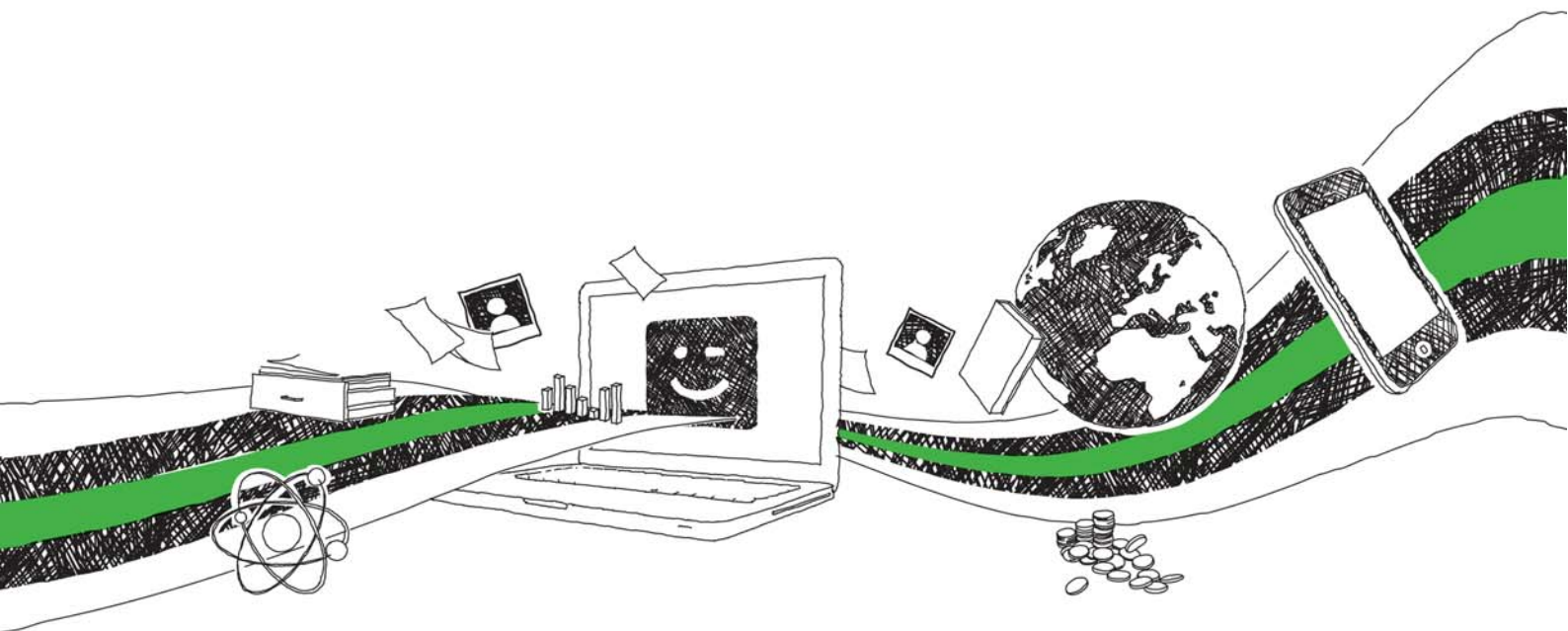
Le rapport décrit en général le développement d'une liaison DVB-T en utilisant la modulation OFDM pour améliorer la résistance contre les évanouissements. Il commence avec un extrait des recommandations de l'Union International de Télécommunication (UIT/ITU) sur les faisceaux hertziens. En particulier on fait l'étude sur un bilan de liaison plus détaillé qui prend en compte les effets des évanouissements. Un modèle d'un canal a été développé pour modéliser les contraintes dans une région rurale. Le rapport explique ensuite en détail le développement pratique, qui consiste en par l'assemblage d'une maquette de la liaison en modulation OFDM dans le laboratoire. Cela inclut son test avec le modèle de canal trouvé. De plus la diversité de fréquence améliore le rendement encore en transmettant le signal sur deux fréquences différentes. Le récepteur choisit le signal le moins perturbé en commutant entre les deux canaux. Ce travail est effectué par un commutateur de flux MPEG ainsi expliqué dans le rapport. Finalement il montre l'installation d'une voie expérimentale dans la région perturbée par les évanouissements et l'analyse des premiers résultats des tests.

## Abstract

This report contains the development of a DVB-T link, using OFDM modulation in order to increase the resistance against fading. It starts with an extract of the recommendations of the International Telecommunication Union (ITU) about microwave links. In particular, we developed a detailed radio link budget taking into account the effects of fading. A channel model was created modelling an overland path. The report shows in detail the practical development in laboratory consisting in assembling the link model using the OFDM modulation. This work includes a test of the model with the channel model found. Furthermore, a diversity technique increases even more the efficiency, by transmitting the signal through two different frequency channels : the receiver chooses the less affected channel by switching between them. An MPEG transport stream switcher does this. Its development is also explained in the report. Finally, the installation of an experimental link in a fading polluted region and the analysis of the first results are being showed.

**Mots clefs** : télévision numérique terrestre, évanouissement sélectif, faisceau hertzien, OFDM, diversité de fréquence

# SUR GRIN VOS CONNAISSANCES SE FONT PAYER



- Nous publions vos devoirs et votre thèse de bachelor et master
- Votre propre eBook et livre – dans tous les magasins principaux du monde
- Gagnez sur chaque vente

Téléchargez maintenant sur [www.GRIN.com](http://www.GRIN.com)  
et publiez gratuitement

