République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Dr.YAHIA Farès de Médéa



Faculté de la Technologie

département du *Génie électrique*

Projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme de Master en génie électrique

Option : Systèmes de Télécommunication

Titre :

Analyse et mesure de l'influence d'une variété de catégorie de canaux UWB sur la communication UWB-PPM

Proposé et dirigé par :
Dr. BATEL Noureddine
Présenté par:
MADANI Haroun
MAIGA Oumar Amadou

Année Universitaire 2017/2018

Dédicaces

Je dédie cet humble travail,

À mes très chers parents, pour leurs amour et sacrifices,

À mon promoteur Dr. BATEL Noureddine,

À toutes ma famille,

À tous les enseignants de faculté des sciences et de la technologie,

À mes proches amis pour leurs soutient et encouragements,

À toute la promotion 2ème années Master sans exception.

MAIGA Oumar A.

Dédicaces

À mon cher père,

Et ma chère mère,

Pour l'éducation et le grand amour dont ils m'ont entouré

depuis ma naissance. Et pour leurs patiences et leurs sacrifices.

À mes chers frères et mes adorables soeurs,

À tous mes proches ;

À tous mes amis;

À tous ceux que j'aime.

À toute la promotion 2ème années Master

L.M.D option Télécommunication.

MADANI Haroun

Remerciements

Nous remercions Dieu

de nous avoir accordé des connaissances

de la science et de nous avoir aidé à réaliser ce travail.

Au terme de ce modeste travail

nous tenons à remercier chaleureusement et respectivement

notre encadreur Mr Dr. BATEL Noureddine, et

tous ceux qu'ont contribué de prés ou de loin à la

réalisation de ce modeste projet de fin d'étude. Nos vifs

remerciements vont aussi

à tous les enseignants qui nous ont suivis durant notre

formation.

Ce travail fut difficile mais très bénéfique à tout point de vue.

Merci à tous

ملخص

نظراً للخصائص المتأصلة لأنظمة الاتصالات UWB بطبيعتها واسعة النطاق ، فإنها تظهر عادةً متانة لتأثير تعدد المسيرات. وبصرف النظر عن قناة AWGN الكلاسيكية ، فقد تم تحديد بعض نماذج قنوات UWB المعيارية IEEE802.15.3a ، بما في ذلك اتصالات خط البصر (LOS) والاتصالات خارج خط البصر (NLOS). تحتوي مكتبة systemVue على أربعة نماذج مختلفة من قنوات UWB. والعمل المطلوب هو تحليل وقياس أداء مخطط التشكيل PPM المقترح في الممارسة لأنظمة الاتصالات UWB ، في وجود فئات مختلفة من قنوات UWB. تقييم أداء المقياس الرئيسي هو مخطط (BER) وفقًا لنسبة الإشارة إلى الضوضاء (SNR) مع أو بدون المسيرات المتعددة.

الكلمات المفتاحية : النطاق فائق العرض ، التضمين في موضع النبض ، نموذج القناة، أداة البرمجة SystemView

résumé

De par leurs caractéristiques inhérentes à leur nature à très large bande, les systèmes de communication UWB déploient normalement une robustesse envers l'effet du multitrajet. A part le canal AWGN classique, ont été définis dans la norme IEEE802.15.3a, quelques modèles de canaux UWB multitrajets incluant les communications en visibilité directe (LOS : *Line Of Sight*, ligne de vue) ou non (NLOS). La bibliothèque de systemVue contient quatre différents modèles de canaux UWB. Le travail demandé est d'analyser et mesurer les performances d'un schéma de modulation PPM proposé en pratique pour les systèmes de communication UWB, et ce, en présence de différentes catégories de canaux UWB. L'évaluation métrique principale de performance est le tracé du BER en fonction du SNR en présence ou non du multitrajet.

Mots clé : UWB, SystemVue, PPM, CM

Abstract

Because of their inherent characteristics in their very broadband nature, UWB communication systems typically exhibit robustness to the multipath effect. Apart from the classical AWGN channel, some IEEE802.15.3a standard UWB channel models have been defined, including line of sight (LOS) and non-line of sight (NLOS) communications. The systemVue library contains four different UWB channel models. The work required is to analyze and measure the performance of a PPM modulation scheme proposed in practice for UWB communication systems, in the presence of different categories of UWB channels. The main metric performance evaluation is the routing of the BER according to the SNR with or without the multipath.

Keywords : UWB, SystemView, PPM, CM

Table des Matières i
Liste des Figures iii
Liste des Tableau v
Liste des abréviation vi

Introduction générale **1**
CHAPITRE I: Historique et situation actuelle de l'UWB pour les systèmes de communication **3**
I.1. Introduction 4
I.2. Historique et généralités sur l'UWB 4
I.3. Quelques applications de l'UWB 9
I.3.1. L'UWB radar 9
I.3.2. systemes de communication l'UWB 9
I.4. Les solutions UWB pour les applications bas débits 10
I.4.1. La modulation PPM sur Time Hopping code 10
I.4.2. Les solutions non-cohérentes 12
I.5. Les solutions UWB pour les applications hauts débits 12
I.5.1. La modulation DS-CDMA 14
I.5.2. Les approches multi-bandes 16
I.6. La modulation de position de l'impulsion (PPM) 17
I.7. Conclusion 17
CHAPITRE II:Etat de la réglementation UWB Et Spécificités du canal UWB **18**
II.1 Introduction 19
II.2. Etat de la réglementation UWB dans le monde 20
II.2.1. La réglementation aux Etats-Unis 20
II.2.2. La réglementation en Asie 22
II.2.3. La réglementation en Europe 23
II.3. Généralités sur le canal UWB 24
II.3.1. Les principes physiques de la propagation 24
II.3.2. Le modèle d'entrée-sortie du canal 25
II.4. Modélisation du canal UWB 26
II.4.1. La modélisation déterministe 26
II.4.2. La modélisation statistique 27

II.5. Caractéristiques souhaitées du modèle de canal 29
II.6. Modèle de canal UWB 29
II.6.1. Modèle de perte de trajet 29
II.6.2. Modèle multi-trajets 31
II.7. Réalisations à partir du modèle de canal 32
II.7.1. Caractéristiques de canal à modéliser 32
II.7.2. Réalisation de canaux 34
II.7.3. Retard excessif des réalisation de canal 35
II.7.4. Retard RMS des réalisation de canal 36
II.7.5. Nombre de trajets significatifs des réalisation de canal 37
II.7.6. Profil moyen de décroissance de puissance des réalisation de canal 39
II.8. Conclusion 40
Chapitre III : Simulation du système UWB à modulation PPM 41
III.1. Introduction 42
III.2. Présentation du simulateur 42
III.3.Système de communication UWB-PPM 42
III.3.1. Présence d'un canal AWGN 42
III.3.1.1. Transmission UWB sans codage de canal 43
III.3.1.2. Transmission UWB avec codage de canal 58
III.3.2. Présence d'un canal UWB multi-trajet 62
III.4. Banc de mesure du BER 79
III.5. Conclusion 83
Conclusion générale 84
Annexe 85
Bibliographie 89

Liste des figures

Fig. I.1 Masque d'émission imposé par la FCC pour les émissions indoor UWB. 7

Fig. I.2 Train d'impulsions UWB pour un symbole modulé en PPM sur TH-code (exemple simplifié avec M = 2 et N_s = 3) 11

Fig. I.3 Spectres et formes d'onde des impulsions sur les bandes inférieure et supérieure. 14

Figure. I.4: Modulation PPM(binaire) 17

Fig. II.1 – Schéma bloc de la transmission 19

Fig. II.2 – Masque FCC pour l'émission des signaux UWB en indoor 21

Fig. II.3 – Masque FCC pour l'émission des signaux UWB en outdoor. 21

Fig. II.4 – Masque d'émission des signaux UWB dans l'UZF à Singapour, superposé au masque de la FCC outdoor. 23

Fig. II.5 – Masque proposé par l'ETSI pour l'émission des signaux UWB indoor, superposé au masque FCC indoor. 24

Fig. II.6,7,8 – réalisation de réponse impulsionnelle 34

Fig. II.9,10,11 – retard excessif (ns) 35

Fig. II.12,13,14 – retard RMS moyenne 36

Fig. II.15,16 – Nombre moyenne des trajets à 10 dB du trajet-pic 38

Fig. II.17,18,19 – Nombre moyen de trajets capturant 85% de l'énergie du canal 39

Fig. II.20 – profil moyen de décroissance de puissance 39

Fig. III.1 – Transmetteur UWB-PPM 43

Fig. III.2 – circuit I+D 44

Fig. III.3 – signaux superposés de données 8-aire, horloge, et I+D 45

Fig. III.4 – signal de sortie du comparateur suivant le signal d'entrée composite comparé au seuil – 4,9 v 46

Fig. III.5 – Densité spectrale de puissance du signal UWB-PPM à la sortie de l'ampli de puissance 47

Fig. III.6 – Donnée M-aire transformées en impulsions UWB modulées en PPM 48

Fig. III.7 – Addition de l'effet de bruit d'antenne au canal AWGN avec perte de trajet 49

Fig. III.8 – Récepteur UWB-PPM 49

Fig. III.9 – Impulsion PPM reçus filtrées et amplifiées (en haut), avec zoom d'une impulsion (au centre), et traitement par monostable redéclenchable (en bas) 51

Fig. III.10 – comparaison des signaux du monostable et du circuit différentiateur contrôlant l'échantillonneur-bloqueur 52

Fig. III.11 – Intégration démarrée par fronts montants d'horloge et mise à zéro sur fronts descendants retardés du monostable. 53

Fig. III.12 – Première mise enforme du signal de données multiniveeau en correspondance avec les pics des rampes 54

Fig. III.13 – Synchronisation des données brutes sur l'arrivée des fronts descendants de l'horloge de réception 55

Fig. III.14 – Superposition parfaite des signaux M-aire transmis et reçus 57

Fig. III.15 – Transmetteur UWB muni d'un codeur convolutionnel et d'un banc de mesure de l'énergie moyenne binaire du signal transmis 58

Fig. III.16 – Récepteur UWB muni d'un décodeur convolutionnel après conversion des symboles reçus en binaires 59

Fig. III.17 – Comparaison par superposition des signaux transmis et reçus, 8-aire (en haut) et binaire (en bas) 61

Fig. III.18 – transmetteur UWB-PPM muni d'un codeur convolutionnel, d'un banc de mesure de l'énergie moyenne binaire des symboles transmis, et l'additionneur de préambule 62

Fig. III.19 – étude de la réponse impulsionnelle du modèle CM1 de canal UWB 63

Fig. III.20 – réponses impulsionnelles aux deux sorties de canal UWB de systemvue (sorties bruitée et adaptée) 63

Fig. III.21 – canal UWB multi-trajet avec modèle CM-1 avec atténuation et d'autres types de bruit associés 64

Fig. III.22 – récepteur UWB-PPM avec synchronisation d'horloge et compensation du retard de réception 65

Fig. III.23 – Comparateur à seuil variable 66

Fig. III.24 – Signal reçu avec seuil de comparaison (en haut), et les impulsions délivrées par le comparateur (en bas) 67

Fig. III.25 – Circuits d'échantillonnage des deux échantillonneurs-bloqueurs, le premier avec circuit I+D et annexes, et le second avec horloge de réception 68

Fig. III.26 – impulsion du comparateur et sa version inversée et retardée de 100 ps 69

Fig. III.27 – Variation conséquence en niveau et en retard du signal reçu amplifié et filtré 70

Fig. III.28 – horloge de réception à base d'un circuit I+D synchronisée par le préambule de transmission 71

Fig. III.29 – Les imulsion PPM non synchronisées sur l'horloge de réception (en haut), synchronisées sur l'horloge de transmission (en bas), l'impulsion de contrôle confectionnée par un monostable et une bascule D pour le déclenchement de l'horloge de réception (au milieu) 73

Fig. III.30 – Système de confection d'un retard variable des données à décoder en fonction du démarrage effectif de l'horloge de réception après la deuxième impulsion du comparateur 74

Fig. III.31 – instant du front actif de la bascule D fourni par l'échantillonneur bloqueur sous forme de tension image dont la valeur complémentaire contrôle la temporisation du retard 75

Fig. III.32 – Intercorrélation des données binaires émises et reçues (en haut), et leur superposition (en bas) 76
Fig. III.33 – banc du tracé de la réponse impulsionnelle de modèle CM-2 du canal UWB 77
Fig. III.34 – réponses impulsionnelles aux deux sorties de canal UWB de systemvue (sorties bruitée et adaptée) 77
Fig. III.35 – canal UWB multi-trajet avec modèle CM-2 avec atténuation et d'autres types de bruit associés 78
Fig. III.36 – banc du tracé de la réponse impulsionnelle de modèle CM-3 du canal UWB 78
Fig. III.37 – réponses impulsionnelles aux deux sorties de canal UWB de systemvue (sorties bruitée et adaptée) 74
Fig. III.38 – Banc de mesure du BER 81
Fig. III.39 – Tracés de BER pour les trois modèles de canal UWB 82

Liste des tableaux

Tab. I.1 – Type d'applications trés hauts débits avec leurs portées et débits associés. 8
Tab. I.2. Débits supportés par la solution DS-UWB. 15
Tab. II.1. Tableau d'analyse du budget de liaison 30
Tab. II.2. Exemple de caractéristiques de canal multi-trajets et de paramètres de modèle correspondants. 33

Liste des abréviations

CM	Modèle de Canal
BER	Bit Error Rate
AWGN	Addative White Gaussien Noise
FCC	Federal Communications Comission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
PPM	Pulse Position Modulation
CDMA	Code Frequency Division Multiplexing
TH-UWB	Time Hopping Ultra-Wide Band
SNR	rapport signal sur bruit

Introduction générale

Ces dernières années, les télécommunications sont en plein essor. De nouveaux protocoles et standards de transmission, algorithmes de codage de données, puces,… sont mis au point à un rythme soutenu. Ces développements ainsi que la demande de plus en plus grandissante des utilisateurs en matière de débit ont fait naître l'idée de la mise au point de nouvelles technologies permettant d'écouler l'information à des débits élevés. L'une des solutions envisagée actuellement au sein des réseaux sans fil est l'utilisation de la technologie Ultra-Wide Band (UWB).
Cette technologie se base non plus sur la transmission d'ondes continues souvent sinusoïdales utilisées auparavant mais plutôt sur l'émission d'impulsions électromagnétiques de très courte durée pour transmettre l'information.
les expérimentations sur les systèmes radioélectriques de type impulsionnel débutent vers 1960 dans le domaine du radar. Mis à part le télégraphe de G. Marconi, ces systèmes constituent les premières techniques à base de signaux Ultra Large Bande (ULB) ou Ultra Wide Band (UWB). La puissance des signaux UWB est étalée sur plusieurs gigahertz conduisant à une densité spectrale de puissance très faible. En vertu des principes énoncés par C. Shannon, la capacité globale des systèmes UWB est très importante et peut être mise à profit pour des applications de communications.

La technique UWB se distingue des systèmes traditionnels par différents atouts majeurs. D'une part, la largeur de bande occupée instantanément par le signal UWB conduit à une résolution temporelle très fine permettant d'envisager des applications de localisation et de communication bas ou hauts débits au sein d'un même appareil. D'autre part, la très courte durée des impulsions émises assure une transmission robuste dans un canal multi-trajets dense. Enfin, la faible densité spectrale du signal permet au système UWB de coexister avec les applications existantes. La technique UWB se caractérise également par la possibilité d'une implémentation simple à faible consommation et faible coût.

Pour les applications bas débits, les réseaux de capteurs construits autour de la technique UWB peuvent potentiellement tirer partie de la faible consommation, du faible coût et de la possibilité de localisation du système. Concernant les applications de communications hauts débits, l'UWB est proposé pour remplacer les câbles de transmissions tels que l'USB (Universal Serial Bus). La technique assure alors la connexion entre les périphériques

informatiques comme les imprimantes, scanners, webcam, écrans. . . et plus généralement les appareils multimédias tels que les appareils photos et caméscopes numériques, les lecteurs audio et vidéo portables, les projecteurs vidéo. . . L'accroissement de l'autonomie des batteries et de la capacité des mémoires de stockage augmente considérablement le nombre d'applications possibles.

La généralisation à grande échelle de ces applications de communication à faible coût permet d'envisager le développement d'un réseau mobile dont la couverture peut être très étendue. L'architecture du réseau mobile est donc décentralisée et directement reliée au réseau Internet par les infrastructures fixes pouvant être càblées (ADSL, câble TV, fibre optique, courant porteur, . . .) ou sans fil (satellite, réseaux WiMax, . . .).
Les utilisateurs deviennent les acteurs de la construction du réseau mobile. Ils évitent l'accès aux réseaux cellulaires qui sont basés sur des infrastructures lourdes et coûteuses et dont les débits sont limités. De plus, la possibilité d'utiliser la bande UWB sans licence permet de produire et d'accéder au contenu librement et à moindre coût. Cela permet le développement d'un grand nombre d'applications impersonnelles telles que la transmission d'informations de machines à machines.

L'objectif de ce mémoire est de proposer une simulation dans le but d'analyser et mesurer les performances d'un schéma de modulation PPM proposé en pratique pour les systèmes de communication UWB.

Dans le premier chapitre, nous allons parler de l'Historique et la situation actuelle de l'UWB pour les systèmes de communication.

Dans le second chapitre, nous allons présenter l'état de la réglementation UWB Et Spécificités du canal UWB

Enfin, le dernier chapitre va être consacré à la Simulation du système UWB à modulation PPM avec l'outil SystemView.

CHAPITRE I:

Historique et situation actuelle de l'UWB pour les systèmes de communication

I.1. Introduction

Le terme « ultra-large bande » remonte au milieu du 20^{iéme} siécle. Face aux difficultés d'implémentation, cette technique était réservée au premier niveau aux applications militaires. Suite aux progrés de la technologie, l'UWB connaît, à partir des années 80, un regain d'intérêt auprés des industriels.

En février 2002, la décision de la réglementation américaine d'autoriser l'UWB pour des applications de communications marque un tournant dans l'histoire de l'UWB. La contrepartie est une limitation stricte en terme de puissance. En effet, la puissance totale autorisée dans les 7.5 GHz de bande allouée est inférieure à 0.5 mW. Ces contraintes réduisent les applications UWB à un usage en milieu principalement indoor pour des communications bas débits ou trés hauts débits courte portée.

La possibilité de disposer au sein d'un même appareil de capacités de communication et de localisation permet d'envisager un grand nombre d'applications bas débits qui font l'objet d'une procédure de standardisation auprés du groupe IEEE 802.15.4a. Concernant les communications hauts débits, les propositions actuelles pour le standard IEEE 802.15.3a reposent sur des solutions dérivées des techniques traditionnelles bande étroite.

I.2. Historique et généralités sur l'UWB [1,2]

Depuis l'origine des radiocommunications, la transmission d'informations (qu'elles soient analogiques ou numériques) est basée la plupart du temps sur la modulation d'une sinusoïde qui constitue la porteuse du signal. Les signaux émis dans ce cas sont donc, localement dans le temps, de formes sinusoïdales.

Mais dés 1952, Pierce et Hopper publient des travaux mettant en oeuvre une transmission de signaux téléphoniques analogiques au moyen d'impulsions aléatoirement espacées dans le temps. Mais c'est seulement au début des années 1960 que des systémes radiofréquences reposant sur l'émission de signaux autres que des signaux sinusoïdaux commencent à être réellement exploités. Ceci concerne dans un premier temps essentiellement des applications radar.

Dans le domaine du radar, pour la détection de mines enfouies dans le sol, le ground penetrating radar (GPR) est l'un des premiers exemples basés sur l'émission et la détection d'impulsions en bande de base. A cette époque, les activités de recherche sur ces systèmes sont essentiellement effectuées pour l'armée américaine.

Mais à partir de la fin des années 1960, Henning F. Harmuth rédige plusieurs livres et papiers rendant public un grand nombre d'informations concernant la conception d'antennes et de récepteurs exploitant les signaux non-sinusoïdaux. Parallèlement, en 1973, Gerald F. Ross dépose le premier brevet sur un système de communications utilisant des impulsions en bande de base d'une durée inférieure à la nanoseconde

Jusqu'à la fin des années 1980, un grand nombre de publications se succèdent dans lesquelles la technologie UWB est alternativement décrite par les termes non sinusoidal, carrier-free, baseband, video-pulse transmission, large relative bandwidth signals, time domain techniques... En 1989, le terme Ultra Wide Band (UWB) est introduit par le département américain de la défense (DoD).
De 1990 à 2000, l'UWB désigne donc ce que l'on appelle aujourd'hui l'impulsion radio, i.e. les techniques basées sur l'émission d'impulsions :

– de courte durée ne contenant pas ou peu d'oscillations radiofréquences (i.e. de fréquence centrale nulle ou trés faible par rapport à la bande occupée) ;

– avec un trés faible rapport cyclique(1) (permettant d'obtenir un signal de très faible densité spectrale de puissance). De ces deux caractéristiques principales découlent les atouts de l'impulsion radio :

– absence de bande de fréquence dédiée, disponibilité d'un nouveau canal de transmission sans avoir à partager à nouveau les ressources spectrales existantes ;

– discrétion du signal (difficilement détectable) ;

– coexistence avec les systèmes existants (limitation des interférences) ;

– réduction des évanouissements causés par les trajets multiples grâce à la large bande occupée ;

– architectures simples sans retour en bande de base permettant d'envisager des coûts de fabrication et des consommations faibles ;

– possibilité de concevoir une architecture commune pour des applications de communication, de localisation et de radar.

Face à ce potentiel, les industriels civils s'intéressent de plus en plus à cette technologie et incitent le gouvernement américain à prendre des mesures pour réglementer les émissions UWB. En effet, jusqu'en 2002, aucun texte de réglementation ne traite le cas de l'UWB. La partie 15 des lois de la FCC[(2)] ne réglemente que les émissions involontaires des systèmes commerciaux fonctionnant en l'absence de licence. La densité spectrale de puissance du signal émis par de tels appareils ne doit pas dépasser −41.3 dBm/MHz, ce qui correspond à une mesure de 500μV/m dans une bande de 1 MHz à 3 mètres de l'antenne d'émission.

En février 2002, la FCC statue sur l'UWB en publiant son rapport intitulé First Report and Order. La technologie UWB désigne désormais tout système occupant une bande de fréquence[(3)] B supérieure à 500 MHz dont le Fractional Bandwidth B/fc est supérieur à 20%, fc étant la fréquence centrale du système. En revanche, la FCC ne pose aucune restriction quant à la forme d'onde du signal utilisée pour atteindre cette bande minimale. C'est pourquoi on verra apparaître en 2003 des propositions au standard IEEE 802.15.3a qui exploitent des solutions basées sur du CDMA[(4)] large bande et de l'OFDM[(5)].

[(1)]Le rapport cyclique est défini ici par le rapport entre la durée d'une impulsion et sa période de répétition.

[(2)]Federal Communications Commission : organisme chargé de la réglementation du spectre radiofr équence aux Etats-Unis

[(3)]La bande de fréquence pour les systèmes UWB est définie à −10 dB par rapport au maximum de la densité spectrale

[(4)]Code Division Multiple Access

[(5)]Orthogonal Frequency Division Multiplexing

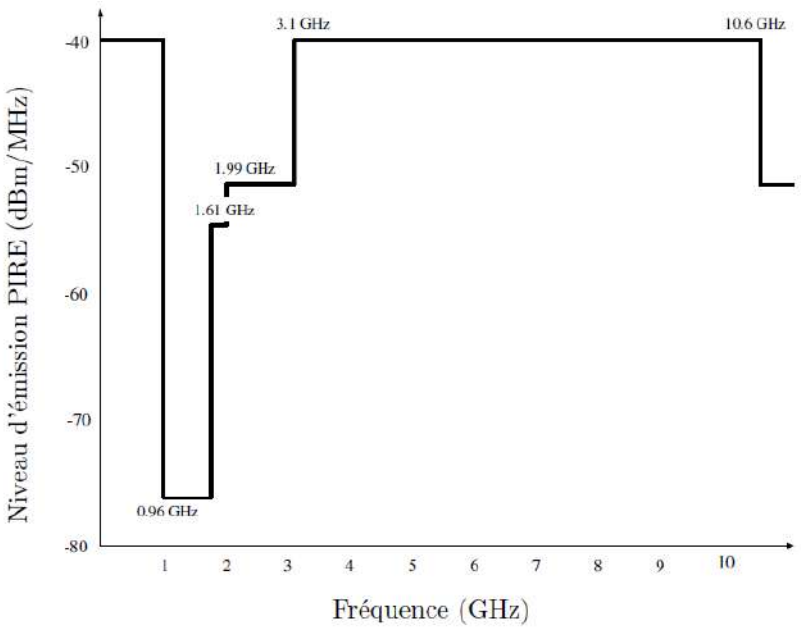


Fig. I.1 Masque d'émission imposé par la FCC pour les émissions indoor UWB.

Mais pour les industriels, l'élément le plus important et le plus attendu du rapport de la FCC de février 2002 est l'autorisation pour les appareils UWB d'émettre sans licence. Cette autorisation est toutefois sujette au respect d'un masque limitant les bandes et la puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) à l'émission (Fig. I.1). Ces contraintes sont imposées afin de limiter les interférences de cette nouvelle technologie sur les systèmes existants. En effet, l'impact de l'UWB sur les systèmes bande étroite est encore mal maîtrisé. Pour ces raisons, l'utilisation de ces appareils est également limitée à un usage principalement indoor. L'usage de l'UWB pour des applications outdoor trés spécifiques peut être envisagé mais ne sera pas étudié ici.

Compte-tenu de ces contraintes, deux catégories d'applications principales se dégagent pour la technologie UWB. La première est celle regroupant les systèmes bas débits dont les caractéristiques générales sont les suivantes :

– communications avec des débits inférieurs à 2 Mbit/s ;

– portées allant jusqu'à 300 mètres ;

– capacité de positionnement et de localisation ;

– grande autonomie des batteries (très faible consommation, en veille notamment).

Les applications sont par exemple les réseaux de capteurs pour les secteurs comme l'industrie ou le médical, les étiquettes RFID[(6)] pour la gestion des stocks dans un entrepôt, des appareils de secours ou d'assistance exploitant l'information de localisation ou plus classiquement des systémes de distribution audio et vidéo basse résolution.

Les systémes UWB satisfaisant à ces contraintes sont à l'étude pour la standardisation par le groupe IEEE 802.15.4a. La majorité des solutions actuellement proposées sont impulsionnelles, i.e. basées sur l'émission d'impulsions couvrant une bande supérieure à 500 MHz.

Tab. I.1 – Type d'applications trés hauts débits avec leurs portées et débits associés.

Applications	Portée moyenne (m)	Taille des fichiers (Mbit) ou débits moyens (Mbit/s)	Débits instantanés requis (Mbits/s)
Moniteur sans fil (avec compression)	1	8	480
Vidéo-projecteur de conférence	3	1	200
Sauvegarde sur disque dur externe	2	16000	480
Scanner	2	5.7	480
Imprimante	2	9.5	480
Agenda électronique et console de jeux portable	1	800	480
Téléchargement MP3	1	800	480
Appareil photo numérique	1	256	480
Caméscopes numérique	1	96000	480
Télévision (MPEG2 haute définition)	2	24	480
Haut-parleurs home-cinéma	5	1.5	200

La deuxième catégorie d'applications regroupe les systèmes de communication très hauts débits ayant pour caractéristiques principales :

– débits supérieurs à 100 Mbit/s, typiquement 480 Mbit/s et pouvant atteindre 1 Gbit/s ;

– très courtes portées, comprises entre 1 et 10 mètres.

Ces systèmes sont développés pour des applications multimédias : transfert de données informatiques, téléchargement du contenu de caméscopes ou d'appareils photos numériques, transmission de vidéos hautes définitions vers un vidéo-projecteur Tab. I.1. Prévus pour être lancés dans un premier temps dans le domaine de l'informatique, ces systèmes devraient ensuite s'intégrer rapidement aux appareils de bureau.

(6)Radio Frequency Identification

Ces systèmes trés hauts débits UWB doivent à terme faire l'objet d'une standardisation par le groupe IEEE 802.15.3a. c'est devenu ancien, maintenant ! deux solutions principales s'affrontent encore : la solution DS-CDMA[7] soutenue par Motorola et celle basée sur l'OFDM soutenue par le consortium MBOA[8].

I.3. Quelques applications de l'UWB [3]

I.3.1. l'UWB radar

A l'origine destinée pour des applications militaires, l'UWB peut être utilisée pour des applications très variées. Dans le domaine du radar on peut citer le radar anticollision des véhicules, les systèmes d'imagerie radar comme le radar de pénétration de sol ou le radar d'imagerie à travers les murs.

Les radars à impulsion ultra large bande utilisent des impulsions très courtes de l'ordre de quelques nanosecondes avec un spectre étendu qui va de quelques dizaines de MHz à quelques GHz. Avec ces propriétés, le radar UWB a plusieurs avantages :

- La brièveté des impulsions à fort contenu spectral permet de mesurer une réponse transitoire de la cible très riche en information et de dissocier les différents échos en réception. Cette particularité fait que cette technique est très robuste en présence de multitrajets.
- Le spectre large d'impulsions lui permet d'obtenir des résultats sur toute la bande à partir d'une mesure unique. Il lui procure aussi un fort pouvoir de détection puisqu'il couvre toute la bande.

I.3.2. systemes de communication UWB

L'UWB peut surtout être utilisée dans les systèmes de communications sans fil à courte portée. On imagine actuellement son emploi dans deux grandes familles d'applications dites respectivement "haut" et "bas" débit. Dans le domaine du bas débit (inférieur ou égal à 1 Mbit/s), on imagine des réseaux de type réseaux de capteurs avec plusieurs applications possibles. En général l'aspect localisation fait partie des services envisagés. D'un point de vue de normalisation on parle alors des travaux du groupe IEEE802.15.4a. L'autre domaine important est l'ULB haut débit.

[7]Direct Sequence CDMA

[8]Le groupement Multi-Band OFDM Alliance est mené par Intel et Texas Instruments et soutenu par la plupart des leaders mondiaux de l'électronique

Il s'agit alors de mettre au point des systèmes de communication à courte distance (< 10m) mais avec des débits très importants (environ 400 Mbit/s). L'objectif est alors de remplacer tout un ensemble de dispositifs de communications de type "cordon vidéo" par exemple. Le groupe de normalisation correspondant était le groupe IEEE802.15.3a, mais ce groupe s'est dissous de lui-même après avoir constaté qu'il n'arrivait pas à trouver une solution de transmission, faisant le compromis des différentes propositions des membres du groupe. Une suite de ce groupe est actuellement le regroupement ECMA qui a pour but de définir une forme d'onde UWB haut débit.

I.4. Les solutions UWB pour les applications bas débits

Au début des années 1990, lorsque les industriels s'intéressent à l'UWB, les applications envisagées sont essentiellement à bas débits. Robert A. Scholtz et son équipe publient un grand nombre d'articles sur un principe de communication reposant sur la PPM[(9)] où l'étalement et l'accés multiple sont assurés par un TH-code[(10)]. Mais certains verrous technologiques, qui concernent notamment la synchronisation, freinent la mise en application de ce système basé sur un récepteur cohérent.

C'est pourquoi lors de l'appel à proposition pour le standard IEEE 802.15.4a en 2004, les intérêts se portent sur des solutions à base de traitements non-cohérents.

I.4.1. La modulation PPM avec Time Hopping code [4, 5, 6]

Historiquement, la solution PPM sur TH-code est la première couche physique envisagée pour les communications UWB. Le principe de cette modulation repose sur l'émission d'impulsions de très courte durée ; le codage de l'information à transmettre se faisant par la position de l'impulsion par rapport à une position nominale : il s'agit donc d'une modulation d'impulsion en position . Dans le cas d'une impulsion par symbole, le signal UWB modulé en PPM s'écrit :

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} p(t - kT_s - d_k\delta) \qquad \ldots \ (1.1)$$

où p(t) est la forme d'onde de l'impulsion. Le temps δ indique la durée entre deux états de la modulation PPM. Le symbole est codé par l'entier d_k compris entre 0 et le nombre M d'états de la modulation PPM. Pour simplifier, M est égal à une puissance de 2. La durée du symbole T_s est naturellement supérieure à $M\delta + T_{GI}$ où T_{GI} est un intervalle de garde dimensionné pour supprimer, ou limiter, les interférences inter-symboles (ISI). Le débit binaire de la transmission est donc $D = \log_2(M)/T_s$.

Dans ce schéma de modulation, un symbole est codé par une seule impulsion. Deux obstacles majeurs freinent alors sa mise en application. D'une part, la puissance crête du signal étant limitée par les capacités du matériel mais surtout par la réglementation, la portée d'un tel système est restreinte à quelques mètres. D'autre part, l'accés simultané par plusieurs utilisateurs n'est pas possible. Ce schéma de base est rendu plus robuste par l'utilisation d'un TH-code. Dans cette version améliorée, un symbole est codé par l'´emission de plusieurs impulsions dont les positions sont déterminées par le TH-code. L'énergie par symbole est plus importante et les portées du système sont augmentées. L'accès multiple est assuré par l'usage d'un TH-code propre à chaque utilisateur. Le signal émis par un utilisateur j est donc :

$$S^{(j)}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N_s} p(t - kT_s - lT_f - c_l^{(j)} T_c - d_k^{(j)} \delta) \qquad \ldots \ (1.2)$$

où Ns est le nombre d'impulsions émises par symbole. Le temps symbole est subdivisé en Ns frames de durée Tf , elles-mêmes subdivisées en slots de durée Tc. Une impulsion par frame est émise à une position dépendante à la fois de l'élément $c_l^{(j)}$ du TH-code et du symbole à coder Fig. I.2.

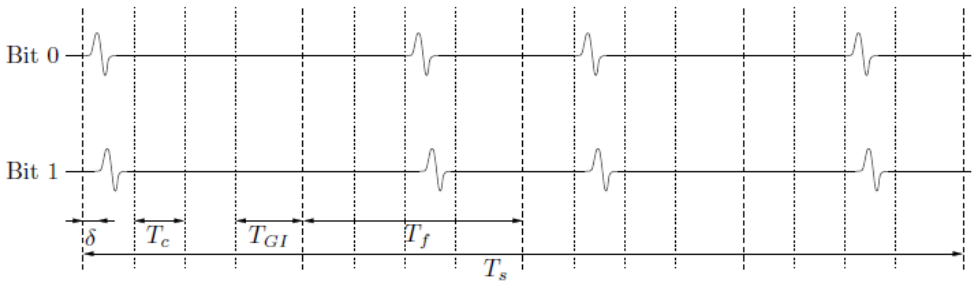


Fig. I.2 Train d'impulsions UWB pour un symbole modulé en PPM sur TH-code (exemple simplifié avec M = 2 et N_s = 3)

Au niveau de la réception, une corrélation entre le signal reçu et un template v(t) est effectuée. Ce template possède une forme d'onde déterminée afin de maximiser la valeur absolue de cette inter-corrélation. Dans le cas d'une transmission binaire, la décision sur le bit reçu se fait sur le signe du résultat de cette corrélation (seuil de décision à 0). En présence d'un bruit blanc gaussien, la théorie de la décision permet de montrer que la forme optimale du template est $v(t) = s_0(t) - s_1(t)$, où $s_0(t)$ et $s_1(t)$ représentent un symbole de durée Ts codant un bit 0 et un bit 1, respectivement.
Il peut être montré que cette optimalité est conservée lorsque le bruit constitué des interférences multi-utilisateurs s'ajoute au bruit thermique gaussien.

I.4.2. Les solutions non-cohérentes

Face aux difficultés rencontrées lors de la réalisation des systèmes synchrones, les propositions pour réaliser un système bas débit s'orientent actuellement vers l'utilisation d'un récepteur fonctionnant à base de traitements non-cohérents. Les récepteurs noncoh érents, ou asynchrones, n'ont pas besoin de connaissance a priori de la forme d'onde du signal reçu. En effet, aucun template n'est généré localement au niveau du récepteur. Deux types de récepteur non-cohérents existent. D'un côté, le récepteur quadratique utilise la d´etection d'énergie pour démoduler le signal reçu. De l'autre, la modulation à Référence transmise et la modulation différentielle permettent une démodulation non-cohérente par corrélation.

I.5. Les solutions UWB pour les applications hauts débits

A la fin des années 90, les applications multimédias se développent au point de nécessiter la mise au point de systèmes permettant une réduction du nombre de câbles reliant les dispositifs et d'accroître leur mobilité. En 1999, le groupe de travail IEEE 802.15.3 propose donc de mettre en place un standard de communication radio hauts débits. Ce standard prévoit l'utilisation sans licence de la bande ISM[(11)] à 2.4 GHz pour la mise au point d'une couche physique fournissant les débits de 11, 22, 33, 44 et 55 Mbit/s à une distance comprise entre 10 et 70 mètres. Parmi les applications visées, on peut citer la transmission de données entre appareils multimédias tels que le transfert de fichiers volumineux sur un appareil portatif ou l'affichage du contenu d'une caméra vidéo sur un écran.

[(11)]Industrial, Scientific and Medical

Ces applications requièrent un important débit de transmission mais imposent aussi généralement des contraintes de qualité de services[(12)] et parfois de sécurité. Les appareils concernés sont le plus souvent de petite taille et fonctionnent sur batteries. Le système de transmission radio doit donc être à la fois peu encombrant et peu gourmand en énergie. Destinés à un très large public, ces appareils doivent également être simplement et rapidement configurables et fonctionner dans une topologie de réseau ad hoc, le tout à faible coût.

La couche physique de ce futur standard n'est pas encore définie qu'apparaissent de nouveaux besoins. La télévision haute définition (HDTV) est destinée à prendre de plus en plus d'importance dans un avenir proche. Mais la transmission simultanée de plusieurs flux HDTV requiert des débits excédents 110 Mbit/s ; ce que le standard IEEE 802.15.3 n'est pas en mesure d'offrir. C'est pourquoi le groupe de travail IEEE 802.15.3a est créé afin d'étudier une couche physique alternative basée sur la technologie UWB et permettant d'accéder à des débits atteignant 480 Mbit/s pour des portées inférieures à 10 mètres. Mis à part ces débits plus élevés, ce nouveau standard reprend les contraintes formulées par le groupe IEEE 802.15.3.

Les premières propositions au standard IEEE 802.15.3a apparaissent en mars 2003. Elles sont toutes basées sur des traitements cohérents en réception. A l'issu d'un long processus de sélection, deux solutions coexistent sans qu'aucune d'elles ne puisse être adoptée pour le standard[(13)]. D'un côté, la solution impulsionnelle DS-CDMA propose d'atteindre de hauts débits en augmentant la fréquence d'émission des impulsions. De l'autre côté, l'approche multi-bandes évite les interférences inter-symboles en adoptant une période de répétition, sur chaque sous-bande, supérieure à la durée d'étalement du canal. La solution multi-bandes impulsionnelle exploite la division en sous-bandes par l'utilisation d'un saut de fréquence. Cette solution séquentielle est rapidement délaissée au profit de la solution OFDM qui privilégie l'émission simultanée de signaux sur des fréquences parallèles aux dépens de l'exploitation de la bande disponible.

[(12)]Flux continu en temps réel sans délais sensibles dans la transmission

[(13)]L'échéance pour l'adoption d'un standard est fixée à la fin de l'année 2006, date de dissolution du groupe IEEE 802.15.3a

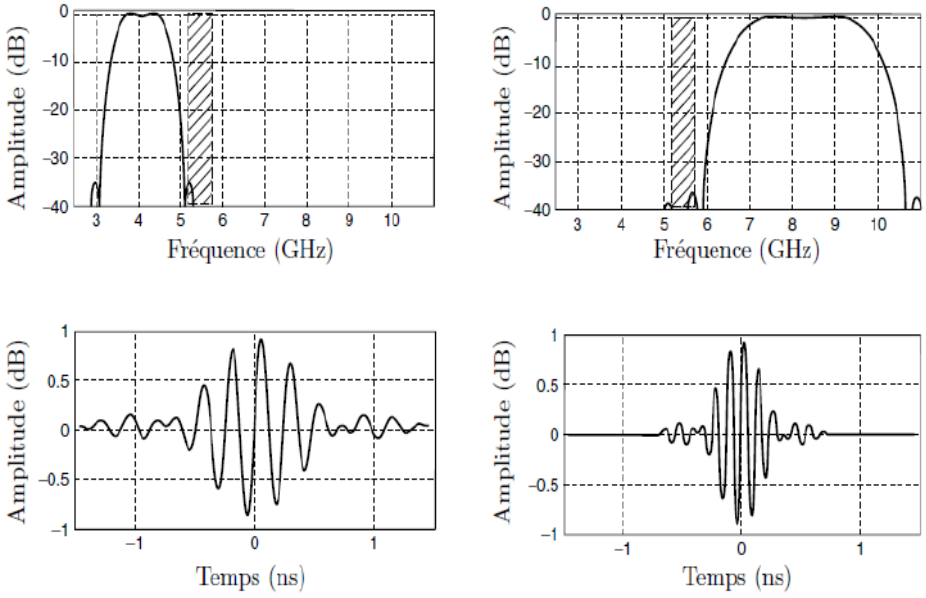


Fig. I.3 Spectres et formes d'onde des impulsions sur les bandes inférieure et supérieure.

I.5.1. La modulation DS-CDMA [7]

L'approche DS-CDMA consiste à utiliser simultanément toute la bande disponible, l'accés multiple étant assuré par l'utilisation de codes d'étalement propres à chaque utilisateur.

La solution DS-CDMA proposée pour l'UWB, désignée DS-UWB, a été introduite par la startup XtremeSpectrum puis soutenue par Motorola. En pratique, cette solution occupe deux bandes de fréquence distinctes : une bande inférieure de 1.75 GHz comprise entre 3.1 et 4.85 GHz et une bande supérieure de 3.5 GHz entre 6.2 et 9.7 GHz. Pour occuper ces larges bandes de fréquence efficacement, les signaux émis sont de type impulsionnel et non sinusoïdaux comme dans les systèmes DS-CDMA classiques. La figure I.3 représente le contenu spectral ainsi que la forme temporelle des signaux émis sur les bandes inférieure et supérieure.

Tab. I.2. Débits supportés par la solution DS-UWB.

Débits (Mbit/s)	Rendement du code correcteur d'erreur	Longueur du code d'étalement	Rythme symbole (Msymb/s)
28	$\frac{1}{2}$	24	55
55	$\frac{1}{2}$	12	110
110	$\frac{1}{2}$	6	220
220	$\frac{1}{2}$	3	440
500	$\frac{3}{4}$	2	660
660	1	2	660
1000	$\frac{3}{4}$	1	1320
1320	1	1	1320

Ces deux bandes utilisées indépendamment ou simultanément offrent une flexibilité supplémentaire sur le fonctionnement du système. De plus, la bande UNII[14], très occupée, est ainsi évitée.

L'étalement est effectué par l'utilisation d'un code ternaire. Les impulsions sont émises à un rythme régulier voisin de 1.32 GHz et pondérées à chaque chip par un élément du code égal à -1, 0 ou 1.

Au cours du processus de sélection au standard IEEE, la solution a évolué vers plus de simplicité. Le récepteur associé à la modulation M-BOK [15] étant pressenti trop complexe à mettre en oeuvre, la modulation adoptée est la BPSK [16]. Les codes ternaires utilisés sont de longueur comprise entre 1 et 24. Associés à un codage convolutif de rendement $\frac{1}{2}$ ou $\frac{3}{4}$, les débits accessibles sont compris entre 28 et 1320 Mbit/s Tab. I.2.

[14]La bande UNII (Unlicensed National Information Infrastructure) située entre 5 et 6 GHz est occupée notamment par les réseaux WLAN 802.11a

[15]M-ary Binary Orthogonal Keying

[16]Binary Phase Shift Keying

I.5.2. Les approches multi-bandes [8, 9]

I.5.2.1 Les solutions multi-bandes impulsionnelles

Pour éviter les interférences inter-symboles, l'approche multi-bandes impulsionnelle adopte une période de répétition des impulsions, sur chaque sous-bande, supérieure à l'étalement du canal. Pour atteindre des débits importants, la solution repose sur une utilisation séquentielle des sous-bandes par l'intermédiaire d'un saut de fréquence . Cette division en sous-bandes de largeur proche de 500 MHz permet également une meilleure maîtrise de l'occupation spectrale du signal émis pour satisfaire aux contraintes de la réglementation et éviter les fréquences occupées par la bande UNII.

I.5.2.2 La solution multi-bandes OFDM

Au cours du processus de sélection pour le standard IEEE 802.15.3a, les partenaires soutenant les solutions multi-bandes impulsionnelles ont rapidement rejoint la proposition de Texas Instrument qui repose sur une modulation OFDM classique étendue à une bande de 528 MHz. Cette solution a ensuite été soutenue par l'alliance MBOA regroupant la majorité des acteurs mondiaux de l'électronique.

Finalement, les deux approches multi-bandes impulsionnelle et OFDM proposent une division du spectre en sous-bandes pour pouvoir émettre avec une période de répétition supérieure à l'étalement du canal tout en conservant des débits de transmission importants.

Dans le cas des solutions multi-bandes implusionnelles, les signaux émis sont des impulsions qui occupent environ 500 MHz sur chaque sous-bande. Cette largeur de bande permet de limiter les évanouissements ou fading causés par les trajets multiples. En revanche, le traitement séquentiel en réception ne permet pas de tirer profit de l'énergie disponible.

A l'inverse, la solution OFDM est entièrement parallèle et toute l'énergie disponible est récupérée. Toutefois, la parallélisation concerne les 128 porteuses modulées en QPSK, espacées de $\Delta f = 1/T_n = 4.125$ MHz et qui sont chacune un système bande étroite occupant une bande égale à $1/T_s = 3.3$ MHz. Comme tous les systémes bande étroite classiques, sur un canal multi-trajets, la solution OFDM proposée subit un fading de Rayleigh limitant les performances du système.

I.6. La modulation de position de l'impulsion (Pulse Position Modulation PPM) :[10]

Elle consiste à moduler l'information par un décalage temporel noté δ correspondant aux deux états de la modulation binaire, et nδ de la modulation M-aire où $n=\log_2 M$. Le principe est illustré dans la figure I.4.

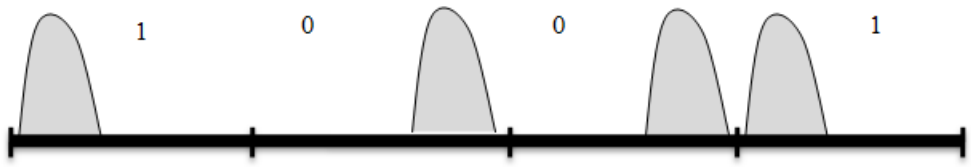


Figure. I.4: Modulation PPM(binaire)

I.7. Conclusion

La tendance actuelle des propositions au standard IEEE 802.15.4a concernant les communications bas débits est de privilégier les approches non-cohérentes simples. Mais les portées envisagées et l'accès multi-utilisateurs étendu de ces applications requièrent l'émission de plusieurs impulsions par symbole. Au niveau du récepteur, la recombinaison de ces impulsions en démodulation non-cohérente est sous-optimale par rapport à une démodulation cohérente.

A l'inverse, les solutions proposées pour le standard hauts débits IEEE 802.15.3a sont toutes basées sur des systèmes synchrones et une démodulation cohérente du signal reçu. La mise en oeuvre de ces systèmes dans le contexte de la technique UWB pose un grand nombre de difficultés .

Par ailleurs, la division en sous-bandes des solutions multi-bandes impulsionnelles et OFDM permet naturellement de compenser l'étalement du canal. Mais la première de ces deux solutions est basée sur un traitement séquentiel des sous-bandes et ne bénéficie donc pas de l'énergie disponible en réception. A l'inverse, l'émission et la réception des porteuses OFDM sont entièrement parallèles mais n'exploitent pas la largeur de bande offerte par la technique UWB.

Toute fois, une technique simple basée sur l'emploi d'une modulation PPM est également considérée en pratique . la version M-aire de la modulaion PPM est envisagée dans notre travail au chapitre 3 , pour un canal UWB précisé au chapitre 2 .

CHAPITRE II:

Etat de la réglementation UWB

Et Spécificités du canal UWB

II.1 Introduction

A l'introduction de chaque nouveau système de radiocommunication, les organismes de réglementation interviennent pour contrôler l'usage de la précieuse ressource spectrale ; le but étant d'assurer la coexistence de tous les utilisateurs du spectre électromagnétique. Ce dernier est saturé et les nouvelles technologies sont contraintes d'utiliser des bandes de fréquence les plus étroites possible et centrées sur des fréquences de plus en plus hautes. Dans ce contexte, une des solutions envisagées pour les applications multimédias nécessitant de très hauts débits de transmission en milieu indoor est de libérer une bande de fréquence centrée sur 60 GHz. Ces très hautes fréquences posent de grandes difficultés de réalisation matérielle à bas coût. De ce point de vue, l'UWB, fonctionnant sur des fréquences inférieures à 10 GHz, permet d'envisager des solutions technologiques alternatives intéressantes.

Tous les appareils électriques émettent des rayonnements parasites qui sont souvent de type impulsionnel. Ces émissions non-intentionnelles sont réglementées afin de limiter leur impact sur le niveau de bruit radioélectrique ambiant et sur les performances des systèmes de radiocommunication.

Le canal est le milieu dans lequel le signal se propage de l'émetteur au récepteur. Une bonne compréhension des phénomènes de propagation permettant d'établir des modèles de canaux adaptés aux contraintes de l'UWB, sont nécessaires avant la mise en place d'un système de communication UWB.

Pour les systèmes bande étroite, plusieurs théories et techniques de mesures existent pour caractériser le canal multi-trajets. Mais le canal UWB est plus riche que le canal bande étroite et les théories mises en place jusqu'à présent ne s'appliquent pas directement au cas de l'UWB. En effet, la richesse du canal est liée à la capacité du récepteur à distinguer les trajets du canal. Cette capacité est améliorée avec un temps de résolution court et celui-ci est inversement proportionnel à la bande du système.



Fig. II.1 – Schéma bloc de la transmission

Les paramètres fondamentaux à inclure dans le modèle étaient la perte de trajectoire et les trajets multiples divers environnements (bureaux et résidences, ainsi que LOS et NLOS(en

visibilié directe ou non respectivment) en fonction de la distance). Les aspects des trajets multiples tels que la propagation du retard, les profils de d'atténuation, le nombre de trajets et seuils associés ont présenté le plus de défis. Différents modèles ont été présentés en fonction des efforts considérables de collecte de données et une évaluation de la meilleure adéquation compte tenu des objectifs pour établir des critères de comparaison. Cet effort axé sur les données a aidé à établir les paramètres clés de ce modèle.

II.2. Etat de la réglementation UWB dans le monde [11, 12, 13]

II.2.1. La réglementation aux Etats-Unis

Aux Etats-Unis, la FCC (Federal Communications Commission) est l'organisme de réglementation du spectre pour les usages commerciaux, privés, amateurs, étatiques et pour la sécurité publique locale. Il fonctionne en accord avec la NTIA (National Telecommunications and Information Administration) qui supervise l'usage du spectre pour le gouvernement fédéral. La partie 15 des textes de la FCC limite la puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) des émissions non-intentionnelles à −41.3 dBm/MHz, ce qui correspond à une mesure de champ électromagnétique de 500 μV/m dans toute bande de 1 MHz, à 3 mètres de l'antenne d'émission.

En février 2002, la FCC publie le rapport First Report and Order qui réglemente les émissions UWB. A partir de cette date, l'émission de signaux UWB pour les communications est autorisée sans licence pour des applications indoor et pour des liaisons mobiles point à point en outdoor.

Les appareils indoor doivent être conçus pour ne fonctionner qu'en milieu indoor. Pour respecter cette contrainte, les terminaux sont par exemple tributaires d'un relais fixe branché sur secteur. Les systèmes UWB ne doivent pas être dirigés intentionnellement vers l'extérieur. Ceci interdit notamment l'usage de l'UWB pour la détection des personnes s'approchant d'un bâtiment.

Les systèmes UWB outdoor autorisés sont les appareils portables ne reposant pas sur une infrastructure fixe.

La puissance de ces signaux est limitée par les masques d'émission représentés aux figures II.2 et II.3. Etant donnés ces masques, l'émission des signaux UWB est limitée en pratique à la bande allant de 3.1 à 10.6 GHz. Les bandes utilisées par les téléphones cellulaires GSM ou UMTS et par les systèmes GPS sont ainsi théoriquement à l'abri des interférences UWB.

Entre 3.1 et 10.6 GHz, la puissance moyenne des signaux UWB est soumise aux limites de la partie 15 de la FCC. Dans toute bande de 1 MHz comprise entre 3.1 et 10.6 GHz, la puissance moyennée sur une durée inférieure à 1 ms ne doit pas excéder −41.3 dBm ou 75 nW.

Enfin, dans le cadre des applications de communication, l'émission de signaux UWB doit être dédiée uniquement à la transmission d'informations vers un récepteur associé. Une réponse du récepteur est nécessaire pour assurer que celui-ci est en portée de l'émetteur.

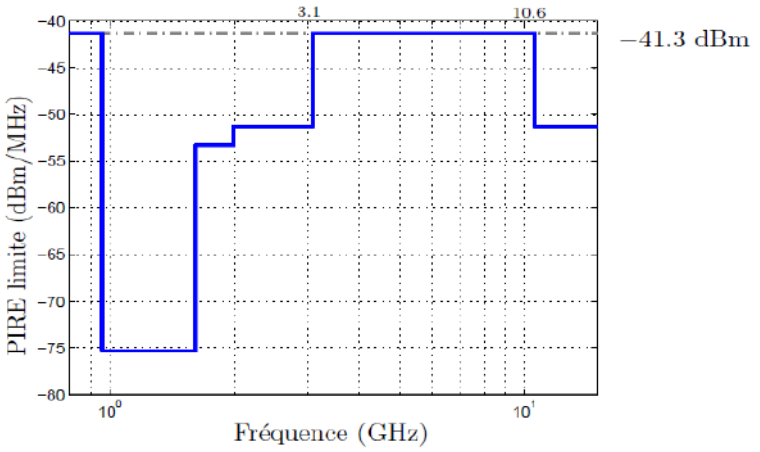


Fig. II.2 – Masque FCC pour l'émission des signaux UWB en indoor

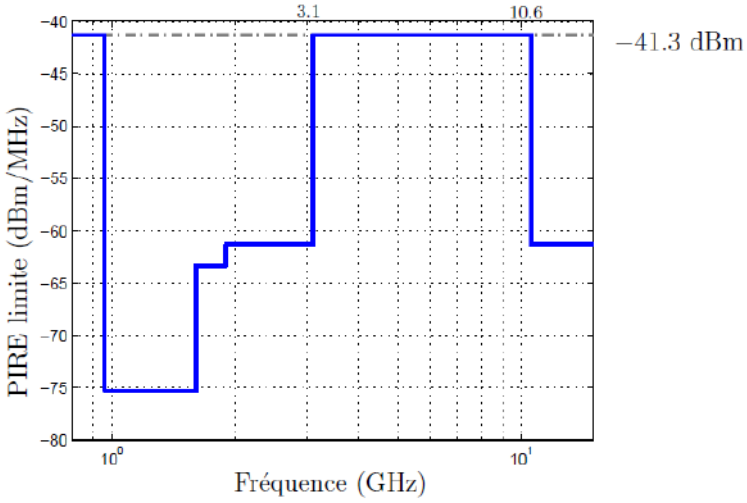


Fig. II.3 – Masque FCC pour l'émission des signaux UWB en outdoor.

Les autres applications de l'UWB sont constituées des systèmes d'imagerie. Le premier d'entre eux est le GPR (Ground Penetrating Radar) qui permet d'obtenir des images d'objets enfouis dans le sol ; le système GPR étant obligatoirement dirigé vers le sol. Le second système concerne le sondage de l'intérieur d'une paroi permettant d'y localiser des objets.

Enfin, le système d'imagerie à travers les parois permet de visualiser les objets dans une autre piéce. Les équipes de sécurité publique et de sauvetage peuvent bénéficier de ces systèmes, les deux premiers étant aussi exploitables par des compagnies minières et des entreprises de construction. La réglementation FCC prévoit également des applications d'imagerie médicale utilisant la bande entre 3.1 et 10.6 GHz.

II.2.2. La réglementation en Asie

A Singapour, en février 2002, le groupe IDA (Infocomm Development Authority) a nautorisé l'émission de signaux UWB pour une période expérimentale de 2 ans. Ces émissions sont soumises au respect d'un masque plus favorable que celui de la FCC Fig. II.4 mais sont limitées à la zone géographique UFZ (UWB Friendly Zone) située au coeur du pôle de recherche et développement à Singapour. Cette action a pour but d'étudier la coexistence des systèmes UWB avec les applications existantes et d'utiliser ces expérimentations pour la réglementation ultérieure autorisant le déploiement de l'UWB à des fins commerciales. La période expérimentale permet également de promouvoir la recherche dans le domaine et de se positionner sur un marchè asiatique très important.

Au Japon, en août 2005, le ministère de l'intérieur et de la communication (MIC) en charge de la réglementation des télécommunications a autorisé l'émission de signaux UWB sans licence. Dans un premier temps, cette autorisation concerne les bandes 3.4 − 4.8 GHz et 7.25 − 10.25 GHz avec les mêmes contraintes en puissance que la FCC (−41.3 dBm/MHz). Toutefois, pour assurer la coexistence de l'UWB avec les systèmes existants et les services de communication futurs tels que WiMax et la 4G, l'usage de la bande inférieure entre 3.4 et 4.8 GHz nécessite la mise en place de techniques de détection et d'évitement des signaux présents sur cette bande.

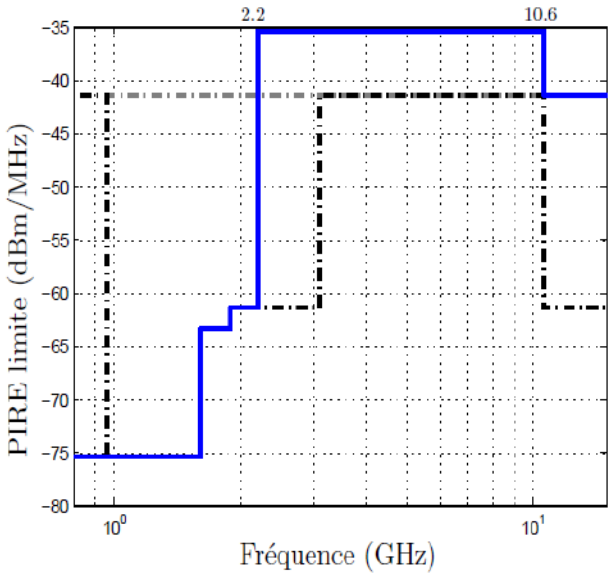


Fig. II.4 – Masque d'émission des signaux UWB dans l'UZF à Singapour, superposé au masque de la FCC outdoor.

II.2.3. La réglementation en Europe

En Europe, l'ERO (European Radiocommunications Office) a pour but de faciliter les échanges entre l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) et la CEPT (Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications). L'ETSI est chargé de la normalisation et de la compatibilité électromagnétique des systèmes de radiocommunication. La CEPT prend les décisions finales concernant la réglementation du spectre.

Dans un premier temps, l'ETSI propose d'adapter le masque en escaliers de la FCC en un masque dont les transitions sont progressives (Fig. II.5). Ce type de masque permet de mieux protéger les systèmes fonctionnant sur des fréquences inférieures à 3.1 GHz ou supérieures à 10.6 GHz, sans réduire les performances du système UWB entre 3.1 et 10.6 GHz. Dans cette bande, la limite en puissance pour les systèmes indoor est la même que celle de la FCC. En revanche, pour les systèmes outdoor, l'ETSI préconise une limite plus stricte avec une marge de 20 dB supplémentaire par rapport à la limite FCC, soit −61.3 dBm/MHz.

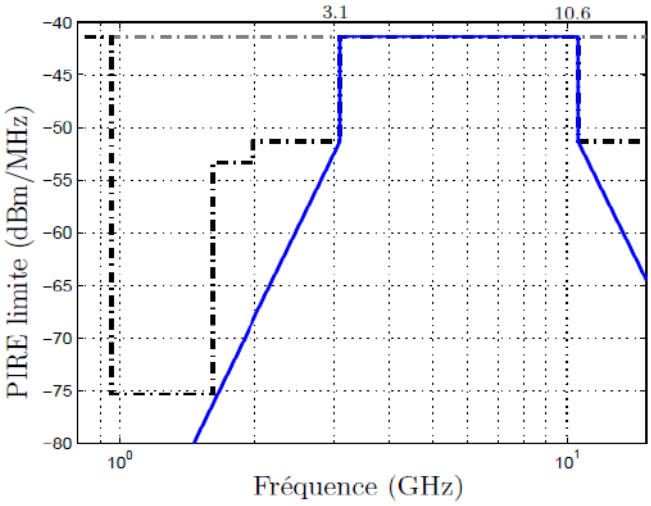


Fig. II.5 – Masque proposé par l'ETSI pour l'émission des signaux UWB indoor, superposé au masque FCC indoor.

II.3. Généralités sur le canal UWB

II.3.1. Les principes physiques de la propagation

Le canal du schéma bloc de la Fig. II.1 représente le milieu de propagation du signal incluant les antennes d'émission et de réception. Pour caractériser le canal, la première étape consiste à évaluer pour une impulsion émise x(t) donnée, l'énergie et la forme d'onde du signal reçu y(t).

Considérons dans un premier temps la propagation du signal dans un canal sans obstacles, en espace libre. Le front d'onde du signal se propage en espace libre sous la forme d'une sphère de rayon d. Au delà de la zone de champ proche, l'énergie totale de la sphère est constante quel que soit d et uniformément répartie sur la surface égale à $4\pi d^2$. La densité d'énergie, ou l'énergie récupérable en un point de la sphère, décroît proportionnellement à $1/4\pi d^2$.

Dans un environnement typique d'un canal indoor, les conditions de propagation en espace libre ne sont pas vérifiées. Le signal reçu y(t) est le résultat des nombreuses interactions entre le signal émis et les obstacles du canal. Le signal propagé est un champ électromagnétique dont il est théoriquement possible de prévoir l'évolution grâce aux équations de Maxwell.

Il est préférable d'avoir recours à une méthode de modélisation plus simple qui offre une précision moindre mais suffisante pour la caractérisation du canal. Dans ce but, la propagation

du signal électromagnétique à hautes fréquences (entre 3 et 10 GHz) est assimilée à la propagation d'un signal optique. L'optique géométrique suppose que l'énergie du signal se propage à travers une infinité de rayons aux directions orthogonales au front d'onde. Ce modèle en rayons permet de représenter le signal reçu comme la somme des signaux issus des trajets (ou rayons) principaux liant l'émetteur et le récepteur.

II.3.2. Le modèle d'entrée-sortie du canal

Les effets du canal sont modélisés par un système linéaire. Dans le cas stationnaire, le canal peut être représenté par sa réponse impulsionnelle invariante en temps. Le signal reçu est le résultat du produit de convolution entre l'impulsion émise x(t) et la réponse impulsionnelle du canal h(t) :

$$Y(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t-\tau)d\tau \qquad . \ . \ . \ (2.1)$$

Le signal transmis à travers le canal est à bande limitée ; son spectre (observé uniquement sur les fréquences positives) est contenu dans l'intervalle [$f_c - \frac{B}{2}$, [$f_c + \frac{B}{2}$] où f_c est la fréquence centrale du signal et B sa bande.

En communication numérique, les traitements effectués sur le signal, au niveau de l'émetteur et du récepteur, sont fréquemment effectués en bande de base, i.e. sur le, signal ramené sur la bande [$-\frac{B}{2}$, $\frac{B}{2}$] .

Soient $x_e(t)$ et $y_e(t)$ les représentations équivalentes en bande de base des signaux respectivement émis et reçus. Ces signaux vérifient :

$$y_e(t) = x_e(t) * h_e(t) \qquad . \ . \ . \ (2.2)$$

où $h_e(t)$ est la réponse impulsionnelle (complexe) équivalente en bande de base du canal. Dans le domaine fréquentiel :

$$Y_e(f) = X_e(f)H_e(f) \qquad . \ . \ . \ (2.3)$$

Où $H_e(f)$ est la transformée de Fourier de $h_e(t)$ vérifiant : $H_e(f) = H(f + f_c)$

On dispose donc pour le modèle en rayons des expressions de la réponse impulsionnelle (sur porteuse ou en équivalent bande de base) nécessaires pour étudier les performances des systèmes UWB.

II.4. Modélisation du canal UWB [14]

II.4.1. La modélisation déterministe

Le modèle en rayons multi-trajets, issu de l'optique géométrique, peut être simulé par la technique du tracé de rayons(2) ou ray tracing.
Cette technique permet d'accéder directement à la réponse impulsionnelle multitrajets du canal, sans discrétisation de l'échelle temporelle . Les amplitudes α_k sont calculées à partir des pertes de trajet en espace libre, des atténuations et changements de signe apportés par les interactions subies pour chaque rayon k. La détermination des retards τ_k est effectuée à partir de la distance géométrique du rayon et de la vitesse de propagation dans les milieux traversés. Les filtres de déformation sont définis soit dans le domaine fréquentiel, soit dans le domaine temporel sous forme d'une somme de Dirac .

Cependant, la simulation d'un canal nécessite de disposer d'une parfaite modélisation de la géométrie du milieu, en tenant compte des moindres obstacles et réflecteurs et de connaître les caractéristiques électromagnétiques des matériaux rencontrés. Pour la bande UWB considérée, le signal électromagnétique contient des composantes spectrales allant jusqu'à environ f = 10 GHz. A cette fréquence, correspond une longueur d'onde λ = c/f (c = 3.10^8 $m.s^{-1}$) de 3 cm. Idéalement, la modélisation du milieu doit donc être effectuée avec une précision de l'ordre du centimètre. Mais en pratique, un compromis est à trouver entre la précision des résultats et le temps de simulation. La simulation par ray tracing ne permet pas d'accéder à toute la richesse du canal UWB. Cependant, la possibilité de déployer l'outil sur un vaste type d'environnements sans limites matérielles rend pertinent l'usage de la simulation pour caractériser le canal. De plus, la possibilité d'identifier chaque trajet contribuant au signal reçu permet de comprendre les phénomènes entrant en jeu lors de la propagation d'une impulsion et ainsi d'améliorer la compréhension du canal. Ces informations seront d'autant plus bénéfiques lorsque la diversité spatiale appliquée aux systèmes UWB sera exploitée (extension vers des systèmes multi-antennes MIMO(3), formation de faisceaux ou beamforming,. .).

(2)Afin de prendre en compte la diffraction des rayons sur les arêtes des obstacles, le ray tracing est associé à la GTD (Geometrical Theory of Diffraction) et son extension, l'UTD (Uniform GTD)

(3)Multiple Input Multiple Output

II.4.2. La modélisation statistique

La modélisation déterministe permet d'obtenir une estimation de la réponse impulsionnelle pour un canal donné. Celle-ci permet de prédire la zone de couverture d'un système de communication. De plus la connaissance des conditions de propagation permet au système d'atteindre ses performances optimales pour cet environnement spécifique. Mais les systèmes de communication mis en place doivent satisfaire des performances dans un large ensemble d'environnements. Il est donc exclu de dimensionner un système pour qu'il s'adapte à une réponse impulsionnelle précise.

On a donc besoin d'un modèle de canal caractéristique de l'ensemble des configurations pour lesquelles le système étudié doit fonctionner.

Un exemple de ce type de modèle est celui du canal en espace libre (un seul trajet) avec un bruit thermique additif décrit par un modèle probabiliste gaussien. Sur la base de ce modèle, les performances de nombreux systèmes sont étudiées et comparées.

Sur le même principe, on souhaite mettre en place un modèle statistique de canal multi-trajets. On ne cherche donc plus à identifier les valeurs des ensembles $\{\alpha_k\}$ et $\{\tau_k\}$ mais à déterminer leur statistique pour un type d'environnement donné. Les environnements concernés par les applications UWB sont essentiellement indoor, dans des contextes résidentiel, de bureaux d'entreprise, industriel, etc. Chaque type d'environnement est caractérisé par une organisation de l'espace spécifique et des matériaux de construction dominants. Par exemple, un milieu industriel se distingue par de grands volumes aménagés d'objets métalliques de taille importante. Ces caractéristiques sont à l'origine d'une forte densité de trajets et d'une durée d'étalement longue. Les spécificités des environnements sont à l'origine des statistiques différentes sur la répartition des ensembles $\{\alpha_k\}$ et $\{\tau_k\}$.
La mesure ou la simulation d'un grand nombre de canaux (caractéristiques du type d'environnement à modéliser) sont nécessaires pour identifier ces statistiques.

Généralement, les modèles statistiques de canaux distinguent deux catégories d'effets.
Les effets à grande échelle sont responsables des variations du canal sur des distances importantes. Ils sont caractérisés par les atténuations moyennes globales du canal en fonction de la distance qui sépare l'émetteur et le récepteur. Ces effets sont modélisés par les pertes de trajet.

Les effets à petite échelle font référence aux variations d'amplitude et de retard des trajets sur des distances courtes, de quelques dizaines de centimètres en UWB.

Dans un premier temps, l'étude des effets à petite échelle permet de construire le module carré des réponses impulsionnelles $|h(t)|^2$ ou power delay profile. Celui-ci permet d'extraire les caractéristiques principales du canal multi-trajets :

– le retard moyen des trajets est donné par le mean excess delay et est égal au premier moment du power delay profile :

$$\tau_m = \frac{\sum_k \alpha_k^2 \tau_k}{\sum_k \alpha_k^2} \quad \ldots \ (2.4)$$

– la dispersion des retards est donnée par le root mean square (RMS) delay spread qui est la racine carré du moment centré d'ordre deux du power delay profile :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_k \alpha_k^2 (\tau_k - \tau_m)^2}{\sum_k \alpha_k^2}} \quad \ldots \ (2.5)$$

– le nombre de trajets significatifs N_{xdB} est le nombre de trajets dont l'amplitude est supérieure à un seuil déterminé par rapport `a la puissance du trajet dominant.

Ensuite, pour déterminer la statistique du canal, un modèle est adopté puis les paramètres de ce modèle sont dimensionnés.

Le modèle statistique regroupe l'ensemble des lois de variation des amplitudes et retards de la réponse impulsionnelle. Il est le plus souvent choisi parmi un ensemble de modèles couramment rencontrés dans la modélisation statistique du canal. Plus le nombre de degrés de liberté du modèle est grand, meilleure est l'adéquation entre le modèle et les mesures. Mais la complexité du modèle croît également avec le nombre de degrés de liberté. Le but du modèle est de faire état des observations avec un minimum de paramètres sans ajouter de contraintes suppléementaires. Par exemple, il est montré par le principe du maximum d'entropie que si seule l'énergie moyenne est connue, alors la loi de variation des amplitudes respectant cette unique contrainte est la loi gaussienne. Le principe du maximum d'entropie est délicat à mettre en oeuvre lorsque l'information a priori est plus complexe. Les lois de variations sont en pratique choisies de manière empirique à l'aide de tests d'hypothèses. Souvent, une justification physique peut être apportée a posteriori.

Les paramètres du modèle sont les paramètres des lois de variation. Leur nombre détermine le nombre de degrés de liberté du modèle. Leur valeur est fixée de telle sorte que les réalisations

de canaux à partir du modèle proposé présentent des caract éristiques τ_m, τ_{RMS}, N_{xdB} les plus proches possible de celles des réponses de canaux issues des mesures.

II.5. Caractéristiques souhaitées du modèle de canal

Le but du modèle de canal est de représenter à la fois la perte de chemin et les caractéristiques de trajets multiples des environnements «typiques» où les périphériques IEEE 802.15.3a sont censés fonctionner. Le modèle devrait être relativement simple à utiliser pour permettre aux proposants PHY d'utiliser correctement le modèle, et en temps opportun, évaluer la performance de leur PHY dans des environnements opérationnels «typiques». En outre, il doit refléter les mesures de canal réelles. Comme il peut être difficile pour un seul modèle de refléter tous les environnements de canaux possibles et caractéristiques, le groupe a choisi d'essayer de faire correspondre les caractéristiques primaires suivantes du canal multi-trajets:

- étalement RMS de retard
- Profil de décroissance de puissance
- Nombre de composants multi-trajets (défini comme le nombre d'arrivées de trajets multiples qui sont à 10 dB du pic de l'arrivée par trajets multiples).

Notez que les canaux réels résultant du modèle peuvent avoir plusieurs chemins qui sont très inférieurs de 10 dB du pic, tandis que la caractéristique ci-dessus était simplement utilisée pour comparer les résultats de mesure.

II.6. Modèle de canal UWB [15]

Les contribution au modèle de canal [16-25] ont été prises en compte par le sous-comité

II.6.1. Modèle de perte de trajet

Le but principal de ce modèle de perte de trajet est de comparer différentes propositions de couche physique aux distances pratiques des cibles et pour assurer une performance adéquate de la norme finale. Ce peut être fait en adoptant simplement le modèle de perte de trajet dans l'espace libre en plus des pertes de canaux supplémentaires,comme les perte d'implémentation, distorsion de forme d'onde, capture imparfaite d'énergie par multi trajets, etc. Le tableau ci-dessous identifie les paramètres nécessaires du proposant et comment ces paramètres pourraient être utilisés pour calculer la liaison finale. Ce modèle est basé sur les

calculs de perte de trajet à bande étroite (connus sous le nom de formule de transmission de Friis).

Le tableau Tab. II.1 liste les paramètres et les équations qui devraient être utilisés par les proposants pour démontrer la capacité de la PHY à faire rapprocher la liaison aux débits et fonctionnement souhaité de la cible selon la norme. Les paramètres sélectionnés dans le tableau 1 sont à fixer par l'utilisateur, tandis que tous les autres paramètres sont compatibles avec toutes les propositions pour faciliter les comparaisons.

Tab. II.1. Tableau d'analyse du budget de liaison

Paramètre	Valeur	valeur
Débit	>110 Mbps	>200 Mbps
Puissance moyenne T_X	dBm	dBm
Gain d'antenne T_X	0 dBi	0 dBi
Fréquence centrale	Hz	Hz
Perte de trajet	dB	dB
Perte de trajet	20 dB à d=10 mètres	12 dB à d=4 mètres
Gain d'antenne R_X	0 dBi	0 dBi
Puissance R_X	dBm	dBm
Bande de bruit	Hz	Hz
Puisance de bruit	dBm	dBm
Figure de bruit R_X	7 dB	7 dB
Puissance de bruit R_X	dBm	dBm
Gain de traitement	dB	dB
Minimum SNR	dB	dB
Marge de liaison	dB	dB
Niveau de sensibilité R_X	dBm	dBm

II.6.2. Modèle multi-trajets [26]

Sur la base de ce phénomène de regroupement observé dans plusieurs mesures de canaux, un Modèle de canal UWB dérivé du modèle Saleh-Valenuela est proposé avec quelques légères modifications. une distribution lognormale est recommandée plutôt qu'une distribution de Rayleigh pour le gain d'amplitude par multi trajets, puisque les observations montrent que la distribution lognormale semble mieux correspondre aux données de mesure. De plus, un évanouissement indépendant est supposé pour chaque cluster ainsi que por chaque rayon dans le cluster. Par conséquent, le modèle des multi trajets consiste à la réponse impulsionnelle temporelle discrète suivante:

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L} \sum_{k=0}^{K} \alpha_{k,l} \delta(t - T_1 - \tau_{k,l}) \quad \ldots \ (2.6)$$

où $\alpha_{k,l}$ est le coefficient de gain multi-trajets, T_l est le retard du lème cluster, et $\tau_{k,l}$ est le retard de la k^{ième} composante de multi trajets par rapport au l^{ème} temps d'arrivée du cluster (T_l). Enfin, le modèle proposé utilise les définitions suivantes:

T_l = le temps d'arrivée du premier trajet du l^{ième} groupe (cluster);
$\tau_{k,l}$ = le retard du k^{ème} dans le l^{ième} groupe par rapport au temps d'arrivée du premier trajet, T_l;
Λ = taux d'arrivée des groupes (clusters);
λ = taux d'arrivée des rayons, c'est-à-dire le taux d'arrivée de trajet(rayon) dans chaque groupe.

Par définition, nous avons $\tau_{0,l} = 0$. La distribution du temps d'arrivée du cluster du temps d'arrivée du rayon sont donnés par

$$p(T_l \backslash T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], \ l > 0 \quad \ldots \ (2.7)$$

$$p(\tau_{k,l} \backslash \tau_{(k-1),l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})], \ k > 0 \quad \ldots \ (2.8)$$

Les coefficients de canal sont définis comme suit:

$$\alpha_{k,l} = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l} \quad \ldots \ (2.9)$$

$$20\log10(\xi_l \beta_{k,l}) \infty \text{Normal}(\mu_{k,l}, \sigma_l^2 + \sigma_2^2), \text{ ou } |\xi_l \beta_{k,l}| = 10^{(\mu_{k,l} + n_1 + n_2)/20} \quad \ldots \ (2.10)$$

où $n_1 \infty \text{Normal}(0, \sigma_1^2)$ et $n_2 \infty \text{Normal}(0, \sigma_2^2$ sont indépendants et correspondent à l'éranouissement de chaque cluster et rayon, respectivement .

$$E\left[\left|\xi_l \beta_{k,l}\right|^2\right] = \Omega_0 e^{-T_1/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad \ldots (2.11)$$

où T_1 est l'excess en reatard de bin l, et Ω_0 est la puissance moyenne du 1er trajet du 1er cluster , et $p_{k,l}$ est equiprobable +/-1 dans le compte des inversions de signal du aux réflexions . est donné par :

$$\mu_{k,l} = \frac{10\ln(\Omega_0) - 10T_l/\Gamma - 10\tau_{k,l}/\gamma}{\ln(10)} - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)\ln(10)}{20} \quad \ldots (2.12)$$

Dans les équations ci-dessus, ξ_l reflète l'évanouissement associé au l^{ème} cluster, et $\beta_{k,l}$ correspond à l'évanouissement associée au k^{ième} rayon du l^{ième} cluster.

II.7. Réalisations à partir du modèle de canal [27, 28]

II.7.1. Caractéristiques de canal à modéliser

Comme indiqué ci-dessus, il existe 6 paramètres clés qui définissent le modèle:

Λ = débit d'arrivée du cluster.

λ = débit d'arrivée de rayon, ou bien débit d'arrivée du trajet dans chaque cluster .

Γ = facteur de décroissance du cluster .

γ = facteur de décroissance du rayon .

σ_1 = déviation standard du terme d'évanouissment logarithmique du cluster (dB).

σ_2 = déviation standard du terme d'évanouissment logarithmique du rayon (dB).

Ces paramètres sont trouvés en essayant d'adapter les caractéristiques importantes du canal. comme il est difficile d'adapter toutes les caractéristiques possibles de canal, les principales caractéristiques du canal qui sont utilisés pour dériver les paramètres du modèle ci-dessus ont les suivantes:

• retard excessif moyen
• étalement RMS de retard
• Nombre de composants multi-trajets (défini comme le nombre d'arrivée par multi-trajets qui sont à moins de 10 dB du pic d'arrivée par multi-trajets)
• Profil de décroissance puissance

Le tableau Tab. II.2 répertorie certains paramètres du modèle pour différentes caractéristiques du canal trouvées à partir des données de mesure.

Tab. II.2. Exemple de caractéristiques de canal multi-trajets et de paramètres de modèle correspondants.

Caractéristiques du canal	**CM 1[1]**	**CM2[2]**	**CM3[3]**
Retard excessif moyen (nsec) (τ_m)	5.05	10.38	14.18
Retard RMS (nsec) (τ_{rms})	5.28	8.03	14.18
NP_{10dB}			35
NP (85%)	24	36.1	61.54
Paramètres du modèle			
Λ (1/nsec)	0.0233	0.4	0.0667
λ (1/nsec)	3.5	1	3
Γ	7.1	5.2	14.00
γ	5	6.5067	8.5
σ_1 (dB)	3.3941	3.3941	3.3941
σ_2 (dB)	3.3941	3.3941	3.3941
Paramètres du modèle			
Retard excessif moyen (nsec) (τ_m)	5.5	9.2 ns	14.9
Retard RMS (nsec) (τ_{rms})	6	8	14
NP_{10dB}	14.9	22.0	31.7
NP (85%)	23.4	35.7	60.8

[1] Ce modèle est basé sur les mesures de canal LOS (0-4m).

[2] Ce modèle est basé sur les mesures de canal NLOS (0-4m).

[3] Ce modèle est basé sur les mesures de canal NLOS (4-10m) , et NLOS mesures.

II.7.2. Réalisations de canaux

a) CM 1

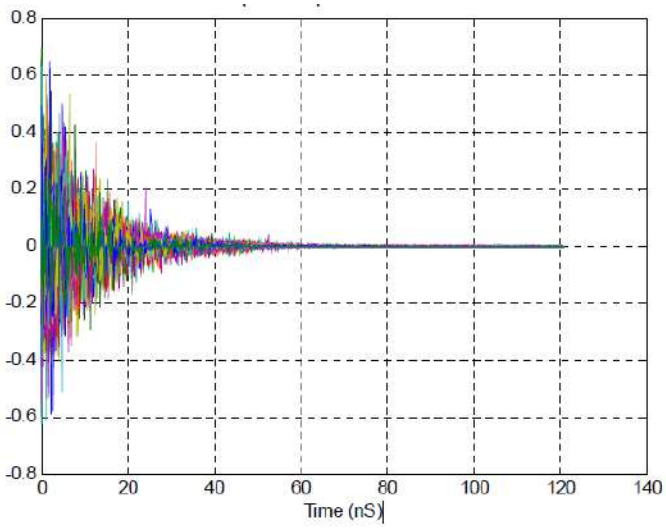


Fig. II.6 – réalisation de réponse impulsionnelle

b) CM 2

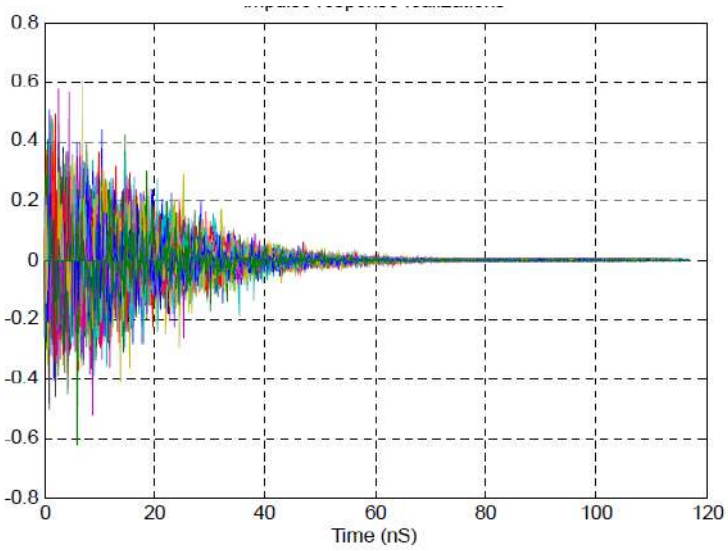


Fig. II.7 – réalisation de réponse impulsionnelle

c) CM 3

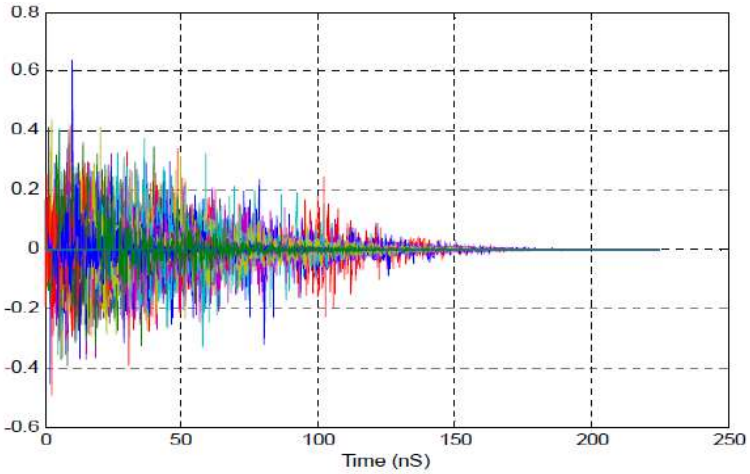


Fig. II.8 – réalisation de réponse impulsionnelle

II.7.3. Retard excessif des réalisation de canal

a) CM 1

retard d'excés moyen = 5.5 ns

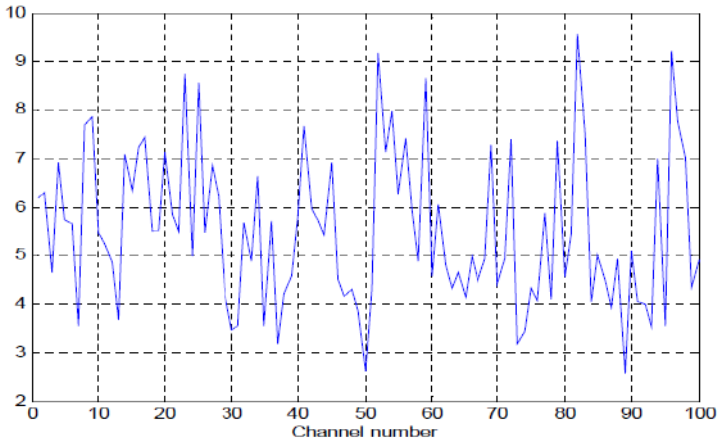


Fig. II.9 – retard excessif (ns)

b) CM 2

retard moyen d'excés = 9.2 ns

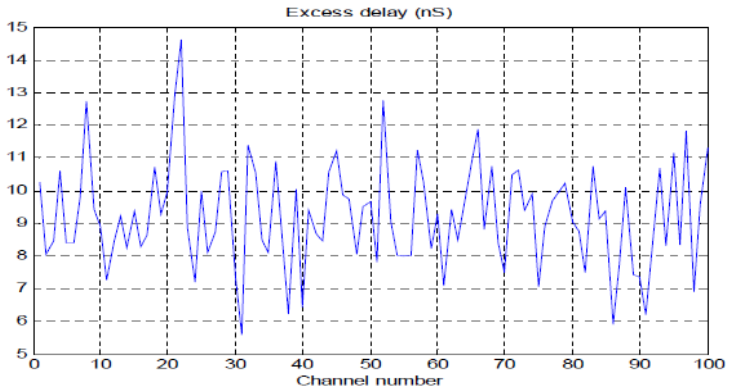


Fig. II.10 – retard moyen d'excés

c) CM 3

retard moyen d'excés = 14.9 ns

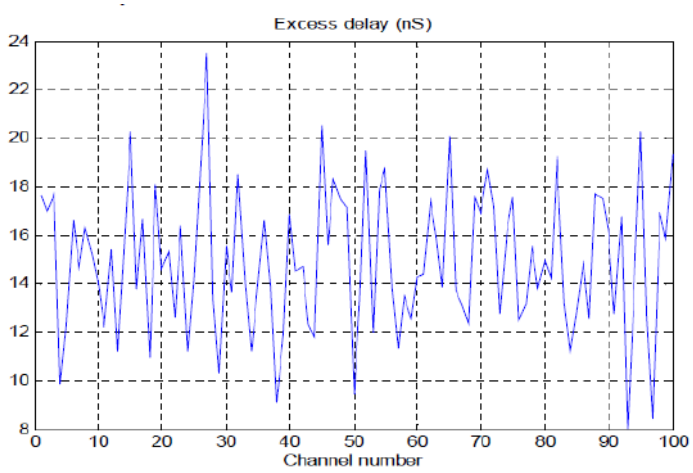


Fig. II.11 – retard moyen d'excés

II.7.4. Retard RMS des réalisation de canal

a) CM 1

retard RMS moyenne = 25 ns

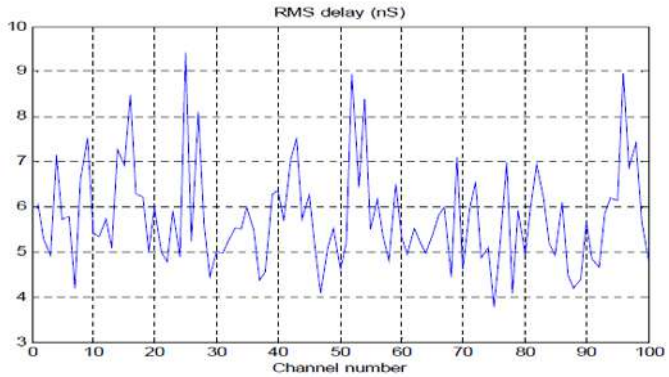


Fig. II.12 – retard RMS moyenne

b) CM 2

retard RMS moyenne = 8 ns

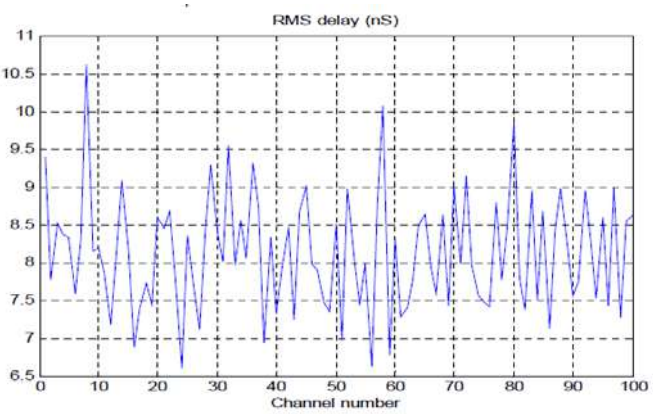


Fig. II.13 – retard RMS moyenne

b) CM 3

retard RMS moyenne = 14 ns

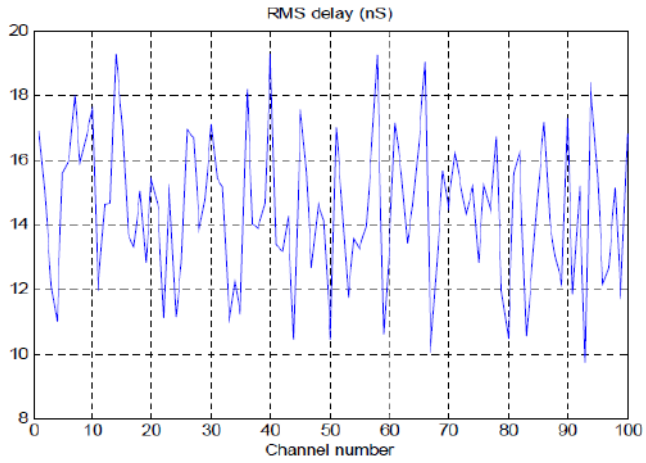


Fig. II.14 – retard RMS moyenne

II.7.5.Nombre de trajets significatifs des réalisations de canal

a) CM 1

Nombre moyen des trajets à 10 dB du trajet-pic = 43.8

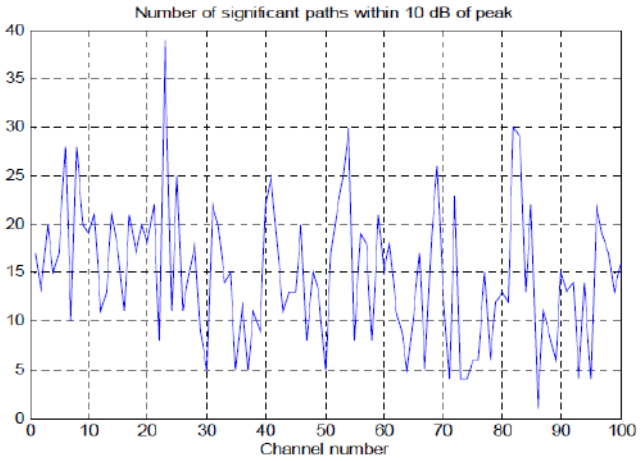


Fig. II.15 – Nombre moyenne des trajets à 10 dB du trajet-pic

Nombre moyen de trajets capturant 85% de l'énergie du canal = 115,5

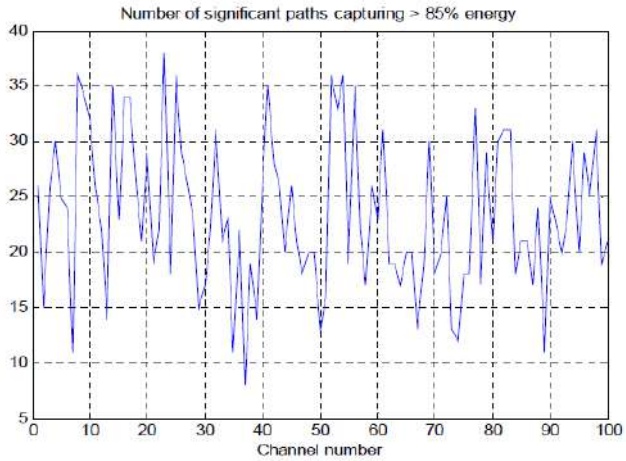


Fig. II.15 – Nombre moyen de trajets capturant 85% de l'énergie du canal

a) CM 2

Nombre moyen des trajets à 10 dB du trajet-pic = 22

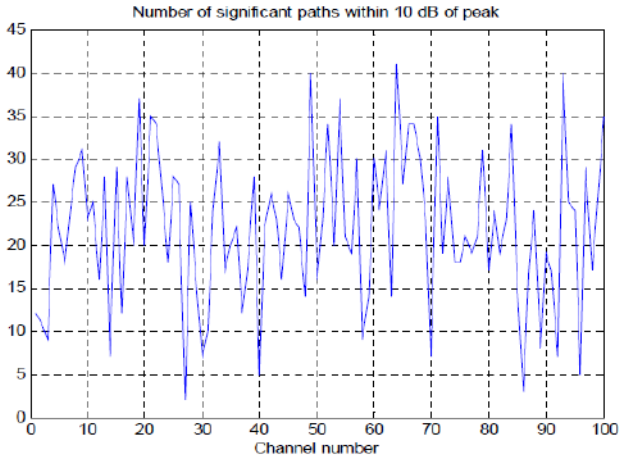


Fig. II.16 – Nombre moyenne des trajets à 10 dB du trajet-pic

Nombre moyen de trajets capturant 85% de l'énergie du canal = 35,7

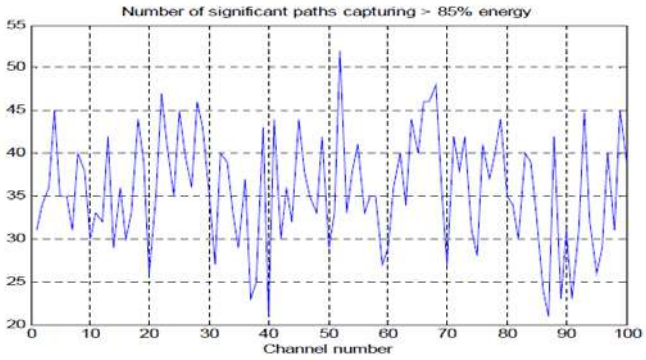


Fig. II.17 – Nombre moyen de trajets capturant 85% de l'énergie du canal

a) CM 3

Nombre moyen des trajets à 10 dB du trajet-pic = 31,7

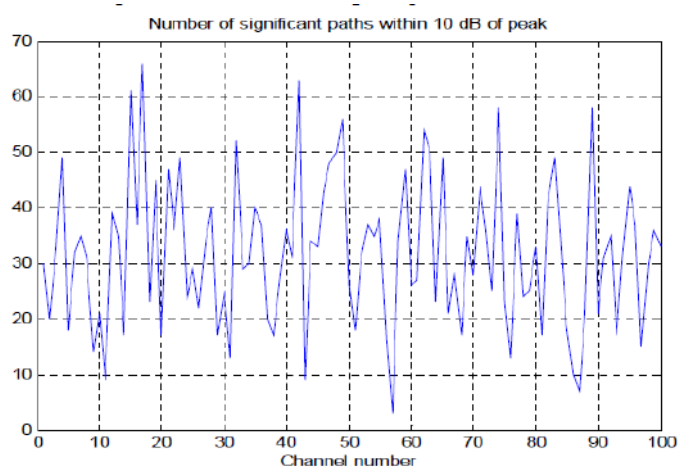


Fig. II.18 – Nombre moyenne des trajets à 10 dB du trajet-pic

Nombre moyen de trajets capturant 85% de l'énergie du canal = 60,8

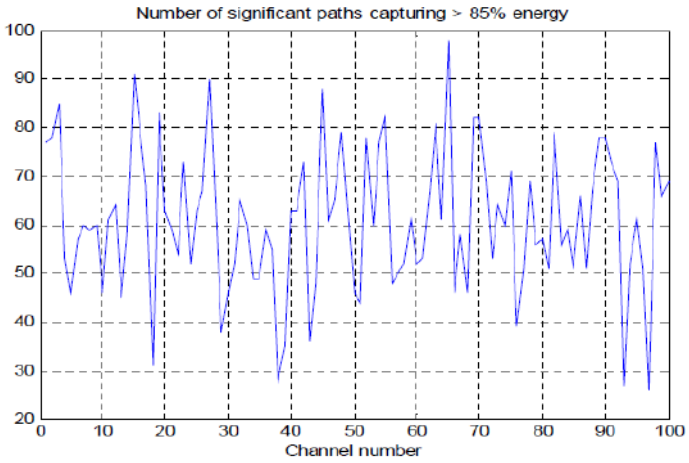


Fig. II.19 – Nombre moyen de trajets capturant 85% de l'énergie du canal

II.7.6. Profil moyen de décroissance de puissance des réalisations de canal

a) CM 1

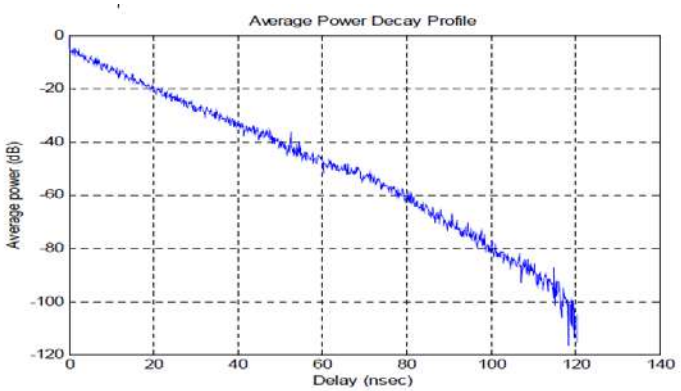


Fig. II.20 – profil moyen de décroissance de puissance

b) CM 2

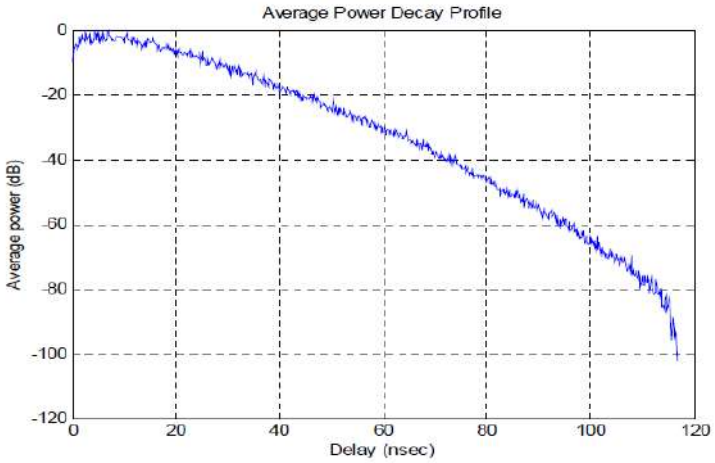


Fig. II.21 – profil moyen de décroissance de puissance

b) CM 3

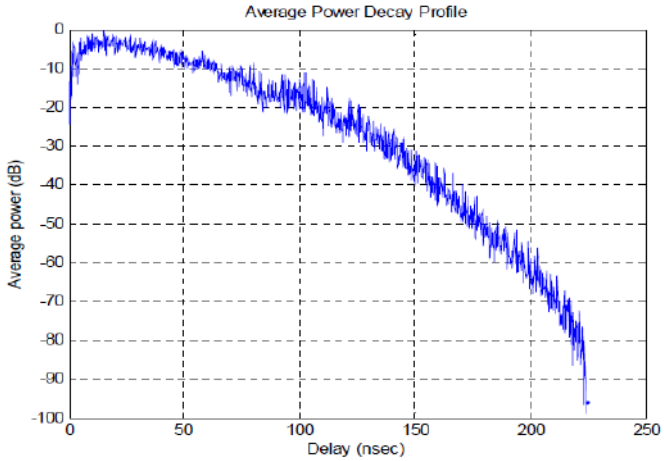


Fig. II.22 – profil moyen de décroissance de puissance

II.8. Conclusion

la technologie UWB est soumise à la réglementation dans chacun des pays concernés.

Les modèles de canaux fournissent des informations importantes sur les effets de la propagation du signal entre la génération du signal à émettre et sa réception pour la démodulation. Il est essentiel de tenir compte de ces informations lors de la mise en place du système de communication.

Chapitre III

Simulation du système UWB à modulation PPM

III.1. Introduction

Dans ce chapitre on commence par la présentation du simulateur SystemVue, Ensuite, nous allons expliquer en détails notre simulation du système transmetteur-récepteur UWB en utilisant la modulation PPM, avec la discussion de rôle et intérêt de chaque fonction du système.Nous allons aussi comparer entre les différents modèles du canal UWB (CM-1,CM-2 et CM-3).

III.2. Présentation du simulateur [29]

SystemVue 2006 fournit les moyens pour établir un modèle de simulation de système de type graphique. SystemVue 2006 utilise des blocs symboliques (modèles fonctionnels) pour représenter des processus de traitement et de mesure, et une base de temps pour représenter les caractéristiques d'échantillonnage de système. Des simulations de système complet ou de sous-système sont conçues dans la fenêtre de conception, où des blocs sont choisis parmi les diverses bibliothèques puis connectés entre eux.

La configuration des différents blocs se fait des boîtes de dialogue conviviales ou par entrée directe de valeurs dans les représentations graphiques d'icônes de circuit. L'utilisateur peut contrôler le temps de démarrage, le temps d'arrêt, le taux d'échantillonnage de système, les précisions temporelles et fréquentielle.

III.3.Système de communication UWB-PPM

Dans cette partie de simulation , nous allons exploiter la transmission UWB en utilisant la modulation PPM , premièrement avec la présence d'un canal AWGN puis avec la présence d'un canal UWB multi trajet.

III.3.1. Présence d'un canal AWGN

L'UWB a suscité un grand intérêt par le fait qu'elle permet d'atteindre de très grands débits de transmission. Cet intérêt s'appuie sur la formule de Shannon portant sur la capacité d'un canal de communication gaussien (AWGN) :

$$C = B \log_2(1+\frac{S}{N}) \qquad \ldots \quad (3.1)$$

Où C est la capacité du canal exprimée en bits/s, B est la largeur de bande du canal exprimée en Hertz (Hz) et S/N est le rapport signal sur bruit (SNR).

III.3.1.1. Transmission UWB sans codage de canal : fichier UWB_PPM_cAWGN1.svu

La partie d'émission UWB avec modulation PPM est donnée en figure III.1.

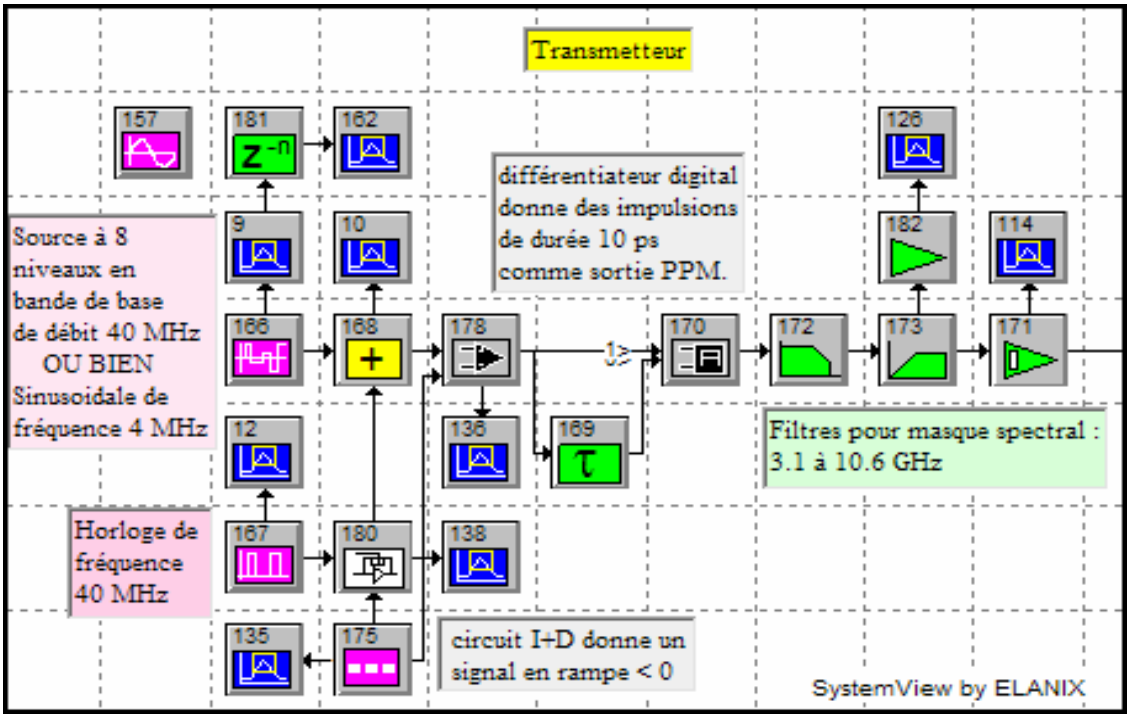


Fig. III.1 – Transmetteur UWB-PPM

Un signal composite en bande de base est formé d'une superposition du signal 8-aire de données de débit 40 Mbaud avec un signal en rampes négatives issues d'un circuit I+D, figure III.1.

Une horloge de transmission est calée sur une fréquence égale au débit d'information, soit 40 MHz. Elle contrôle le fonctionnement du circuit I+D, figure III.2. A chaque état haut d'horloge de transmission, le circuit I+D intègre une tension constante de 8V puis se remet à zéro aux états bas de l'horloge, figure III.3. Selon le circuit I+D de la figure III.2, un courant constant de charge du condensateur circule avec une intensité de 8mA. Au bout de chaque demi-cycle d'horloge de 12.5ns, des pics de rampes de $-8\text{mA} \times 12.5\text{ns} / 10\text{pF} = -10\text{V}$ sont donc atteints, figure III.3.

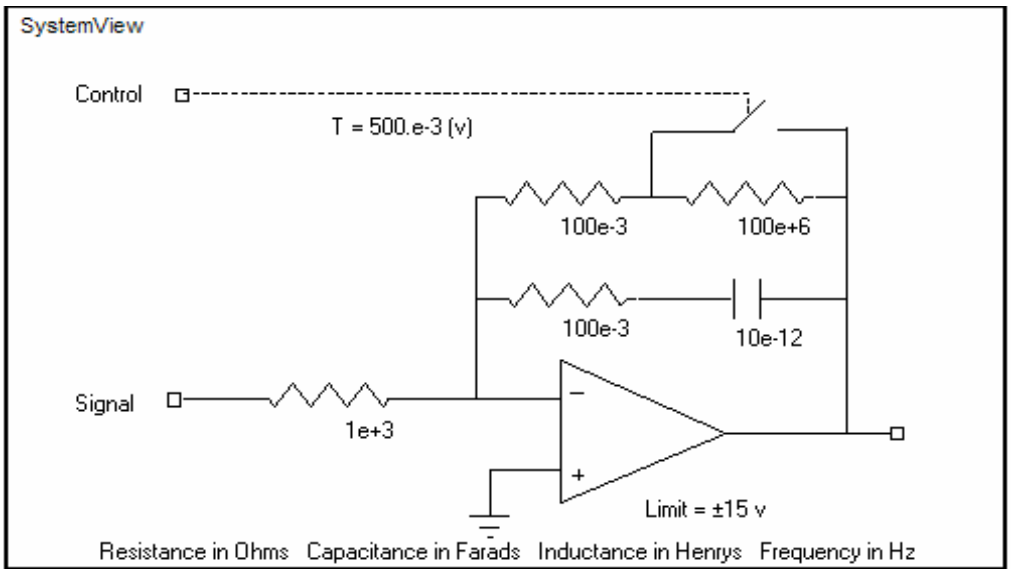


Fig. III.2 – circuit I+D

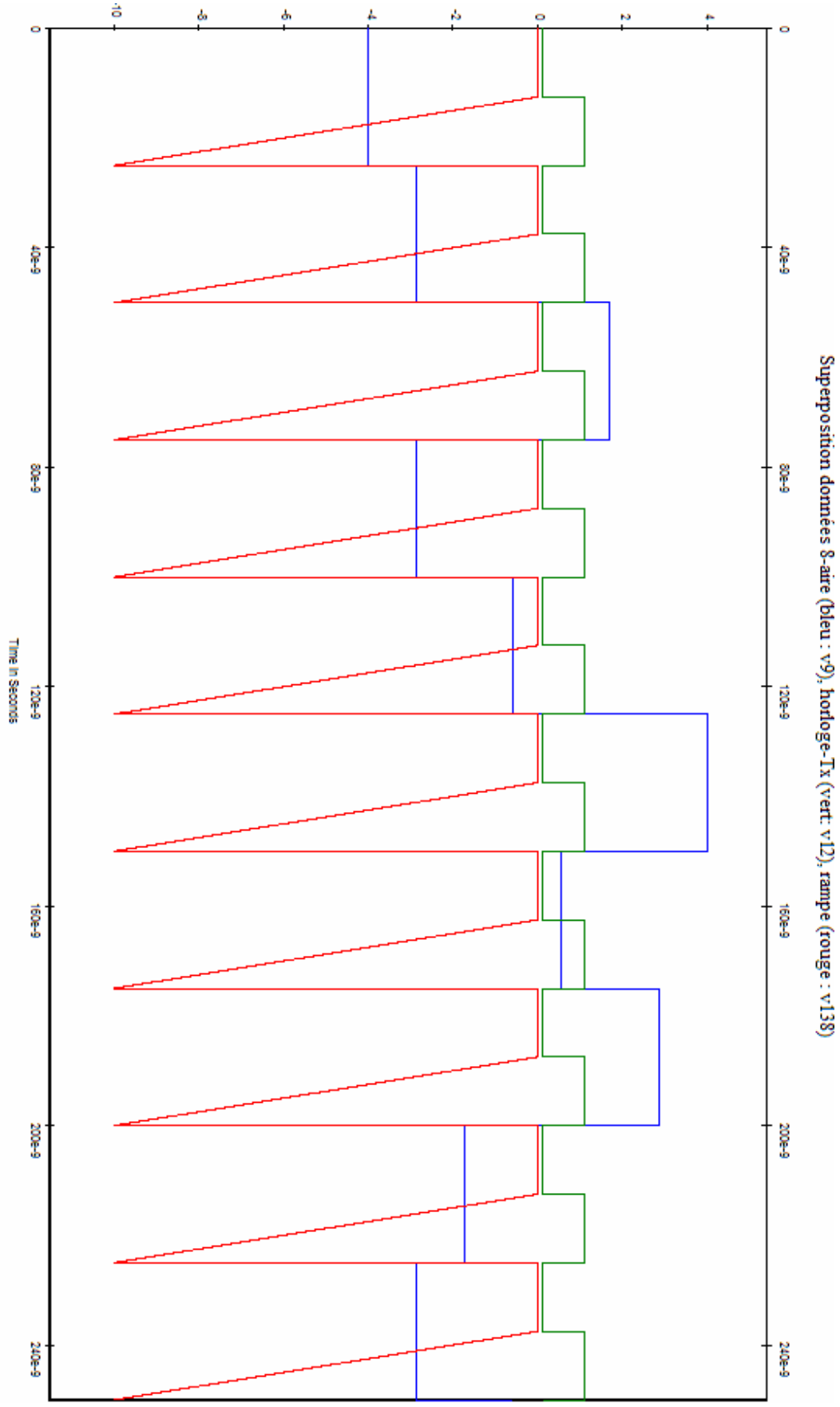


Fig. III.3 – signaux superposés de données 8-aire, horloge, et I+D

La sommation du signal de données 8-aire et du signal à rampes de la figure III.3, donne le signal composite de la figure III.4. Ce dernier est comparé à un seuil de −4.9V, situé à mi-course de l'étendue maximale d'une rampe de tension. Le signal de comparaison délivre des états bas de largeur inversement proportionnelle au niveau de tension présenté par le signal 8-aire, figure III.4. De là, une conversion linéaire des niveaux de tension du signal d'entrée en largeur d'impulsion du signal de sortie, est réalisée.

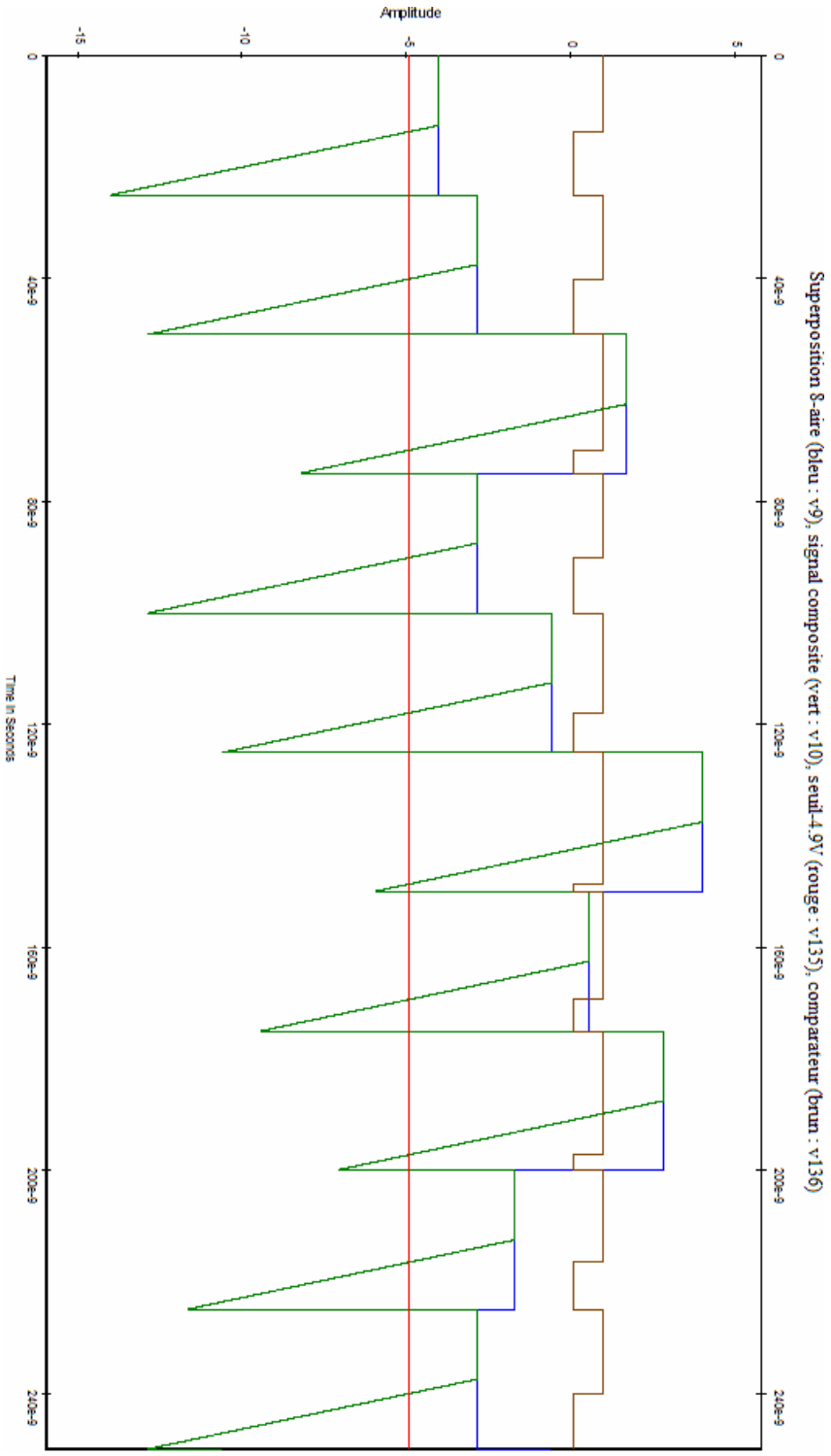


Fig. III.4 – signal de sortie du comparateur suivant le signal d'entrée composite comparé au seuil – 4,9 v

On sait que d'autant plus que l'intervalle temporel occupé par le signal est court, autant sera grande son étendue spectrale, et inversement. Ainsi, une mise en forme avec aiguillage impulsionnelle est entamée à la sortie du comparateur, à l'aide d'un circuit différentiateur digital où un produit AND est effectué entre les sorties, directe et retardée, du comparateur, figure III.1. De brèves impulsions de durée 10 ps, sont ainsi générées en coïncidence avec les fronts descendants du signal de sortie du comparateur. Leur spectre étendu est limité par des filtres dont le gabarit résultant, respecte le masque spectral défini par la norme FCC pour une bande permise de 3.1 GHz à 10.6 GHz sous une atténuation autorisée qui ne peut être moins de −41.3dB, figure III.5.

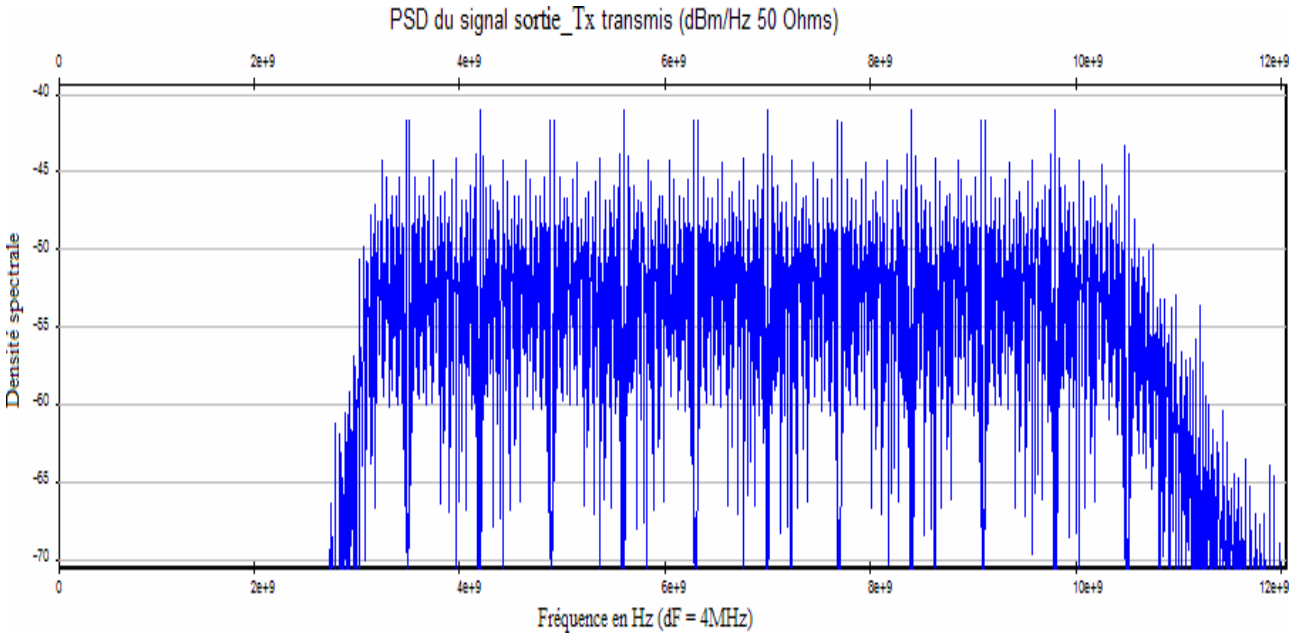


Fig. III.5 – Densité spectrale de puissance du signal UWB-PPM à la sortie de l'ampli de puissance

Les données multi-niveaux de départ se trouvent donc subir un traitement par le circuit transmetteur, qui les transforme en impulsions UWB modulées en position, figure III.6.

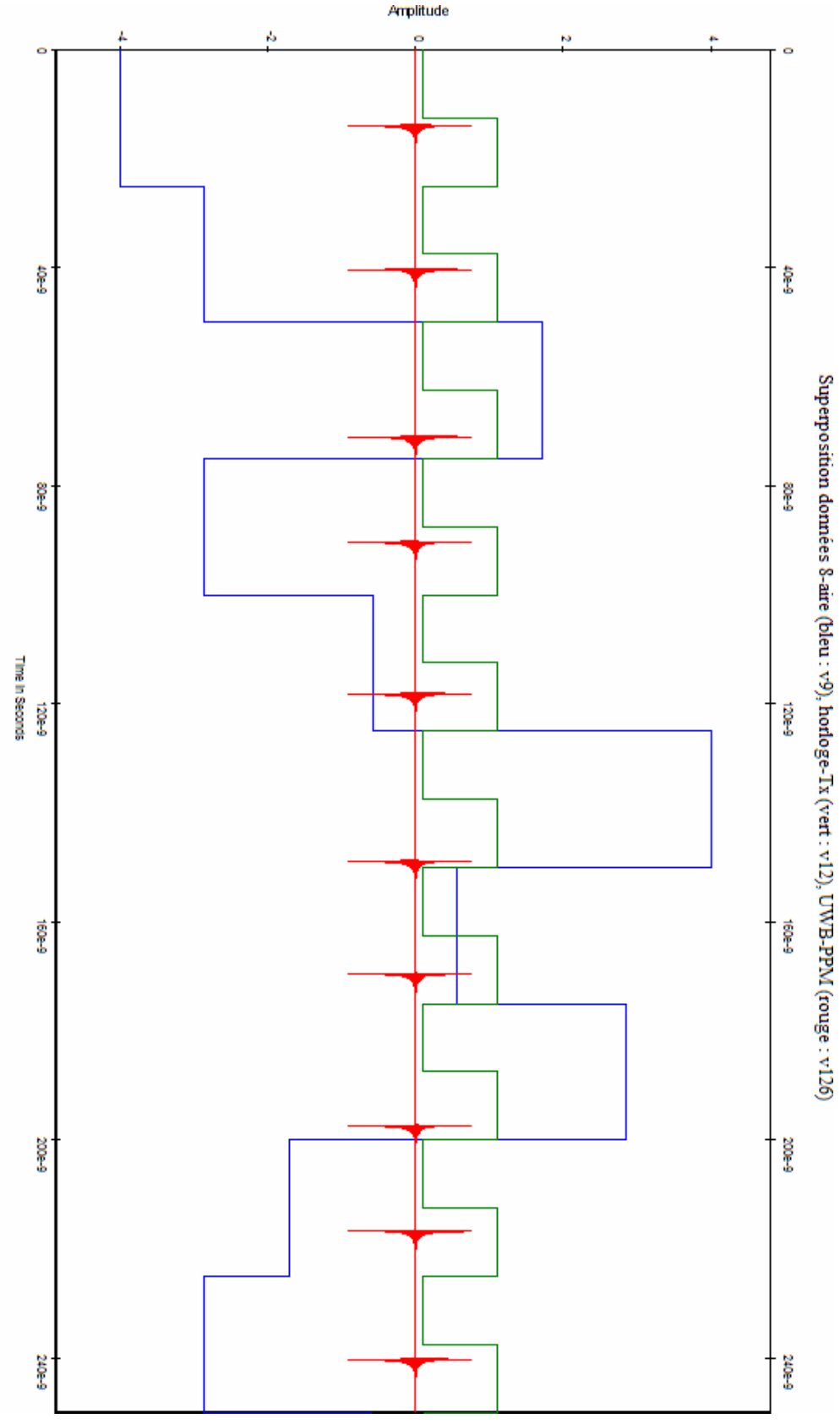


Fig. III.6 – Donnée M-aire transformées en impulsions UWB modulées en PPM

Plusieurs types de canaux peuvent être envisagés dans une transmission UWB. Ainsi en plus du bruit d'antenne, le type de canal AWGN est considéré avec une forte atténuation de trajet arrivant à −50dB, figure III.7.

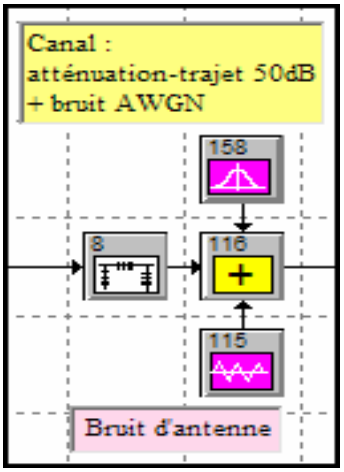


Fig. III.7 – Addition de l'effet de bruit d'antenne au canal AWGN avec perte de trajet

La partie du récepteur UWB est présentée en figure III.8, où une amplification à 42 dB est effectuée après filtrage de bruit environnant la bande utile du signal reçu.

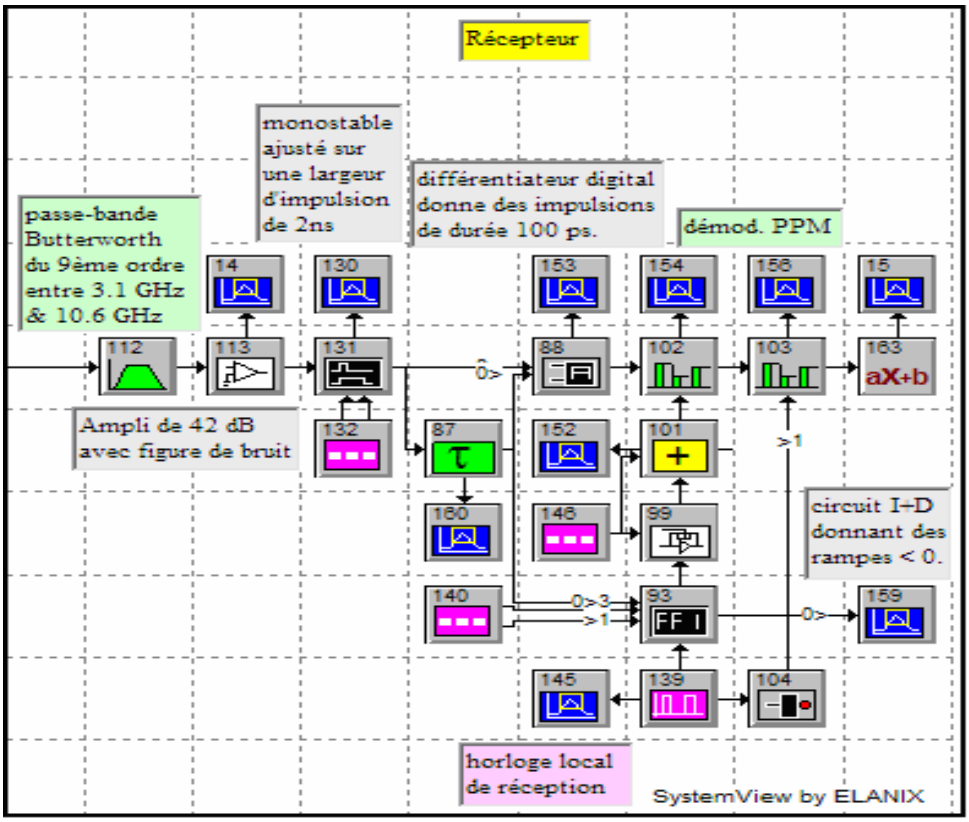


Fig. III.8 – Récepteur UWB-PPM

Chaque impulsion PPM reçue et délivrée par l'ampli de réception, n'est pas unique mais est accompagnée d'une suite d'impulsions qui s'amortissent à la longue (effet d'oscillation amortie liée au filtrage de réception), figure III.9. La périodicité de la suite d'impulsions n'excède pas 0.33 ns.
En choisissant donc une durée un peu plus grande pour un monostable redéclenchable de mise en forme, soit 0.4 ns, ce dernier est capable d'intégrer toutes les impulsions d'une suite en une seule, figure III.9.

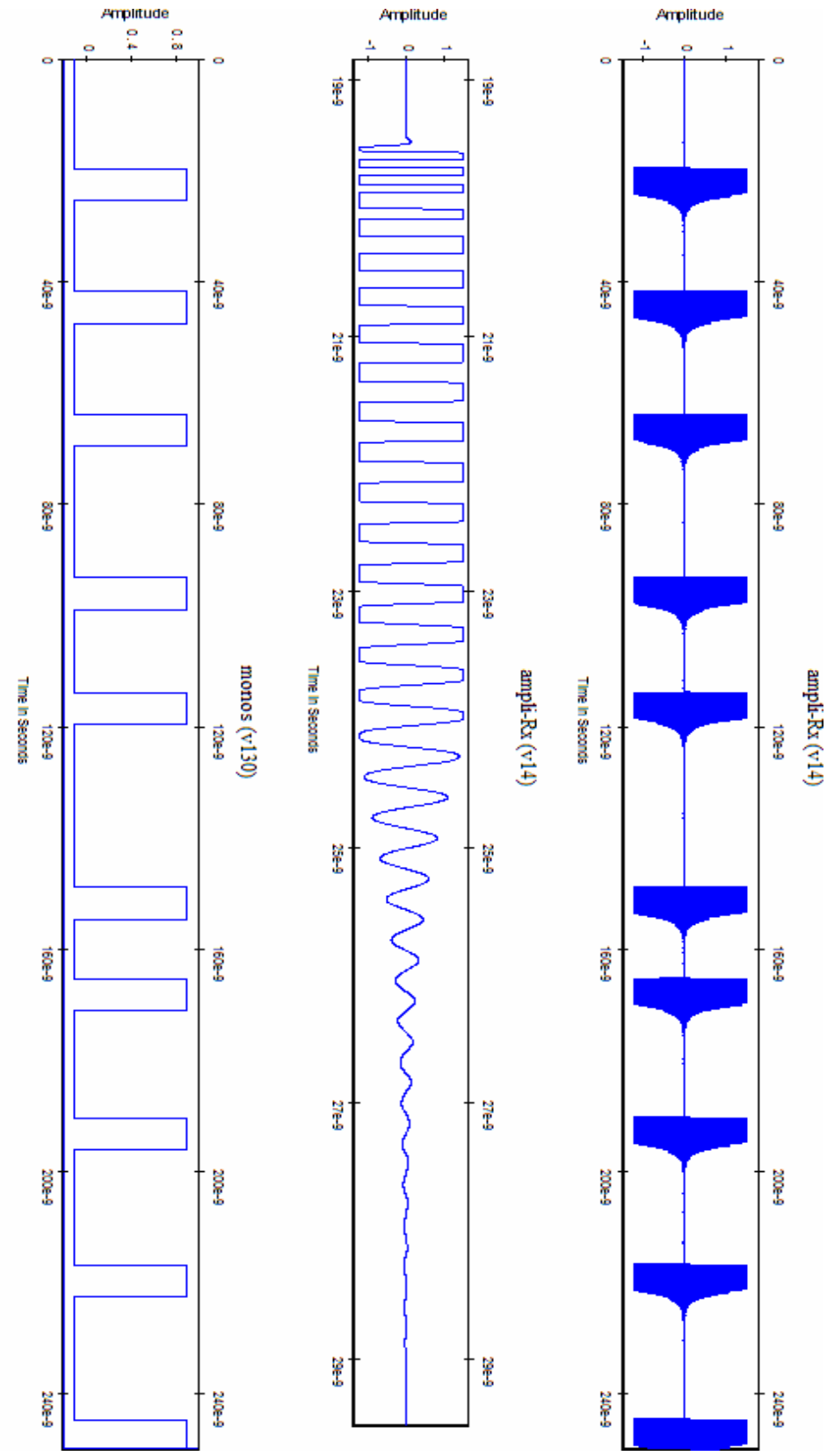


Fig. III. 9 – Impulsion PPM reçus filtrées et amplifiées (en haut), avec zoom d'une impulsion (au centre), et traitement par monostable redéclenchable (en bas)

Le récepteur remet donc en forme les impulsions reçues à l'aide d'un monostable de 0.4 ns de durée. Un différentiateur digital semblable à celui du transmetteur, aiguille ces impulsions à des durées encore plus brèves de 100 ps chacune, figure III.8.

La figure III.10 montre les deux signaux issus du monostable, direct (en bleu) ou bien inversé et retardé de 100 ps (en rouge), en plus du signal différencié avec durée de 100 ps (en vert) et qui sert à contrôler un premier échantillonneur-bloqueur, figure III.8.

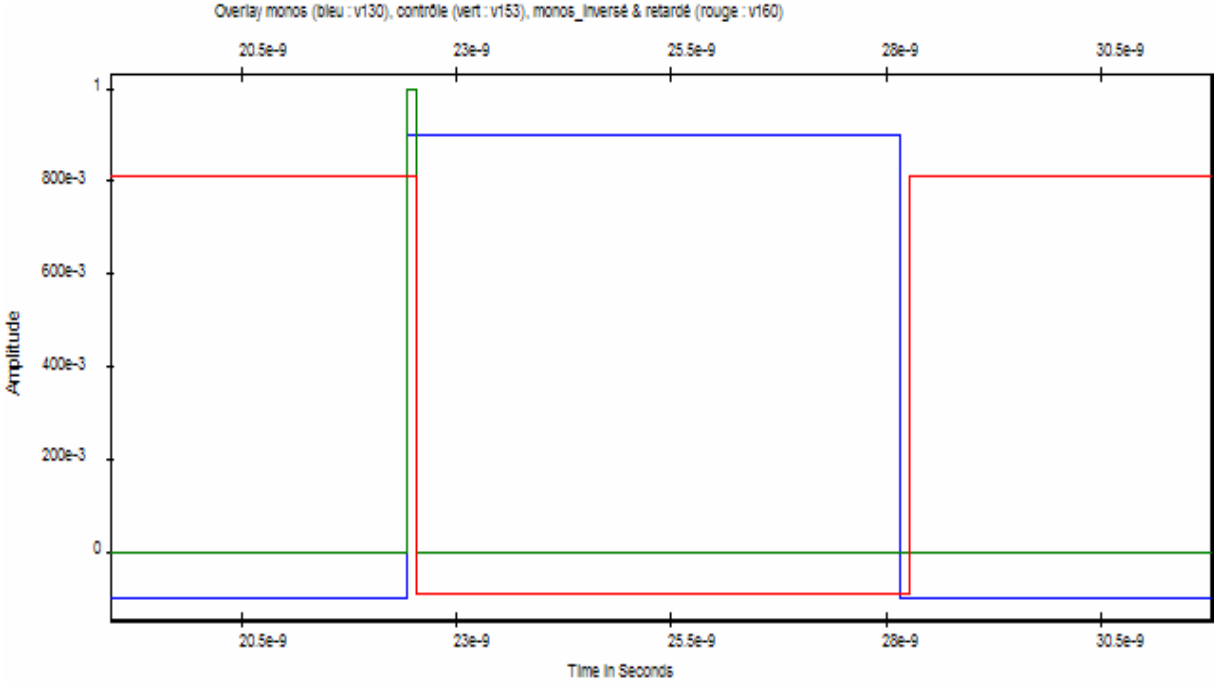


Fig. III.10 – comparaison des signaux du monostable et du circuit différentiateur contrôlant l'échantillonneur-bloqueur

Pour opérer une démodulation PPM, l'idée consiste à échantillonner le signal en rampe issu d'un circuit I+D juste à l'arrivée de chaque impulsion PPM, puis remettre à zéro le circuit I+D tout juste après. Pour se faire, on constate sur la figure III.10 qu'il est judicieux de choisir le front montant de l'impulsion différenciée (en vert) pour l'échantillonnage, et l'état bas de durée 0.4 ns propre à l'impulsion inversée et retardée du monostable (en rouge) pour la remise à zéro du circuit I+D. Ces deux actions sont matérialisées par le biais d'une bascule D pilotée par l'horloge de réception, figure III.8, dont l'entrée est connectée en permanence à 1 avec une remise à zéro par l'entrée asynchrone clear.

Une fois les impulsions PPM sont doublement remises en forme, celles-ci servent à contrôler un premier échantillonneur-bloqueur d'ordre 0 tout en lui préparant le signal à échantillonner. Cette dernière phase de préparation du signal à échantillonner, réclame deux étapes :

- La confection d'un signal de contrôle du circuit I+D à l'aide de la bascule D, qui est mise à 1 par les fronts montants de l'horloge synchrone de réception et mise à 0 par les états bas du signal inversé et retardé de 100 ps du monostable, figure III.11.

- La génération du signal à échantillonner proprement dit à l'aide du circuit I+D. C'est un signal en rampes linéaires montantes additionnées à une composante continue égale au seuil −4.9V, déjà utilisé par le comparateur de transmission, figure III.4. Le circuit I+D intègre une tension constante de −8V lorsque le signal de sortie Q de la bascule D est à 1, et il est remis à 0 lorsque le signal de la bascule est à 0, figure III.11.

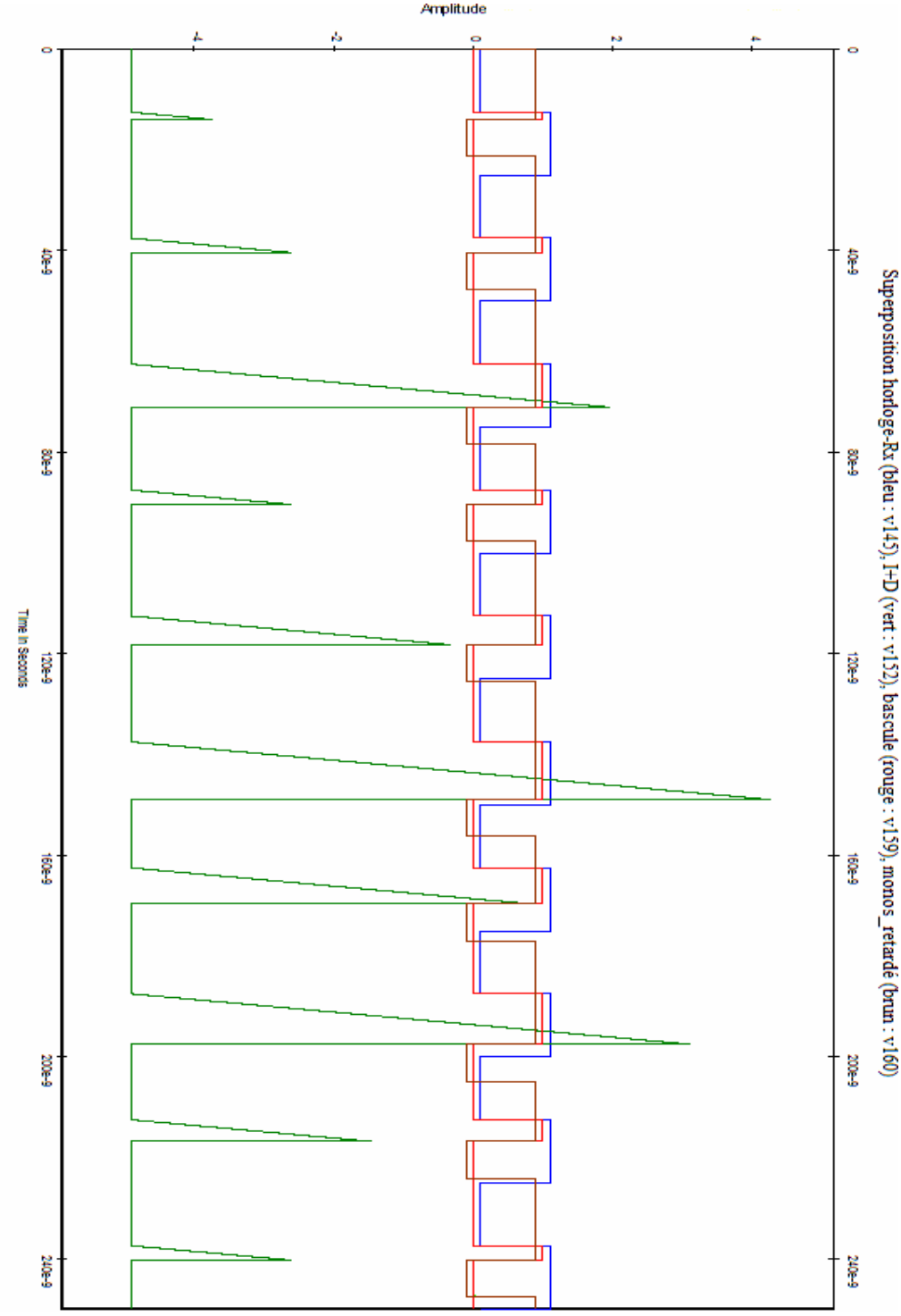


Fig. III.11 – Intégration démarrée par fronts montants d'horloge et mise à zéro sur fronts descendants retardés du monostable.

Les pics des rampes désignent au fait les différents niveaux de tension du signal de données M-aire à restituer, figure III.12. Pour cette restitution, un premier échantillonneur-bloqueur d'ordre zéro est utilisé, figure III.8. L'échantillonnage se fait par l'intermédiaire des impulsions brèves issues du circuit différentiateur, dont l'arrivée coïncide avec celle des pics du signal en rampes, figure III.12. Cette première opération constitue une démodulation PPM fournissant des données brutes, dont les niveaux de tension sont bien régénérés mais reste à ajuster leurs durées.

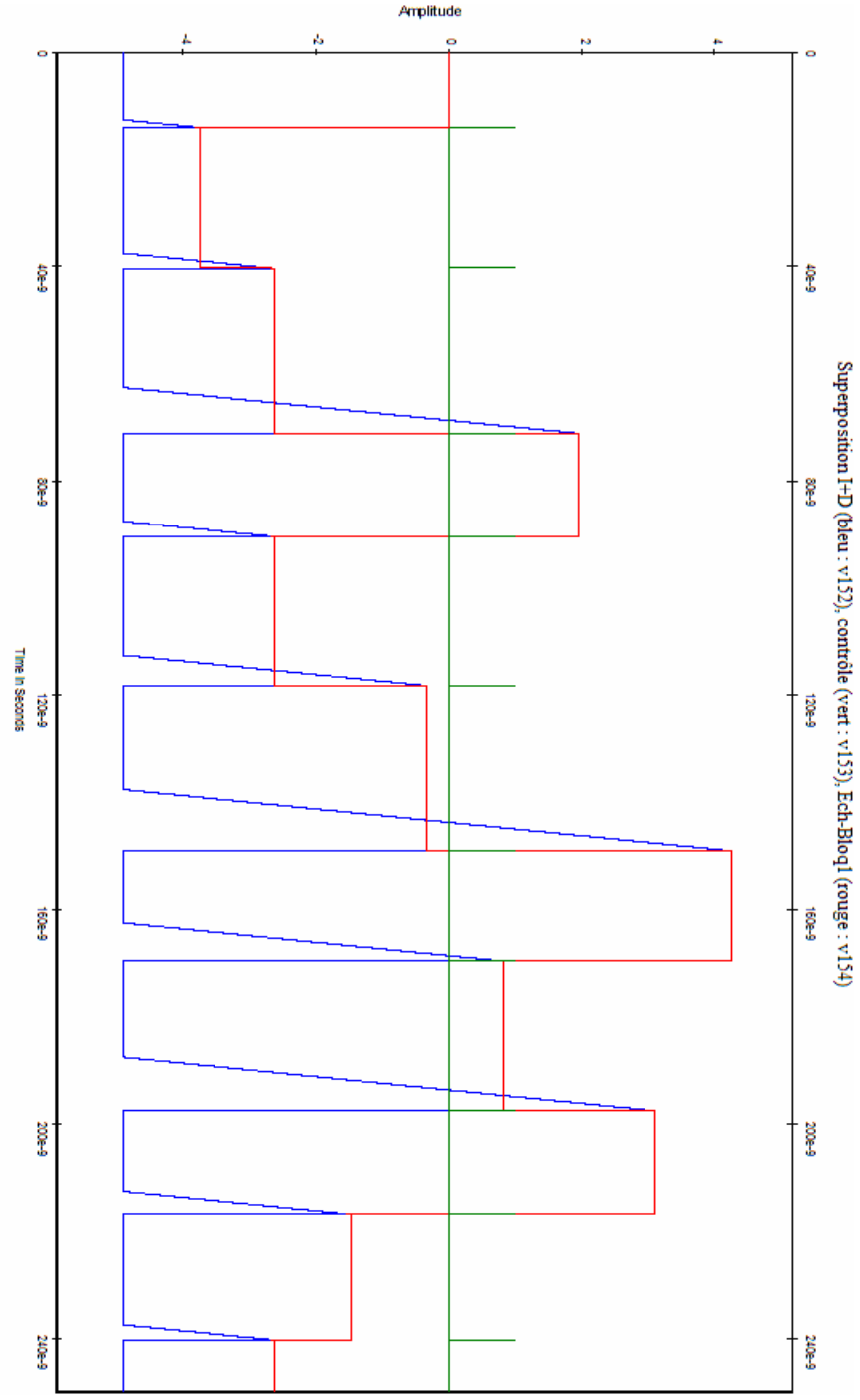


Fig. III.12 – Première mise enforme du signal de données multiniveeau en correspondance avec les pics des rampes

La synchronisation des données numériques binaires sur une horloge est généralement assurée par une simple bascule D. Dans notre cas numérique M-aire, la synchronisation des données reçues sur l'horloge de réception est plutôt confiée à un deuxième échantillonneur-bloqueur d'ordre zéro, figure III.8. Ce dernier est activé sur les fronts descendants de l'horloge, afin d'échantillonner les données brutes et assurer ainsi des durées de niveaux (ou de symboles) égales à une période d'horloge, soit 25 ns, figure III.13.

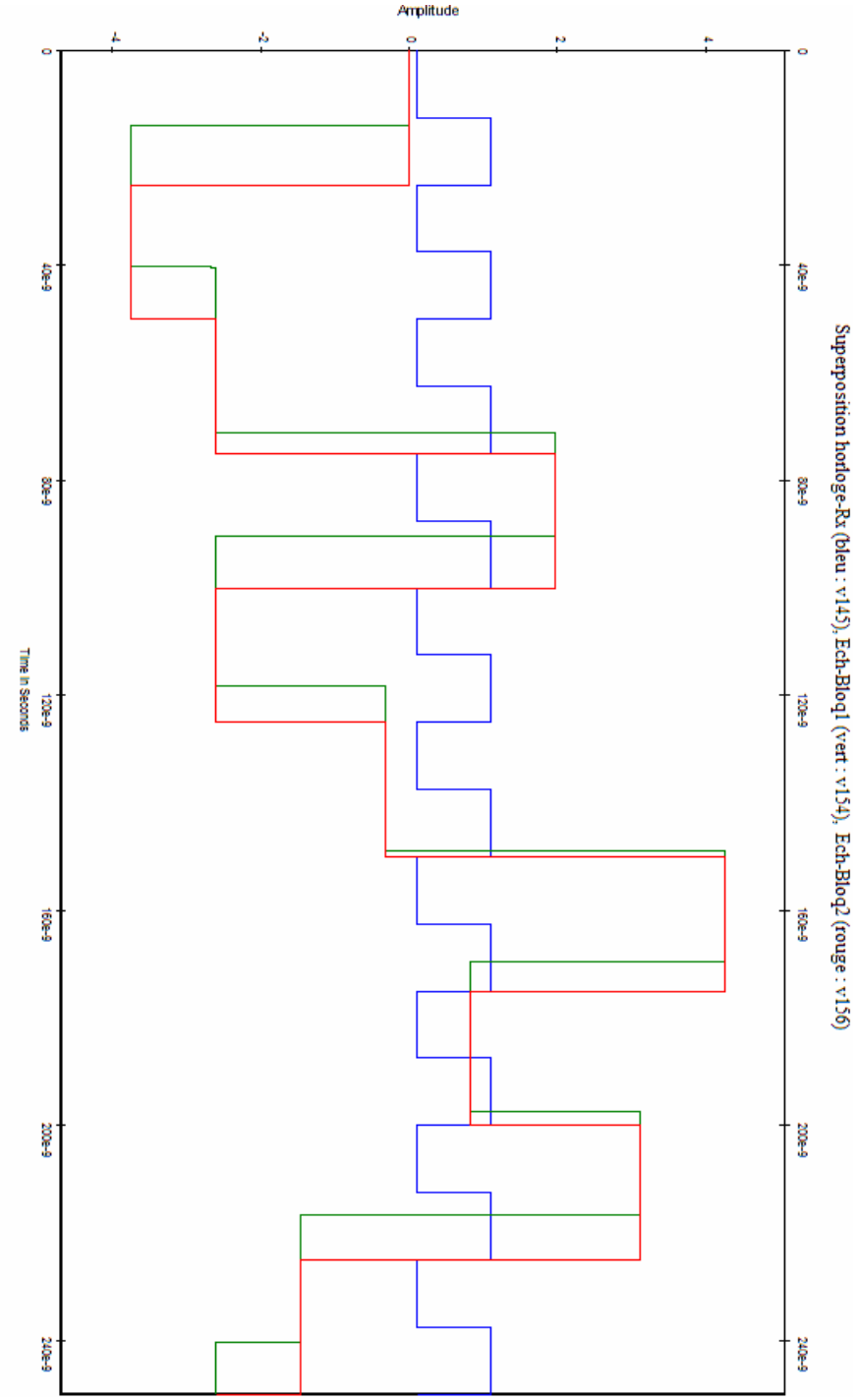


Fig. III.13 – Synchronisation des données brutes sur l'arrivée des fronts descendants de l'horloge de réception

En retardant convenablement les données M-aire aléatoires de transmission et en décalant adroitement le niveau du signal M-aire de réception, la figure III.14 en donne une superposition parfaite des signaux. Le premier niveau nul n'appartient pas aux huit niveaux antipodaux de la donnée 8-aire utilisée.

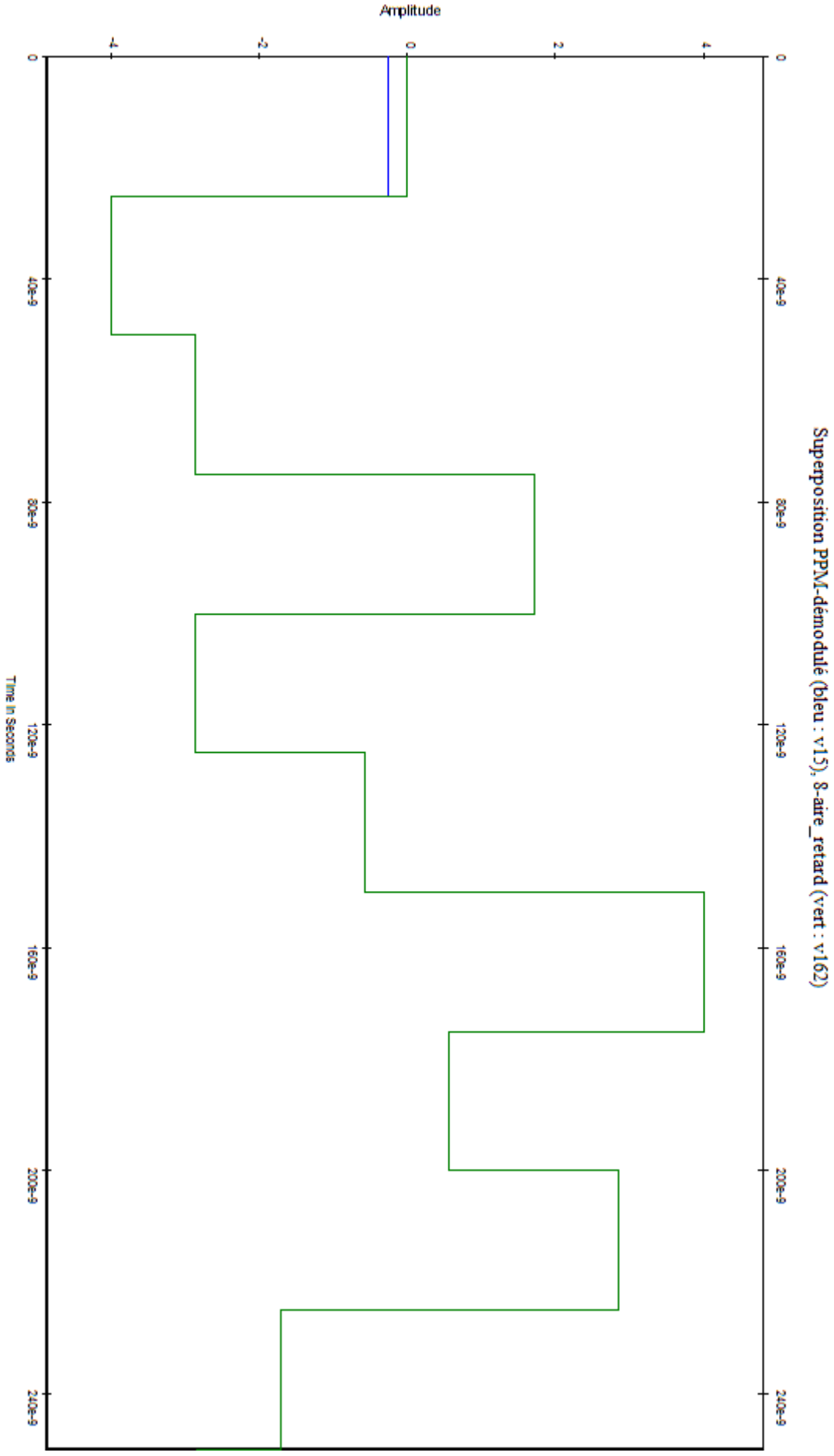


Fig. III.14 – Superposition parfaite des signaux M-aire transmis et reçus

III.3.1.2. Transmission UWB avec codage de canal

Le principe de fonctionnement du système reste idem à celui expliqué sans codage de canal. L'ajout d'un codage de canal de type convolutionnel au transmetteur UWB, figure III.15, nécessite la présence des données sous forme binaire qui sont remis ensuite sous forme 8-aire translatée entre les niveaux ±4V, comme en figure III.14.

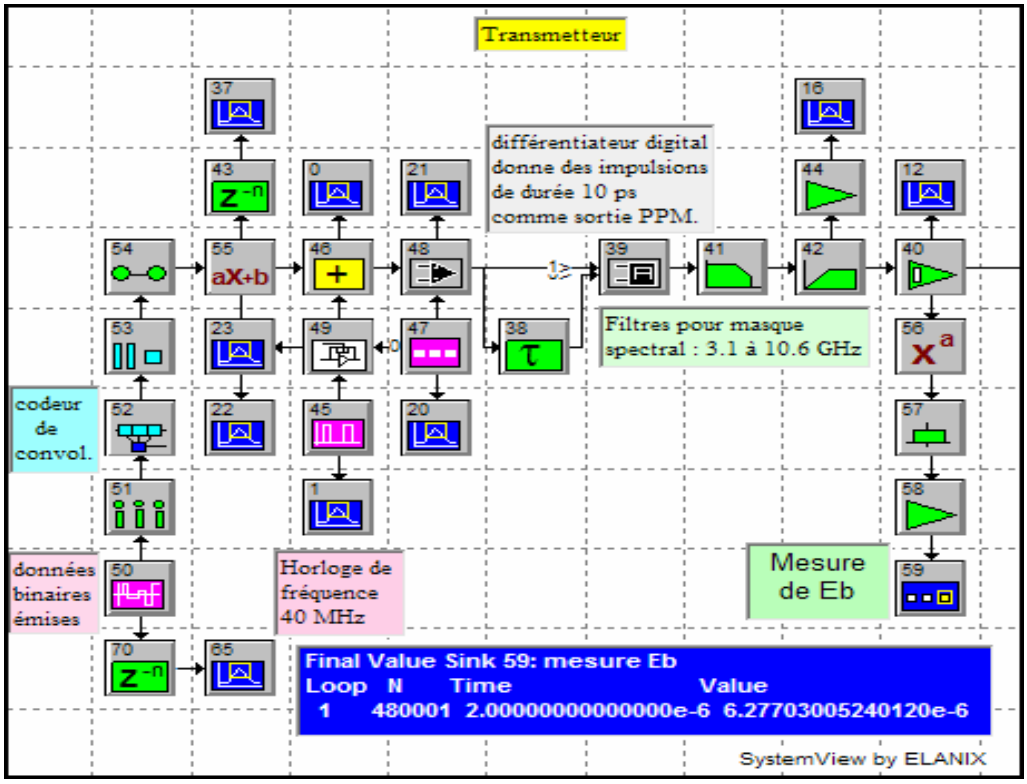


Fig. III.15 – Transmetteur UWB muni d'un codeur convolutionnel et d'un banc de mesure de l'énergie moyenne binaire du signal transmis

a. Codage convolutionnel

Par souci d'améliorer les performances de la liaison par communication UWB-PPM, un code correcteur d'erreur est envisagé avec le système. L'encodeur convolutionnel présente un débit de code ½, qui signifie que pour chaque bit de donnée entrant dans l'encodeur au débit binaire de 60 MHz, deux bits de code en sortent au débit de 120 MHz.

L'encodeur a aussi une longueur de contrainte de 7 qui signifie l'utilisation de sept registres de décalage, soit un retard de 7 échantillons entre l'entrée et la sortie.

L'encodeur nécessite la présence d'un sous-échantillonneur à son entrée, afin qu'il traite un échantillon par bit d'entrée à la fois. Un offset d'un bit est indiqué dans la configuration du composant de codage convolutionnel.

b. Mesure de l'énergie moyenne binaire des impulsions PPM transmises :

L'énergie moyenne de bit relative au signal transmis, est évaluée selon l'expression :

$\overline{Eb} = P_{moy}\ T_b$ avec $P_{moy} = \int_0^{Tsimu} s^2(t)\,dt$, où P_{moy} est la puissance moyenne du signal transmis s(t) durant le temps de simulation T_{simu}, et T_b est la durée d'un bit de donnée (1 / 60MHz). Trois composants successifs évaluent le produit par T_b de la moyenne du signal quadratique. Une mesure de 6.277 µJ est indiquée sur la figure III.15.

D'autre part, et tenant compte de la fréquence de coupure haute des filtres de transmission ou de réception utilisés, et qui s'élève à 10.6 GHz, figure III.15, la fréquence d'horloge-système doit être supérieure ou égale au double soit, $F_S \geq 21.2$ GHz. Puisqu'il est préférable aussi de considérer une fréquence qui soit un multiple entier du débit de 120 MHz de l'encodeur convolutionnel, la fréquence d'horloge-système est fixée à 240 GHz.

Le récepteur de la figure III.16 reste identique à celui sans décodage de canal de la figure III.8 Outre le convertisseur de symbole 8-aire vers le binaire, un décodeur de canal de type convolutionnel est présent, figure III.16

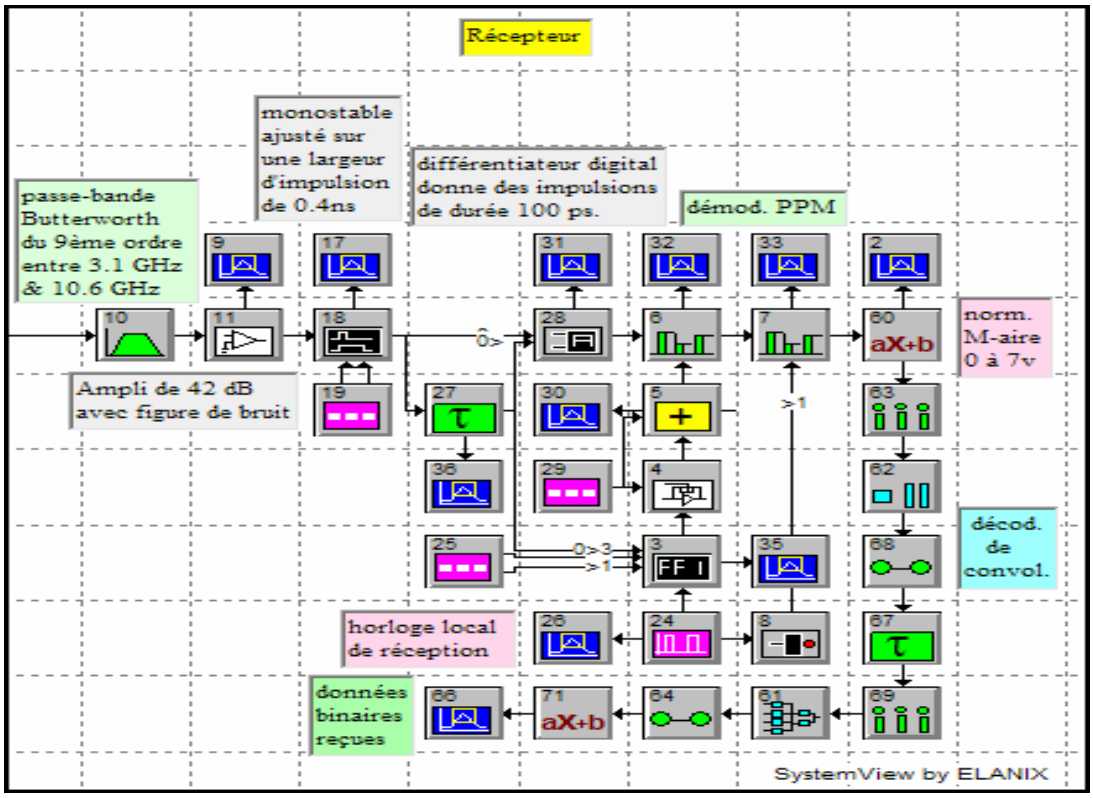


Fig. III.16 – Récepteur UWB muni d'un décodeur convolutionnel
après conversion des symboles reçus en binaires

Le décodage de convolution est basé sur l'algorithme de Viterbi. Les paramètres de configuration du décodeur sont les mêmes que ceux de l'encodeur et utilise une décision de bit de type hardware (hard decision). Comme l'encodeur, le décodeur de Viterbi nécessite la présence d'un sous-échantillonneur à son entrée, afin qu'il traite un échantillon par bit d'entrée à la fois. Un offset d'un bit est également indiqué dans la configuration du composant de décodage.

La figure III.17 rassemble les superpositions des signaux de données M-aires et binaires, de celles reçues et de celles transmises mais convenablement retardées.

Le signal M-aire reçu est décalé entre 0 et 7V, exigé par le convertisseur M-aire en binaire. Tandis que le premier bit des données binaires a été ignoré selon l'offset d'un bit (apparemment aussi exigé), mentionné dans la configuration de l'encodeur et du décodeur de convolution, figure III.17.

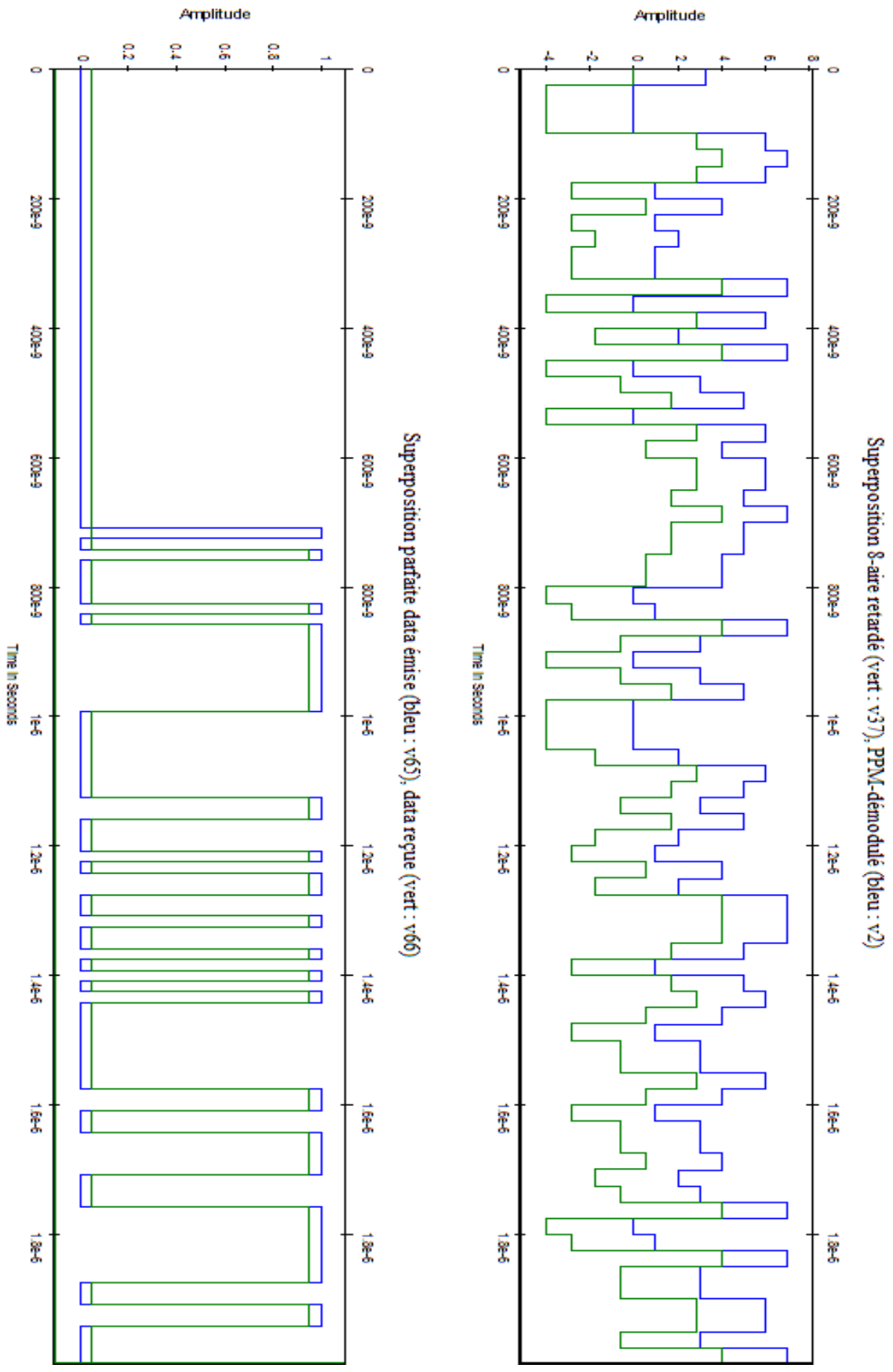


Fig. III.17 – Comparaison par superposition des signaux transmis et reçus, 8-aire (en haut) et binaire (en bas)

III.3.2. Présence d'un canal UWB multi-trajet

Les changements apportés au système de transmission UWB-PPM en présence du canal multi-trajet UWB, sont mentionnés dans la figure III.18.

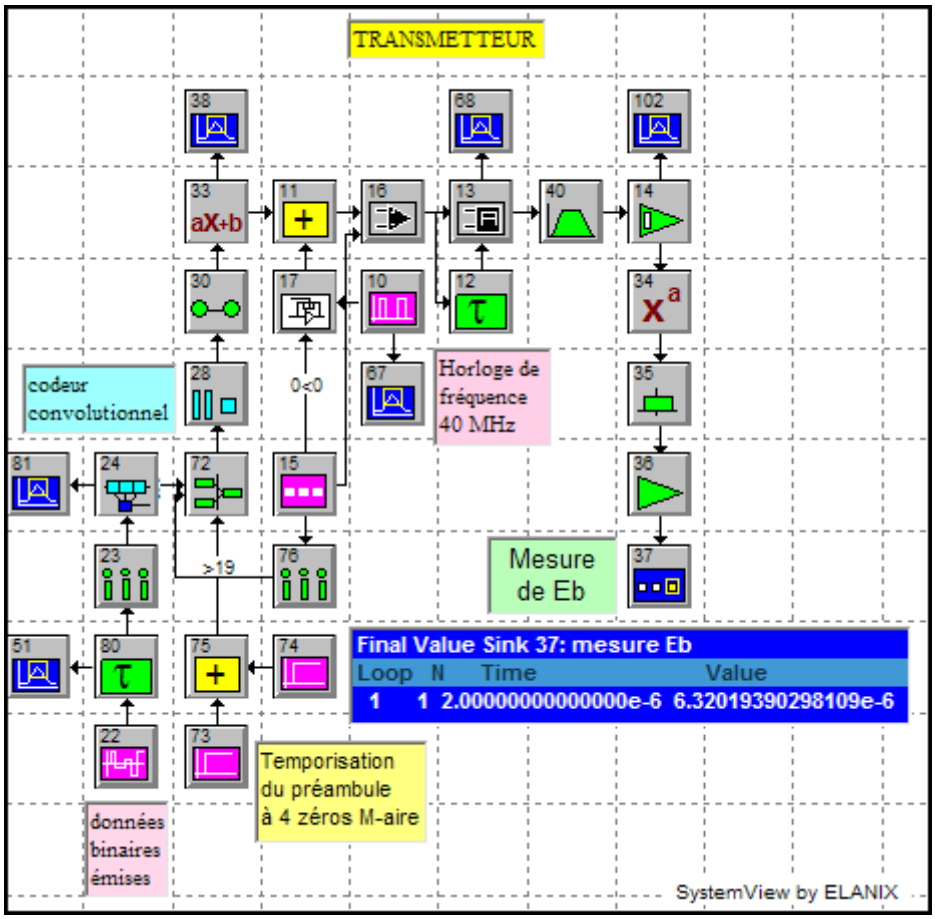


Fig. III.18 – transmetteur UWB-PPM muni d'un codeur convolutionnel, d'un banc de mesure de l'énergie moyenne binaire des symboles transmis, et l'additionneur de préambule

La mesure de l'énergie moyenne binaire transmise ainsi que le codage convolutionnel sont effectués de la même manière qu'en figure III.15 du transmetteur appartenant au fichier UWB_PPM_cAWGN2.svu.

La seule chose nouvelle dans le transmetteur de la figure III.18, est qu'on a besoin de transmettre un préambule de symboles nuls, requis par le récepteur pour une fin de synchronisation d'horloge. C'est ainsi qu'un multiplexeur sélectionne en premier, l'envoi des bits du préambule et les fait suivre en second, des bits codés de données, figure III.18. L'encodeur de Viterbi commence donc le codage des

données après une attente de 100ns propre au temps du préambule et indiqué dans sa fenêtre de configuration.

Le logiciel systemvue offre aussi une modélisation d'un canal UWB à deux types de sortie avec choix entre trois réponses impulsionnelles, CM-1, CM-2, et CM-3. La figure III.19 montre un banc de mesure de la réponse impulsionnelle CM-1 du canal UWB.

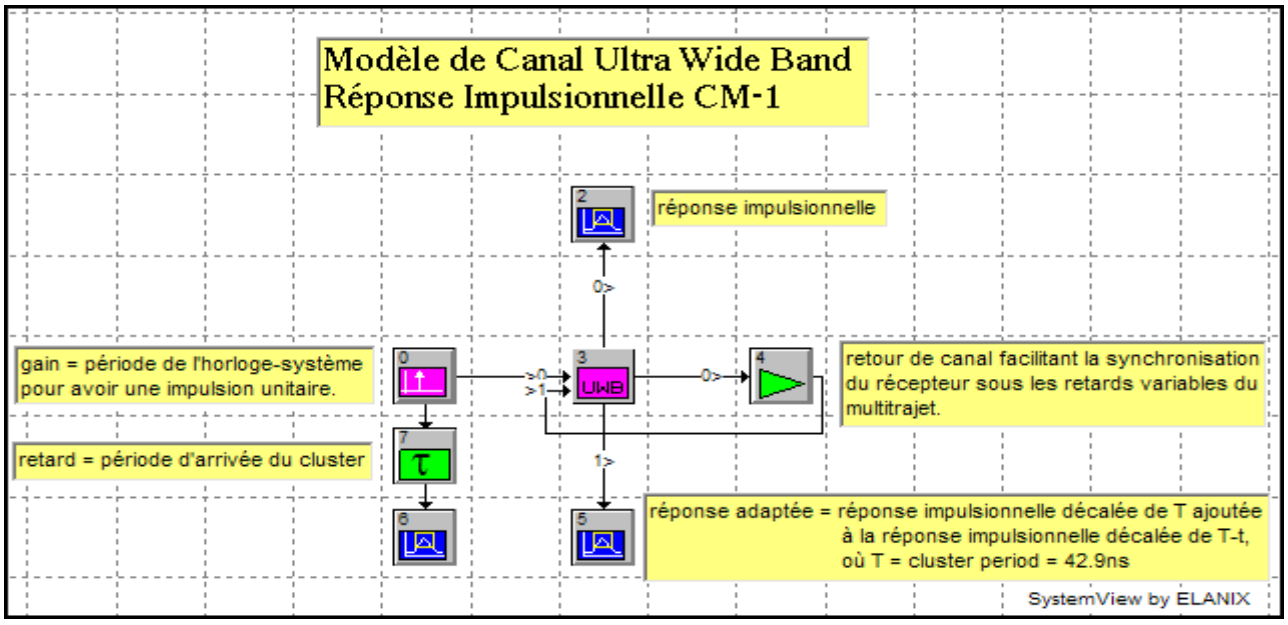
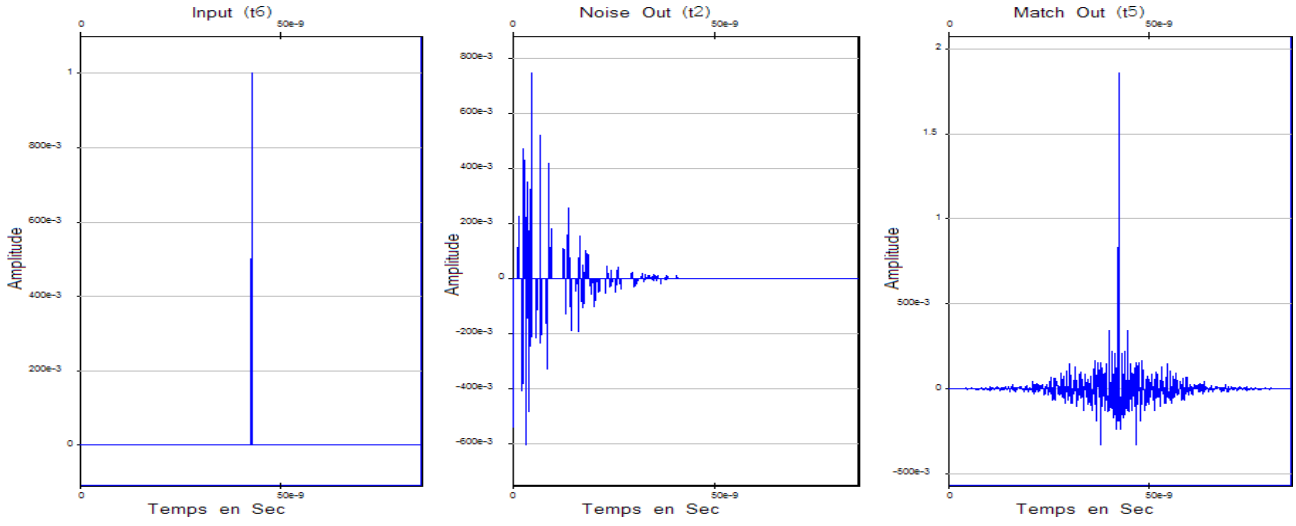


Fig. III.19 – étude de la réponse impulsionnelle du modèle CM1 de canal UWB

Pour des exécutions fructueuses, la réponse impulsionnelle est obtenue à la sortie adaptée du canal et représentée en figure III.20.



-a- -b- -c-

Fig. III.20 – réponses impulsionnelles aux deux sorties de canal UWB de systemvue (sorties bruitée et adaptée)

Le canal choisi pour la simulation est donné en figure III.21. Outre le canal multi-trajet UWB, on y trouve rajouté l'effet de bruit d'antenne et celui du canal AWGN. L'atténuation de trajet de −50 dB entre transmetteur et récepteur, est aussi incluse.

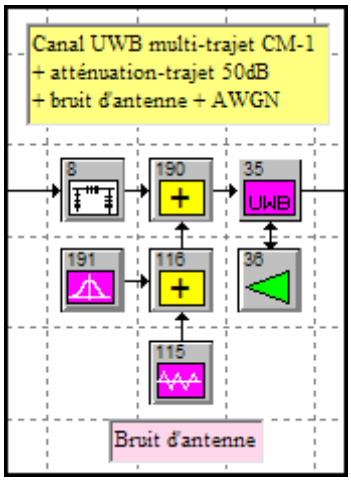


Fig. III.21 – canal UWB multi-trajet avec modèle CM-1
avec atténuation et d'autres types de bruit associés

Le récepteur UWB-PPM en relation avec le transmetteur de la figure III.18 via le canal de la figure III.21, est donné en figure III.22. Plusieurs blocs fonctionnels le compose et seront décrits en fonction de l'évolution et traitement du signal reçu.

On reconnaît d'emblée les deux parties relatives d'une part, à la démodulation PPM basée sur l'emploi de deux échantillonneurs bloqueurs contrôlés par un circuit I+D, et le décodage convolutionnel de viterbi d'autre part, et qui sont identiques à celles de la figure III.16.

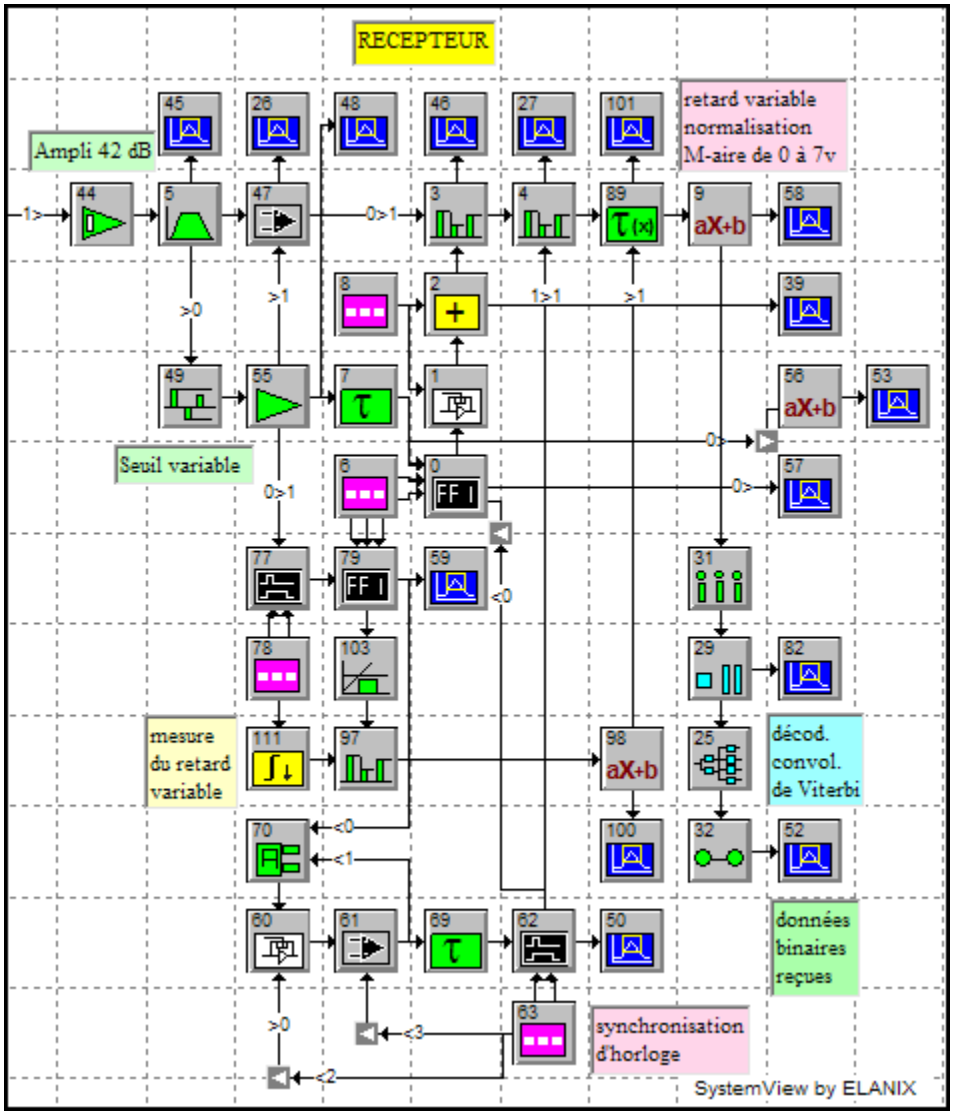


Fig. III.22 – récepteur UWB-PPM avec synchronisation d'horloge
et compensation du retard de réception

Après une amplification sélective de 42 dB de la bande utile du signal UWB-PPM reçu, le récepteur remplace le monostable et le différentiateur digital des figures III.8 et III.16, par un comparateur dont le seuil de comparaison se situe à 75% du pic du signal reçu, amplifié et filtré, figure III.23. Ce pic étant variable et fonction du multi-trajet subi par l'onde transmise à travers le modèle CM-1 du canal UWB utilisé. Il est mesuré à l'aide d'un détecteur de tension maximale, figure III.23.

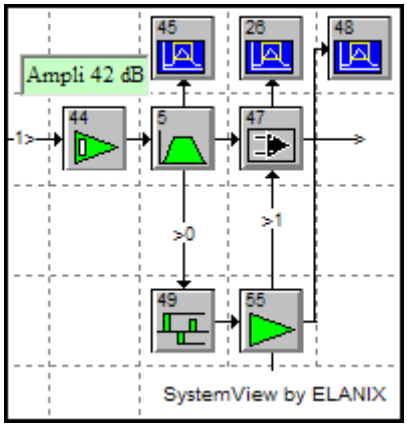


Fig. III.23 – Comparateur à seuil variable

Les impulsions délivrées par le monostable en figure III.9, peuvent efficacement être remplacées par les impulsions brèves fournies par le comparateur en figure III.24, qui n'a pas besoin d'être suivi par un différentiateur digital.

On constate que jusqu'à l'arrivée de la première impulsion reçue après 116 ns dans l'exemple de la figure III.24, le comparateur y délivre des impulsions parasites dues à la non disponibilité encore de son seuil de comparaison. Le résultat de comparaison est la délivraison des impulsions PPM reçues démunies de leurs parasites, et cela, à partir de la deuxième impulsion, figure III.24.

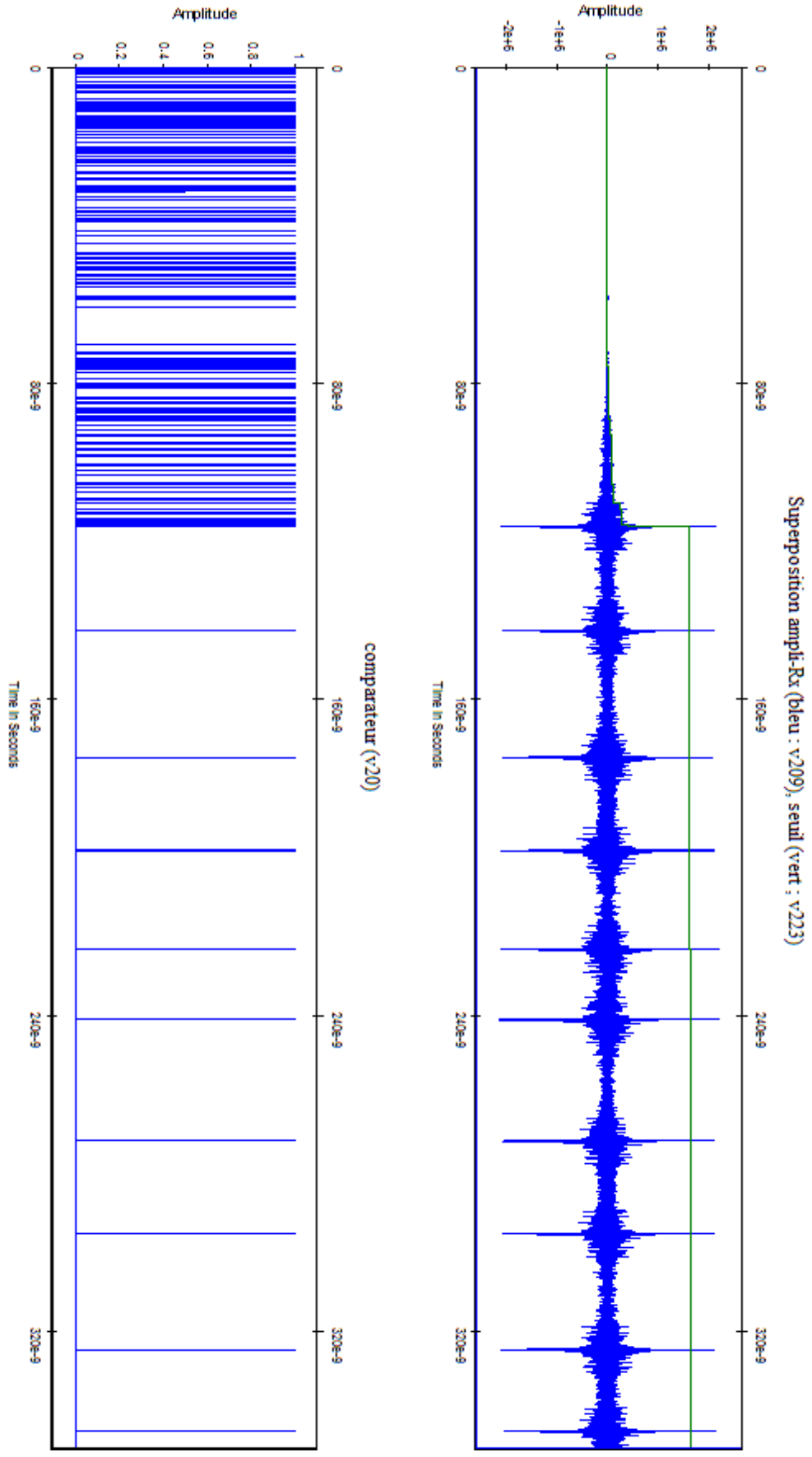


Fig. III.24 – Signal reçu avec seuil de comparaison (en haut), et les impulsions délivrées par le comparateur (en bas)

Les signaux du comparateur sont destinés comme dans les figures III.8 et III.16, à être traités par le premier échantillonneur-bloqueur tout en contrôlant son fonctionnement, figure III.25.

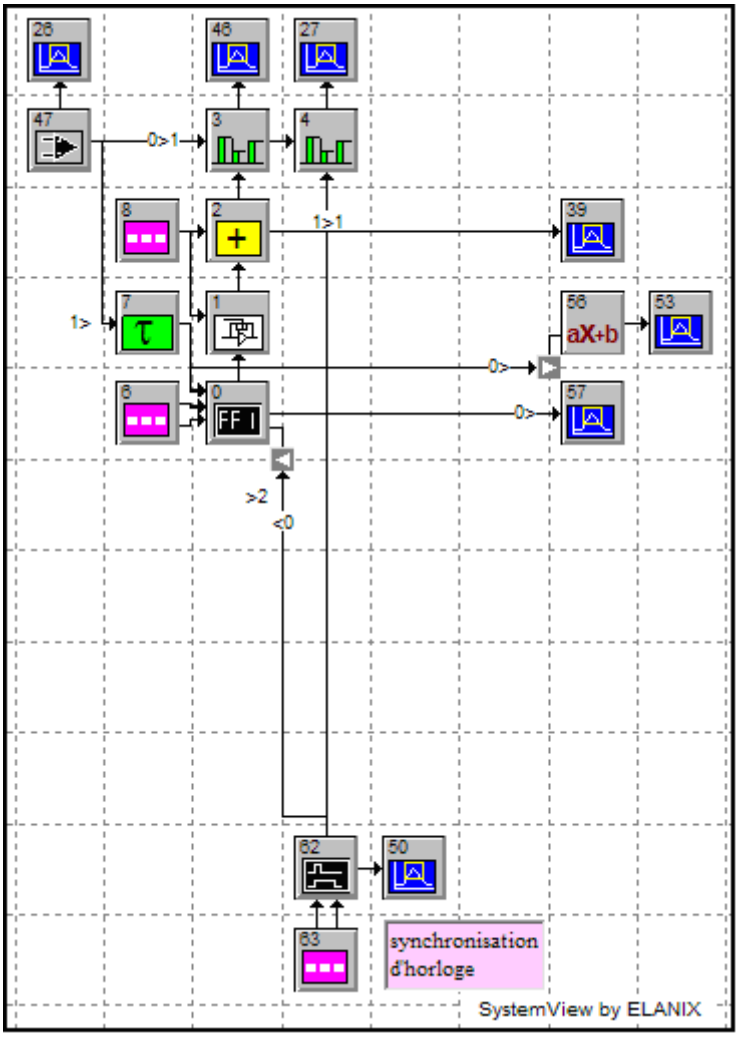


Fig. III.25 – Circuits d'échantillonnage des deux échantillonneurs-bloqueurs,
le premier avec circuit I+D et annexes, et le second avec horloge de réception

Ainsi à travers la bascule D, figure III.25, le front montant d'une impulsion directe du comparateur, figure III.26 (en bleu), renseigne sur l'instant d'échantillonnage de la rampe fournie par le circuit I+D, tandis que l'état bas de son impulsion inversée et retardée (en vert) sert à remettre à zéro la rampe du circuit I+D.

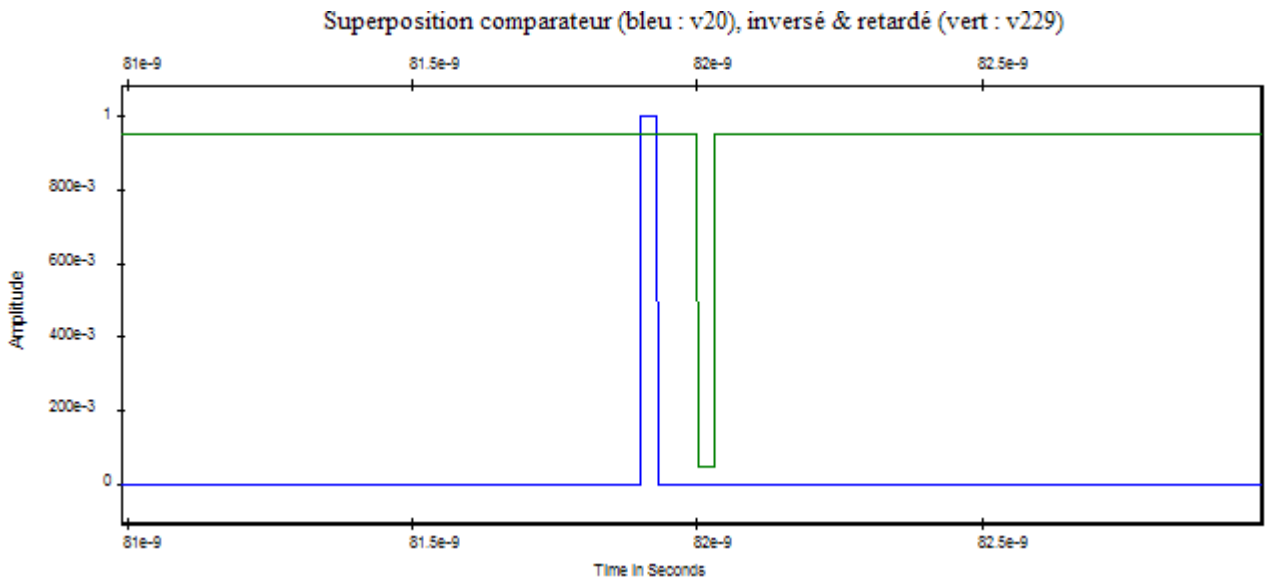


Fig. III.26 – impulsion du comparateur et sa version inversée et retardée de 100 ps

Les parasites issus du comparateur et présents au début de chaque réception, sont l'effet du retard de réception à travers le canal UWB multi trajet du modèle CM-1, figure III.24. Le niveau et la durée des parasites deviennent variables d'une réception à l'autre, figure III.27. C'est ainsi, que le rapport de variation mesurée de niveau du signal reçu peut dépasser 22.

La première impulsion PPM reçue est donc sacrifiée afin de mesurer le seuil de réception, figure III.24, tandis qu'une deuxième impulsion fait démarrer l'horloge de réception.

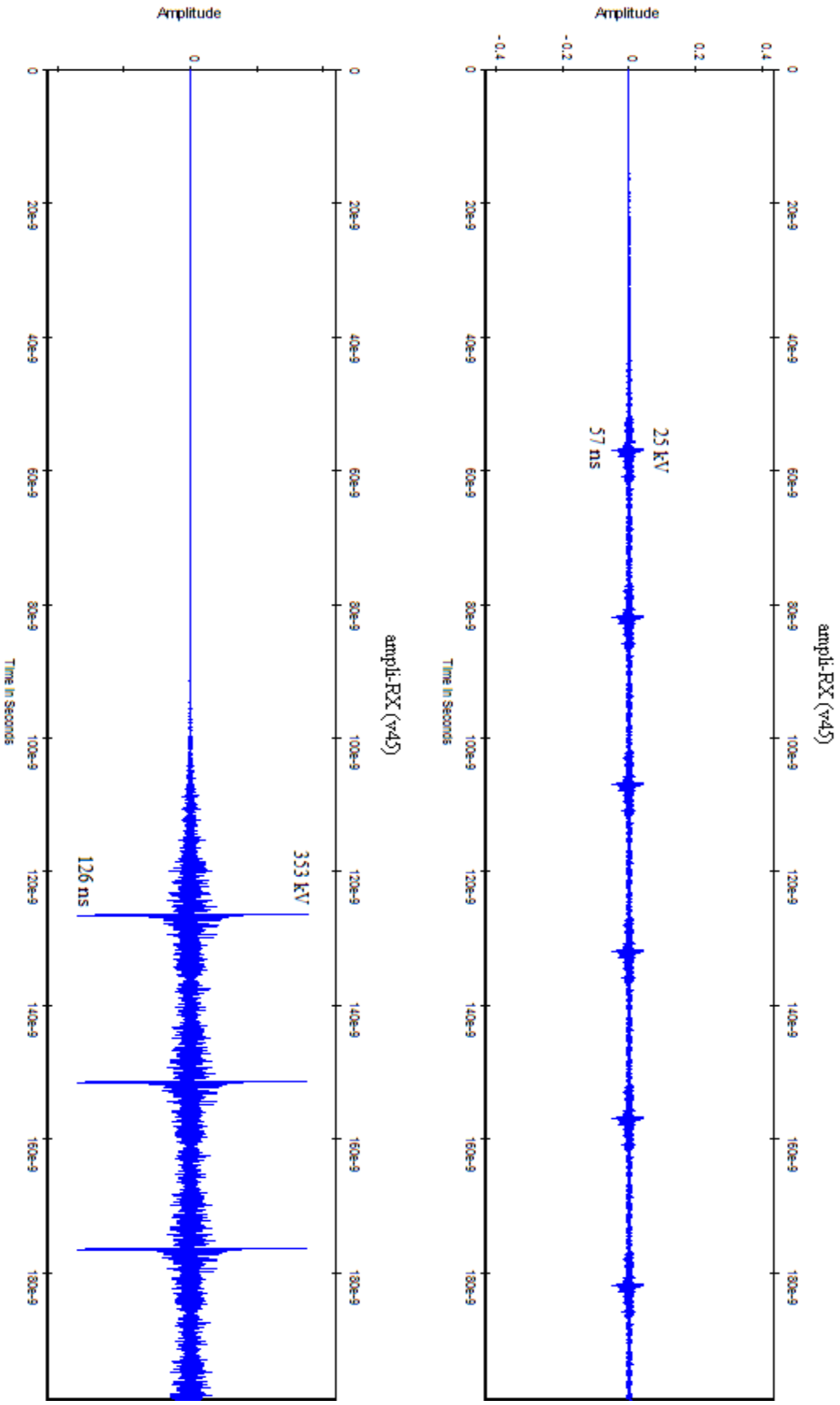


Fig. III.27 – Variation conséquence en niveau et en retard du signal reçu amplifié et filtré

L'horloge de réception est réalisée sous une forme éclatée en figure III.28 pour pouvoir la contrôler. Elle est à base d'un deuxième circuit I+D associé à une porte AND et un comparateur. Cette première étape de synchronisation de l'horloge reste insuffisante et nécessite l'envoi du préambule de synchronisation du transmetteur avant l'envoi des vraies données.

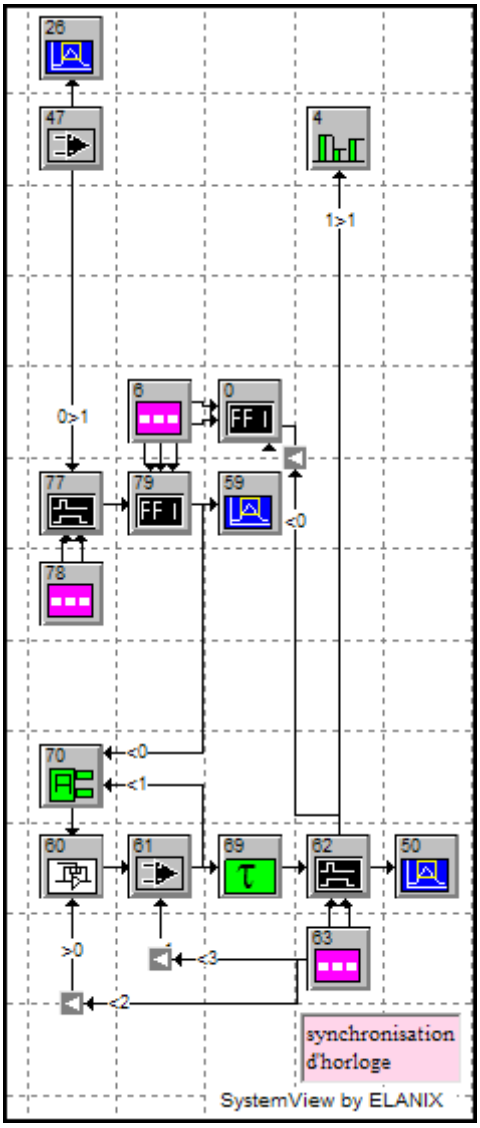


Fig. III.28 – horloge de réception à base d'un circuit I+D
synchronisée par le préambule de transmission

L'envoi d'un préambule de quatre états M-aire nuls, permet d'ajuster le retard de l'horloge de réception à accuser afin d'avoir une synchronisation parfaite sur les impulsions PPM reçues. On remarque que la première impulsion PPM à sacrifier, devient maintenant celle du préambule modulé et non en provenance de la donnée modulée. Elle clôture l'étendue temporelle des parasites de début de réception, qui dès fois arrivent en paquets.

La deuxième impulsion PPM sert à confectionner un unique front actif pour contrôler en amorçage, l'horloge de réception en utilisant un monostable (qui absorbe les parasites car redéclenchable) et une bascule D (qui ne mémorise qu'un seul front), figures III.28 et III.29.

Le déclenchement de l'horloge de réception par la deuxième impulsion PPM, nécessite 28 ns de temps de réponse pour faire apparaître sa première impulsion. Celle-ci apparaît après le passage de la troisième impulsion du préambule, qui se trouve donc inutilisable, figure III.29.

La synchronisation parfaite de l'horloge de réception est laissée donc à la quatrième impulsion PPM restante du préambule, et qui sert d'indicateur afin de retarder convenablement l'horloge de réception de 23.868 ns, figure III.28, jusqu'à ce qu'elle dépasse légèrement celle-ci, comme c'est le cas de la 4ème impulsion PPM avec l'horloge de transmission, figure III.29. Un autre monostable est utilisé afin d'avoir un signal carré pour l'horloge de réception. Celle-ci est destinée à piloter la bascule D figurant dans la démodulation PPM, ainsi que le deuxième échantillonneur bloqueur rentrant dans la récupération des données démodulées, figure III.28.

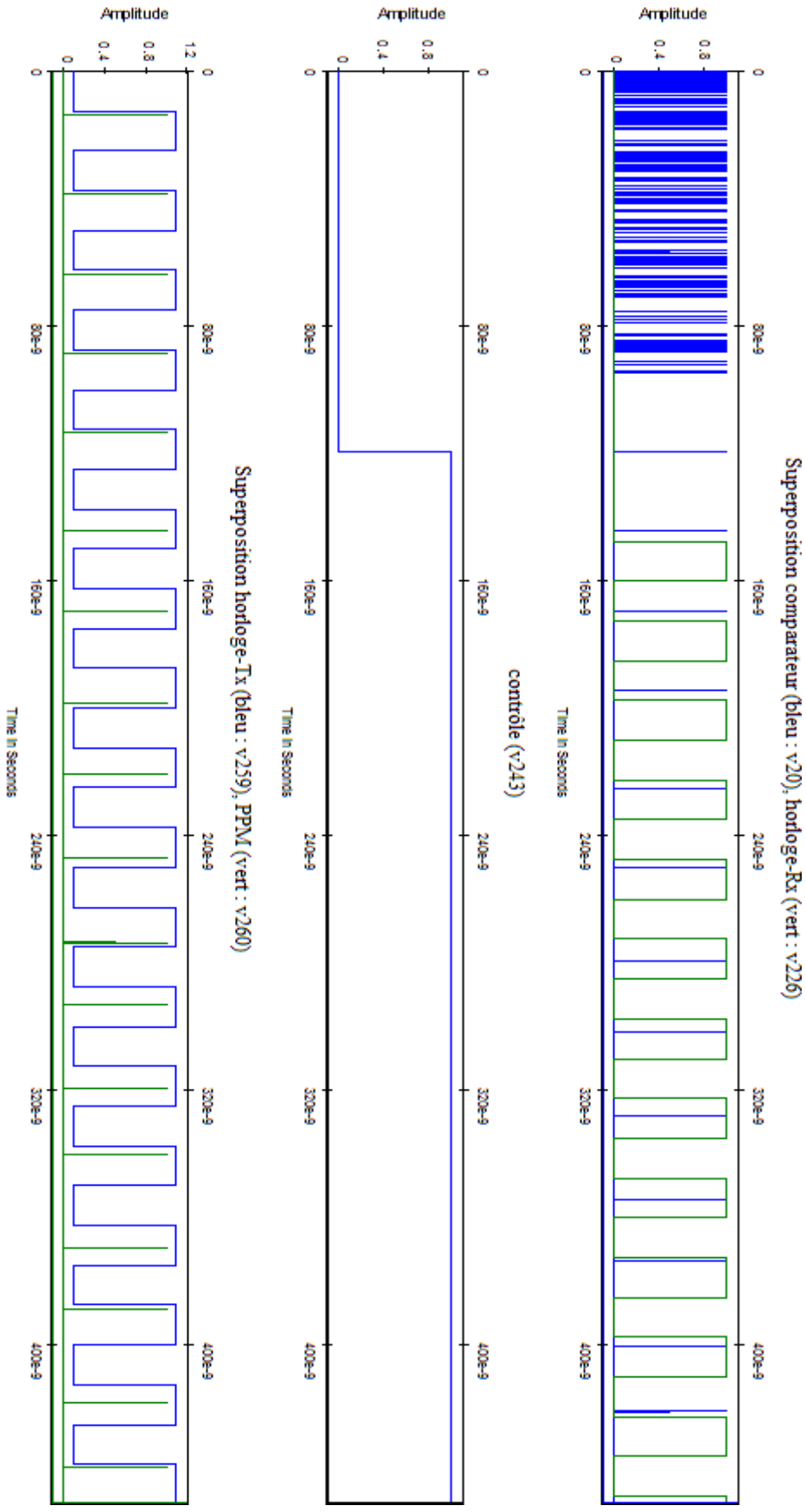


Fig. III.29 – Les imulsion PPM non synchronisées sur l'horloge de réception (en haut), synchronisées sur l'horloge de transmission (en bas), l'impulsion de contrôle confectionnée par un monostable et une bascule D pour le déclenchement de l'horloge de réception (au milieu)

Comme on l'a mentionné à propos des variations en niveau et en retard du signal reçu, il s'avère nécessaire de compenser le retard variable de réception dû au multi trajet, afin d'assurer un bon fonctionnement du décodeur de Viterbi et un bon déroulement de la mesure du BER plus tard. Dans cette perspective, il suffit de convertir fidèlement l'instant de démarrage de l'horloge locale en une tension de même valeur numérique, afin de contrôler en tension l'élément retardateur des données démodulées avant leur décodage, figure III.30.

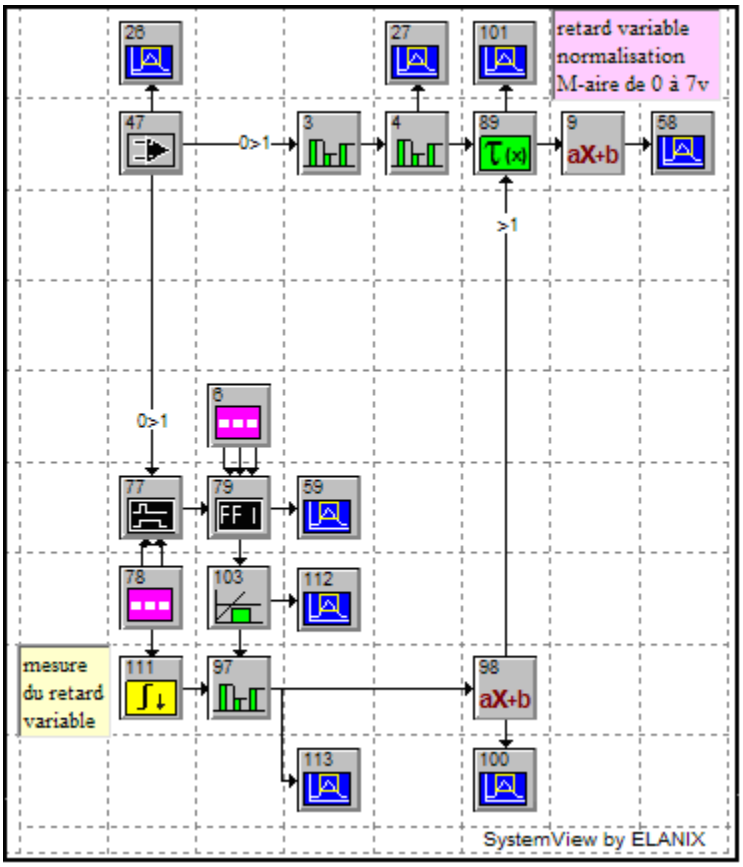


Fig. III.30 – Système de confection d'un retard variable des données à décoder en fonction du démarrage effectif de l'horloge de réception après la deuxième impulsion du comparateur

Pour cela, on se sert de la même impulsion PPM (la deuxième) en provenance du comparateur et dont on a confectionné à travers un monostable de type redéclenchable et une bascule D, un unique front actif d'activation de l'horloge de réception, figures III.29 et III.30. Cette fois-ci, l'unique front actif de la bascule D est transformé en une unique impulsion de durée 100 ps à l'aide d'un nouveau monostable (simple et non redéclenchable), figure III.30. L'impulsion sert à échantillonner une rampe de tension générée par un intégrateur qui vérifie l'identité v = t, figure III.30. Autrement dit, l'instant d'arrivée t_x de l'impulsion est converti en une tension image d'égale valeur numérique : $v_x = t_x$, figure III.35. Cette tension sert à son tour, à contrôler l'élément à retard variable $\tau(x)$ afin de concrétiser un retard égal à t_x, figure III.30.

Le retard à considérer doit être supérieur au plus grand retard de réception, mesuré à 163.5 ns. Soit donc un retard pris égal à 225 ns, qui doit être majoré par les 100 ns du préambule. Ainsi, un retard T = 325 ns, est mentionné comme offset dans la fenêtre du décodeur de Viterbi.

La tension image de t_x doit être prise égale au temps complémentaire de l'instant de démarrage de l'horloge, à la valeur constante de 325 ns admise par le décodeur.

Comme le temps de réponse de l'horloge de réception coïncide avec la quatrième impulsion PPM, c-à-d 50 ns après la deuxième impulsion PPM qui fait démarrer l'horloge, on obtient un temps restant de 325 ns – 25 – 50 = 250 ns, où 25 ns est le retard causé par le convertisseur de symbole M-aire en binaire, et 50 ns est le délai entre la 2ème et 4ème impulsion PPM.

De ce fait, l'élément retard est à configurer avec un temps complémentaire égal à :

250ns – t_x, qui est calculé par l'élément « ax + b » qui suit l'échantillonneur bloqueur en figure III.34, par la relation : 250 10^{-9} – v_x 10^{-9}.

L'exemple de la figure III.31 donne une temporisation du retard de réception contrôlée par la valeur de tension 250nV – 137 nV = 113 nV.

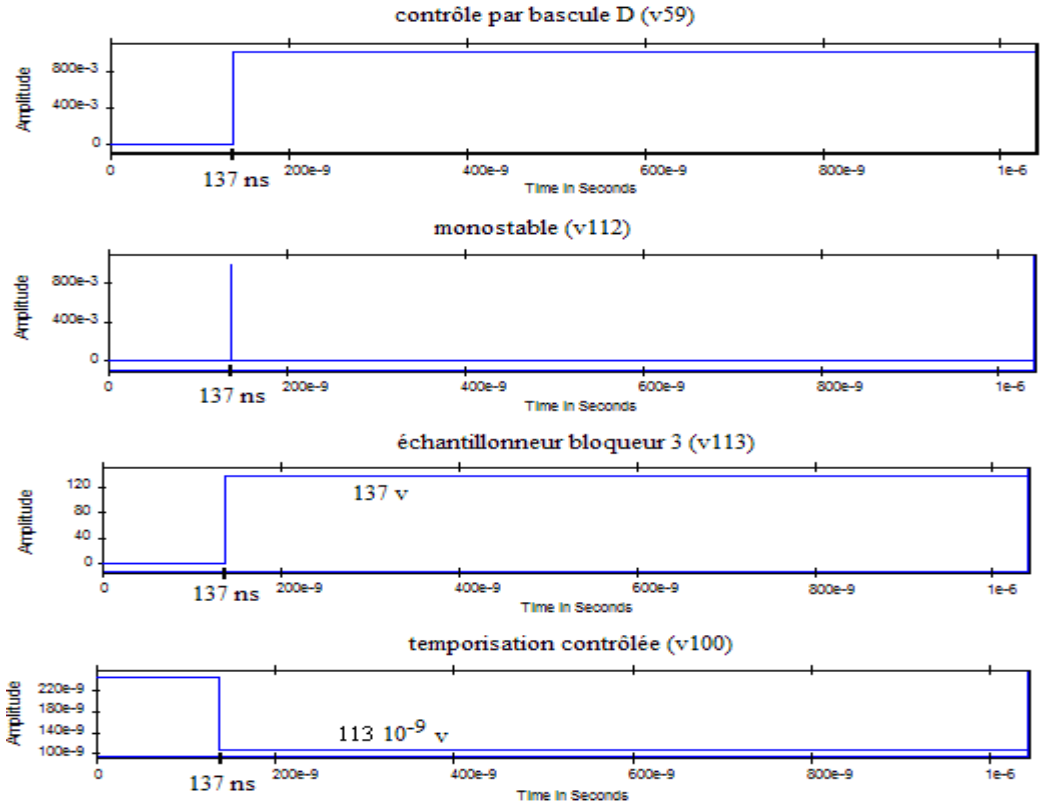


Fig. III.31 – instant du front actif de la bascule D fourni par l'échantillonneur bloqueur sous forme de tension image dont la valeur complémentaire contrôle la temporisation du retard

Dans la figure III.30, le dernier élément est l'élément « ax + b » qui normalise le signal M-aire retardé de $\tau(x)$ et ce, entre les niveaux 0 et 7V réclamés par le convertisseur symbole-binaire faisant suite, selon le schéma du récepteur UWB-PPM en figure III.22. Les données binaires sont ensuite décodées par le décodeur de Viterbi.

Afin de comparer les données binaires reçues avec celles transmises, on procède à la mesure du retard de réception à l'aide de l'opération d'intercorrélation entre les données transmises et reçues, figure III.32. Ce retard est évalué à 958.333 ns.

Une fois que le retard de réception est compensé à la transmission, la superposition des données binaires transmises retardées avec celles reçues atténuées à 0.9V est illustrée en figure III.32.

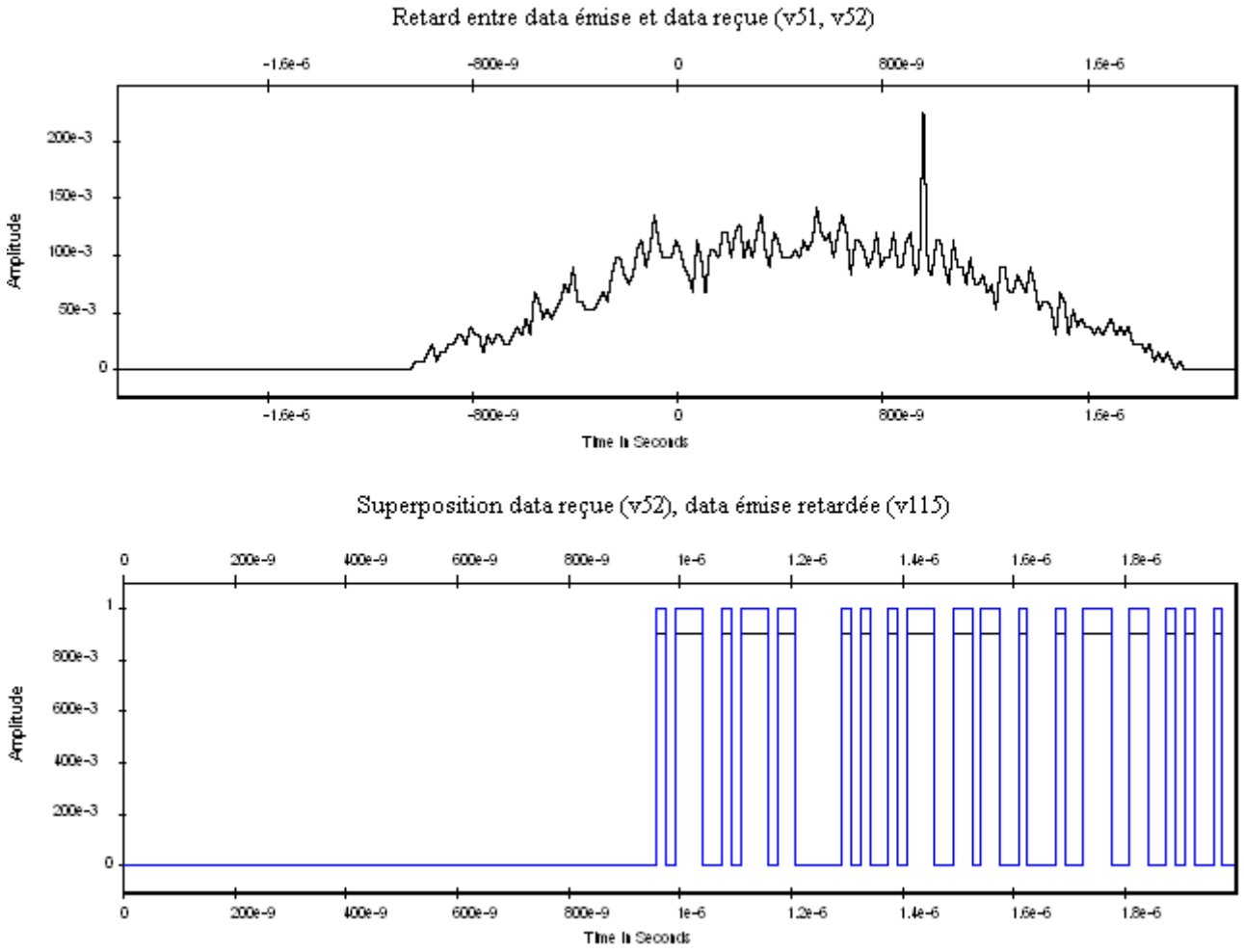


Fig. III.32 – Intercorrélation des données binaires émises et reçues (en haut),
et leur superposition (en bas)

La figure III.33 montre un banc de mesure de la réponse impulsionnelle CM-2 du canal UWB.

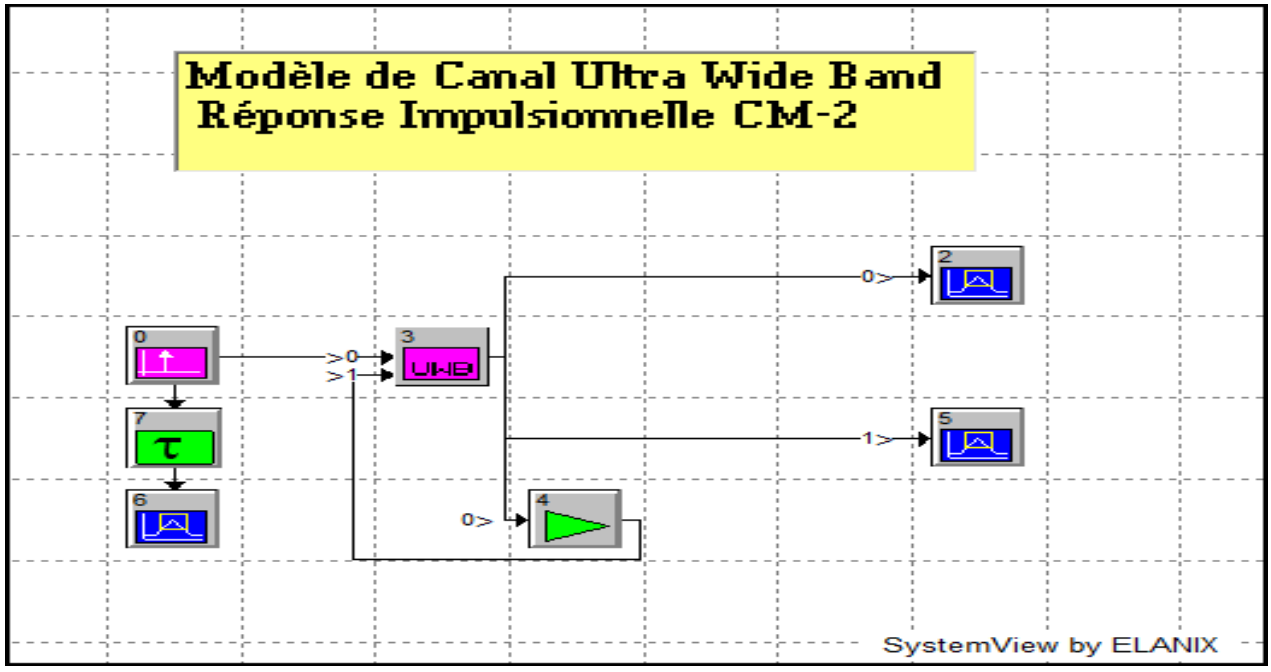
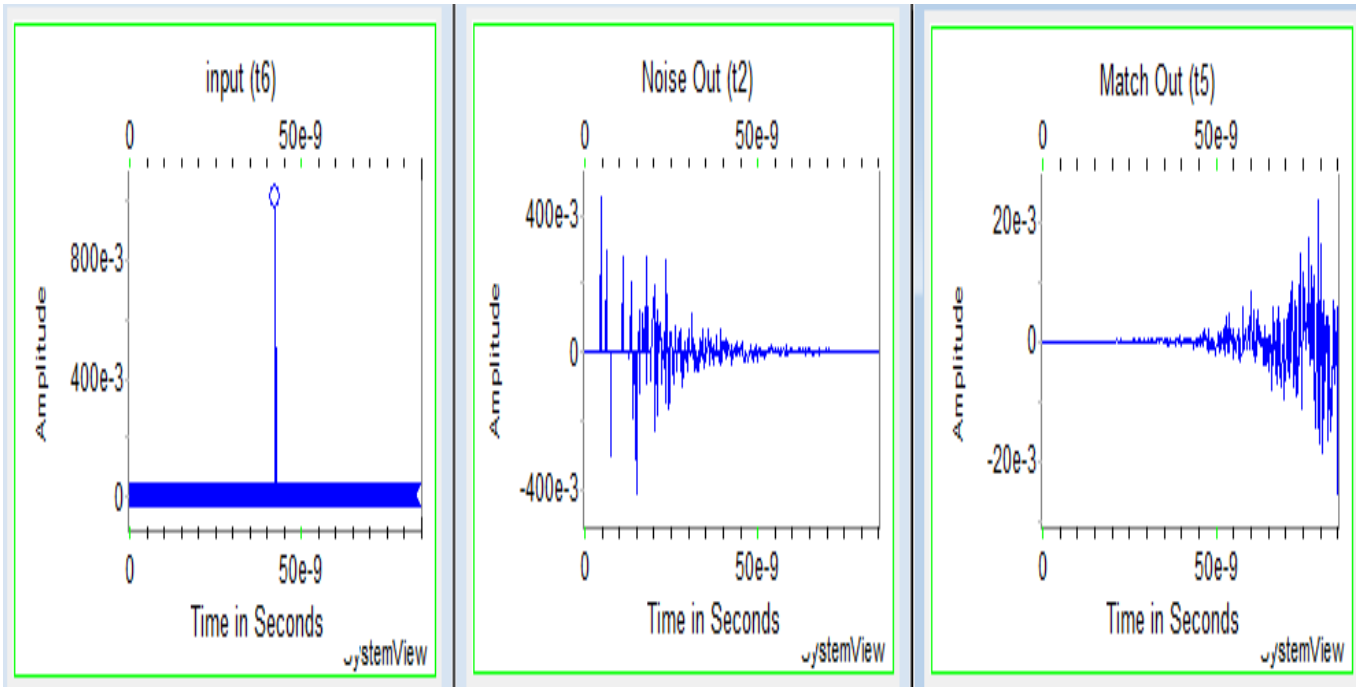


Fig. III.33 – banc du tracé de la réponse impulsionnelle de modèle CM-2 du canal UWB

Pour certaines exécutions, la réponse impulsionnelle est obtenue à la sortie adaptée du canal et représentée en figure III.34.



-a- -b- -c-

Fig. III.34 – réponses impulsionnelles aux deux sorties de canal UWB de systemvue (sorties bruitée et adaptée)

Le canal choisi pour la simulation est donné en figure III.35. Outre le canal multi-trajet UWB, on y trouve rajouté l'effet de bruit d'antenne et celui du canal AWGN. L'atténuation de trajet de −50 dB entre transmetteur et récepteur, est aussi incluse.

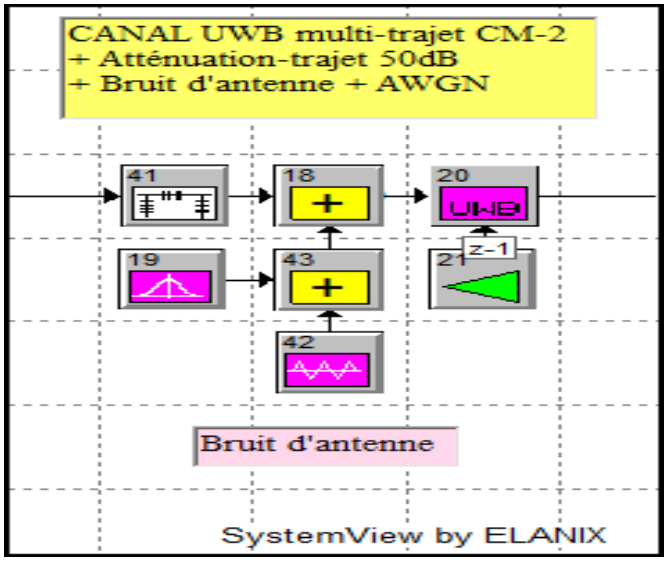


Fig. III.35 – canal UWB multi-trajet avec modèle CM-2
avec atténuation et d'autres types de bruit associés

La figure III.36 montre un banc de mesure de la réponse impulsionnelle CM-3 du canal UWB.

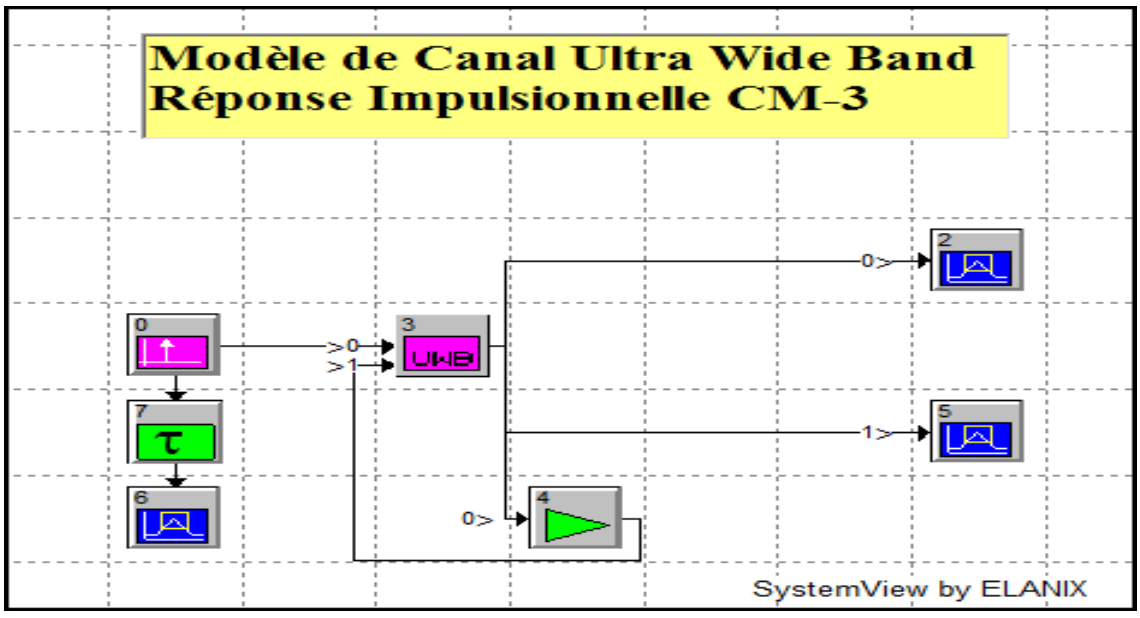
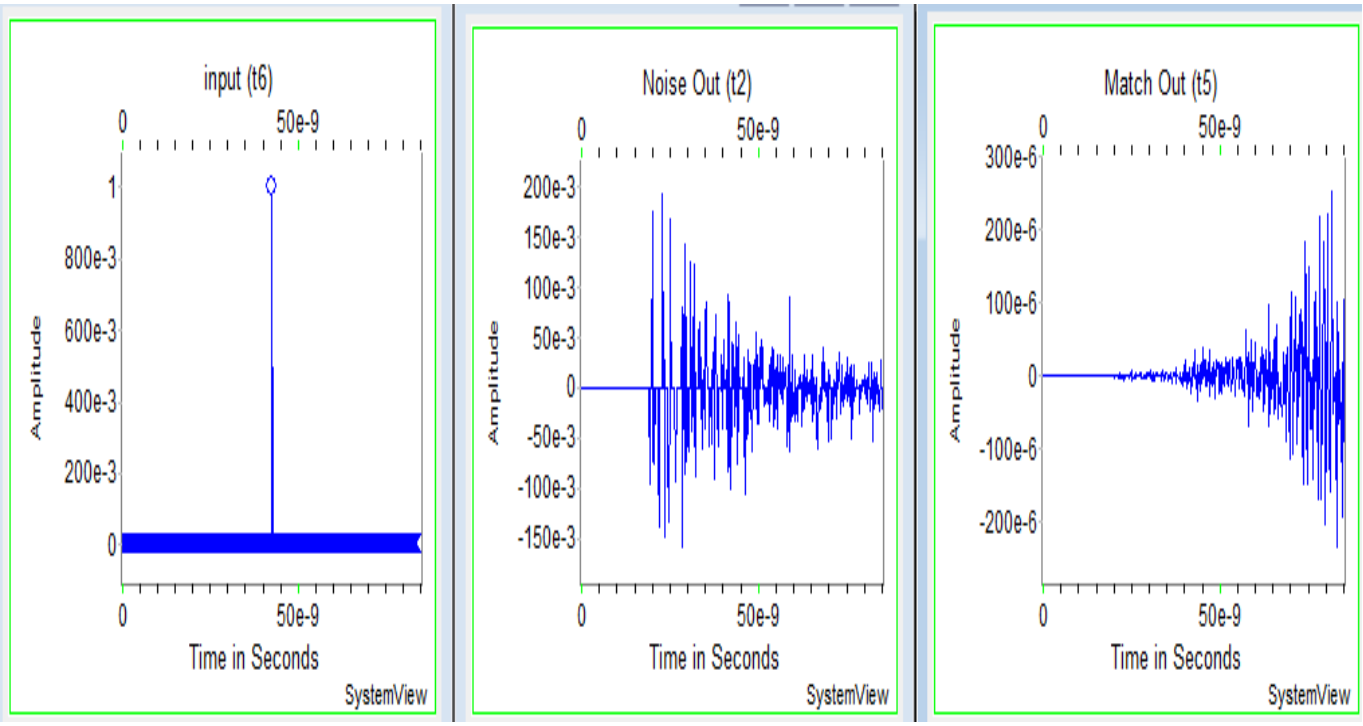


Fig. III.36 – banc du tracé de la réponse impulsionnelle de modèle CM-3 du canal UWB

Pour certaines exécutions, la réponse impulsionnelle est obtenue à la sortie adaptée du canal et représentée en figure III.37.



-a- -b- -c-

Fig. III.37 – réponses impulsionnelles aux deux sorties de canal UWB de systemvue (sorties bruitée et adaptée)

III.4. Banc de mesure du BER : fichier UWB_PPM_cUWB_BER.svu

Un banc de mesure du BER est établi dans la figure III.38. Il s'articule sur l'emploi du composant "BER Rate" disponible dans la bibliothèque de communication de Systemvue. Outre la compensation du retard de réception dans la voie des données binaires émises, ce composant réclame aussi un seul échantillon à la fois par donnée émise ou reçue. La mesure du BER est confiée alors au composant de mesure "Final value" en choisissant son entrée "Cumulative Average", figure III.38.

La mesure de l'énergie moyenne binaire des symboles transmis effectuée dans la figure III.18, est de 6.32 μJ, qui devient 63.2 pJ après l'atténuation de canal de −50dB. Cette valeur numérique d'énergie est prise comme valeur initiale pour la densité spectrale de bruit AWGN environnent, soit 63.2 pW/Hz. Ceci, afin que le SNR exprimé sous forme du rapport de l'énergie moyenne binaire sur la densité de bruit environnent, E_B / N_o, commence à partir de 0 dB. Le bruit apporté par l'antenne est ignoré.

Cependant, vu l'énorme atténuation apportée au signal transmis et exigée par la norme FCC, la mesure effective du BER commence à partir de +23 dB.

En sélectionnant successivement les trois modèles du canal UWB, CM-1, CM-2, et CM-3, un tableau de mesure du BER est dressé à chaque fois, pour quatre valeurs croissantes du rapport E_B / N_o, à partir de +23 dB, figure III.38.

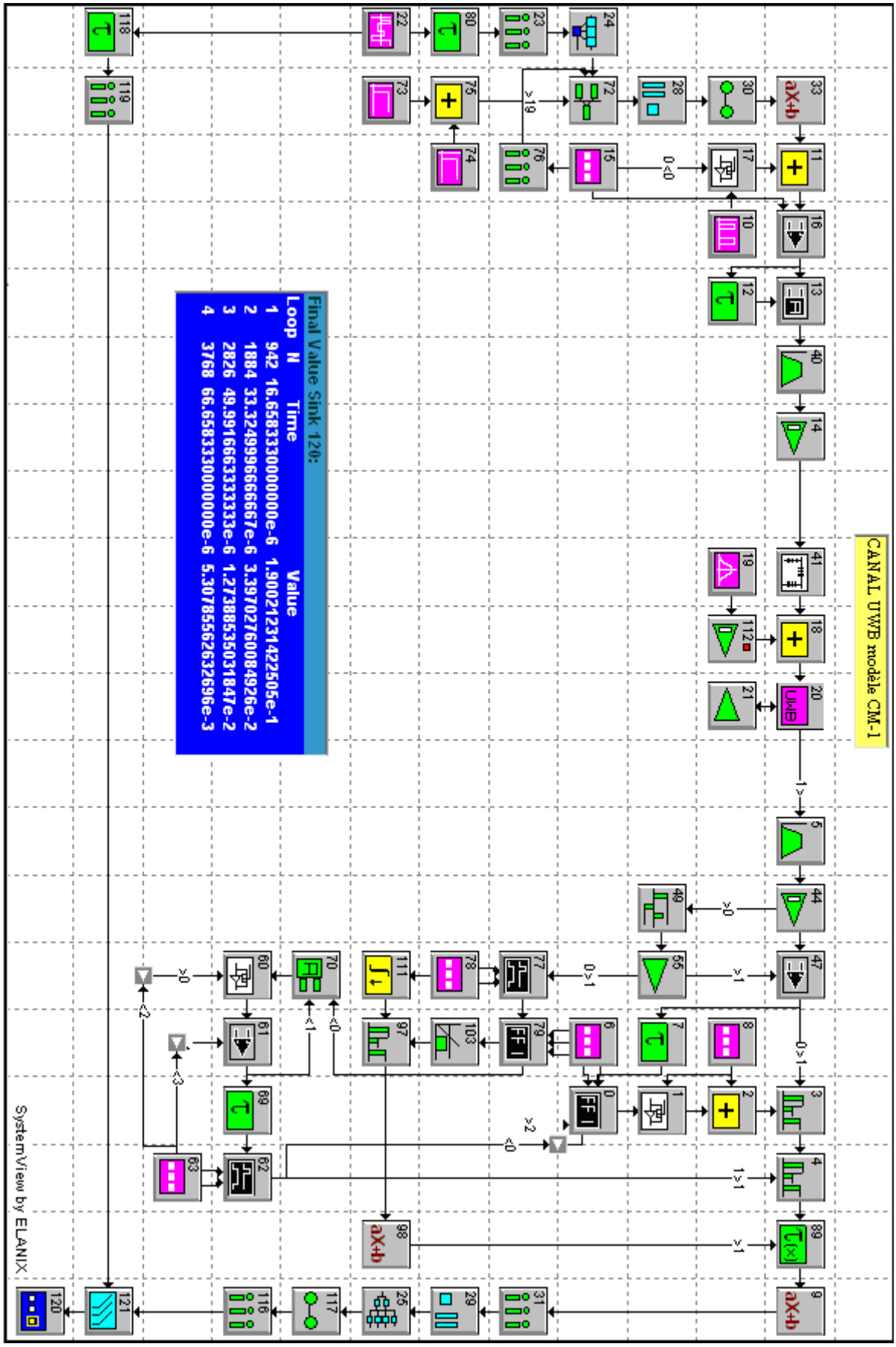


Fig. III.38 – Banc de mesure du BER

Comme pour un modèle donné de canal UWB, ses valeurs statistiques présentent de grandes variances, son tableau de mesure du BER varie d'une exécution à l'autre. C'est pourquoi nous avons pris pour chaque modèle de canal UWB, un tableau de BER dont les valeurs représentent des moyennes prises sur plusieurs tableaux de mesure.

Pour une mesure du BER atteignant au moins 5×10^{-3}, un nombre minimal de N = 1000 données binaires est à transmettre afin de garantir que les mesures du BER soient statistiquement significatives. Le temps de simulation s'élève alors à $T = N / D_B = 10^3 / 60MHz = 16.667$ µs. Avec D_B, représentant le débit binaire de 60.10^6 bit/s. Ce qui donne 4 millions d'échantillons à traiter sous une horloge-système fixée à 240 GHz. Le temps de simulation effectif de calcul du BER en fonction des quatre différents rapports E_B / N_o, s'élève à 29mn15s suivant le PC utilisé.

Les tracés superposés de BER pour les trois différents modèles de canal UWB, sont illustrés dans la figure III.39.

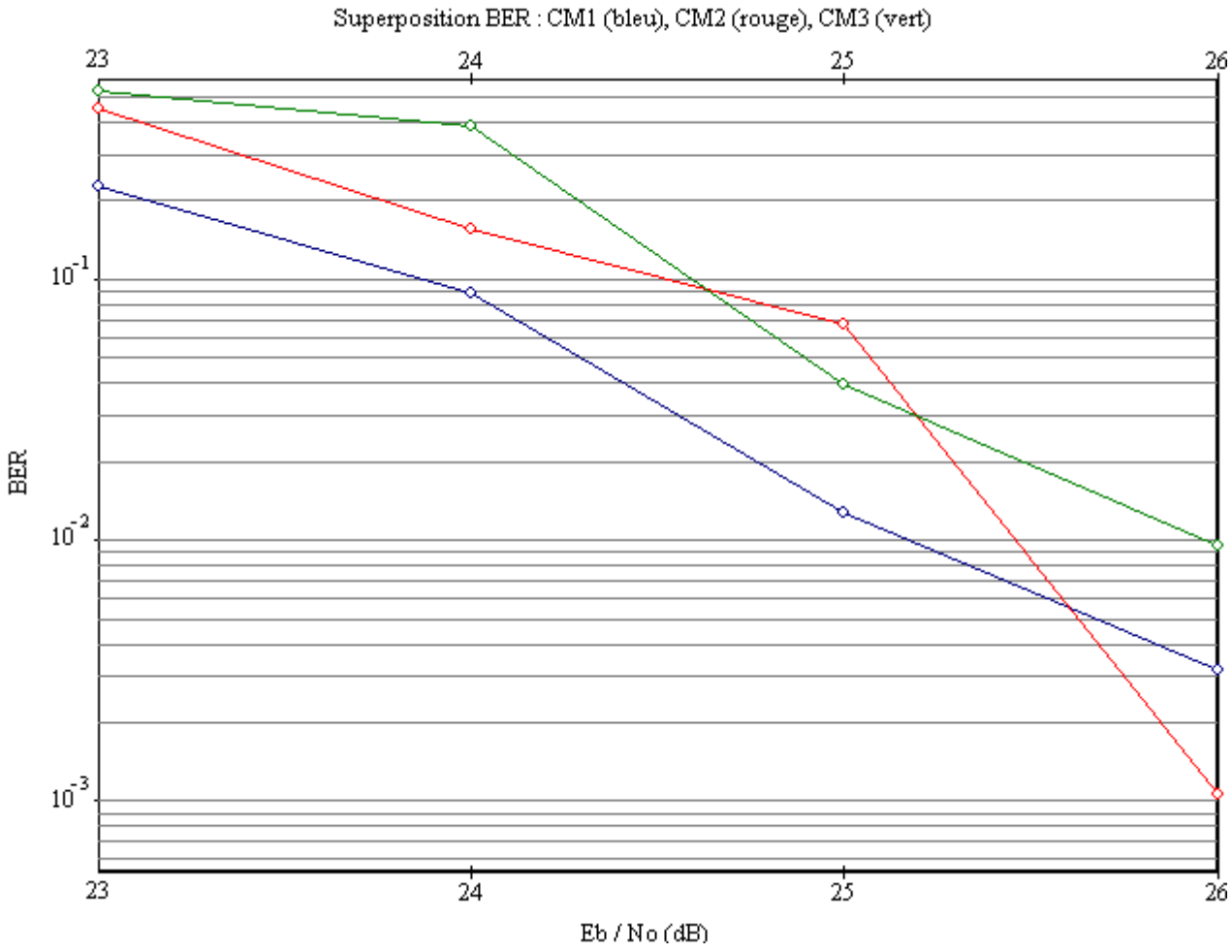


Fig. III.39 – Tracés de BER pour les trois modèles de canal UWB

De par la comparaison des caractéristiques primaires des 3 modèles de canal UWB multi trajets, CM1, CM2, CM3, respectivement :

- Retard RMS de réception de valeurs croissantes selon les trois modèles de canal.
- Nombre de trajets significatifs du modèle de valeurs croissantes.
- Débit d'arrivée de chaque trajet ou rayon de valeurs comme CM1 ≈ CM3 > CM2.
- Facteur d'atténuation de puissance de rayon de valeurs croissantes.
- Déviation standard du terme d'évanouissement de valeurs égales.

Ainsi, les tracés superposés de la figure III.39 dénoncent la supériorité du canal CM1 comme le témoignent les caractéristiques comparées des trois modèles ci-dessus. Cette supériorité prouve que le modèle CM1 reste effectivement le moins onéreux et le moins difficile parmi les trois modèles du canal multitrajet UWB. Les deux autres modèles restent à peu près équivalents selon leurs tracés dans la figure III.39.

Conclusion générale

Ce qui est présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre général des systèmes de transmission UWB. Plus particulièrement, la structure des systèmes transmetteurs-récepteurs mise en jeu et qui doit être soigneusement adaptée aux inconvénients du canal multitrajet.

Dans le premier chapitre, nous avons défini la technologie UWB. Nous avons commencé par un historique, tout en citant les applications visées et les potentiels de l'UWB, allant du système d'imagerie radar jusqu'aux systèmes de communication où elle présente un grand intérêt de nos jours. Les normes établies par les deux groupes de travail au sein de l'IEEE pour la mise en œuvre de la technologie UWB ont été également discutées. Le premier groupe IEEE 802.15.3a a été proposé pour le haut débit spécialisé dans les applications de communication sans fil avec les solutions DS-UWB et MB-OFDM, tandis que le deuxième groupe IEEE 802.15.4a est pour le bas débit destiné aux applications de localisation reposant sur des techniques impulsionnelles.
Nous avons par la suite présenté les propriétés de base des signaux utilisés dans les systèmes UWB, telle que la forme d'impulsion, ses caractéristiques de pénétration, ses capacités spatiales et spectrales en terme de densité spectrale de puissance, et enfin, les différentes modulations utilisées dans la technologie UWB.

Dans le deuxième chapitre, nous avons parlé des problèmes de coexistence engendrés par les émissions UWB qui sont uniques dans l'histoire de la réglementation du spectre électromagnétique, et la manière de les appréhender qui est différente d'une région du monde à l'autre. Nous avons trouvé que les états unis sont les premiers à avoir adopté une réglementation en faveur d'une autorisation permanente des émissions de signaux UWB. Dans le reste du monde, les attitudes sont plus conservatrices comme en Europe où l'étude des interférences potentielles est rendue capitale en considérant la puissance agrégée d'un grand nombre d'émetteurs UWB.
Les différentes spécificités du canal UWB sont ensuite expliquées, en mettant l'accent sur le détail de ses caractéristiques et les modèles employés pour le canal UWB.

Dans le troisième chapitre, nous avons analysé et mesuré l'influence d'une variété de catégorie de canaux UWB, précisément les modèles CM-1, CM-2, et CM-3, et ce, sur la communication UWB-PPM. Le simulateur SystemVue d'Agilent, spécialisé dans les communications analogiques et numériques, a été utilisé par conséquent. Ce qui nous a amené à constater à travers les tracés de BER, que le modèle CM-1 est le moins onéreux et le moins difficile parmi les trois modèles du canal multitrajet UWB.

Annexe

1. L'environnement de conception de SystemVue 2006

L'environnement de conception de SystemVue par défaut, comprend plusieurs éléments de développements.

1.1. Fenêtre de systèmes

La fenêtre de systèmes, représentée sur la figure. III.1, se compose d'une barre de menu, une barre d'outils, des barres de défilement horizontales et verticales, une région de conception, une zone de message, et un réservoir de bibliothèque.

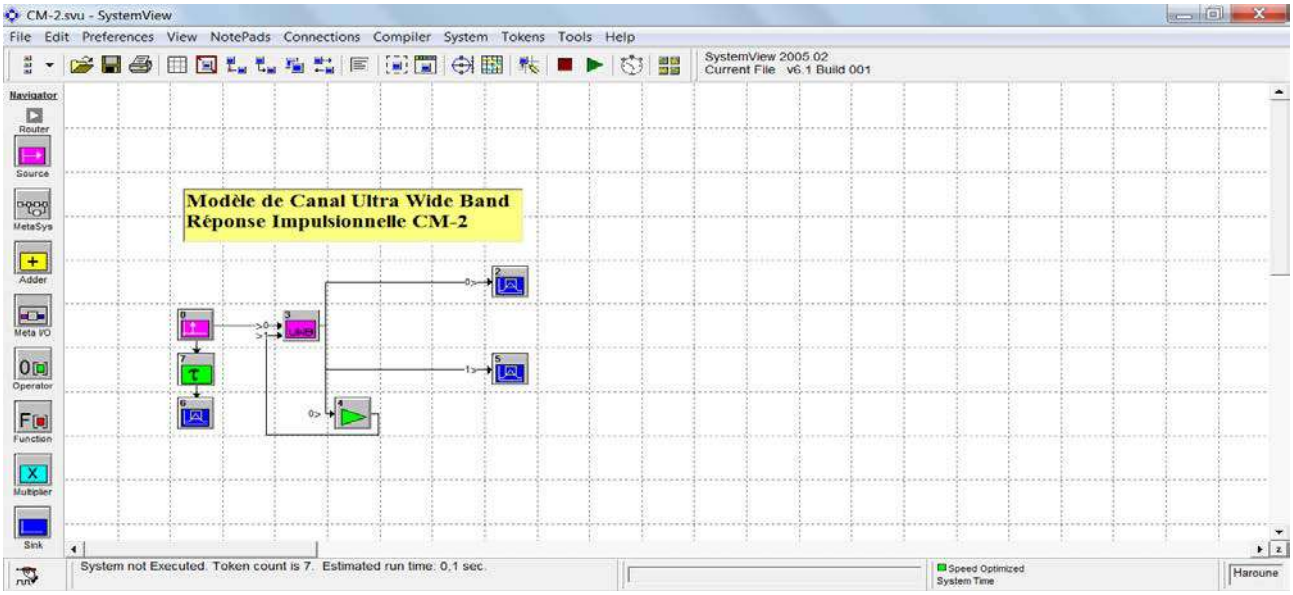


Fig. III.1 – Fenêtre de SystemVue 2006

1.2. Barre de menu

La barre de menu affiche les fonctions et les commandes utilisés dans SystemVue : File, Edit, View, Preferences, NotePads,Connections, Compiler, System, Tokens, Tools, et Help.

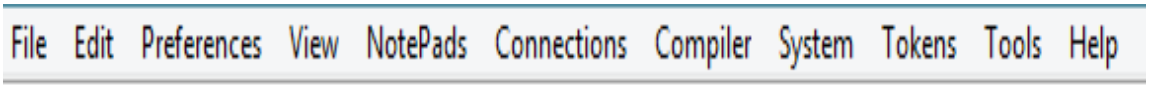


Fig. III.2 – Barre de menu.

1.3. Barre d'outils

La barre d'outils se compose des boutons comprenant lesquels exécuter les fonctions :

• Agissant sur des blocs ou des groupes de blocs dans la fenêtre de système,

• Commençant et arrêtant une simulation,

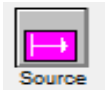
• Permettant d'accéder à la fenêtre d'analyse et à d'autres fonctions de service.



Fig. III.3 – Barre d'outils.

1.4. Réservoir de bibliothèques

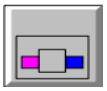
Les blocs sont les modules utilisés dans toutes les simulations de SystemVue. Le réservoir sur l'aile gauche de la fenêtre affiche les blocs génériques représentant ceux disponibles.  Bouton de bibliothèques : On clique sur ce bouton pour alterner entre les bibliothèques standard et optionnelles de SystemVue.

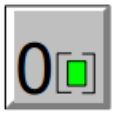


Bloc de sources : Ce bloc, représente une bibliothèque de source à sorties seulement, employé pour assurer des entrées de système, (y compris à partir des fichiers externes)

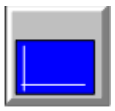


Bloc MetaSystems : Ce bloc permet d'ajouter la hiérarchie à une conception. il est employé pour importer un MetaSystem prédéfini dans le système actuel sous conception.

 **Bloc I/O de MetaSystem:** Ce bloc définit les noeuds d'entrée et de sortie dans un MetaSystem.

 **Bloc d'opérateurs :** Ce bloc représente une bibliothèque des opérateurs qui utilisent les données d'entrée comme argument pour l'exécution.

 **Bloc de fonctions :** Ce bloc représente une bibliothèque des fonctions qui utilisent les données d'entrée comme argument à la fonction.

 **Bloc de mesure :** Ce bloc représente une bibliothèque d'instruments rassemblent, affichent, analysent, et font sortir les données d'un système. Ce bloc a des entrées seulement.

1.5. Horloge système

Le boutton  situé dans la barre d'outils, donne accés à l'horloge du système de simulation, repésentée dans la Fig. III.4.

Elle permet les réglages de base pour l'analyse des flux de données (Temps arrêt / démarrage, taux d'échantillonnage et espacement temporel, nombre d'échantillons, nombre de boucles de système , et résolution fréquentielle).

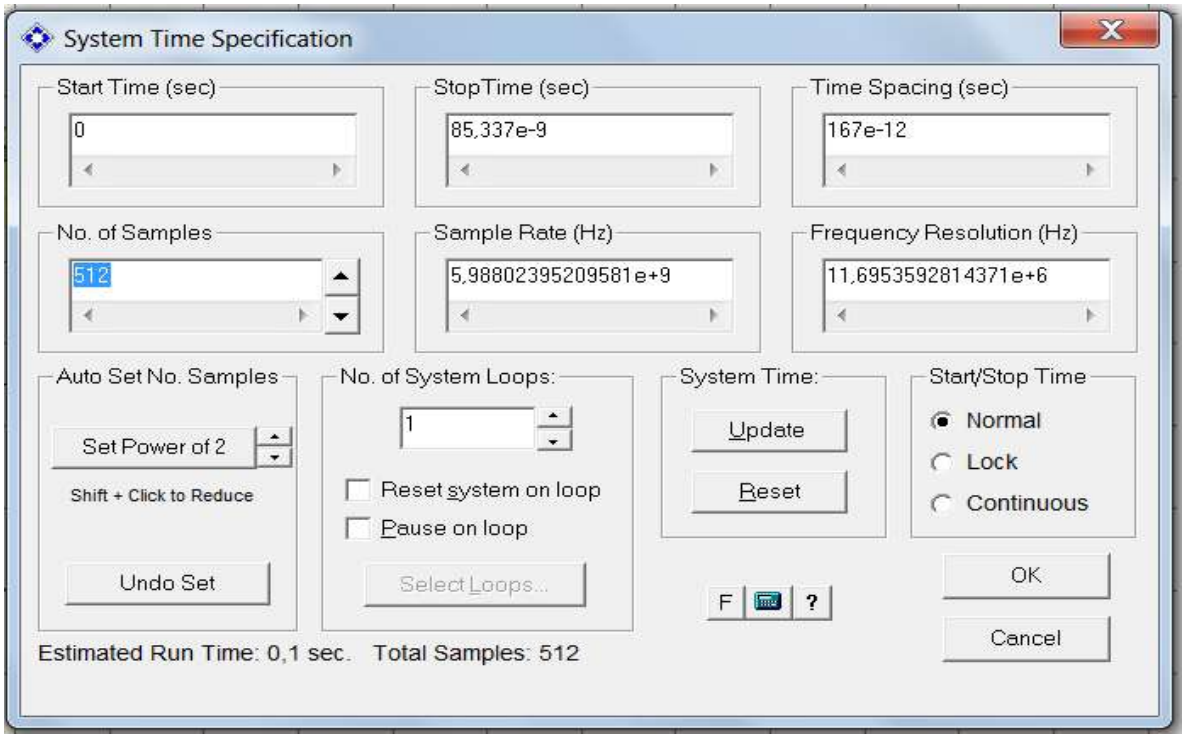
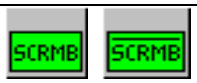
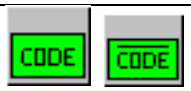
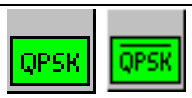


Fig. III.4 – Horloge du système de simultion.

2. Bibliothèque Ultra-Wideband (DS-UWB)

Les bibliothèques du système de communication UWB sont entièrement integrées dans SystemVue.On peut construire des récepteurs et des émetteurs complets avec différent modèles de canal, en plaçant simplement des blocs spécifiques dans l'environnement de conception de SystemVue.

Blocs DS-UWB	Déscription
	Modèle de canal UWB
	Générateur de paquet
	Embrouilleur / Désembrouilleur (Scrambler / Descrambler)
	Entrelaceur / Désentrelaceur (Interleaver / Deinterleaver)
	Codeur/Décodeur convolutionnel
	Modulateur/Démodulateur QPSK
	Etaleur / désétaleur (Spreader/Despreader)

Tab III.1– déscription des blocs de la bibliothèque DS-UWB.

Références

[1] Louis-Marie AUBERT, “ Mise en place d’une couche physique pour les futurs systèmes de radiocommunications hauts débits UWB ” , l’institut national des sciences appliquées de rennes, Thèse de doctorat, 2005.

[2] H. F. Harmuth, “ Transmission of Information by Orthogonal Functions”, First Edition. Springer, New York, 1969.

[3] Conservatoire National des Arts et Métiers , “ UWB Version 1.0”, www.cnam.fr/elau, 2006.

[4] R. A. Scholtz, “ Multiple Access with Time-Hopping Impulse Radio ”. Proc. of the IEEE Milcom Conference, Boston, pages 447–450, 1993.

[5] R. A. Scholtz et M. Z. Win, “ Impulse Radio ”, IEEE PIMRC ’97, Helsinki, 1997.

[6] M. Z. Win et R. A. Scholtz, “ Impulse Radio : How it works ”. IEEE Communications Letters, vol. 2, pages 36–38, 1998.

[7] M. Welborn, “ XtremeSpectrum CFP Presentation ”. IEEE 802.15-03/153r2, 2003.

[8] A. Batra, J. Balakrishnan, A. Dabak, R. Gharpurey, P. Fontaine, J. Lin, J.-M. Ho, S. Lee, M. Frechette, S. March et H. Yamaguchi, “ TI Physical Layer Proposal : Time-Frequency Interleaved OFDM ”. IEEE 802.15- 03/141r1, 2003.

[9] J. Kelly, “ Multi-band OFDM Physical Layer Proposal Update ”. IEEE 802.15 04/0122r4, 2004.

[10] Mohamed TABAA, “ Conception d'un système de transmission ultra-large bande par impulsions orthogonales ”, Ecole doctorale IAEM Lorraine, Thèse de doctorat, 2014.

[11] Rapport, FCC - OET ,“ Part 15 - Radio Frequency Devices ”.

[12] Rapport Federal Communications Commission ,“ Revision of the Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Notice of Inquiry ”, 1998.

[13] Rapport Federal Communication Commission ,“ First report and order, ET Docket No. 98-153 ”, apr 2002.

[14] M. Debbah et R. R. Muller, “ MIMO channel modelling and the principle of maximum entropy ”. IEEE Transactions on Information Theory, vol. 51, pages 1667–1690, 2005.

[15] J. Foerster and Q. Li, “ UWB Channel Modeling Contribution from Intel”, IEEE P802.15-02/279-SG3a.

[16] S. Ghassemzadeh and V. Tarokh, “ The Ultra-wideband Indoor Path Loss Model”, IEEE P802.15-02/277-SG3a and IEEE P802.15-02/278-SG3a.

[17] M. Pendergrass, “ Empirically Based Statistical Ultra-Wideband Channel Model”, IEEE P802.15-02/240-SG3a.

[18] J. Foerster and Q. Li, “ UWB Channel Modeling Contribution from Intel”, IEEE P802.15-02/279-SG3a.

[19] G. Shor, et. al., “ A proposal for a selection of indoor UWB path loss model,” IEEE P802.15-02/280-SG3a.

[20] J. Kunisch and J. Pamp, “ Radio Channel Model for Indoor UWB WPAN Environments”, IEEE P802.15-02/281-SG3a.

[21] S. Ghassemzadeh and V. Tarokh, “The Ultra-wideband Indoor Multipath Loss Model,” IEEE P802.15-02/282-SG3a and IEEE P802.15-02/283-SG3a.

[22] A. Molisch, M. Win, and D. Cassioli, “ The Ultra-Wide Bandwidth Indoor Channel: from Statistical Model to Simulations ”, IEEE P802.15-02/284-SG3a and IEEE P802.15- 02/285-SG3a.

[23] J-M Cramer, R. Scholtz, M. Win, “ Evaluation of an Indoor Ultra-Wideband Propagation Channel,” IEEE P802.15-02/286-SG3a and IEEE P802.15-02/325-SG3a.

[24] Kai Siwiak, “ UWB Propagation Phenomena,” IEEE P802.15-02/301-SG3a.

[25] Kai Siwiak, “ Propagation notes to P802.15 SG3a from IEEE Tutorial”, IEEE P802.15-02/328-SG3a.

[26] A. Saleh and R. Valenzuela, “A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation,” IEEE JSAC, Vol. SAC-5, No. 2, pp. 128-137Feb, 1987.

[27] G. F. Ross, “ Transmission and reception system for generating and receiving base-band duration pulse signals for short base-band pulse communication system ”. U.S. Patent 3,728,025, 1973.

[28] Rapport du sous-comité sur la modélisation des canaux, “ IEEE P802.15 Wireless Personal Area Networks ”,September, 2002.

[29] A partir de programme SystemView-Help-SystemView User Guide, “*The User’s Guide to Advanced Dynamic System Analysis Software*”,1994-2005.