

N°d'ordre : 41084

THESE

Présentée à

Université LILLE1- Sciences et Technologies

Pour obtenir le titre de

DOCTEUR

Spécialité : ***Micro et Nanotechnologies, acoustique et télécommunications***

Préparée à l'Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie

Par Khaled KILANI

Faisabilité des courants porteurs en ligne sur un câble triphasé entre un onduleur MLI et un moteur pour des applications avioniques.

Soutenue le 12 Mars 2013

Rapporteurs	Jean-Charles LE BUNETEL	Maitre de Conférences HDR à l'Université de Tours
	Mohamed MACHMOUM	Professeur à l'Université de Nantes
Examineurs	Khalil EL KHAMLICHI DRISSI	Professeur à Polytech Clermont-Ferrand
	Nadir IDIR	Professeur à l'Université de Lille1
Invités	Michel DUNAND	Responsable Recherche Amont, Safran Engineering Services
	Thibaud LEBRETON	Chef de projet, Safran Engineering Services
Directrice de Thèse	Martine LIENARD	Professeur à l'Université de Lille 1
Co-Encadrant	Virginie DEGARDIN	Maitre de Conférences HDR à l'Université Lille1

Remerciements

Souvent, on dit que le doctorant doit faire preuve d'autonomie et d'indépendance tout au long du projet. Ce n'est pas tout à fait vrai. Ce sont les compétences, la disponibilité, le dynamisme de chaque personne relié au projet de près ou de loin qui m'ont permis d'achever ce travail de recherche dans les meilleures conditions. Pour cela, je tiens tout d'abord à remercier l'ensemble de l'équipe du laboratoire IEMN/TELICE qui m'a accompagné tout au long de ma thèse.

Je remercie chaleureusement en premier lieu ma directrice de thèse, Madame Martine Liénard et Mr Pierre Degauque pour m'avoir dirigé, encouragé et conseillé. Je les remercie pour leur disponibilité (leurs portes étaient toujours ouvertes pour moi), ainsi que pour leur travail de relecture, de correction, et d'analyse.

Je tiens à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance à mon encadrante, Madame Virginie Dégardin pour son aide, ses conseils, ses encouragements, l'ouverture du cœur et de l'esprit et la patience dont elle a fait preuve à mon égard. Ses qualités scientifiques et humaines ont un grand rôle dans l'aboutissement de cette thèse. MERCI.

Je voudrais exprimer toute ma reconnaissance aux deux rapporteurs de cette thèse Monsieur Jean-Charles LE BUNETEL et Monsieur Mohamed MACHMOUM pour leurs critiques et leurs conseils et également aux autres membres du jury qui ont accepté de juger ce travail : M. Khalil EL KHAMLICHI DRISSI, M. Nadir IDIR, M. Michel DUNAND et M.Thibaud LEBRETON.

Je remercie les différents partenaires qui ont participé à ce projet et plus particulièrement Monsieur Michel DUNAND et Monsieur Thibaud LEBRETON de Safran Engineering Services et aussi à toute l'équipe du laboratoire L2EP et plus particulièrement Monsieur Nadir IDIR qui a accepté de présider mon jury de thèse.

La partie expérimentale n'aurait pas pu se faire sans l'aide de notre Ingénieur d'étude Pierre LALY et les deux Emmanuel.

J'exprime toute ma sympathie aux autres personnes qui font la bonne humeur du TELICE, Lamine, Eric, Davy, Emmanuelle, Sylvie, Emmanuel, Emmanuel, Huaqiang, Farah, Kyoko, Jin.

Je termine, par remercier mes parents et mon frère, qui m'ont soutenu tout au long de ces années d'étude et qui m'ont toujours apporté du réconfort et de l'amour. Merci à Abdallah, Emna et Iadh.

SOMMAIRE

Remerciements	3
SOMMAIRE	5
Glossaire	9
Introduction générale	11
Chapitre 1. Etat de l'art des Courants Porteurs en Ligne et contraintes CEM en environnement avionique	14
I. Introduction	14
II. Le contexte avionique	16
II.1. Evolution du réseau électrique	16
II.2. Le réseau triphasé entre un convertisseur et un moteur	16
II.3. Principe de fonctionnement d'un convertisseur MLI	18
II.4. Les contraintes CEM : La norme aéronautique DO-160	19
III. La technologie CPL	20
III.1. Aperçu historique et applications actuelles	21
III.2. Le standard HPAV	21
III.3. Les différents méthodes de couplage du signal CPL	23
IV. Conclusion	24
Chapitre 2. Mesure et caractérisation du canal de propagation	25
I. Introduction	25
II. Mesure du canal de propagation SISO sur un banc de test onduleur-moteur	26
II.1. Evolution du gain d'insertion en fonction du temps	26
II.2. Mesure du gain d'insertion pour un couplage inductif	29
II.3. Mesure du gain d'insertion pour un couplage capacitif.....	31
III. Caractérisation du canal de propagation SISO	33
III.1. Caractéristiques dans le domaine fréquentiel	33
III.2. Caractéristiques dans le domaine temporel	35
IV. Mesure du canal de propagation MIMO sur un banc de test onduleur-moteur	37
IV.1. Principe de la transmission MIMO-CPL	38

IV.2.	Etude préliminaire de la transmission MIMO-CPL sur un réseau indoor	39
IV.3.	Etude de la transmission MIMO-CPL sur un réseau triphasé	48
V.	Conclusion	53
Chapitre 3. Caractérisation du bruit impulsif sur un câble de puissance		54
I.	Introduction	54
II.	Étude du bruit impulsif mesuré au L2EP avec un moteur non chargé.....	55
II.1.	Description du dispositif de mesures	55
II.2.	Exemples d'impulsions mesurées dans le domaine temporel	56
II.3.	Distributions des paramètres caractéristiques	56
II.4.	Mesure simultanée de bruit sur 3 phases	63
II.5.	Étude de l'influence de la longueur du câble sur les caractéristiques du bruit	65
II.6.	Étude de l'influence de la tension d'alimentation sur le bruit	68
II.7.	Étude de l'influence de la fréquence de rotation du moteur sur le bruit	70
II.8.	Bruit mesuré en utilisant un couplage capacitif	72
III.	Étude comparative du bruit impulsif sur 3 équipements différents.....	74
III.1.	Les mesures de bruit réalisées chez HISPANO SUIZA	74
III.2.	Les mesures de bruit réalisées chez MESSIER BUGATTI	75
III.3.	Étude comparative des distributions des impulsions.....	76
IV.	Etude du bruit impulsif en fonction de la charge du moteur	78
V.	Résumé des études de bruit.....	80
VI.	Modélisation du bruit impulsif	81
VI.1.	Principe du modèle de bruit impulsif	81
VI.2.	Détermination des paramètres du modèle de bruit	84
VI.3.	Validation du modèle	86
VII.	Conclusion.....	88
Chapitre 4. Traitement du signal et codage de canal pour lutter contre le bruit impulsif		89
I.	Introduction	89
II.	Technique d'écrêtage et de traitement du bruit impulsif	89
II.1.	Etude de la méthode d'écrêtage de Sanchez	91
II.2.	Etude de la méthode d'écrêtage basée sur l'amplitude du signal OFDM	93
II.3.	Optimisation du traitement du bruit impulsif proposé par Matsuo	94
III.	Performances du standard Homeplug	98

III.1.	Le turbo code HPAV	98
III.2.	Performances du standard HPAV- mode AV	100
III.3.	Performances du standard HPAV- mode ROBO -	104
IV.	Conclusion.....	109
Chapitre 5. Techniques MIMO-CPL sur le réseau de puissance		111
I.	Introduction.....	111
II.	Les techniques de transmission MIMO-CPL	111
III.	Performances, en termes de taux d'erreurs binaires, des systèmes MIMO sur un réseau indoor en présence de bruit blanc	114
III.1.	Performance de la techniques MIMO-STBC avec une modulation QPSK-OFDM	114
III.2.	Performances de la technique MIMO-SFBC avec une modulation QPSK-OFDM	115
III.3.	Performances de la technique MIMO-STBC avec un procédé OFDM associé à une allocation binaire	117
III.4.	Résumé et conclusion quant à l'apport des techniques MIMO sur le réseau indoor	118
IV.	Performances de la transmission MIMO-CPL sur un réseau triphasé.....	119
IV.1.	Comparaison des techniques STBC avec allocation binaire et SFBC - QPSK en présence de bruit impulsif	120
IV.2.	Performances du mode ROBO avec transmission MIMO	122
V.	Conclusion	123
Conclusion générale et perspectives		125
Bibliographie		127
Annexe A1 : Mesure de la matrice H dans les configurations 1, 2 et 3 charges.....		131
Annexe A2 : Seuil et DSC d'un bruit blanc		133
Annexe A3 : Modèle de bruit et validation pour le câble de 7 m		135
Annexe A4 : Modèle de bruit et validation pour le câble de 20 m		138
Annexe A5 : Densité spectrale de courant et densité spectrale de puissance		141

Glossaire

ATRU	: Auto-Transformer Rectifier Unit
CCDF	: Fonction de Distribution Cumulative Complémentaire
CEM	: Compatibilité électromagnétique
CPL	: Courants porteurs en ligne
DSC	: Densité Spectrale de Courant
FEC	: Forward Error Correction
FSK	: Frequency-shift keying
HPA	: HomePlug PowerLine Alliance
HPAV	: HomePlug AV
HVDC	: High Voltage Direct Current (courant continu haute tension)
IDG	: Integrated Drive Generator
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor (transistor bipolaire à grille isolée)
IPFD	: Impulsion Primaire issue du Front Descendant
IPFM	: Impulsion Primaire issue du Front Montant
ISFD	: Impulsion Secondaire issue du Front Descendant
ISFM	: Impulsion Secondaire issue du Front Montant
LRV	: Rapport de Vraisemblance
MAP	: Maximum a posteriori
MCU	: Motor Control Unit
MIMO	: Multiple-input multiple-output
ML	: Maximum Likelihood (Maximum de vraisemblance)
MLI	: Modulation de largeur d'impulsion
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PSK	: Phase-shift keying
SFBC	: Space-frequency block codes
SISO	: Single Input Single Output
SNR	: Signal-to-noise ratio (rapport signal sur bruit)
SOVA	: Soft Output Viterbi Algorithm
STBC	: Space-time block codes
SVD	: Singular Value Decomposition
RAT	: Ram Air Turbine
RSC	: Récurif Systématique Convolutif
TEB	: taux d'erreurs binaires
TIA	: Temps d'interarrivée
TRU	: Transformer Rectifier Unit
VFG	: Variable Frequency Generator
VNA	: Vector Network Analyser (analyseur de réseau)

Introduction générale

L'avion du futur sera plus silencieux, plus léger, et surtout plus économe en carburant, mais il permettra aussi aux passagers d'avoir accès à internet et à des services de communication et de divertissement. Ces objectifs à but écologique et de confort devront être atteints tout en conservant un niveau de sécurité et de maintenance identique, voire supérieur, au niveau existant.

C'est dans ce contexte que l'avion « plus électrique », voire « tout électrique », est né avec, comme objectif, le remplacement des sources d'énergie hydraulique et pneumatique par des sources électriques. L'avion Airbus A380 est d'ailleurs un précurseur de ces changements, les inverseurs de poussée étant alimentés électriquement. Cependant ces modifications profondes conduisent à une augmentation de la puissance électrique totale nécessaire et à un accroissement des besoins de communication entre systèmes. Ceci implique des câbles et des connexions supplémentaires, avec des conséquences en termes de poids, de fiabilité et de maintenance. Pour diminuer le nombre de réseaux filaires dédiés aux communications numériques et pour augmenter la fiabilité de la liaison, une des solutions envisageables est l'utilisation des Courants Porteurs en Ligne (CPL), les câbles d'énergie servant de support à la transmission de l'information.

Jusqu'à présent, les travaux de recherche sur les CPL se sont principalement concentrés sur les réseaux domestiques, bien que d'autres travaux aient été publiés pour des applications visant le domaine automobile [DEG06, DEG07, LIE08, BUC11], ferroviaire [BAR08], spatial [GAL04] et maritime [ANT11, BAR10]. Dans le domaine aéronautique, quelques études ont été menées concernant par exemple, des mesures de fonction de transfert, soit sur un faisceau de câbles reliant l'aile droite et l'aile gauche d'un avion militaire [JON06], soit sur un avion-cargo [DAM08]. Dans ces deux cas, l'accent avait été mis sur les contraintes, en termes de temps de réponse et de latence des systèmes, et sur l'optimisation des paramètres de la communication. Enfin, dans le cadre d'un projet européen, la faisabilité d'une liaison CPL sur le réseau arborescent du système de contrôle - commande en cabine passagers a été étudiée d'un point de vue théorique et expérimental [TAUPE, DEG12]. Une présentation générale des travaux effectués ces dernières années en avionique est donnée en [ELG10].

Tout en conservant cet aspect avionique, l'objet de notre étude concerne la faisabilité d'une transmission CPL sur un câble de puissance triphasé reliant un convertisseur et un moteur. Dans la littérature, seuls quelques exemples spécifiques ont été décrits. Dans [CHE94], une communication CPL est étudiée sur le câble d'alimentation d'une machine à induction pour suivre en temps réel la température de bobinage. Le débit est de 9600 bit/s et la modulation FSK est utilisée sur les fréquences de 3,5 MHz et 6,5 MHz. Dans [COA99], une communication CPL est également utilisée sur le câble d'alimentation d'un moteur pour le contrôle en temps réel du système d'asservissement. La modulation FSK est aussi appliquée, les fréquences étant de 3,75 MHz et 6,25 MHz. Dans cette configuration, le débit maximum atteignable est de 40 kbit/s. Dans le cadre des études que nous avons menées, les débits souhaités sont beaucoup plus importants, de l'ordre de quelques Mbits/s, voire quelques dizaines de Mbits/s. Une transposition directe des travaux précédents n'est pas

possible et une transmission CPL, dite « large bande » a donc été choisie. De nombreuses expériences ont aussi été menées dans une large gamme de fréquences pour décrire les sources de bruit et réaliser des essais avec des modems HP1.0 conçus initialement pour une application domestique. L'objectif de ce travail, détaillé dans [GIN10], était de souligner les limites de fonctionnement des modems domestiques en fonction de la tension continue et de la fréquence de commutation des IGBT. L'influence de la nature des dispositifs de couplage, tels que le coupleur capacitif ou le coupleur inductif respectivement connectés en série ou en parallèle avec les charges du réseau d'alimentation est étudiée dans [KOS10a]. Dans [KON10], la chaîne de transmission est décrite par un réseau à deux ports et l'étude souligne que l'onduleur est l'élément le plus complexe de la chaîne de transmission, car son impédance d'entrée est variable dans le temps en fonction des états des IGBT. D'autres tests menés avec les modems commerciaux HP1.0 mais en utilisant coupleur inductif [KOS10b] montrent que le débit est de 2 à 4 Mbits / s peuvent être atteints. Enfin, en supposant un temps de montée et de descente du signal PWM respectivement égaux à 55 ns et 250 ns, il a été proposé dans [BAT11] et [MAN11] d'utiliser une modulation QAM autour de la fréquence porteuse de 50 MHz afin de minimiser l'impact fréquentiel du bruit de MLI.

Dans notre cas, la bande de fréquences s'étend jusque 30 MHz environ et la technique de modulation avec des porteuses multiples (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a été retenue a priori, car elle est bien adaptée à des canaux sélectifs en fréquence.

La difficulté principale de ce projet est liée aux équipements terminaux du câble de puissance triphasé. En effet l'onduleur génère, de par ses commutations, un bruit impulsif très important qui, n'étant pas systématiquement filtré à sa sortie, va impacter fortement la qualité des signaux numériques. Il est donc important de tester non seulement la faisabilité de la transmission en se basant sur des standards CPL existants, mais également de proposer d'autres traitements du signal afin d'étudier leur robustesse vis-à-vis de perturbations transitoires. La caractérisation temporelle et fréquentielle des bruits et des fonctions de transfert du canal a été obtenue grâce à des mesures effectuées sur divers bancs d'essais. Ceci nous a permis d'élaborer des modèles représentatifs du canal global qui ont ensuite servi de base à l'optimisation du traitement du signal.

Ce manuscrit de thèse est organisé en cinq chapitres. Le premier chapitre présente le contexte de l'étude en exposant tout d'abord l'évolution de l'architecture de distribution d'énergie d'un avion pour aboutir à l'avion « plus électrique ». On se focalisera ensuite sur le réseau triphasé de puissance entre un convertisseur et un moteur et on indiquera les contraintes, en termes de perturbations conduites, liées à la compatibilité électromagnétique (CEM) en avionique. Enfin, on rappellera l'évolution des solutions CPL en détaillant plus particulièrement le standard HomePlug AV qui a été choisi comme base de notre travail.

Dans le second chapitre, les caractéristiques des fonctions de transfert ou gains d'insertion, mesurés sur un banc de test comprenant un moteur et un convertisseur, sont présentées. On envisagera tout d'abord une communication utilisant simplement 2 fils de phase comme support physique, l'injection et la réception du signal étant réalisées au moyen de deux types de coupleur, capacitif ou inductif. Dans le domaine des communications sans fil, l'appellation anglo-saxonne couramment utilisée pour une telle approche est « Single Input Single Output – SISO ». On

s'intéressera ensuite à une transmission dite « MIMO » pour laquelle des signaux sont émis simultanément sur 2 paires de fils de phase et on caractérisera dans ce cas la matrice de transfert du canal. Les mesures ont été effectuées initialement sur un réseau 3 fils placés à l'intérieur d'un bâtiment, et qui sera appelé « réseau indoor », avant d'être menées sur le câble triphasé de puissance reliant onduleur et moteur. La connaissance de ces fonctions de transfert et matrices de transfert nous permettra de mettre en évidence l'augmentation de la capacité du canal qui pourrait être obtenue en adoptant une configuration MIMO plutôt que SISO.

Comme de nombreuses impulsions sont produites par les convertisseurs de puissance, un effort particulier a été porté sur la caractérisation expérimentale de ces bruits et sur leurs paramètres statistiques. Cela permettra d'aboutir à un modèle de bruit qui servira ultérieurement comme donnée d'entrée dans un logiciel simulant la liaison numérique entre un moteur et le convertisseur de puissance. Cette étude fait l'objet du troisième chapitre.

Afin de lutter contre le bruit impulsif, nous proposons dans le quatrième chapitre, d'étudier des méthodes de codage de canal et de traitement de ce bruit. Les méthodes de traitement du bruit impulsif se basent sur leur détection et leur annulation dans le domaine temporel. Pour une transmission SISO, les performances du standard HPAV dans ces modes haut débit (AV) et robuste (ROBO), et associés à ces méthodes de traitement de bruit, seront évaluées et commentées.

Dans le dernier chapitre, nous nous focaliserons sur la méthode de transmission MIMO. Après avoir exposé le principe du codage spatio-temporel en bloc et plus précisément le codage d'Alamouti, les performances en termes de taux d'erreurs binaires (TEB) de la transmission MIMO sur les réseaux indoor et triphasé seront présentées pour différents types de codage espace-temps. Des conclusions seront données quant à la fiabilité de la liaison et aux performances attendues.

Ce travail a été réalisé dans le cadre du projet «ISS POWER & CONTROL» financé par la DGA/DGAC et dont le contracteur principal est Airbus. Nos partenaires dans ce projet ont été Safran Engineering Services, Messier Bugatti et Hispano-Suiza.

Nous remercions vivement les membres des laboratoires de Safran Engineering Services, Messier Bugatti, Hispano-Suiza et du L2EP de nous avoir permis de réaliser les mesures discutées dans ce rapport de thèse.

Chapitre 1. Etat de l'art des Courants Porteurs en Ligne et contraintes CEM en environnement avionique

I. Introduction

Dans l'architecture avionique classique, la majeure partie du combustible ou énergie primaire est convertie en puissance de propulsion (puissance primaire) par le moteur, la partie restante est transformée en une puissance, dite secondaire, qui peut être mécanique, hydraulique, pneumatique et électrique. Cette puissance secondaire est distribuée au sein de l'avion afin d'alimenter tous les systèmes à bord tels que, par exemple, les systèmes d'atterrissage, de freinage, la climatisation, la pressurisation, ou le dégivrage, comme le montre la figure 1.1. Les principaux inconvénients des systèmes pneumatiques sont la faible efficacité [ROS07] et la maintenance. Quant aux systèmes hydrauliques, ils requièrent l'utilisation de tuyaux lourds et non flexibles, et l'utilisation de liquide potentiellement dangereux et corrosif.

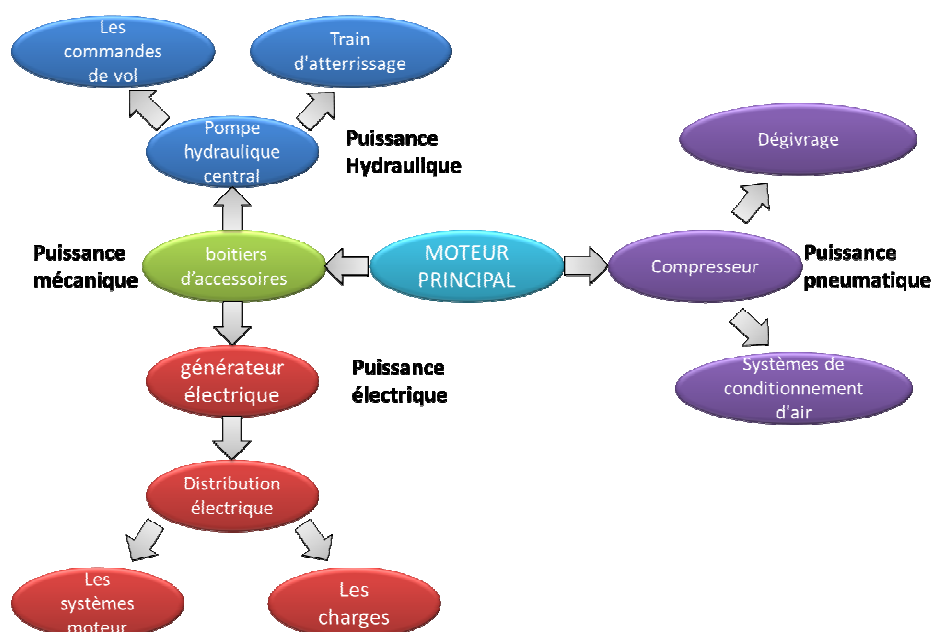


Figure 1.1: Schéma classique de distribution de puissance [ROS07]

Le contexte actuel de l'avion « plus électrique » voire « tout électrique » tente de réduire la diversité des énergies disponibles au sein de l'avion en remplaçant les sources d'énergie hydraulique et pneumatique par des sources d'énergie électrique. Cela conduit à de nombreux avantages tels que

la réduction du poids de l'avion, la diminution de la consommation de kérosène, la simplification de l'architecture des systèmes et la réduction des coûts d'exploitation et de maintenance.

Par conséquent, ces dernières années, de nombreuses études concernant les systèmes aéronautiques alimentés par énergie électrique ont été réalisées. On peut citer les moteurs électriques, les générateurs à fréquence variable, les systèmes de conditionnement de l'air mixtes ou totalement électriques [MOI08, FAL04]. Ainsi, une nouvelle architecture, présentée dans la figure 1.2 pourrait être utilisée dans les avions de nouvelle génération.

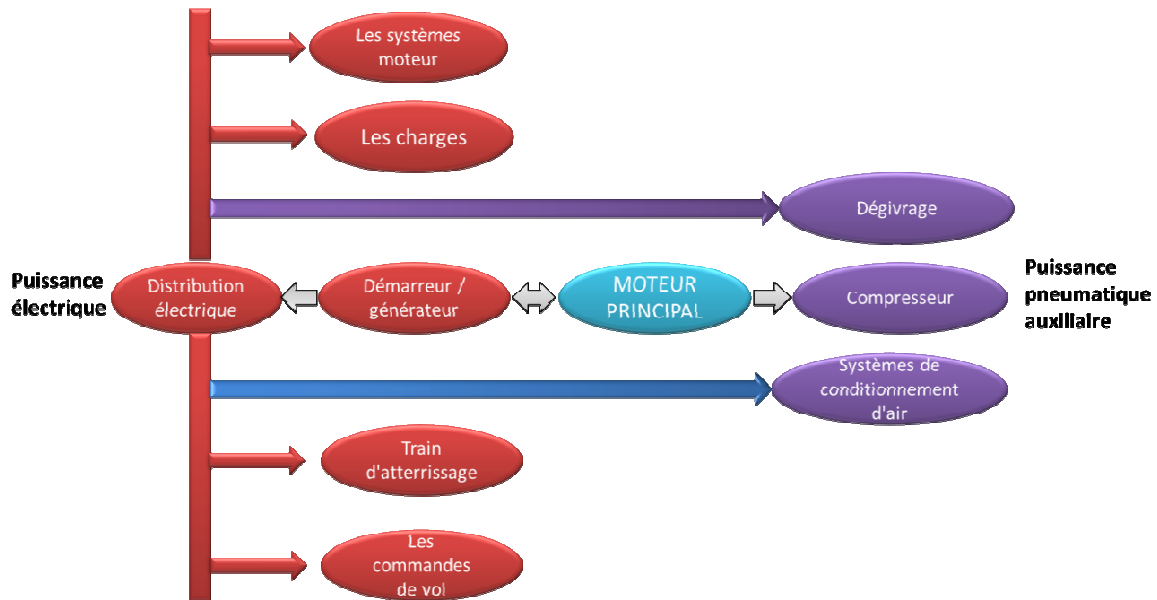


Figure 1.2: Schéma de distribution électrique pour l'avion plus électrique [ROS07]

Cependant le remplacement des sources d'énergie hydraulique et pneumatique par des sources d'énergie électrique conduit à une augmentation de la puissance électrique nécessaire et à un accroissement des besoins de communication entre systèmes. Cela implique alors des câbles et des connexions supplémentaires, avec des conséquences en termes de poids, de fiabilité et de maintenance. Les CPL apparaissent comme une solution élégante pour parer à toutes ces difficultés.

La communication par courants porteurs en ligne (CPL) a été largement étudiée dans les réseaux d'énergie domestiques [DEG02, PAP03, RAU06] et a trouvé également une application dans le milieu industriel et automobile [BAR08, LIE08, BUC11]. Quelques recherches ont été initiées dans le domaine aéronautique [JON06, DEG10, ANT11] comme l'étude de l'utilisation des CPL sur un réseau arborescent pour l'accès internet durant le vol [DAM08]. Ce chapitre présente le contexte et l'objectif de ce travail en soulignant les contraintes d'une application des CPL en environnement avionique. Tout d'abord, on s'intéressera à l'architecture électrique de l'avion et, plus précisément, à l'alimentation des moteurs ou charges actives. Quelques contraintes CEM seront également mentionnées. Dans une deuxième partie, nous présenterons la technologie CPL.

II. Le contexte avionique

II.1. Evolution du réseau électrique

Le réseau électrique des avions actuels est constitué d'une partie continue (28V) et d'une partie alternative triphasée (115/200 V – 400 Hz). L'énergie électrique triphasée est obtenue au moyen des générateurs IDG (Integrated Drive Generator) qui se trouvent dans les réacteurs de l'avion. Chaque générateur alimente un des bus alternatifs principaux (AC BUS) qui ne sont pas interconnectés entre eux sauf en cas de panne d'un générateur. Le réseau DC est obtenu à partir du réseau alternatif 115/200 V grâce aux convertisseurs transformateurs-redresseurs TRU (Transformer Rectifier Unit).

Il existe d'autres sources auxiliaires d'alimentation qui permettent de réaliser des fonctions précises comme le démarrage de l'avion, ou d'assurer une génération électrique en cas de panne telle que le système de secours RAT (Ram Air Turbine) ou éolienne, qui se déploie afin d'assurer le fonctionnement des équipements critiques de l'avion.

Dans l'Airbus A380 qui a fait un premier pas vers l'avion « plus électrique », plusieurs avancées technologiques concernant la génération et la distribution électrique ont vu le jour, comme certaines commandes de vol actionnées dorénavant électriquement, ou l'utilisation d'une fréquence variable sur le réseau alternatif de 360 à 800 Hz. La génération électrique est maintenant assurée par des générateurs VFG (Variable Frequency Generator) qui alimentent les bus alternatifs principaux AC BUS 1 et 2.

Actuellement, certaines études [LAN05] se concentrent sur la possibilité d'un réseau principal de l'avion en courant continu. On parle ainsi d'un réseau 270 V DC voire 540 V DC. La figure 1.3 représente une modélisation simple du réseau électrique dans un avion « tout électrique ». Le réseau continu HVDC est obtenu au moyen d'un redresseur (ATRU : Auto-Transformer Rectifier Unit) alimenté par le réseau alternatif traditionnel de niveau conventionnel de 115/200 V AC. Le réseau HVDC alimente soit directement des charges DC soit des convertisseurs afin de fournir l'énergie aux charges AC par un câble de puissance triphasé. Dans cette thèse, nous nous intéressons aux communications entre le convertisseur MCU (Motor Control Unit) et la charge AC.

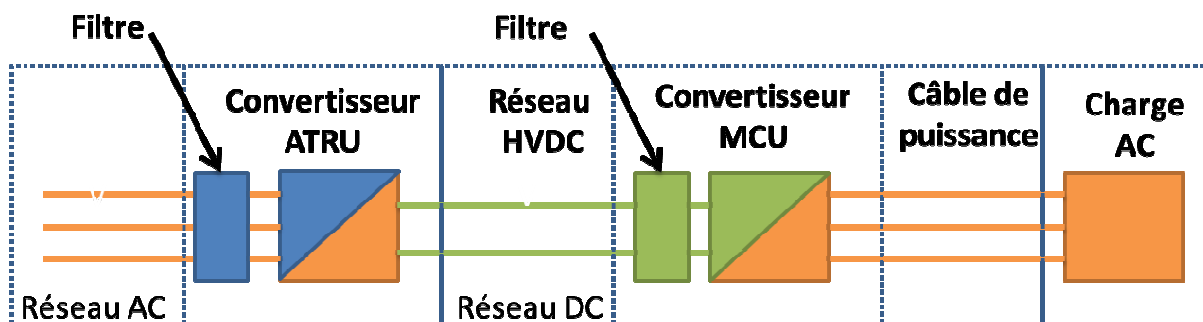


Figure 1.3 : Architecture simplifiée de l'avion « tout électrique »

II.2. Le réseau triphasé entre un convertisseur et un moteur

Alors que l'une des évolutions majeures de l'avion « tout électrique » est l'introduction du bus HVDC, certains systèmes, comme les freins électriques développés par Messier-Bugatti [SAF07] pour

les avions BOEING 787 dreamliner, ne peuvent être directement alimentés par un réseau continu. Ils sont donc alimentés en alternatif au moyen d'un convertisseur MCU DC/AC. Le câble qui relie le convertisseur au moteur est un câble de puissance triphasé dont la longueur varie entre 2 et 20 m.

Dans les systèmes de commandes électriques à vitesse variable, la transmission des données entre les capteurs, installés sur le moteur, et l'onduleur est nécessaire. Les informations des capteurs telles que la position du rotor, la température, les vibrations sont utilisées à la fois dans le contrôle du moteur et dans le diagnostic et sont habituellement transmises grâce à un câblage supplémentaire dédié présenté figure 1.4.

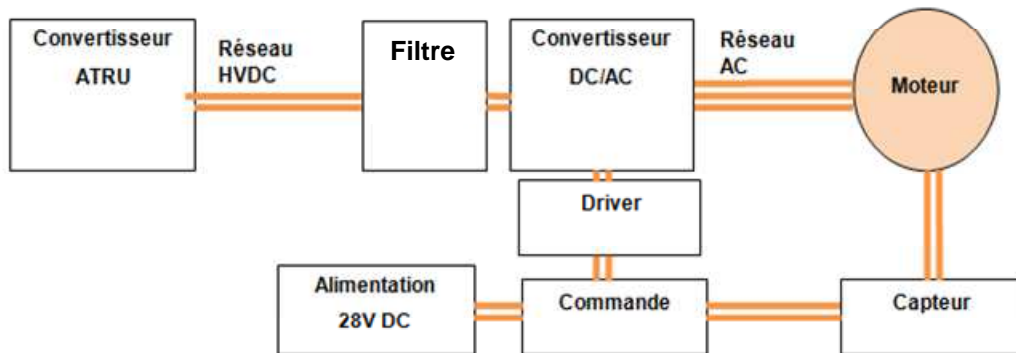


Figure 1.4: Synoptique actuel d'un réseau avionique convertisseur - moteur

Afin d'alléger le câblage dans les avions, l'idée est d'utiliser le câble d'alimentation pour véhiculer des informations utiles, technologie connue sous le terme de courants porteurs en ligne ou CPL (ou PLC-*Power Line Communication* – terminologie anglaise) comme représentée figure 1.5.

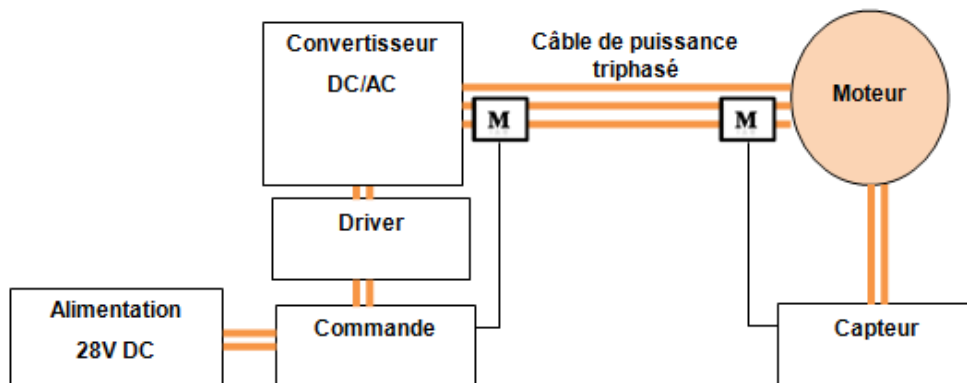


Figure 1.5: Chaîne de puissance utilisant la technologie CPL

Le but de la thèse est d'étudier la faisabilité d'une transmission CPL sur le câble de puissance. Ce type d'architecture de réseau engendre des perturbations électromagnétiques dues à la commutation des transistors au sein du convertisseur. Le paragraphe suivant est dédié au fonctionnement des convertisseurs et plus précisément des convertisseurs à modulation de largeur d'impulsion.

II.3. Principe de fonctionnement d'un convertisseur MLI

Un onduleur triphasé assure la conversion en puissance d'une source de tension continue en une tension alternative. Il se compose de trois cellules de commutation [GEN08], chaque cellule étant constituée de 2 semi-conducteurs de puissance dénommés IGBT (Insulated Gate Bipolar transistor). Ainsi, un onduleur, modélisé figure 1.6, est formé de trois bras. Chaque bras génère une tension de sortie $V_k(t)$ entre la phase et la terre, notée respectivement V_{ct} , V_{bt} ou V_{at} dans la figure, et dont la valeur maximale est la tension $E/2$ du bus.

Les 2 condensateurs en entrée de l'onduleur représentent le filtre de mode commun. Nous supposons que ces 2 condensateurs sont de valeurs identiques et qu'en conséquence, ils se chargent respectivement à la valeur $E/2$ et $-E/2$. Les 3 condensateurs C_b représentent les capacités parasites en mode commun.

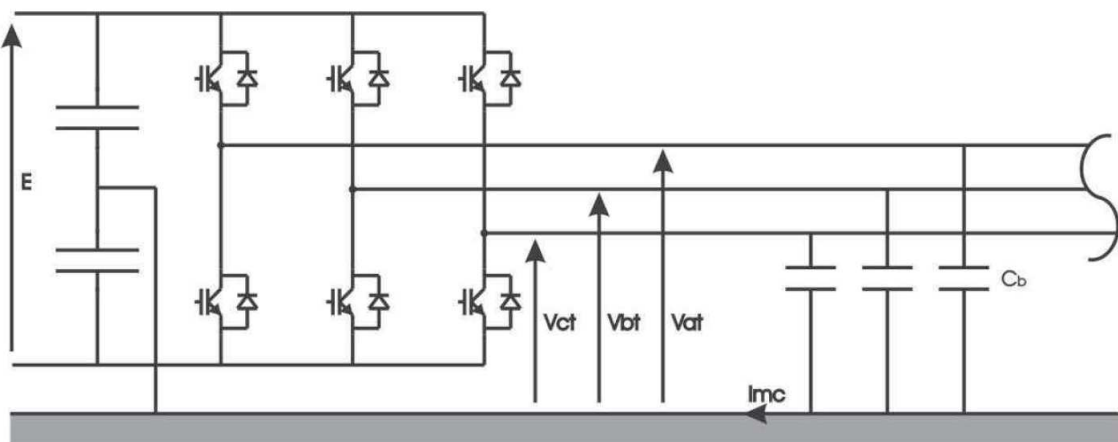


Figure 1.6 : Architecture d'un onduleur utilisant les transistors IGBT [GEN08]

De manière simplifiée, si on se focalise sur une cellule de commutation, la forme d'onde de la tension de sortie $V_k(t)$ aux bornes de l'IGBT entre la phase k et la terre, est trapézoïdale et est donnée par la formule :

$$V_k(t) = f_k(t) E - \frac{E}{2} \quad (1-1)$$

où $f_k(t)$ est une fonction de commande modulée en MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) qui varie entre 1 et 0.

On introduit souvent les termes d'état fermé ou ouvert de l'IGBT et d'état de commutation. L'IGBT ou interrupteur de puissance est ouvert lorsque la fonction de commande $f_k(t)$ est égale à 0 et il est fermé lorsqu'elle est égale à 1. Les deux interrupteurs (IGBT) d'une même cellule de commutation sont commandés de façon complémentaire. Un décalage de quelques centaines de nanosecondes est prévu entre les deux commandes afin d'éviter que les 2 IGBT, pour des raisons de commutation non instantanée, soient en état fermé au même moment provoquant ainsi un court-circuit [GEN08]. La tension $V_k(t)$ est égale à $E/2$ lorsque l'interrupteur haut est fermé. Les tensions

différentielles V_{ab} , V_{ac} et V_{bc} entre les phases prennent des valeurs discrètes de tensions entre $-E$, 0 et E .

La fonction de commande des IGBT $f_k(t)$ est un signal modulé à largeur d'impulsion (MLI). La figure 1.7 présente le principe de la modulation d'un signal sinusoïdal de tension crête égale à 1 V représenté en bleu dans l'encart supérieur de la figure. La façon la plus simple de réaliser un signal modulé à largeur d'impulsion est de comparer la modulante, ou signal sinusoïdal, à une porteuse généralement triangulaire et de tension comprise entre -1V et 1V, représentée en vert sur le chronogramme (a). La période du signal triangulaire est alors équivalente à la période de commutation des IGBT ou période de hachage. Le signal de sortie ou signal MLI vaut alors 1 si la tension de la porteuse est plus grande que celle de la modulante, et 0 dans le cas contraire. Le signal modulé est présenté dans le chronogramme (b). Ce signal modulé $f_k(t)$ sera ensuite introduit dans (1-1) pour obtenir la tension de sortie $V_k(t)$ aux bornes de l'IGBT

Le courant sur chaque phase est l'intégration du signal $V_k(t)$ qui donne un signal quasi sinusoïdal, chacune des 3 phases étant déphasée de $2\pi/3$ entre elles.

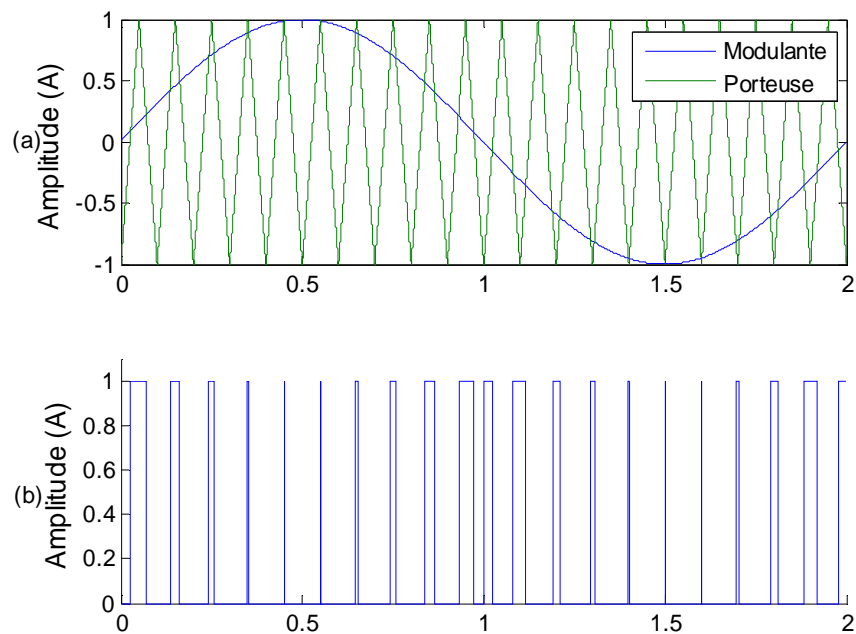


Figure 1.7: Principe de la MLI

II.4. Les contraintes CEM : La norme aéronautique DO-160

Tout équipement électronique mis sur le marché doit respecter les contraintes électromagnétiques liées à son environnement. Ces contraintes sont établies par des organismes de normalisation dans un document de référence appelé norme. Les objectifs d'une norme de compatibilité électromagnétique (CEM) sont de fixer des limites maximales des perturbations rayonnées et conduites et aussi de définir les niveaux d'immunité des équipements par rapport aux perturbations. Les normes fixent aussi les méthodes de mesures afin d'assurer leur reproductibilité.

Comme mentionné dans [BEL11], dans le domaine de la compatibilité électromagnétique, les principales normes sont la D0-160 définie pour les systèmes avioniques, la norme militaire américaine MIL-STD 461^E qui décrit les gabarits d'émission et la susceptibilité vis-à-vis des perturbations électriques conduites pour les applications militaires terrestres, navales et aéronautiques, de même que la norme militaire française GAM-T-13 et la norme militaire anglaise DEF-STAN 59-41 Part 3.

Dans la norme aéronautique DO-160, les niveaux maximums des émissions conduites, dans la gamme de fréquence de 150 kHz à 30 MHz, sont présentés sur la figure 1.8 pour des câbles de catégories différentes. Ces catégories correspondent à différents types de liaison et dépendent également de la criticité des fonctions à assurer et de la localisation des câbles.

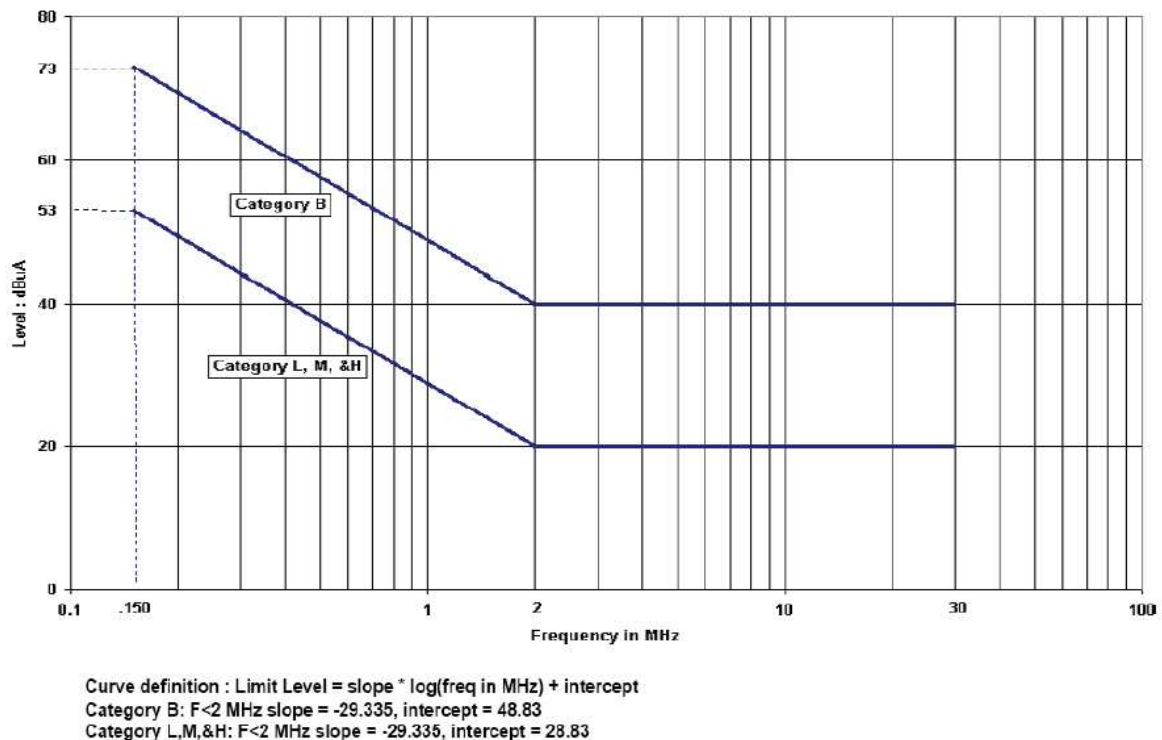


Figure 1.8 : Niveau maximum des interférences conduites RF- Lignes d'énergie [DO160]

Après avoir présenté le contexte et l'intérêt de l'utilisation du réseau CPL sur les câbles de puissance, la deuxième partie du chapitre présente l'évolution de la technologie CPL et les principaux standards utilisés.

III. La technologie CPL

La technologie CPL consiste à injecter des signaux de communication sur un réseau électrique. Dans cette partie nous présenterons tout d'abord un aperçu historique de l'évolution des CPL sur les réseaux domestiques, puis nous décrirons la technique de transmission proposée par le standard HomePlug AV et les méthodes de couplage existantes.

III.1. Aperçu historique et applications actuelles

L'idée d'utiliser les lignes électriques pour la communication est très ancienne. En 1897, Joseph Routin and Brown [ROU1897] dépose le premier brevet CPL en Grande Bretagne sur un compteur de ligne d'alimentation électrique de signalisation. En 1905, la lecture à distance des compteurs d'électricité à l'aide d'un fil de signalisation supplémentaire a été brevetée par Chester Thoradson aux Etats-Unis [THO1905]. La technologie CPL a été développée par la suite pour permettre au fournisseur d'énergie d'effectuer des contrôles et des mesures de puissance à distance. A partir de 1930, celle-ci est appliquée sur les réseaux de moyenne et basse tension en utilisant les modulations ASK (Amplitude Shift Keying) et PSK (Phase Shift Keying) [BRO99].

Le développement de méthodes de modulation et l'utilisation des hautes fréquences pour le signal porteur a permis des débits plus élevés de transmission de données et une diminution de la puissance de transmission requise. A la fin des années 1980, des techniques de codage et de contrôle d'erreurs ont été proposées. Leur mise en œuvre à faible coût dans les microcontrôleurs et le développement d'Internet a répandu l'utilisation des CPL dans les réseaux domestiques, donc à l'intérieur des bâtiments, et souvent appelés « réseaux indoor ».

III.2. Le standard HPAV

Actuellement, on peut distinguer trois standards CPL haut débit, basés sur le procédé multiporteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing):

- Le standard HomePlug AV [HPAV] est proposé par le consortium international HomePlug PowerLine Alliance (HPA), créé en 2000. Ce consortium compte plus de 75 membres.
- Le standard OPERA a été étudié par l'UPA (Universal Powerline Association) [UPA] dans le cadre du projet de recherche européen OPERA (Open PLC European Research Alliance).
- Le Module HD-PLC (High Definition PowerLine Communication) est promu par la CEPCA (Consumers Electronics Powerline Communication Alliance) [CEPCA], alliance de 19 membres fondée en 2007 par Panasonic.

Pour notre étude, nous nous sommes basés sur les spécifications HPAV, standard le plus largement utilisé. HomePlug AV peut fonctionner suivant deux modes de communication : un mode sécurisé nommé mode ROBO et un mode de données haut débit nommé mode AV pouvant atteindre des débits bruts respectivement de 9.8 et 200 Mbit/s.

La couche physique de la norme HPAV, présentée dans la figure. 1.9, est divisée en 3 parties: la partie correction d'erreurs (FEC ou *Forward Error Correction*), la partie OFDM et la partie du canal.

Le module de correction d'erreurs est composé d'un brasseur (*scrambler* en anglais), du turbo codeur et d'un entrelaceur de canal. Le brasseur de données consiste à mélanger les données avec une séquence binaire pseudo aléatoire afin de donner un caractère aléatoire aux données. Le turbo code, détaillé dans le chapitre 4, se compose de 2 codes récursifs systématiques convolutifs (RSC) et d'un turbo interleaver. Le rendement après poinçonnage est de $\frac{1}{2}$ ou 16/21. Le turbo code requiert à son entrée des blocs de données de 520, 136, ou 16 octets. Après le turbo code, un entrelacement de canal est exécuté. Les bits d'information et de parité à la sortie du turbo encodeur sont divisés en 4 sous-blocs de taille égale, puis sont entrelacés en utilisant une matrice d'entrelacement. Dans le mode

ROBO, un entrelacement ROBO supplémentaire est réalisé après l'entrelaceur de canal. Cet entrelaceur ROBO crée une redondance en utilisant plusieurs fois les bits à la sortie de l'entrelaceur de canal.

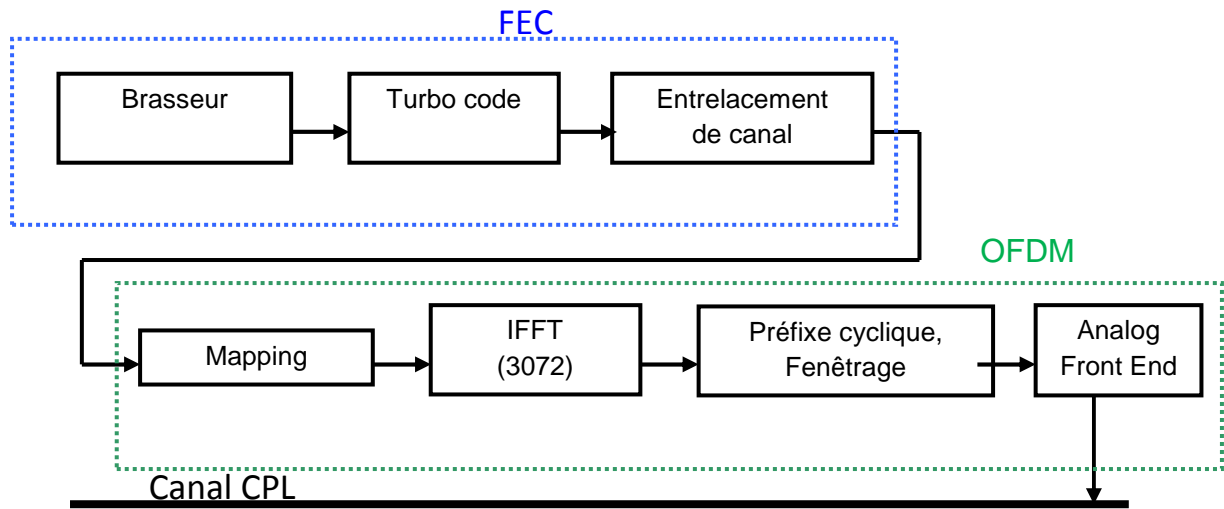


Figure 1.9: Schéma de principe de la chaîne d'émission de la norme HPAV

Pour les modes ROBO et AV, le système HPAV est basé sur une horloge de 75 MHz et un procédé OFDM de 1536 sous-porteuses avec un espacement inter-porteuses de 24.414 kHz. Sur les 1536 sous-porteuses, seules 1155 porteuses sont utilisées pour la transmission de données dans la bande [1.8 - 30] MHz. Un masque spectral peut être réalisé sur les 1155 sous-porteuses pour atténuer ou annuler certaines sous-bandes pour une application donnée ou pour suivre des recommandations de norme CEM. Le masque spectral Nord Américain, présenté figure 1.10, n'utilise que 917 sous-porteuses sur les 1155 sous-porteuses utiles.

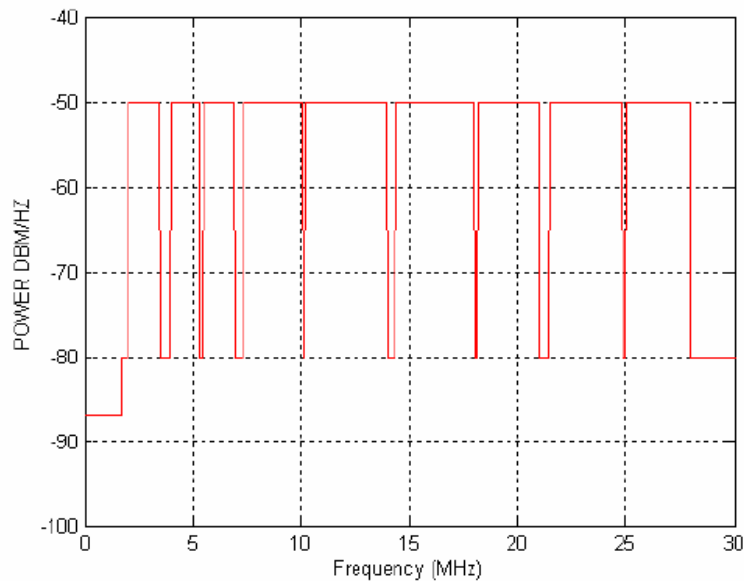


Figure 1.10: Masque spectral de transmission pour l'Amérique du Nord [HPAV]

La mode ROBO impose le mapping QPSK sur l'ensemble des sous-porteuses utiles. Le mode AV utilise une allocation binaire adaptative en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) dans chaque sous-bande. La table d'allocation binaire utilisée autorise les codages de modulation BPSK, QPSK, 8-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 1024-QAM.

Ainsi le module OFDM est composé d'un mapping qui code les éléments binaires issus du module FEC en symboles complexes correspondant à la constellation de la modulation choisie, d'une IFFT complexe sur 3072 points pour obtenir le symbole OFDM dans le domaine temporel. Ensuite, un préfixe cyclique contenant les derniers échantillons du symbole OFDM est ajouté au début du symbole pour lutter contre les interférences intersymboles.

Le tableau 1.1 résume les différents paramètres de la couche physique du standard.

Tableau 1.1 : Paramètres de la couche PHY du standard HPAV

	HPAV
Bande passante	[1.8 – 30] MHz
Fréquence échantillonnage	75 MHz
Période d'échantillonnage	13.3 ns
Nombre de sous-porteuses	1536
Espacement entre sous-porteuses	24.414 kHz
Taille de la IFFT	3072
Durée du symbole sans préfixe cyclique	40,96 μ s
Nombre d'échantillons de préfixe cyclique	417
Durée du préfixe cyclique	5.56 μ s
Durée du symbole OFDM	46.52 μ s
FEC	Turbo code + entrelacement de canal
Mapping	OFDM avec BPSK, QPSK, 8-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 1024-QAM
Débit physique maximum	200 Mbit/s

Une estimation du canal est effectuée afin de mesurer le SNR sur chaque sous porteuse et de réaliser une allocation binaire en fonction de celui-ci. Le débit brut maximum est de 200 Mbit/s mais, selon les résultats de tests décrits dans [OMA06], le débit MAC de HomePlug AV est limité à environ 120 Mbit/s. Dans la pratique, le débit maximum en couche TCP / IP semble être d'environ 60 Mbit/s [LIN06].

Le standard HomePlug AV2, qui devrait paraître cette année, permettra des débits bruts de 1Gbit/s. Pour cela, la bande passante du système AV2 est comprise entre 1.8 et 86 MHz et la modulation sur chaque sous-porteuse peut atteindre la 4096-QAM. De plus, le standard HP AV2 supporte la méthode de transmission MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) entre phase-neutre et phase-masse pour les réseaux indoor. Un turbo code de rendement $\frac{1}{2}$, $\frac{16}{21}$ ou $\frac{8}{9}$ peut être choisi.

III.3. Les différents méthodes de couplage du signal CPL

Dans les applications CPL sur les réseaux domestiques, un couplage capacitif est généralement utilisé afin de transmettre le signal sur le réseau d'énergie et de filtrer la composante de puissance basse fréquence. De tels coupleurs ont été réalisés dans le cadre des études CPL sur le réseau indoor et leur schéma électrique est donné figure 1.11. Les résistances implantées sur la carte

du coupleur ont pour objet de limiter la plage de variation de l'impédance d'entrée vue du modem lorsque la ligne présentera une impédance soit très faible, soit très élevée. D'autres topologies de coupleurs sont décrites dans [KOS08].

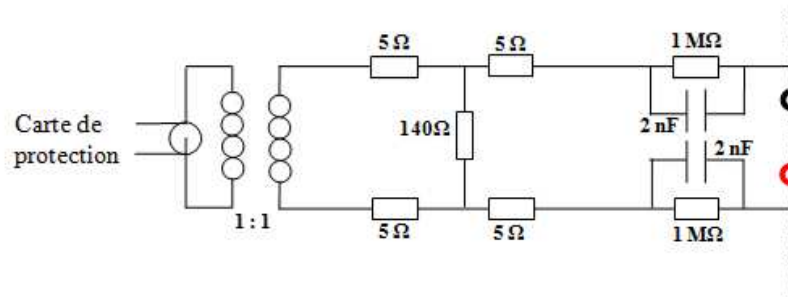


Figure 1.11 : Schéma électrique du coupleur TELICE

On peut aussi utiliser un couplage inductif [KOS10b] pour ne pas introduire de charges supplémentaires en parallèle sur les 2 phases ni déséquilibrer éventuellement le réseau. La figure 1.12 présente un coupleur inductif en série. Le coupleur se compose de deux transformateurs T1 et T2 qui réalisent l'isolation galvanique du câble, d'un filtre LC passe haut et enfin de diodes D1 à D6 qui protègent des transitoires. L'utilisation de deux transformateurs permet d'exciter un mode différentiel sur la ligne.

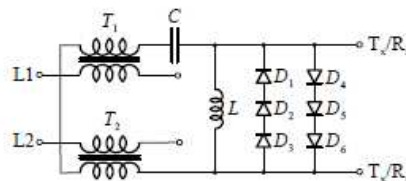


Figure 1.12 : Exemple de coupleur inductif [KOS10b]

Pour nos mesures, le couplage inductif a simplement été réalisé en insérant une pince d'injection (ou de réception) de courant autour d'un fil de phase. Ce type de coupleur est moins performant en termes de rejection du mode différentiel en mode commun, puisqu'il ne présente aucune symétrie sur deux fils de phase.

IV. Conclusion

Ce chapitre positionne les travaux de cette thèse dans leur contexte actuel en définissant les besoins des différents acteurs de l'industrie aéronautique en matière de systèmes de télécommunication entre un moteur et un convertisseur. Afin d'étudier la faisabilité de la transmission CPL, il faut tout d'abord caractériser le canal de propagation en termes de bruit et de gains d'insertion, comme nous l'expliquerons dans les deux chapitres suivants.

Chapitre 2. Mesure et caractérisation du canal de propagation

I. Introduction

Dans ce chapitre, nous nous intéressons aux caractéristiques fréquentielles et temporelles du canal de propagation du système présenté figure 2.1 et constitué d'un câble triphasé de longueur variable, comprise entre 3 et 20 m, connecté à un onduleur et à un moteur, caractérisés respectivement par une impédance de sortie Z_s et par une impédance d'entrée Z_e .

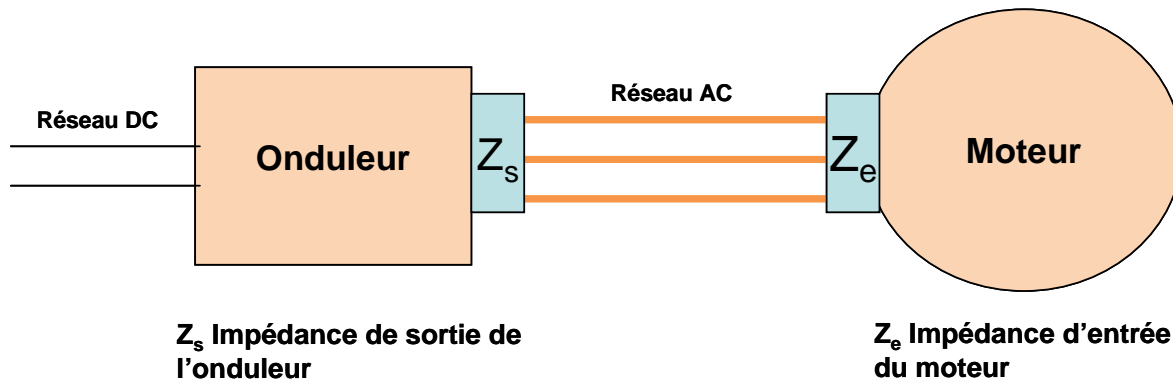


Figure 2.1: Schéma du système triphasé à caractériser

Différentes approches, théoriques ou expérimentales, peuvent être utilisées pour appréhender un canal de propagation. Pour l'application envisagée, la difficulté majeure réside dans la modélisation numérique, non du câble triphasé, mais des impédances d'entrée/sortie des systèmes d'extrémité. Des schémas équivalents d'un moteur ont été proposés dans la littérature [WEE06, GRA04, REV04] et certains d'entre eux ont été validés jusque 40 MHz. Par contre, concernant la modélisation de l'onduleur, plusieurs travaux [MOR09, DOO10] traitent de cet aspect mais en envisageant les émissions conduites en mode commun. De plus, les résultats n'ont pas été validés dans notre bande de travail. Nous nous sommes donc limités à une approche purement expérimentale pour caractériser le canal de propagation.

Dans une première partie, nous exposerons les résultats des mesures en SISO (Single Input Single Output) du gain d'insertion sur un banc de test comprenant un onduleur et un moteur. La caractérisation dans le domaine temporel et fréquentiel du canal sera étudiée dans la seconde partie. Dans la troisième partie, nous exposerons le principe de la méthode de transmission MIMO (Multiple-Input Multiple-Output). Les résultats des mesures effectuées dans un premier temps sur un réseau indoor, puis sur un réseau triphasé seront commentés. L'étude de l'apport de la méthode de transmission MIMO par rapport à une transmission de SISO en termes de capacité sera, elle aussi, présentée dans ce chapitre.

Toutes les études en mode SISO sont réalisées en distinguant 2 types de coupleur : capacitif et inductif.

II. Mesure du canal de propagation SISO sur un banc de test onduleur-moteur

Les mesures ont été effectuées sur le banc de test du laboratoire L2EP (Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance) de l'Université Lille1 comprenant un onduleur et un moteur. Trois câbles avioniques de longueur 3, 7 et 20 m ont été successivement utilisés. L'onduleur à MLI, de fréquence de hachage 20 kHz, est alimenté par une tension de 100 V. La période électrique du moteur est de 50 Hz, correspondant à une vitesse de rotation du moteur de 1500 tr/mn.

II.1. Evolution du gain d'insertion en fonction du temps

Dans cette partie, nous nous proposons d'évaluer, de manière expérimentale, la variabilité temporelle de l'impédance de l'onduleur dans la bande [1.8, 30] MHz dans le cas d'un couplage inductif, l'injection du signal et sa mesure se faisant par l'intermédiaire de pinces de courant. Si on s'intéresse par exemple à l'injection, le couplage inductif est équivalent à la mise en série d'un générateur de tension sur une des phases du câble. Notons que, par abus de langage, on utilisera le terme « phase », ou « fil de phase » pour désigner un des fils du câble. Le courant que débitera ce générateur dépend de l'impédance vue à ses bornes de sortie, donc de la structure du câble et des charges d'extrémités. Si on peut estimer que l'impédance présentée par le moteur est indépendante du temps, tout au moins sur un bref intervalle, il n'en est peut être pas de même pour l'impédance présentée par l'onduleur. En effet, le fil de phase est connecté à 2 IGBTs mis en parallèle, l'un étant à l'état bloqué et l'autre à l'état passant, puis inversement. Dans les états stationnaires successifs, il faut donc s'assurer de la symétrie de l'onduleur vis-à-vis des signaux haute fréquence CPL. Durant la commutation, l'impédance résultante doit varier très rapidement, mais l'étude de cet intervalle de temps ne présente que peu d'intérêt, la communication étant surtout perturbée par le bruit impulsif généré lors des changements d'état.

Pour effectuer les essais, le principe de base consiste à émettre un signal sinusoïdal, dont la fréquence se situe dans la bande CPL, et de visualiser l'évolution de l'amplitude crête du courant injecté en fonction du temps. En pratique, l'expérimentation, réalisée à l'aide de pinces de courant identiques (FCC F-65) est présentée figure 2.2. Elle consiste à injecter au voisinage du moteur, grâce à un générateur de signaux et de fonctions arbitraires Agilent 33250A, un signal périodique de 1 μ s et composé de sinusoïdes fenêtrées par une fenêtre de Hamming de largeur 1 μ s, et sur une durée totale de 80 μ s. Cette durée est supérieure à la période de hachage de l'onduleur afin d'être certain qu'au moins un changement d'état des IGBT se produise durant la mesure. Un filtre passe haut à 4 MHz est utilisé afin de réduire l'impact du bruit impulsif sur les mesures.

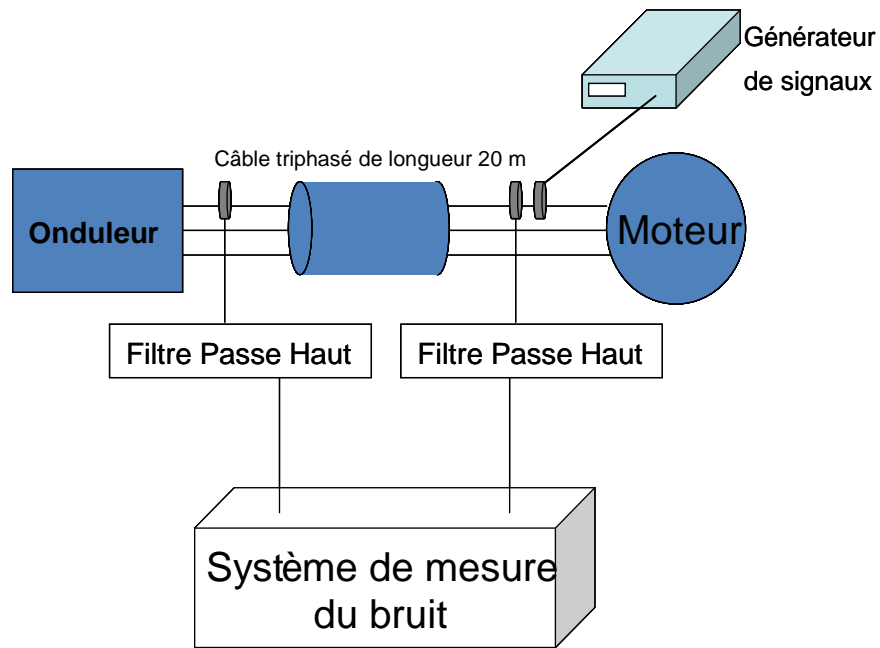


Figure 2.2 : Principe de mesure la méthode par impulsion

La figure 2.3 présente un enregistrement mesuré côté onduleur sur la période de 80 μs , les sinusoïdes fenêtrées étant à une fréquence de 20 MHz.

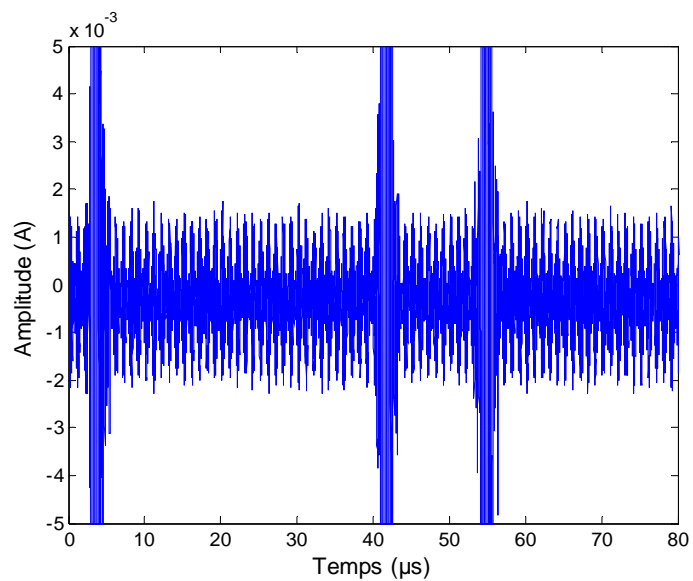


Figure 2.3 : Mesure dans le domaine temporel impactée par le bruit impulsif MLI

Un exemple du signal reçu côté moteur et côté convertisseur est présenté figure 2.4.

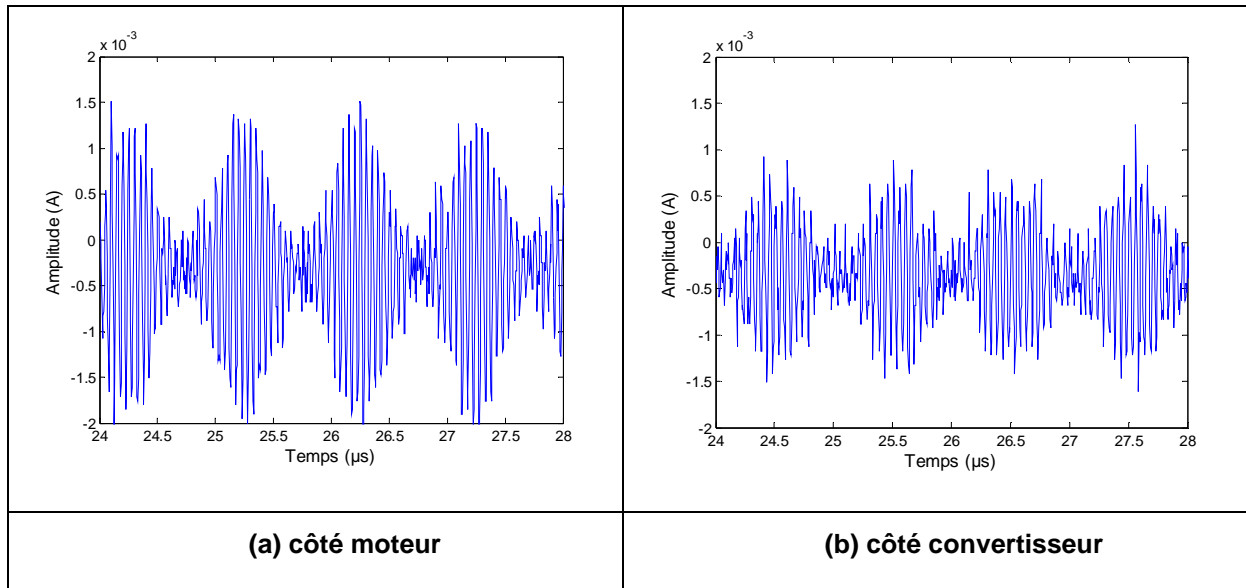


Figure 2.4: Sinusoïde fenêtrée mesurée coté moteur (a) et coté convertisseur (b)

Après avoir retiré les impulsions du bruit MLI de notre signal, deux sinusoïdes fenêtrées successives sont isolées. Ensuite une corrélation est calculée entre ces deux sinusoïdes et l'ensemble du signal. La corrélation est présentée figure 2.5 en bleue, une détection des pics de corrélation est donnée par la courbe verte. On peut ainsi observer que le signal mesuré ne subit pas de variations importantes d'amplitude au cours du temps. Cette méthode a été réitérée pour des fréquences de sinusoïdes variant de 5 à 30 MHz par pas de 5 MHz. Nous n'avons constaté aucune variation importante des pics de corrélation. On peut donc estimer qu'en dehors des périodes de commutation de l'IGBT, le canal est stationnaire.

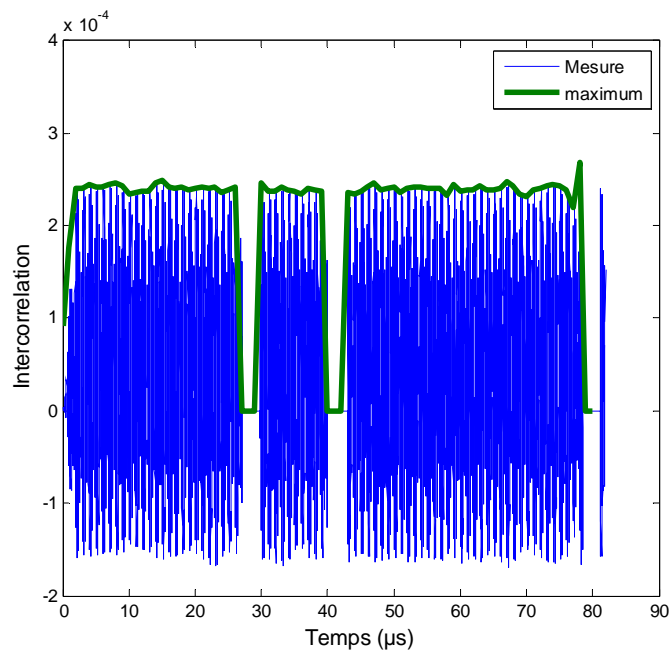


Figure 2.5: Intercorrélation de deux sinusoïdes fenêtrées successives et détection des maxima.

II.2. Mesure du gain d'insertion pour un couplage inductif

Une première campagne de mesures a été menée en utilisant une sonde d'injection de type FCC F120-1 sur le port 1 de l'analyseur de réseau (Vector Network Analyser - VNA). Les mesures du courant injecté sur la ligne et du courant au point de réception, sont réalisées avec deux sondes de type FCC F65, et connectées respectivement aux ports 2 et 3 de l'analyseur, comme le montre la figure 2.6. Ces sondes ont une impédance de transfert égale à 1, la valeur de tension mesurée par le VNA correspond donc à la valeur du courant circulant sur le fil. La puissance de sortie du port 1 est fixée à -15 dBm. A la sortie de ce port, un amplificateur de 45 dB est ajouté afin d'émettre un signal d'amplitude supérieure au bruit impulsif provoqué par l'onduleur.

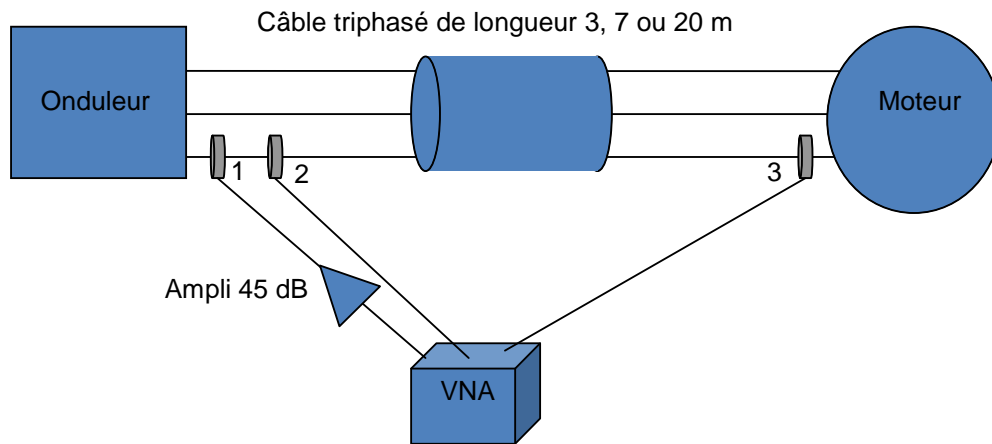


Figure 2.6 : Dispositif de mesure avec coupleurs inductifs (sondes de courant)

La figure 2.7 présente le gain de conversion (tension – courant), défini comme étant le courant injecté sur le fil par la pince d'injection pour une tension de 1 V à ses bornes. La gamme de fréquences s'étend de 1 à 50 MHz et 1601 points de fréquence ont été considérés. Les courbes de cette figure, tracées pour les 3 longueurs de câble, montrent que ce gain varie fortement en fonction de la fréquence.

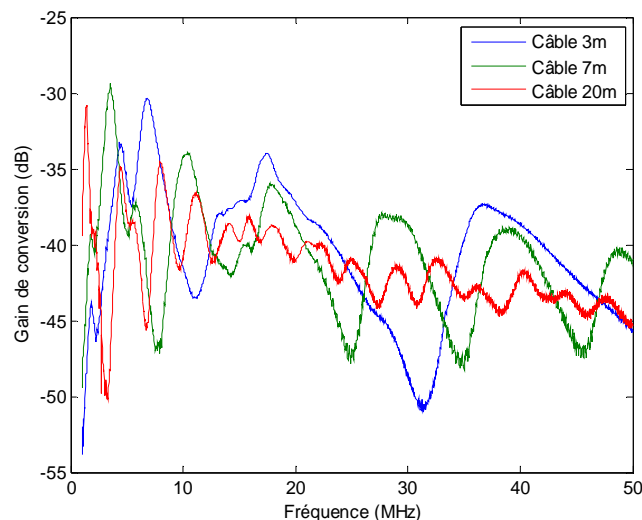


Figure 2.7: Gain de conversion avec les coupleurs inductifs pour 3 longueurs de câble

Les courbes de distribution cumulative complémentaire (ccdf) des gains de conversion calculées à partir des résultats obtenus sur les 1601 points de fréquence, et pour les trois longueurs de câble, sont données dans la figure 2.8. Les gains de conversion maximums sont de -30, -29 et -31 dB, respectivement pour les câbles de longueur 3, 7 et 20 m. Les gains de conversion pour un percentile de 80% sont respectivement de -37.1, -38.2 et -39.2 dB, pour ces mêmes longueurs de câble.

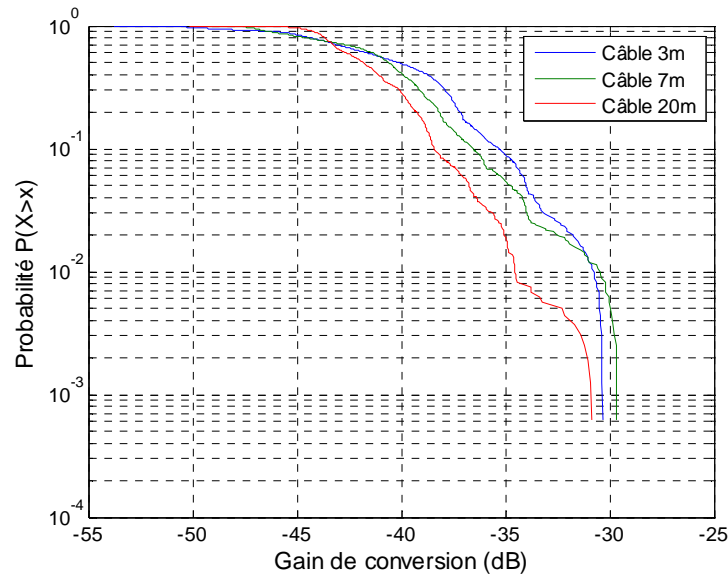


Figure 2.8: CCDF du gain de conversion avec les coupleurs inductifs pour 3 longueurs de câble

Le gain d'insertion sur le câble triphasé, prenant en compte le câble proprement dit mais également la pince d'injection, est directement obtenu par la mesure du paramètre S31 corrigé par le gain de l'amplificateur. Les courbes de la figure 2.9 montrent que les gains d'insertion sont du même ordre de grandeur que les gains de « conversion », ces 2 gains correspondant respectivement au courant près de la pince d'injection et au courant au point de réception, ces courants étant normalisés pour une tension de 1V aux bornes de la pince d'injection. En effet, la différence entre ces gains ne peut être dû qu'aux effets de propagation sur le câble triphasé qui ne présente aucune bifurcation et qui est de longueur relativement courte (20 m au maximum).

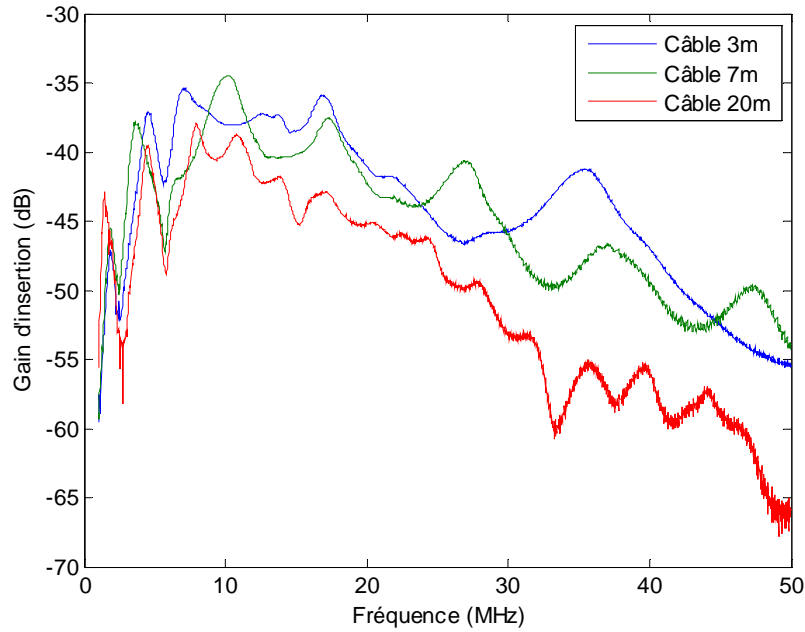


Figure 2.9: Gain d'insertion en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de câble

II.3. Mesure du gain d'insertion pour un couplage capacitif

Une seconde campagne de mesure a été menée avec des coupleurs capacitifs, le VNA étant connecté entre 2 fils du câble triphasé comme le montre la figure 2.10.

Compte tenu des fortes impulsions générées par l'onduleur, qui peuvent atteindre 60 V, et qui risqueraient de détruire des composants électroniques des ports d'entrée/sortie du VNA, deux atténuateurs de 20 dB et deux filtres passe-haut de fréquence de coupure 4 MHz ont été insérés. En contrepartie, un amplificateur de 45 dB a été utilisé en émission, la puissance de sortie du port 1 du VNA étant, comme précédemment, de -15 dBm. Compte tenu de la présence des filtres, les mesures n'ont été réalisées que dans une bande de fréquence comprise entre 5 MHz et 50 MHz. La calibration du VNA a été faite en l'absence des atténuateurs, filtres et amplificateur, mais ces divers éléments ont ensuite été pris en compte en appliquant un facteur de correction sur les mesures.

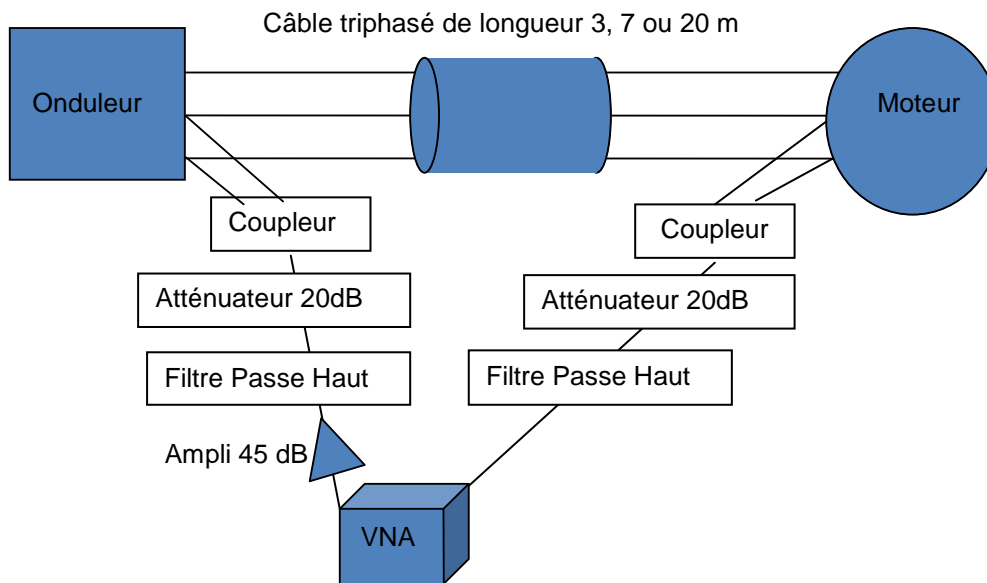


Figure 2.10 : Dispositif de mesure avec coupleurs capacitifs

Dans une étape préliminaire, nous avons voulu nous assurer que les mesures faites à l'analyseur de réseau n'étaient pas perturbées par les impulsions générées par l'IGBT, donc que le dispositif décrit sur la figure 2.10 était correct. La figure 2.11 présente le gain d'insertion mesuré à l'analyseur sur le câble de 20 m en présence ou non d'un signal sinusoïdal sur le port 1 (port 1 actif ON ou inactif OFF). La comparaison de ces 2 courbes montre bien que le bruit MLI (courbe « OFF ») reste bien inférieur au signal reçu lors de l'émission du port 1 du VNA (courbe « ON »)

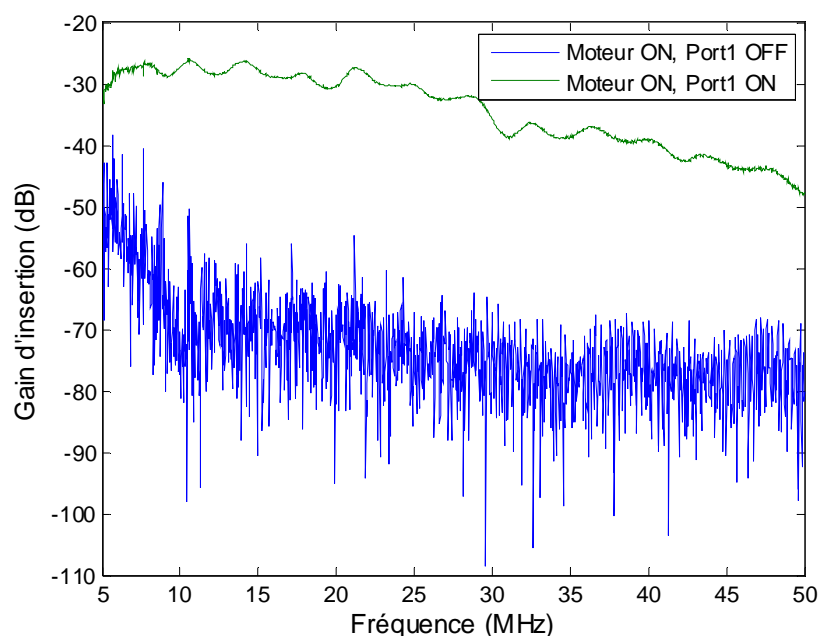


Figure 2.11 : Gain d'insertion mesuré en présence ou en absence du signal généré par l'analyseur de réseau

La figure 2.12 présente la variation du gain d'insertion pour les 3 longueurs de câble de 3, 7 et 20 m. Les courbes montrent une très forte atténuation du signal dans toute la bande de fréquence,

donc un gain d'insertion en tension très faible. En effet, même dans le cas d'un câble de 3 m de longueur, la valeur maximale du gain d'insertion est de - 22 dB. Ceci peut paraître surprenant compte tenu de la longueur très courte du câble. Une explication possible de ce résultat est que l'impédance présentée par le moteur ou/et l'onduleur a une valeur faible par rapport à l'impédance de 50 Ω ramenée par le coupleur, et le signal se trouve ainsi « court-circuité ». Si tel était le cas, il serait nécessaire, soit de modifier le coupleur pour ramener une impédance faible sur la ligne, soit d'introduire après le modem un circuit suiveur ayant une impédance de sortie de quelques Ohms. Cette hypothèse reste toutefois à conforter par des mesures d'impédance d'entrée de la ligne CPL vue du coupleur et par une modélisation théorique de l'ensemble ligne, onduleur et moteur.

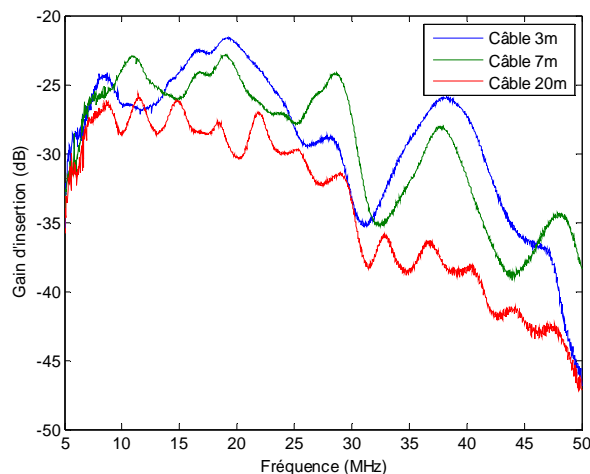


Figure 2.12 : Gain d'insertion en fonction de la longueur du câble

III. Caractérisation du canal de propagation SISO

Dans cette partie, le canal de propagation est caractérisé d'une part dans le domaine fréquentiel en quantifiant les gains d'insertion médians et la bande de cohérence du canal et, d'autre part, dans le domaine temporel en calculant l'étalement des retards des canaux.

Ces paramètres caractéristiques seront calculés systématiquement pour les couplages inductifs et capacitifs.

III.1. Caractéristiques dans le domaine fréquentiel

Une première caractéristique importante du canal est, comme nous l'avons détaillé dans le paragraphe précédent, le gain d'insertion correspondant au gain (généralement à l'atténuation, car le gain est négatif) que subira le signal émis dans le canal.

La fonction de distribution complémentaire (ccdf) des gains mesurés précédemment et calculée pour l'ensemble des points de fréquence, permet de souligner l'influence de la longueur du câble et de quantifier les pertes engendrées éventuellement par le choix d'une méthode de couplage par rapport à une autre. Ces courbes, tracées figure 2.13, montrent que, quel que soit le couplage, les gains d'insertion pour les câbles de longueurs 3 et 7 m sont sensiblement identiques, et qu'ils sont plus faibles d'environ 5 dB pour le câble de 20 m, et ceci pour une probabilité de 0.5. De plus, on observe

que les pertes avec coupleurs inductifs sont plus importantes que dans le cas des coupleurs capacitifs. Pour une probabilité de 0.5, quelle que soit la longueur des câbles, on constate une différence d'environ 17 dB entre les deux modes de couplage. Comme nous l'avons signalé précédemment, cette différence est due au faible facteur de conversion tension-courant de la pince d'injection pour le couplage inductif.

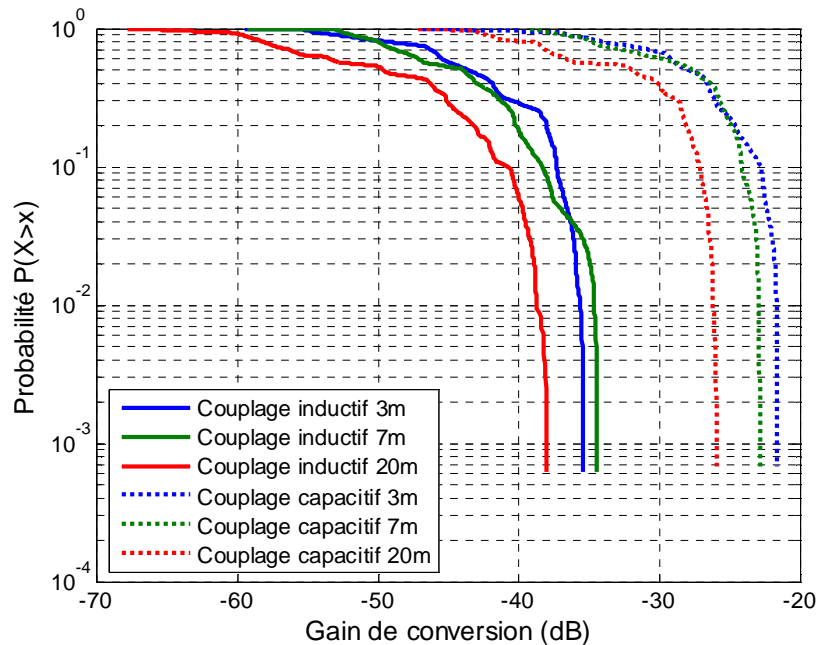


Figure 2.13: CCDF des gains d'insertion pour les couplages capacitifs et inductifs pour 3 longueurs du câble

Nous allons maintenant nous intéresser à un deuxième paramètre caractéristique du canal dans le domaine fréquentiel qui est la bande de cohérence.

La bande de cohérence est une donnée statistique permettant de définir la bande dans laquelle la fonction de transfert $H(f)$ du canal ne présente que de faibles fluctuations et peut être considérée comme « plate » [RAP96]. Les mesures étant réalisées avec un VNA, le module de la fonction de transfert du canal $H(f)$ est identique au gain d'insertion.

Pour déterminer la bande de cohérence, on traduit mathématiquement la rapidité des fluctuations fréquentielles du canal $H(f)$ en calculant la fonction d'autocorrélation normalisée ρ de la fonction de transfert $H(f)$:

$$\rho(\Delta f) = \frac{E(H(f).H^*(f + \Delta f))}{\sqrt{E(|H(f)|^2).E(|H(f + \Delta f)|^2)}} \quad (2-1)$$

La bande de cohérence $B_{c,n}$ correspond à l'écart de fréquence Δf , tel que le module de la fonction d'autocorrélation prenne une valeur n qui est fixée a priori :

$$|\rho(B_{c,n})| = n \quad (2-2)$$

Le choix de n dépend, entre autres, de la robustesse attendue du système de communication et du type de codage de canal. Pour notre application nous avons choisi de prendre le coefficient de corrélation égal à 0.9.

Nous avons calculé la bande de cohérence sur une fenêtre glissante de largeur 20 MHz, la fréquence centrale, notée f_c , variant entre 10 MHz et 30 MHz. La figure 2.14 montre la variation de la bande de cohérence en fonction de la fréquence, et qui reste comprise entre 610 kHz et 2.4 MHz tout mode de couplage confondu.

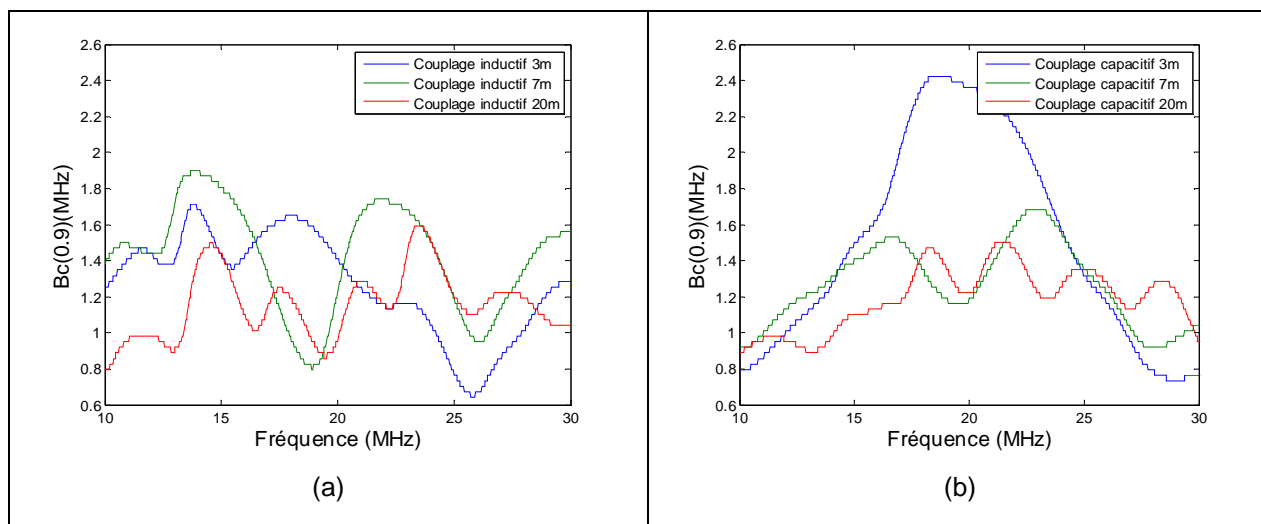


Figure 2.14 : Bande de cohérence avec couplage inductif (a) et capacitif (b) pour trois longueurs de câble.

Le tableau 2.1 résume les valeurs minimales et médianes de la bande de cohérence pour les deux modes de couplage et les 3 longueurs du câble.

Tableau 2.1 : Bande de cohérence avec couplage inductif et capacitif

Longueur du câble	Coupleur inductif			Coupleur capacitif		
	3 m	7 m	20 m	3m	7m	20 m
Valeur minimale (MHz)	0.64	0.73	0.70	0.73	0.61	0.70
Valeur médiane (MHz)	1,4	1,4	1,0	1,4	1,1	1,1

La valeur de la bande de cohérence minimale, ici égale à 0.61 MHz, sera à comparer avec l'espacement inter porteuses de la modulation OFDM utilisée pour la transmission du signal CPL, comme nous le verrons ultérieurement.

III.2. Caractéristiques dans le domaine temporel

La réponse impulsionnelle complexe du canal $h(t)$ est obtenue en appliquant une transformée de Fourier inverse de la fonction de transfert $H(f)$. De cette réponse, on peut directement obtenir le profil de puissance $p(\tau)$ défini comme étant le carré du module de $h(t)$.

A partir de $p(\tau)$, on définit l'étalement maximum des retards τ_x à X dB, comme étant l'intervalle de temps entre l'arrivée du premier signal et du dernier signal ayant une puissance égale, en dB, à $(P_{\max} - X)$, P_{\max} étant la puissance maximum reçue. Nous avons fixé un seuil de -20 dB.

On introduit ensuite le retard moyen $\bar{\tau}$ qui est le moment du premier ordre du profil de puissance :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_m |\alpha_m|^2 \tau_m}{\sum_m |\alpha_m|^2} = \frac{\sum_m p(\tau_m) \tau_m}{\sum_m p(\tau_m)} \quad (2-3)$$

où α_m est la valeur complexe de l'amplitude liée au retard τ_m . Enfin, l'étalement des retards RMS (*Root Mean Square*), couramment appelé « étalement des retards » σ_τ est la racine carrée du moment centré de second ordre (ou de la variance) du profil et est calculé à partir des expressions suivantes :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (2-4)$$

$$\text{Avec } \overline{\tau^2} = \frac{\sum_m |\alpha_m|^2 \tau_m^2}{\sum_m |\alpha_m|^2} = \frac{\sum_m p(\tau_m) \tau_m^2}{\sum_m p(\tau_m)} \quad (2-5)$$

La figure 2.15 représente le profil de puissance normalisée correspondant à la fonction de transfert mesurée sur le câble de 3 m avec coupleurs inductifs, et dont le gain d'insertion a été présenté à la figure 2.9.

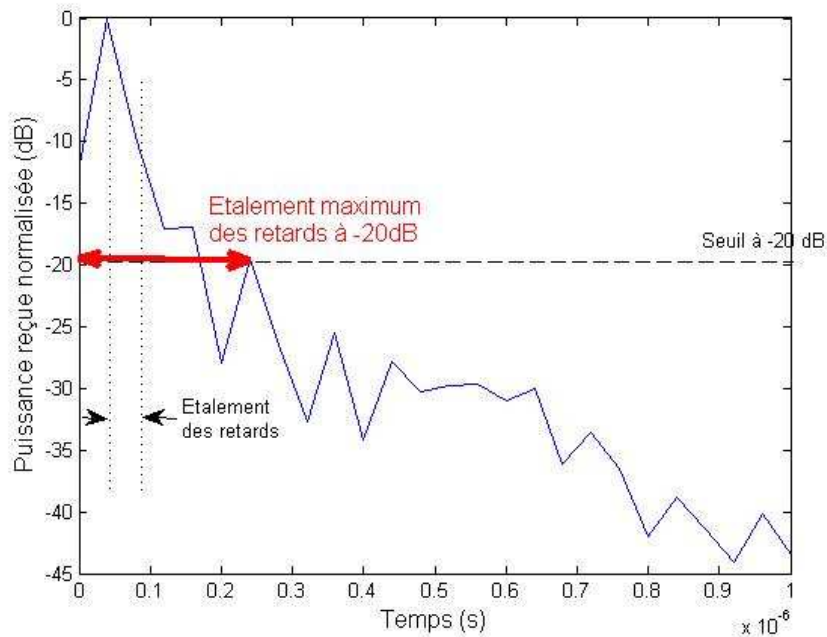


Figure 2.15 : Profil de puissance mesuré avec un coupleur inductif sur un câble de 3 m

Les valeurs de l'étalement maximum des retards et de l'étalement des retards RMS ont été calculées sur la réponse impulsionnelle obtenue dans la bande [5-30] MHz, un filtre passe haut de

fréquence de coupure 4 MHz ayant été utilisé pour le couplage capacitif. Le tableau 2.2 résume les résultats obtenus pour les trois longueurs du câble et pour les deux modes de couplage utilisés.

Tableau 2.2 : Paramètres caractéristiques du canal dans le domaine temporel

	Coupleur inductif			Coupleur capacitif		
	3 m	7 m	20 m	3 m	7 m	20 m
Étalement maximum des retards (ns)	280	160	520	279	320	519
Étalement des retards RMS (ns)	92	47	203	122	128	247

On constate que les étalements maximums des retards sont compris entre 280 et 520 ns en fonction de la longueur du câble, et ceci quel que soit le mode de couplage. Il faut rappeler que la valeur de cet étalement est très dépendante du seuil choisi. L'étalement des retards RMS reste dans tous les cas inférieur à 209 ns.

Cette caractérisation de la fonction de transfert permettra de dimensionner le système OFDM. En effet, on estime généralement que l'intervalle de garde destiné à supprimer les interférences inter-symboles doit être supérieur soit à l'étalement maximum des retards, soit à 4 fois l'étalement des retards RMS [RAP96]. De même, l'espacement interporteuse doit être choisi inférieur à la bande de cohérence de sorte que chaque sous bande puisse être considérée comme plate.

En prenant l'exemple du standard HomePlug AV, la bande de cohérence minimale mesurée, égale à 610 kHz, est bien supérieure à l'espacement entre sous porteuses qui est de 24.414 kHz. De plus, l'intervalle de garde dans HomePlug AV est de 5.56 μ s, valeur qui vérifie très largement les conditions mentionnées précédemment. Cet intervalle de garde pourrait donc être diminué si on souhaite gagner en débit de transmission.

IV. Mesure du canal de propagation MIMO sur un banc de test onduleur-moteur

La méthode de transmission MIMO (Multiple Input Multiple Output) est très connue dans les transmissions sans fil car elle permet d'augmenter la capacité du canal ou les performances du système en termes de taux d'erreurs ou de débit. L'application de cette méthode à des transmissions filaires sur le réseau domestique a déjà fait l'objet de plusieurs études [STA08, CAN10] qui ont montré que l'on pouvait augmenter le débit de plus d'un facteur 2 par rapport à une transmission CPL SISO classique. D'autres travaux [HAS10, REN11] ont montré que le bruit entre phase et masse (PG Phase Ground) et entre neutre et masse (NG Neutral Ground) sont presque identiques et qu'ils sont nettement supérieurs à celui de PN (Phase Neutre). De même, il a été montré que la corrélation entre les bruits PG et NG est supérieure à celle entre PN et PG ou PN et NG.

Nous allons donc envisager la possibilité d'appliquer ces techniques MIMO au câble triphasé onduleur - moteur. Cependant, dans une première étape, nous avons préféré débiter l'étude en traitant le cas d'un environnement domestique, les performances obtenues pouvant ensuite servir de référence au cas du câble triphasé qui sera décrit dans une deuxième étape.

IV.1. Principe de la transmission MIMO-CPL

IV.1.a. Principe d'un système MIMO

Un système MIMO, représenté figure 2.16, se définit par un ensemble de N antennes à l'émission, M antennes à la réception et une matrice H représentant les fonctions de transfert entre chaque canal émetteur TX_i-RX_j. Le modèle de signal dans le domaine fréquentiel peut alors s'exprimer par :

$$y = Hs + n \quad (2-6)$$

où $y \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ est le vecteur signal de réception, $s \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ est le vecteur signal d'émission et $n \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ représente un vecteur complexe de bruit blanc gaussien de variance σ_n^2 . La matrice de canal H complexe contient M*N éléments.

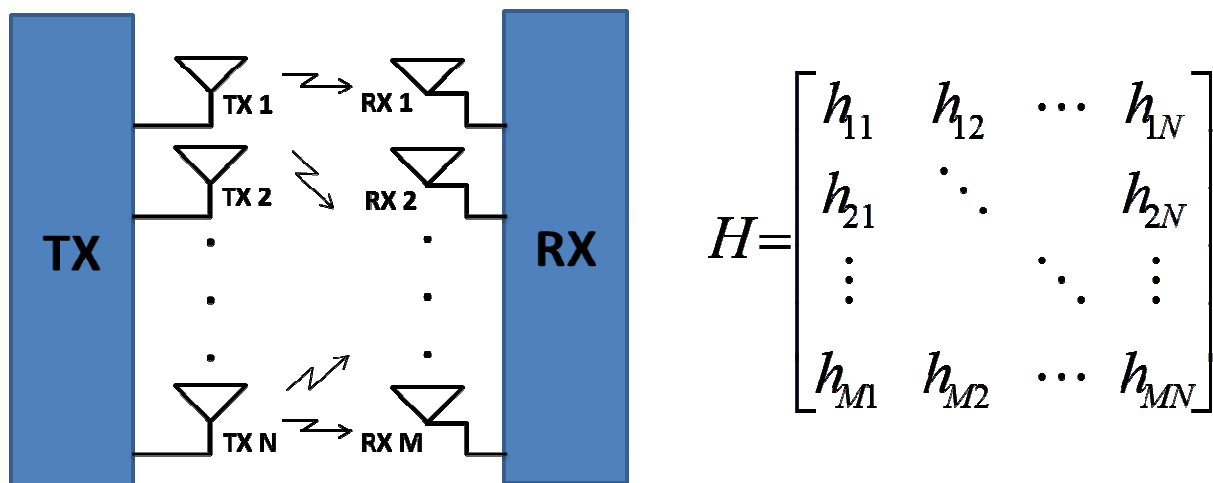


Figure 2.16: Système MIMO et sa matrice de canal H

IV.1.b. Modèle d'équivalence d'un canal MIMO

La manière la plus simple de se représenter un canal MIMO M*N est de le modéliser par K sous-canaux parallèles. Pour cela, une décomposition en valeurs singulières (ou SVD, *Singular Value Decomposition*) de la matrice H du canal est réalisée [GOL96] :

$$H = UDV^H \quad (2-7)$$

où $U \in \mathbb{C}^{M \times M}$ et $V \in \mathbb{C}^{N \times N}$ sont des matrices unitaires et la matrice $D \in \mathbb{C}^{M \times N}$ est une matrice diagonale dont les K premiers éléments non nuls de la diagonale sont les valeurs singulières de H, avec $K = \text{rang}(HH^H) \leq \min(N, M)$.

En supposant que le canal est connu de l'émetteur, le système représenté figure 2.17 peut être modélisé par un filtre de « eigenbeamforming » à l'émetteur et un filtre adapté au niveau du récepteur. Le signal reçu modélisé devient :

$$r = U^H y = U^H U D V^H V s + U^H n = Ds + n' \quad (2-8)$$

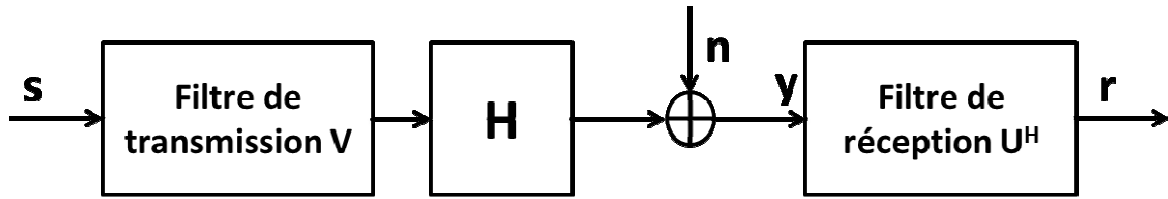


Figure 2.17: Illustration de la transmission en mode propre pour un canal MIMO.

Comme D est une matrice diagonale, l'équation (2-8) se traduit alors pour chaque ligne k par :

$$r_k = \lambda_k s_k + n'_k \quad k \in [1, K] \quad (2-9)$$

Dans ce cas, le canal MIMO est équivalent à K sous-canaux parallèles de valeurs propres λ_k , où λ_k^2 représente le gain du sous canal k . La figure 2.18 représente ce modèle équivalent.

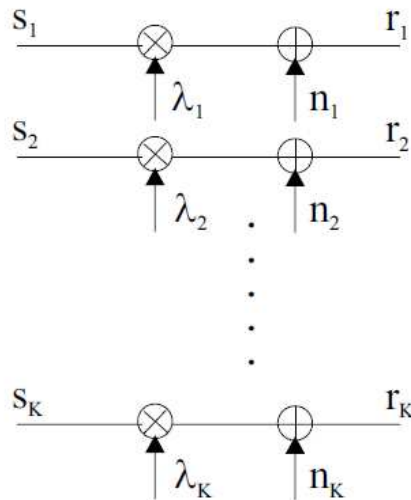


Figure 2.18: Modèle d'équivalence du canal MIMO.

IV.2. Etude préliminaire de la transmission MIMO-CPL sur un réseau indoor

IV.2.a. Caractérisation du coupleur

Un coupleur MIMO, inspiré de l'architecture du coupleur présenté dans le chapitre 1, a été développé au laboratoire par Pierre Laly. La figure 2.19 représente l'architecture de ce coupleur, composé de transformateurs et de filtres passe haut.

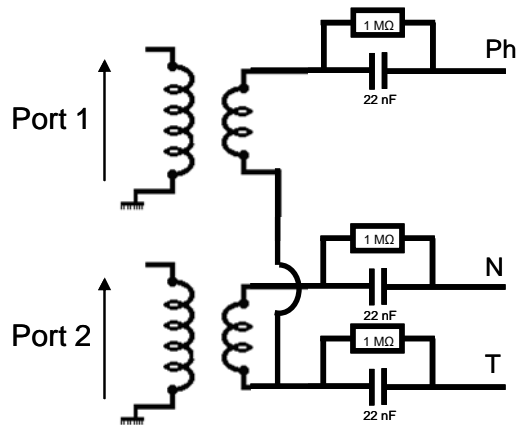


Figure 2.19: Architecture du coupleur MIMO-CPL

Ce coupleur capacitif permet de transmettre en mode différentiel sur deux voies. Dans un premier temps, le coupleur est caractérisé dans le domaine fréquentiel en effectuant une liaison directe, schématisée sur la figure 2.20 (a), entre le coupleur d'émission et le coupleur de réception comme visualisé sur la figure 2.20 (b). La masse de l'analyseur de réseau est reliée à la masse commune des deux coupleurs, reliée aux boîtiers.

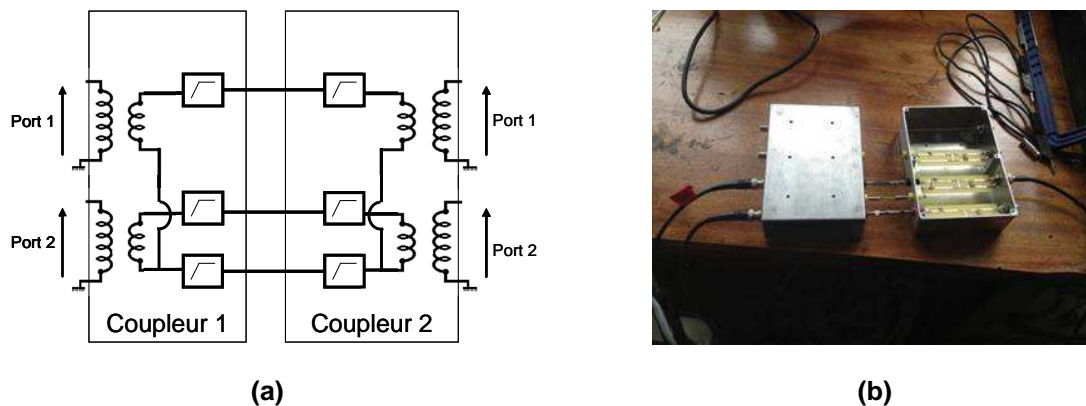


Figure 2.20: Mesure des performances du coupleur

La variation fréquentielle des paramètres S mesurés entre les ports d'entrée et de sortie, est tracée à la figure 2.21. On constate les bonnes performances du coupleur sur la bande de fréquence de [1 MHz, 50 MHz]. En effet, les éléments de transmission directe, H11 et H22, ont des valeurs inférieures à -3 dB dans la bande de transmission [1.8, 30] MHz et les éléments de couplage par diaphonie entre voies, H12 et H21, sont très faibles de l'ordre de -40 dB.

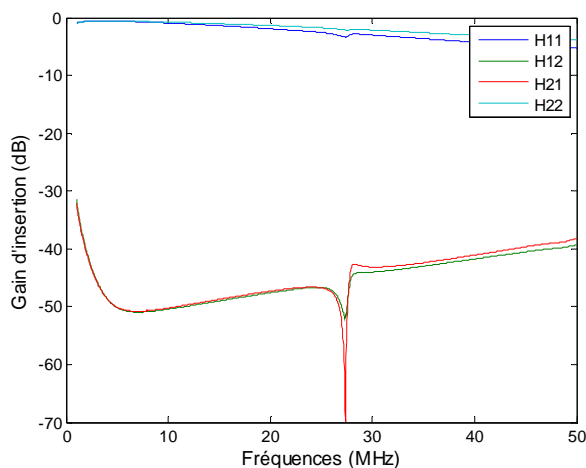


Figure 2.21: Gains d'insertion du coupleur capacitif MIMO

IV.2.b. Mesure de la matrice de transfert

Des mesures préliminaires de matrice H ont été réalisées sur un réseau électrique au sein du laboratoire. Une salle dédiée aux études CPL est équipée d'un câble faisant le tour de la salle et pouvant être alimenté par le réseau du bâtiment en 220 V. Ce câble n'a pas de gaine globale, chacun des 3 fils, phase, neutre et terre, est isolé électriquement, la position relative de ces fils et la distance les séparant peuvent donc varier le long du câble. Ce type de câble, utilisé pour câbler électriquement un bâtiment lors de sa construction, se trouve principalement au sein de goulottes plastiques placées dans les murs. Ses caractéristiques géométriques sont les suivantes :

- Diamètre de chacun des fils de cuivre : 1.74 mm
- Diamètre sur isolant de chaque fil : 3.21 mm

Six prises sont disposées le long du câble à diverses distances, comme le montre la figure 2.22.

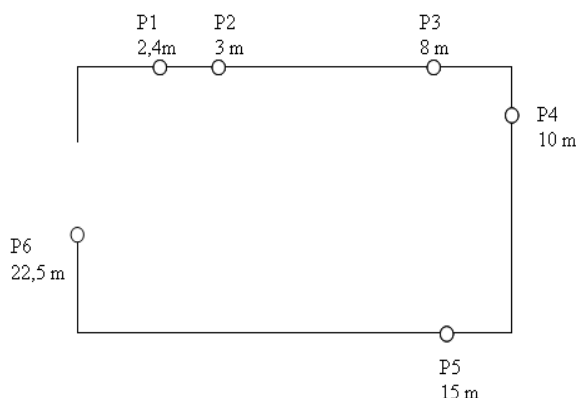


Tableau 2.3 : Charges disponibles

Prise	description
P2	Fer à souder 95 W
P3	Radiateur
P4	Alimentation (max 3000w)
P5	Oscilloscope Lecroy LA314H

Figure 2.22 : Topologie de la salle CPL

Dans cette configuration, le port 1 correspond à une excitation ou une mesure entre terre et phase (TP) et le port 2 entre terre et neutre (TN). Comme le montre la figure 2.23 la matrice H possède donc 4 éléments notés H_{11} , H_{12} , H_{21} et H_{22} . Les mesures de matrice H sont obtenues en utilisant l'analyseur de réseau 4 ports *Agilent technologies* E5071C dans la bande [0.1, 100] MHz avec une bande de fréquence de résolution de 1 kHz. La calibration a été réalisée sans les coupleurs. Ceux-ci sont donc considérés comme faisant partie intégrante du réseau à caractériser. Les coupleurs ont été installés sur les prises P1 et P6 et le réseau a été chargé progressivement par des charges différentes en fonctionnement présentées dans le tableau 2.3 et branchées sur les prises P2 à P5.

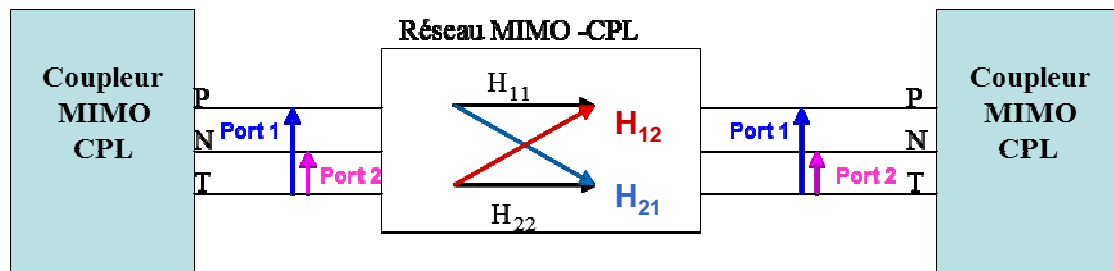
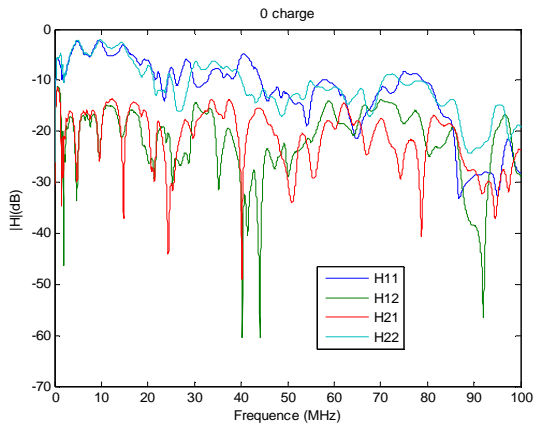


Figure 2.23: Structure du système MIMO-CPL

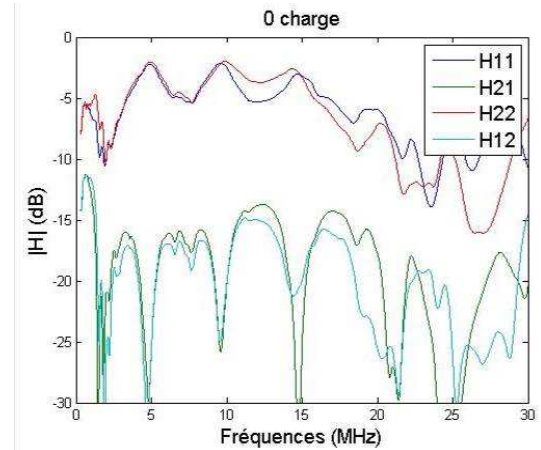
Les résultats des mesures de la matrice H pour le canal CPL-MIMO(2,2), pour une bande de fréquences s'étendant jusque 100 MHz, sont présentés figure 2.24 a et 2.25 a, respectivement dans le cas où aucune prise n'est chargée et dans le cas où toutes les prises sont chargées. Afin de mieux distinguer les variations relatives des paramètres H_{ij} dans la bande de fréquences 1-30 MHz des CPL, un agrandissement des courbes précédentes est donné sur les figures 2.24 b et 2.25 b, la dynamique de l'axe vertical étant limitée à 30 dB. Les mesures de H dans les configurations où le réseau est chargé par 1, 2 et 3 charges sont données en Annexe A1.

Sur la figure 2.24 b, quand le réseau n'est pas chargé, et dans la bande [1.8-30] MHz, on observe que les gains d'insertion « directs » H_{11} et H_{22} , correspondant à une émission/réception sur les mêmes fils de phase, ont une amplitude supérieure d'environ 10 dB à celle des gains d'insertion de « couplage » H_{12} et H_{21} . Cela s'explique simplement par la structure géométrique du câble qui est relativement homogène et qui ne présente pas de discontinuités entre les ports d'émission et de réception.

Les courbes de la figure 2.25 montrent que, quand le réseau est chargé, la distinction n'existe plus, les éléments de la matrice H ayant une amplitude très voisine pour une fréquence donnée. Dans la bande 100 kHz – 30 MHz, qui seule sera étudiée par la suite, l'amplitude du coefficient de corrélation complexe normalisé entre H_{11} et H_{12} est de 0.57, et est de 0.63 entre H_{22} et H_{21} .



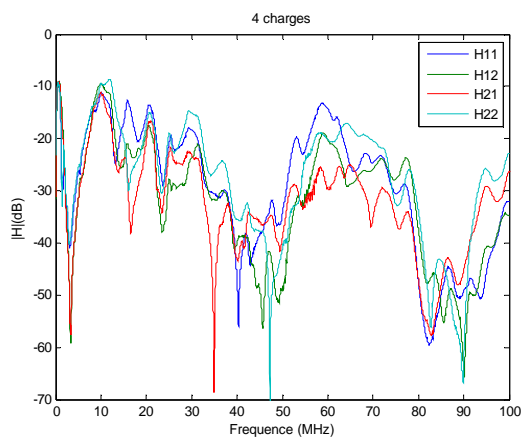
(a)



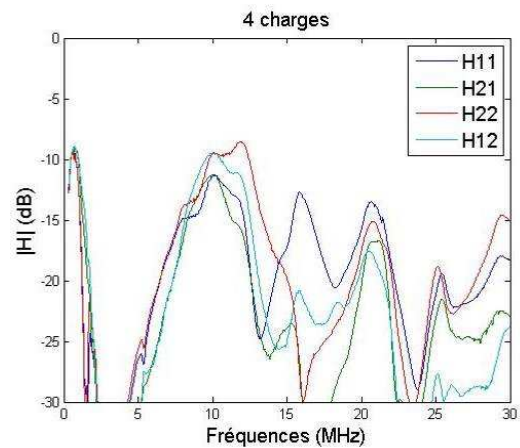
(b)

Figure 2.24 Gain d'insertion avec les prises non chargées

(a) sur la bande [100 kHz - 100 MHz] et (b) sur la bande [100 kHz - 30 MHz]



(a)



(b)

Figure 2.25: Gain d'insertion avec toutes les prises chargées

(a) sur la bande [100 kHz - 100 MHz] et (b) sur la bande [100 kHz - 30 MHz]

IV.2.c. Etude des gains d'insertion

Les figures 2.26 et 2.27 présentent les distributions cumulatives complémentaires des gains d'insertion dans le cas 0 charge et 4 charges. Si on envisage une probabilité de 0.5, les gains « directs » (H11 et H22) valent -8 dB et -21 dB respectivement dans le cas non chargé et dans le cas 4 charges, les gains de « couplage » (H12 et H21) valent respectivement -18 dB et -25 dB. On remarque ainsi le fort couplage entre voies quand le nombre d'appareils connectés sur le réseau devient important.

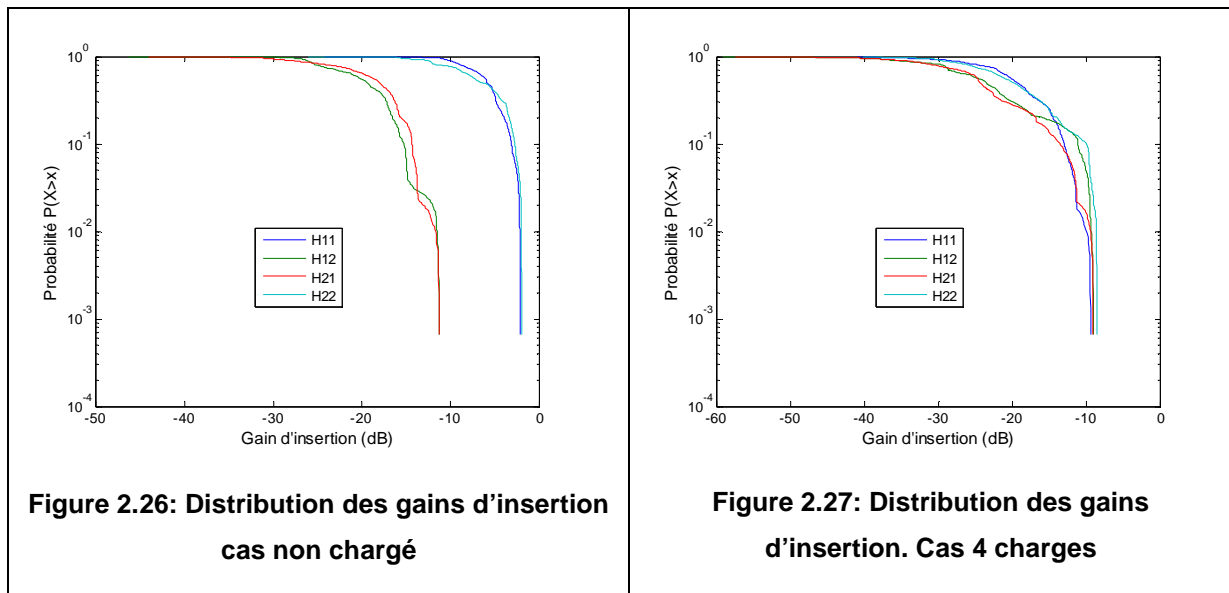


Figure 2.26: Distribution des gains d'insertion cas non chargé

Figure 2.27: Distribution des gains d'insertion. Cas 4 charges

IV.2.d. Etude des valeurs singulières

Une décomposition en valeurs singulières de la matrice H a été réalisée. Cette matrice a d'abord été normalisée de telle façon que la somme des carrés des modules de ses éléments soit égale au produit MN, soit 4 dans notre cas. Si on note λ_1 et λ_2 les valeurs singulières de H, on peut donc écrire :

$$\lambda_1^2 + \lambda_2^2 = |H_{11}|^2 + |H_{12}|^2 + |H_{21}|^2 + |H_{22}|^2 = 4 \quad (2-10)$$

où $H_{ij} = \frac{h_{ij\text{mesure}}}{\sqrt{P}}$ et $P = \frac{1}{4} \left(\sum |h_{ij\text{mesure}}|^2 \right)$ (2-11)

Les courbes de la figure 2.28 représentent les variations des valeurs singulières du canal mesuré dans la salle PLT pour deux cas : aucune prise n'est chargée, courbe bleue, et 4 prises chargées, courbe verte. On remarque que, pour un réseau non chargé, les 2 valeurs singulières sont plus proches l'une de l'autre que dans le cas chargé. Ce point sera repris et commenté dans le paragraphe suivant.

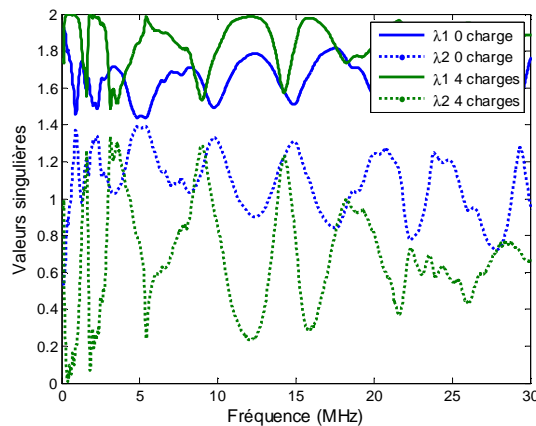


Figure 2.28: Valeurs singulières pour le cas non chargé et pour le cas de 4 charges.

IV.2.e. Métrique associée aux valeurs singulières

Pour comparer les amplitudes respectives des valeurs singulières, nous avons utilisé la métrique décrite dans [WAL03] et rappelée ci-dessous.

$$C(f) = \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{\max(\lambda_1, \lambda_2)} \quad (2-12)$$

Le résultat de $C(f)$ est toujours compris entre 1 et 2, ces deux valeurs étant obtenues respectivement dans le cas d'un seul canal équivalent (dégénérescence de la matrice H) et de 2 canaux équivalents identiques ($\lambda_1 = \lambda_2$). Les courbes de la figure 2.29 a) montrent la variation de $C(f)$ en fonction de la fréquence, la fonction cumulative complémentaire de $C(f)$ étant présentée sur la figure 2.29 b). Quand il n'y a aucune charge, il y a très peu de couplage entre les lignes et on aboutit ainsi à 2 canaux pratiquement indépendants, la valeur de $C(f)$ pour une probabilité de 0.5 étant égale à 1.65. Par contre, en présence de charges sur le réseau, $C(f)$ prend des valeurs plus proches de 1, la probabilité à 0.5 correspondant à $C(f) = 1.35$.

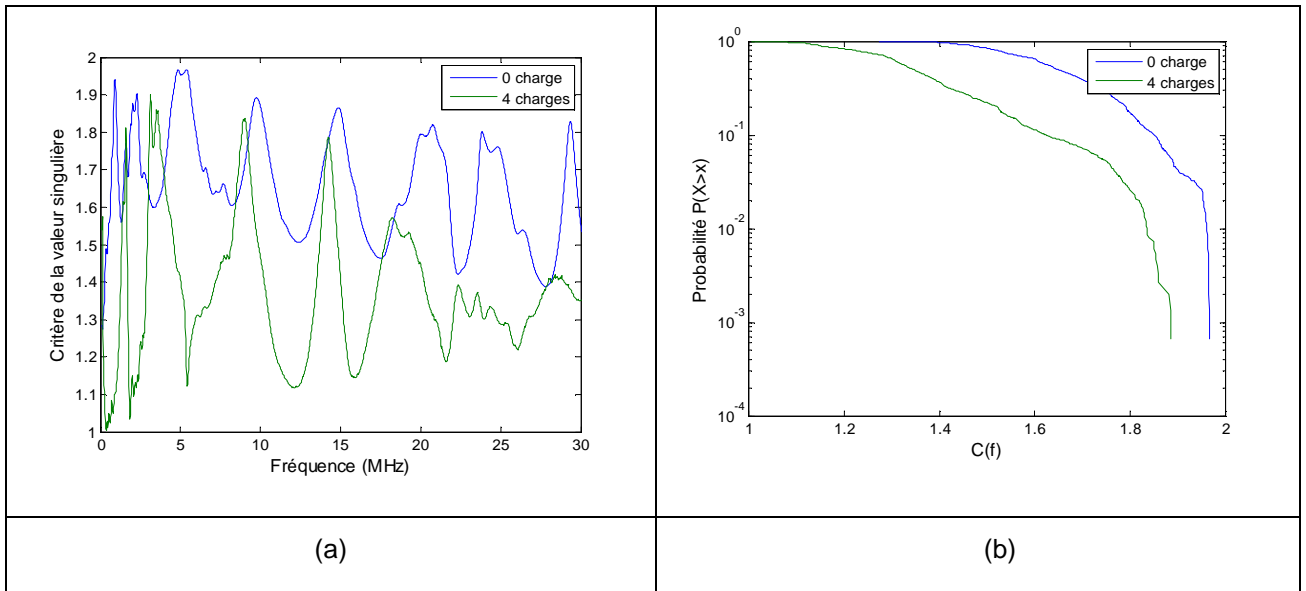


Figure 2.29: Variation de la métrique C associée aux valeurs singulières (a) en fonction de la fréquence et (b) CCDF de la métrique dans la bande [1-30] MHz

IV.2.f. Calcul de la capacité

En utilisant la formule de la capacité donnée par [FOS96], la capacité C d'un canal MIMO est donnée par (2-13), dans l'hypothèse d'une transmission dans un canal plat en fréquence, donc sur une bande de fréquence Δf beaucoup plus petite que la bande de cohérence.

$$C = \log_2 \left[\det \left(I_M + \frac{\rho}{N} H H^H \right) \right] \quad (2-13)$$

Dans cette formule, M est le nombre de récepteurs, N le nombre d'émetteurs, H la matrice du canal, ρ est la moyenne du rapport signal sur bruit (SNR) sur l'ensemble des points de réception.

Envisageons donc tout d'abord une transmission en bande étroite et une puissance d'émission constante quel que soit la charge du réseau. A titre d'exemple, supposons que le rapport P_e / σ_n^2 de la

puissance d'émission P_e que fournirait le générateur sur une charge de 50Ω , à la puissance de bruit blanc σ_n^2 , soit égale à 20 dB.

Les courbes de la figure 2.30 montrent l'évolution de la capacité du canal, en bit/s/Hz, en fonction de la fréquence. Ces courbes ont été tracées pour les 4 configurations de charge indiquées dans le tableau 2.3, les matrices de transfert correspondantes étant données dans l'annexe A1. On remarque que la capacité diminue fortement lorsque le nombre de charges augmente, ceci étant du essentiellement à l'atténuation importante que subit le signal dans ce cas.

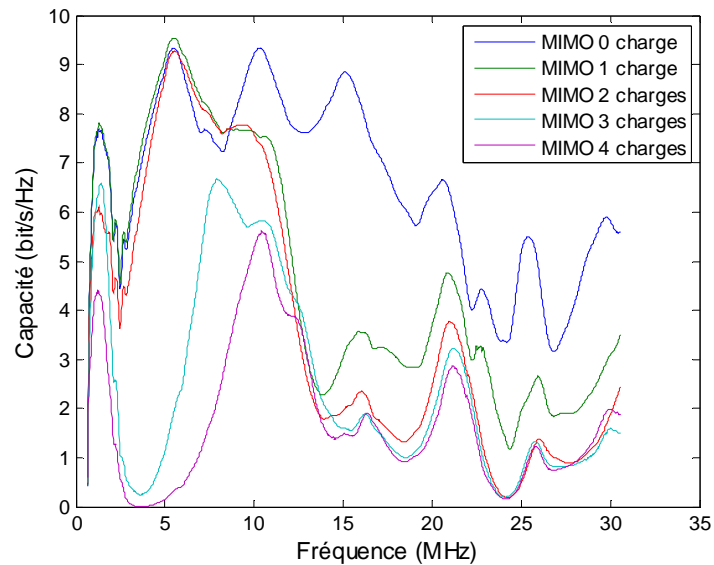


Figure 2.30: Capacité du canal MIMO en fonction de nombre de charges à puissance d'émission constante

Afin de mettre en évidence l'influence de la corrélation entre voies en fonction des charges, la variation de la capacité a été tracée sur la figure 2.31 en supposant, en réception, un rapport signal sur bruit constant, égal à 10 dB. Ces courbes montrent que, dans le cas d'aucune charge, la capacité reste pratiquement constante avec la fréquence. Par contre, en présence de 4 charges, la capacité présente d'importantes fluctuations dues aux corrélations entre voies qui dépendent de la fréquence. Cela provoque également une diminution de la capacité moyenne par rapport à la configuration non chargée.

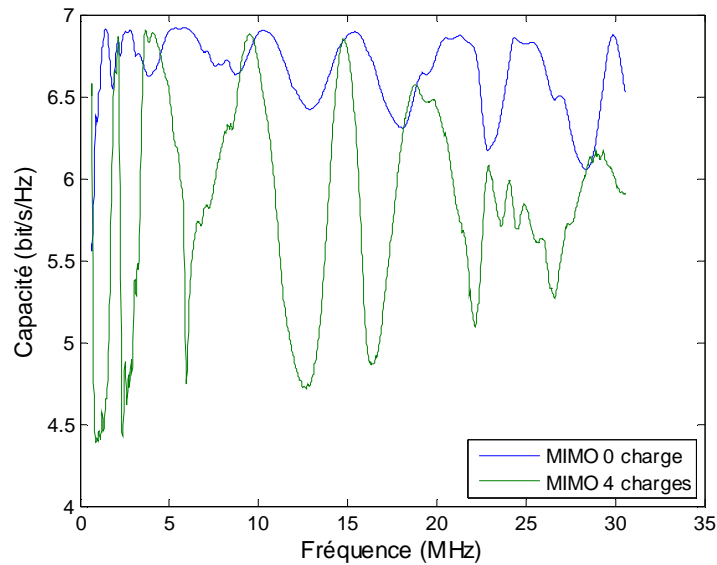


Figure 2.31: Capacité du canal MIMO en fonction de nombre de charges en supposant un rapport signal sur bruit constant, égal à 10 dB.

Afin de mesurer le gain apporté par l'utilisation d'un système MIMO sur les CPL, nous supposons que la puissance d'émission est constante dans toute la bande de fréquence. Pour une liaison OFDM, la limite de Shannon de la capacité totale du canal C_{canal} est obtenue en sommant les capacités obtenues pour chaque sous bande Δf . Dans les exemples numériques qui seront présentés, Δf a été choisie égale à 20 kHz, approximativement égale à l'intervalle entre deux sous porteuses dans le standard HPAV.

La figure 2.32 présente ainsi la capacité limite sur une bande de 1.8 – 30 MHz en mode SISO et en mode MIMO en fonction de P_e / σ_n^2 . Les 4 configurations de charge ont été envisagées. On remarque l'intérêt de l'utilisation de MIMO, et ceci quel que soit l'état de charge du réseau. Ainsi pour l'état non chargé et un rapport P_e / σ_n^2 de 20 dB, la capacité est de 275 Mbits/s en MIMO, contrairement à 191 Mbit/s en SISO. En présence de 4 charges, ces capacités deviennent respectivement égales à 67 et 42 Mbit/s.

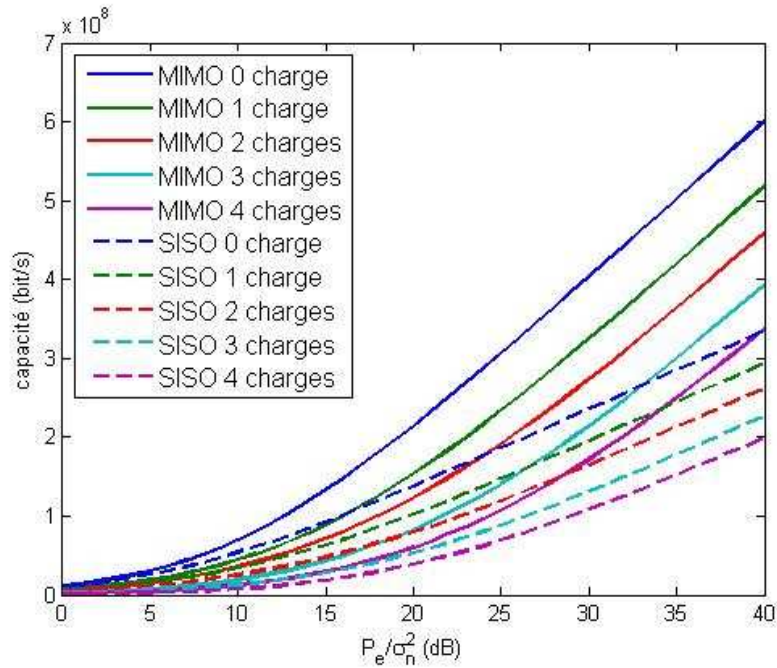


Figure 2.32: Evolution de la capacité totale pour un canal MIMO et SISO en fonction du rapport entre la puissance d'émission et la puissance de bruit

IV.3. Etude de la transmission MIMO-CPL sur un réseau triphasé

IV.3.a. Mesure de la fonction de transfert MIMO d'un système triphasé

Une campagne de mesure du gain d'insertion MIMO a été réalisée sur le banc de mesure triphasé au L2EP. Le système de mesure, similaire à celui présenté sur la figure 2.10 mais que nous avons rappelé figure 2.33 comporte un analyseur de réseau (AGILENT) sur 1601 points dans la bande de fréquence [1 MHz-50 MHz] avec une largeur de bande de fréquence intermédiaire (IFBW) de 10 Hz. Des atténuateurs de 20 dB et de 10 dB sont utilisés afin de protéger l'analyseur de réseau des amplitudes de bruit impulsif qui peuvent atteindre 60 V. Un amplificateur de 45 dB est utilisé à la sortie du port 1 de l'analyseur afin d'augmenter le signal émis par rapport au bruit impulsif. Les mesures ont été réalisées en utilisant les coupleurs capacitifs MIMO. L'analyseur est calibré directement entre ses ports de sortie, les atténuations ou gains supplémentaires introduits par la chaîne de mesure étant ensuite pris en compte pour calculer la fonction de transfert du canal, incluant les coupleurs. Durant ces mesures, le moteur était en marche avec une fréquence électrique de 50 Hz et l'onduleur était alimenté par une tension continue de 100 V.

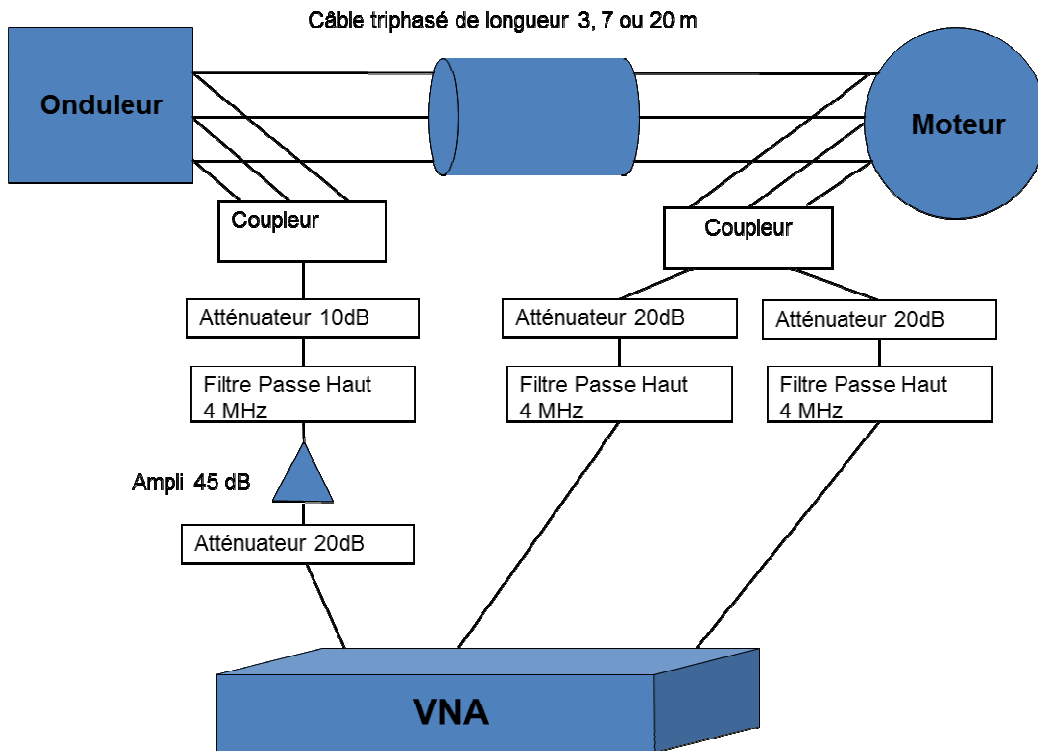


Figure 2.33: Dispositif de mesure MIMO avec coupleurs capacitifs

Les figures 2.35 et 2.36 présentent le gain d'insertion pour une injection coté convertisseur et pour une longueur de câble respectivement de 3 et 20 m. Le port 1 correspond à une injection/mesure entre le fil bleu et le fil jaune et le port 2 à une injection/mesure entre le fil rouge et le fil jaune comme le montre la figure 2.34. Les paramètres H11 et H22 traduisent donc le lien « direct » et les paramètres H12 et H21 les liens de « couplages ».

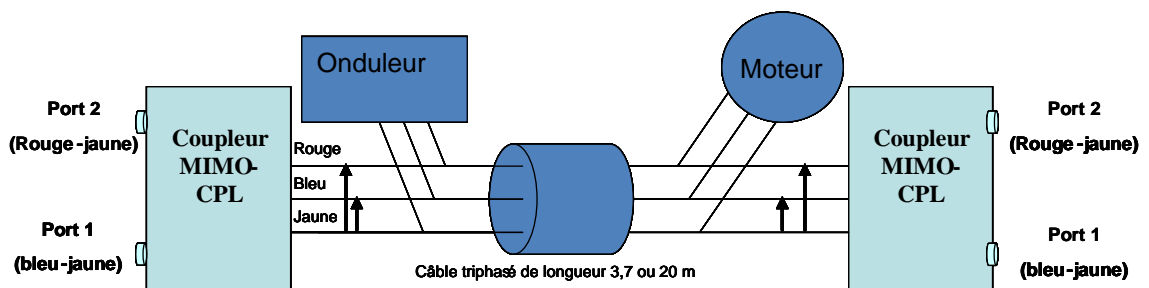


Figure 2.34: Structure du système MIMO-CPL sur le réseau triphasé

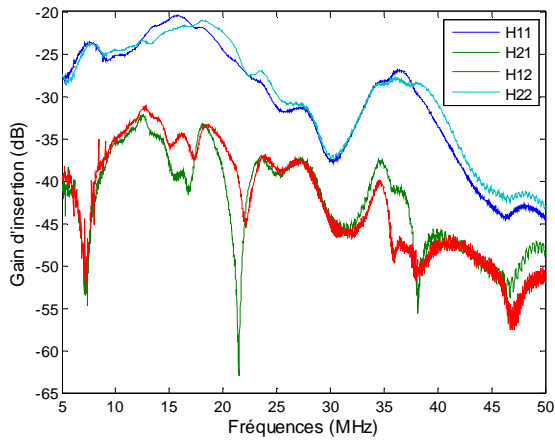


Figure 2.35: Gains d'insertion pour un câble de 3 m avec une injection côté convertisseur

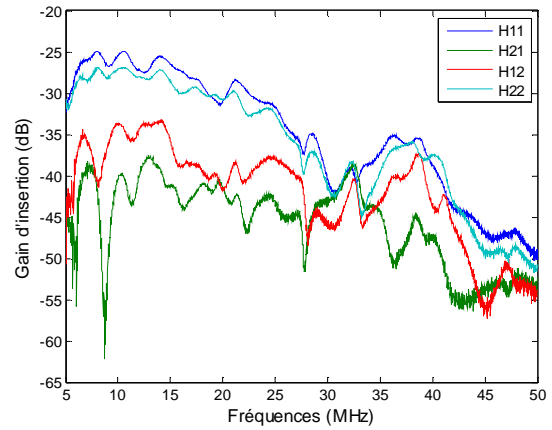


Figure 2.36: Gains d'insertion pour un câble de 20 m avec une injection côté convertisseur

On constate que les gains mesurés sont faibles, inférieurs à -20 dB, quelle que soit la longueur du câble, ce qui est évidemment en accord avec les résultats des mesures SISO. On rappelle que cette forte atténuation du signal est probablement due à une faible impédance d'extrémité de la ligne et qu'une modification du coupleur serait souhaitable. Comme dans le cas des mesures SISO, nous avons envisagé des fréquences supérieures à 5 MHz pour s'affranchir de l'atténuation due aux filtres. Les courbes cumulatives complémentaires (CCDF) des gains d'insertion sont présentées sur la figure 2.37 pour les câbles de 3, 7 et 20 m. Le tableau 2.4 montre que pour une probabilité de 0.5, les gains d'insertion des liens directs ont des valeurs d'environ -29 et -34 dB pour les câbles de longueur respective de 3 et 20 m contrairement aux liens de couplage qui ont des gains beaucoup plus faibles, égaux à -42 dB et -45 dB.

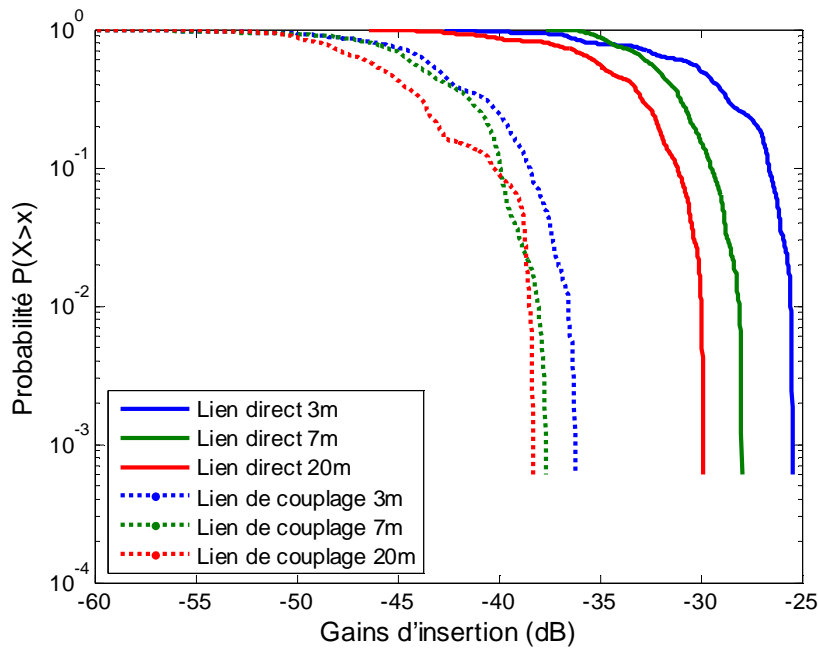


Figure 2.37: CCDF des gains d'insertion MIMO pour 3 longueurs du câble 3, 7 et 20 m

Tableau 2.4 : Gains, exprimés en dB, des liens directs et de couplage en fonction de la longueur du câble et calculés pour des percentiles 10%, 50% et 90%

Longueur du câble	3m		7m		20m	
	Direct	Couplage	Direct	Couplage	Direct	Couplage
10%	-36	-48	-35	-48	-40	-50
50%	-29	-42	-32	-43	-34	-45
90%	-26	-38	-29	-39	-31	-40

IV.3.b. Apport du canal MIMO sur un réseau triphasé

La figure 2.38 représente la variation des valeurs singulières en fonction de la fréquence pour les câbles de longueur 3 et 20 m. On remarque que λ_1 et λ_2 sont du même ordre de grandeur. En effet, les liaisons directes ont une atténuation bien inférieure à celle des liaisons indirectes, ce qui privilégie une propagation sur 2 canaux indépendants. On note également que la longueur du câble influence peu la distribution des valeurs singulières.

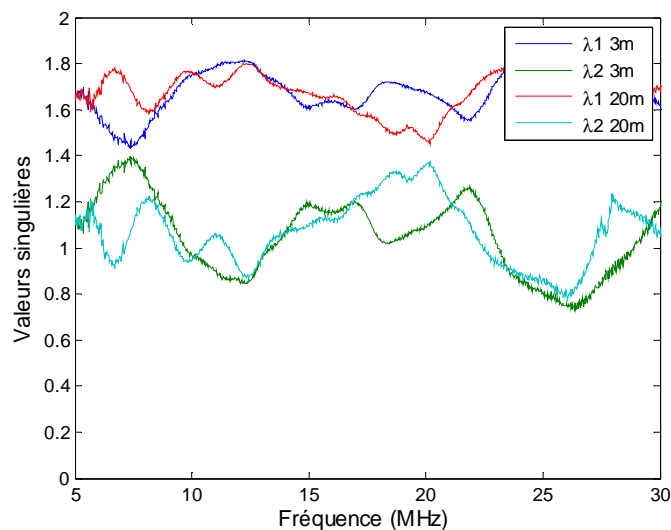


Figure 2.38: Valeurs singulières pour les cas 3 et 20 m

La capacité théorique du canal, exprimée en bits/s/Hz, est donnée par les courbes de la figure 2.39. On a supposé que la puissance d'émission est constante et que le signal n'est perturbé que par un bruit blanc gaussien. On ne tient donc pas compte, dans ce paragraphe, du bruit impulsif généré par la MLI. La puissance d'émission P_e qu'émettrait le générateur sur une impédance de 50 Ohms est telle que le rapport entre P_e et la puissance du bruit σ_n^2 , soit de 40 dB. Cette valeur a été choisie suffisamment grande pour s'affranchir de la mauvaise adaptation d'impédance due aux modems.

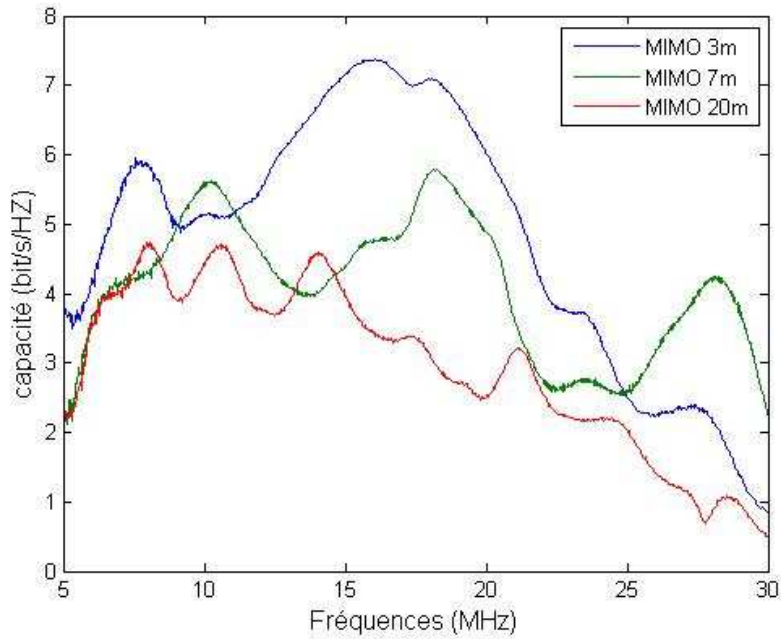


Figure 2.39 : Capacité du canal MIMO en fonction de la longueur du câble. Le rapport entre la puissance qu'émettrait le générateur sur une charge de 50 ohms et la puissance de bruit est de 40 dB.

De manière à mettre en évidence le gain que pourrait apporter une technique MIMO, nous avons représenté sur la figure 2.40, une comparaison de capacité SISO – MIMO pour un câble de 3 m et de 20 m. Le gain apporté par l'utilisation de MIMO est important car les 2 liens « directs » sont nettement prépondérants vis-à-vis des liens « de couplage » et on est presque en situation de 2 canaux indépendants.

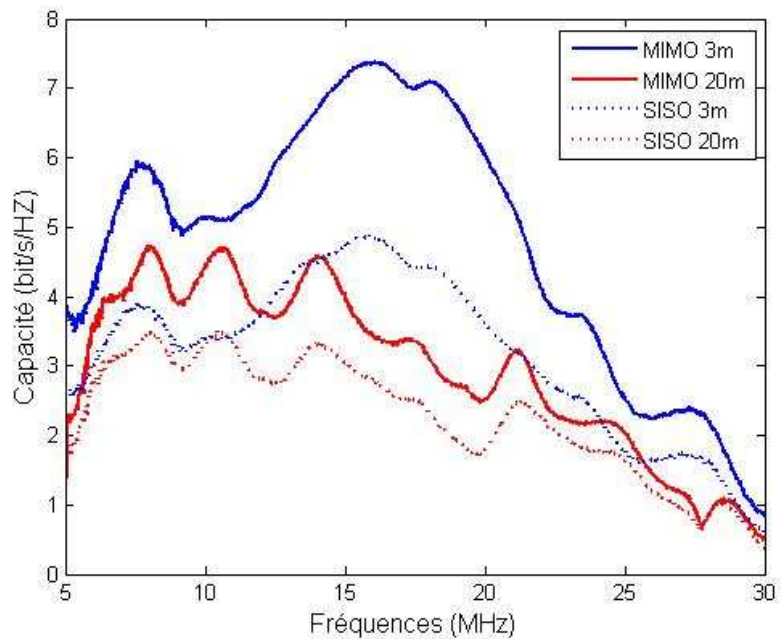


Figure 2.40 : Capacité du canal : comparaison SISO - MIMO

V. Conclusion

Dans ce chapitre, l'ensemble des résultats expérimentaux sur le canal de propagation en SISO et en MIMO a été présenté. Nous avons mis en évidence l'apport que pourrait apporter, en termes de capacité, la méthode MIMO par rapport à la méthode SISO. Les applications numériques faites dans ce chapitre ont supposé que le bruit présent sur la ligne triphasée est un bruit blanc gaussien. Cependant les convertisseurs alimentant les moteurs utilisent des techniques de modulation à largeur d'impulsion qui génèrent des impulsions de courant de grande amplitude. Pour étudier la fiabilité de la liaison numérique entre le moteur et le convertisseur, il est important de caractériser ces bruits et c'est ce qui fait l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 3. Caractérisation du bruit impulsif sur un câble de puissance

I. Introduction

Afin de démontrer la faisabilité d'un système CPL sur le réseau triphasé entre un moteur et un onduleur, il est nécessaire de caractériser le support physique, c'est-à-dire la fonction de transfert du canal et les bruits. Nous allons donc nous intéresser dans ce chapitre aux bruits présents sur le câble, et notamment aux bruits impulsifs.

Dans la littérature, les perturbations présentes sur les réseaux électriques (principalement domestiques) sont couramment classées en 5 types [DOS01] :

- Le bruit de fond coloré, qui possède une densité spectrale de puissance relativement faible et décroissante avec la fréquence, et qui résulte de la superposition de plusieurs sources de bruit de faible intensité présentes dans l'environnement des lignes de puissance,
- Le bruit bande étroite, issu du rayonnement des émetteurs de radiodiffusion et qui se présente sous la forme d'un signal modulé en amplitude,
- Le bruit impulsif périodique et asynchrone de la fréquence de la source principale d'alimentation, qui est principalement causé par les commutations des dispositifs d'alimentation en énergie,
- Le bruit impulsif périodique et synchrone de la fréquence de la source principale d'alimentation, dû aux commutations des appareils électriques branchés sur le réseau d'énergie,
- Le bruit impulsif asynchrone, qui est causé par les appareils électriques branchés sur le réseau d'énergie.

Les deux premiers types de bruit varient très lentement dans le temps et forment ce que nous appellerons le bruit de fond stationnaire, mesurable à l'aide d'un analyseur de spectre. Les 3 derniers types forment le bruit impulsif. La source principale de bruit impulsif sur le réseau triphasé est la commutation des interrupteurs de puissance de l'onduleur MLI. Cette source de bruit peut être considérée comme une source asynchrone de bruit impulsif. L'analyse de ce bruit a été traitée dans le cadre d'une analyse CEM en électronique de puissance en mode commun dans [GEN08, WEE06, MOR09]. Ces études reposent sur une modélisation des sources de perturbation à base de générateurs équivalents et une modélisation des différents composants du système (Onduleur, câble et moteur) à base de circuits équivalents RLC dont les valeurs sont déterminées expérimentalement. Ces modélisations sont ensuite implantées dans le logiciel SPICE. Les résultats de ces études concernent surtout les amplitudes et les formes d'ondes dans le domaine temporel et le spectre de perturbation dans le domaine fréquentiel. Dans [DOO10], une simulation basée sur un modèle Saber de câble est utilisée et une comparaison avec l'expérience est réalisée pour analyser la tension de mode commun et le courant de mode différentiel de l'onduleur dans le domaine fréquentiel.

Cependant, ces analyses CEM ne suffisent pas pour garantir la faisabilité d'un système CPL sur une chaîne de puissance impactée par un bruit impulsif. Afin de proposer les algorithmes de traitement de signal et de codage de canal les plus appropriés à la liaison, une analyse temporelle sur l'ensemble du signal (et pas seulement sur une impulsion) doit être menée.

Dans ce chapitre nous allons nous intéresser à la caractérisation et à l'analyse des bruits impulsifs afin d'élaborer un modèle de bruit qui puisse ensuite être utilisé pour concevoir la chaîne de transmission. Afin de réaliser une étude statistique représentative, plusieurs campagnes de mesures ont été réalisées sur différents bancs de test comprenant des longueurs de câbles différentes et des équipements divers. Dans un premier temps, une étude des mesures de bruit réalisées sur un banc du laboratoire L2EP de l'Université Lille1 avec des équipements industriels (non avioniques) est exposée. Ensuite les résultats statistiques de cette étude sont comparés à ceux obtenus sur 2 bancs avioniques (HISPANO-SUIZA et MESSIER-BUGATTI). Enfin un modèle de bruit basé sur les caractéristiques des mesures réalisées au L2EP est proposé et les critères de validation de ce modèle sont discutés.

Il faut noter que dans la majorité des cas, les mesures ont été réalisées au moyen de sondes de courant pour éviter tout déséquilibre du réseau. Cependant, comme la faisabilité d'une communication CPL sera étudiée au chapitre suivant non seulement avec un couplage inductif mais également avec un couplage capacitif, une mesure en tension (paragraphe II-8) avec couplage capacitif a pu être effectuée au L2EP.

II. Étude du bruit impulsif mesuré au L2EP avec un moteur non chargé

II.1. Description du dispositif de mesures

Une campagne de mesures de bruit impulsif a été réalisée au laboratoire L2EP sur un câble triphasé de 3 m de longueur entre un onduleur et un moteur non chargé. L'onduleur est alimenté par une tension variable de 100 à 200 V et est commandé par une modulation MLI, dont la fréquence de commutation est de 20 kHz. Au cours de nos expériences, la vitesse nominale du moteur était de 750 tr/m et 1500 tr/mn pour des fréquences respectives de 25 et 50 Hz.

Les mesures de bruit ont été effectuées avec plusieurs sondes de courant de type FCC (F-65) dont la bande passante s'étend de 100 kHz à 1 GHz, et qui présente une impédance de transfert de 1 Ohm entre 400 kHz et 1 GHz. Comme notre analyse s'effectue pour des fréquences supérieures à 500 kHz, aucun traitement de compensation de l'impédance de transfert n'a été réalisé sur les mesures de bruit. Les sondes sont placées sur l'une des phases du câble triphasé aux deux extrémités de ce câble, soit près du convertisseur, soit près du moteur. Les mesures en courant ont été faites dans les domaines temporel et fréquentiel.

Les mesures dans le domaine temporel ont été réalisées au moyen d'une plateforme de mesure de bruit se composant de 2 cartes d'acquisition « Gagescope » reliées à un ordinateur, permettant des mesures simultanées sur 4 ports. La fréquence d'échantillonnage est de 200 MHz et la plage de tension d'entrée est ajustable de ± 100 mV à ± 5 V. Le temps d'acquisition des signaux ou la largeur de

la fenêtre d'observation a été fixée à 40 ms ou 20 ms correspondant aux périodes respectives de l'alimentation en courant alternatif du moteur de 25 Hz et 50 Hz. Plusieurs fenêtres d'observation successives ont été mesurées et étudiées lors de l'analyse statistique.

Les mesures dans le domaine fréquentiel ont été effectuées à l'aide d'un analyseur de spectre Agilent dans la bande de fréquence [500 kHz - 50 MHz] sur 1601 points. La bande passante de résolution et le temps de balayage ont été fixés respectivement à 1 kHz et 60 s.

II.2. Exemples d'impulsions mesurées dans le domaine temporel

La figure 3.1 présente l'allure du bruit impulsif dans le domaine temporel sur une période de 300 μs et sur un zoom de 3 μs , côté convertisseur dans le cadre (a), et côté moteur dans le cadre (b,) pour une tension d'alimentation de 200 V. Sur la période de 300 μs , côté convertisseur, nous observons de grandes impulsions d'amplitude 2.7 A de période 50 μs correspondant à la fréquence de commutation des IGBT (20 kHz) sur la phase mesurée. Ces impulsions, dont le zoom sur 3 μs montre une allure de sinusoïde amortie, sont appelées impulsions primaires. Les autres impulsions d'amplitude 1.1 A, appelées impulsions secondaires, sont dues à la commutation des IGBT sur les autres phases et au couplage entre les fils du câble triphasé.

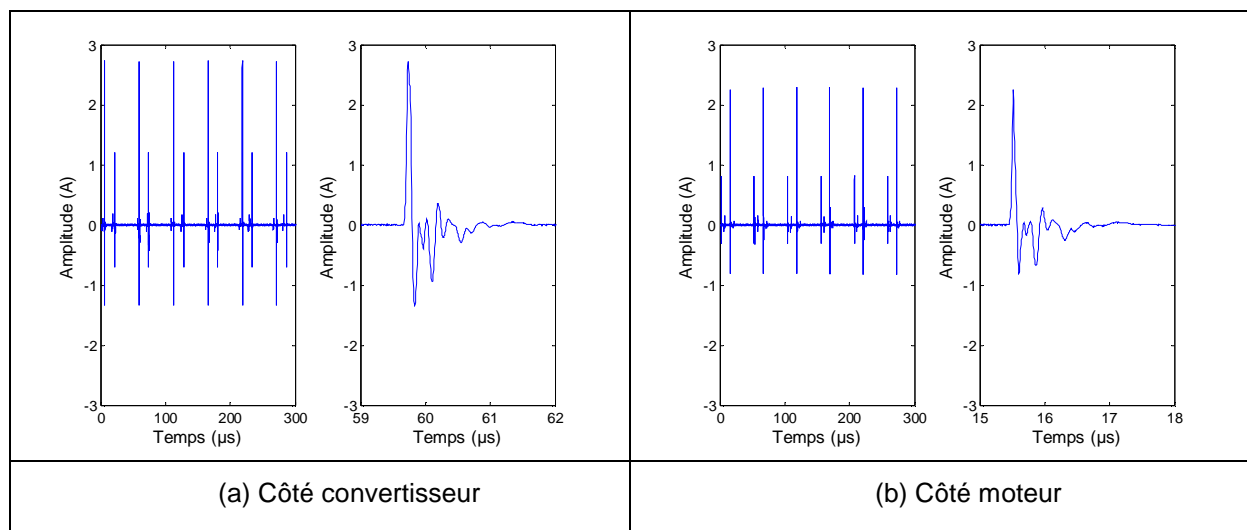


Figure 3.1: Mesure du bruit impulsif dans le domaine temporel

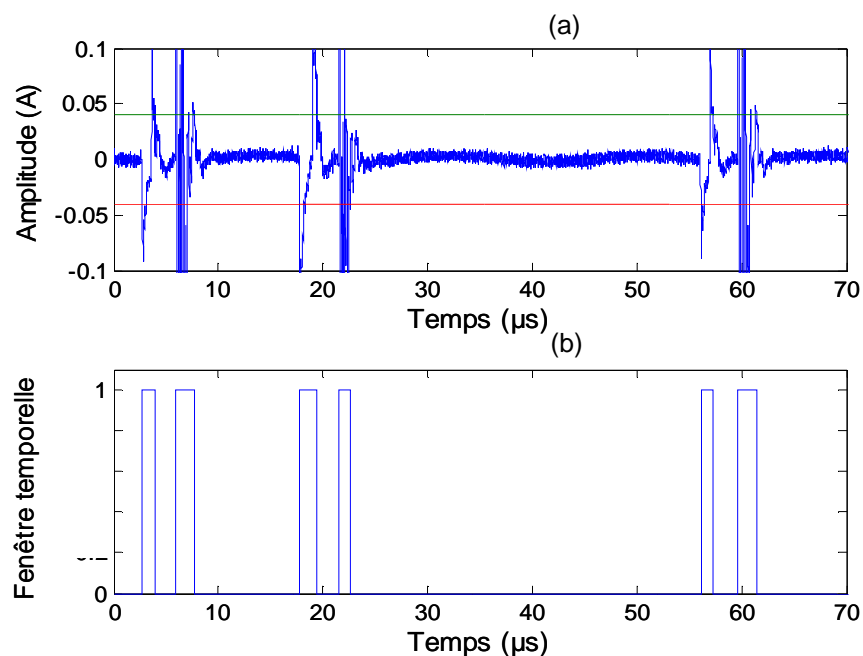
II.3. Distributions des paramètres caractéristiques

Les paramètres caractéristiques du bruit impulsif sont extraits des mesures réalisées sur le câble triphasé de 3 m avec une tension d'alimentation de 200 V, une vitesse nominale du moteur de 1500 tr/mn correspondant à une fréquence de 50 Hz ou une période de 20 ms. Comme les impulsions ont une forme de sinusoïde amortie, nous nous sommes intéressés aux paramètres suivants : l'amplitude maximale, la pseudo-fréquence, la durée de l'impulsion et l'intervalle de temps entre deux impulsions successives nommé temps d'interarrivée (TIA). Dans un premier temps, nous expliquons la méthode d'extraction des impulsions et nous présentons ensuite les différentes distributions des paramètres caractéristiques du bruit mesuré.

Il est important de souligner que les résultats présentés dans ce paragraphe ne s'appliquent qu'à la configuration mentionnée précédemment. Nous verrons ultérieurement l'influence de la configuration électrique et géométrique de l'ensemble convertisseur-moteur sur les paramètres caractérisant les impulsions.

II.3.a. Extraction des impulsions

Tout d'abord, il est nécessaire d'isoler les impulsions du bruit de fond pour déterminer finement leurs caractéristiques, le bruit de fond pouvant être en partie causé par le système de mesure lui-même. La méthode d'extraction décrite dans [SAN99] consiste à fixer de manière itérative un seuil reposant sur la moyenne et la variance des échantillons de bruit. Il est à noter dans [SAN99] que le signal à extraire est un signal triangulaire pour lequel il est plus facile de définir le début et la fin du signal que dans le cas d'un signal sinusoïdal. La méthode dans [DEG08] repose sur le calcul de la variance cumulée et sur la détermination d'un seuil. Toutefois, en observant attentivement les mesures de courant sur une échelle de faible amplitude comme le montre la figure 3.2, il apparaît qu'une approche plus simple pour détecter les impulsions consiste à appliquer un seuil de 40 mA représenté par les lignes verte et rouge. Ce seuil a été établi pour des mesures réalisées avec une plage de tension d'entrée de la carte d'acquisition de ± 5 V. Cette plage de tension d'entrée fixe la précision des mesures et donc le bruit de quantification. On montre dans l'annexe A2 que ce seuil correspond approximativement à une densité spectrale de courant (DSC) de $30 \text{ dB}\mu\text{A}/\text{kHz}$ si ce bruit de fond est considéré comme un bruit blanc gaussien dans 100 MHz de bande, la fréquence d'échantillonnage des signaux étant de 200 MHz.



**Figure 3.2: (a) Segment du bruit impulsif
(b) Fenêtres temporelles permettant l'extraction des impulsions**

Afin de déterminer le début et la fin des impulsions au sein d'une fenêtre d'observation, une première pseudo-fréquence est tout d'abord déterminée grossièrement. Elle correspond à la valeur maximale de la transformée de Fourier calculée sur toute la fenêtre d'observation.

Le début de l'impulsion est défini comme le premier échantillon de bruit dont l'amplitude est supérieure au seuil. La fin de l'impulsion est associée au dernier échantillon dont l'amplitude est supérieure au seuil, et à condition que les échantillons suivants sur une durée de deux pseudo-périodes aient tous leurs amplitudes inférieures au seuil. Les fenêtres temporelles correspondant aux échantillons de bruit qui seront extraits sont représentées sur la figure 2.b. Une fois que le début et la fin de l'impulsion sont définis, une pseudo-fréquence plus fine sera alors déterminée cette fois-ci uniquement sur la durée de l'impulsion (paragraphe II.3.c).

II.3.b. Distribution de l'amplitude

L'étude statistique des paramètres caractéristiques du bruit est réalisée sur les mesures stockées pendant 40 ms, soit 2 périodes du courant moteur. La probabilité de distribution des amplitudes maximales des impulsions de courant est donnée figure 3.3. Les distributions font apparaître 4 valeurs particulières d'amplitude : 2, 0.8, 0.15 et 0.07 A, côté moteur, et 2.7, 1.1, 0.25, et 0.1 A, côté convertisseur. Ces 4 valeurs d'amplitude obtenues de chaque côté du câble, peuvent être interprétées grâce à la figure 3.4. L'impulsion sera dite « primaire » quand elle est due à la commutation de l'IGBT sur la phase mesurée et elle sera dite « secondaire » quand elle est due à la commutation de l'IGBT sur une autre phase.

L'impulsion d'amplitude la plus élevée correspond à :

- l'impulsion issue du front montant de la commutation de l'IGBT sur la phase mesurée qui sera notée **IPFM** (Impulsion Primaire issue du Front Montant).

Les autres amplitudes correspondent :

- aux impulsions issues du front montant de la commutation de l'IGBT sur une autre phase notée **ISFM** (Impulsion Secondaire issue du Front Montant)

- aux impulsions issues du front descendant de la commutation de l'IGBT sur la phase mesurée **IPFD** (Impulsion Primaire issue du Front Descendant)

- aux impulsions issues du front descendant de la commutation de l'IGBT sur une autre phase **ISFD** (Impulsion Secondaire issue du Front Descendant).

Ces 4 impulsions mesurées sur la phase 1 sont présentées dans la figure 3.4 sur une période de 100 μ s et sont respectivement encadrées en noir, rouge, bleu et vert. Cette figure présente également les chronogrammes mesurés simultanément sur les deux autres phases. On peut constater une absence d'impulsion primaire sur la phase 3 et on reviendra sur ce point dans le paragraphe II.4.

Les figures 3.5, 3.6, 3.7 et 3.8 présentent les 4 impulsions caractéristiques de la figure 3.4 dans le domaine temporel sur une fenêtre de 2 μ s, et dans le domaine fréquentiel avec la densité spectrale de courant calculée à l'aide du périodogramme avec une résolution fréquentielle de 500 kHz. Ces impulsions isolées grâce à notre méthode de seuillage et dont la durée était inférieure à 2 μ s, ont été complétées par des zéros afin de bénéficier de la même résolution spectrale pour cette représentation de la densité spectrale de courant (DSC).

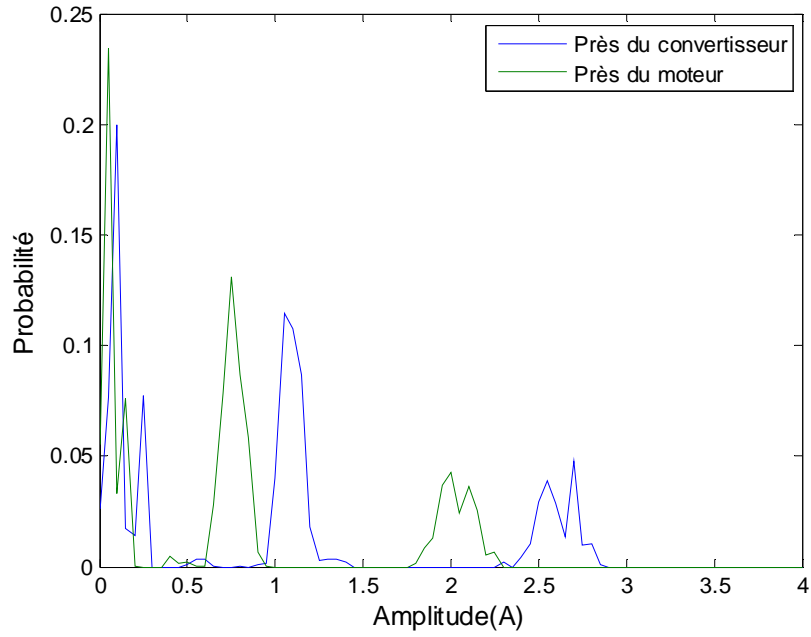


Figure 3.3: Distribution de l'amplitude maximum des impulsions

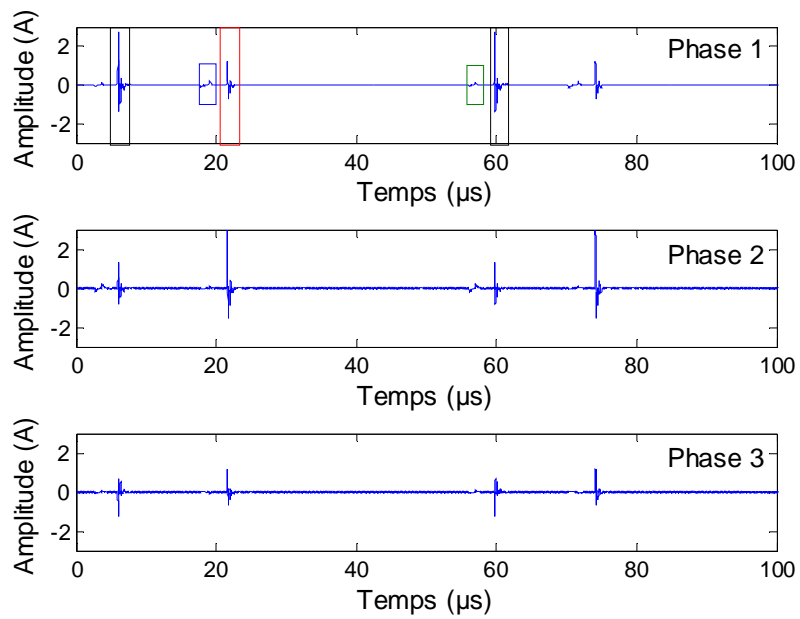


Figure 3.4: Mesure simultanée sur 3 phases dans le domaine temporel sur un période de 100 μ s.

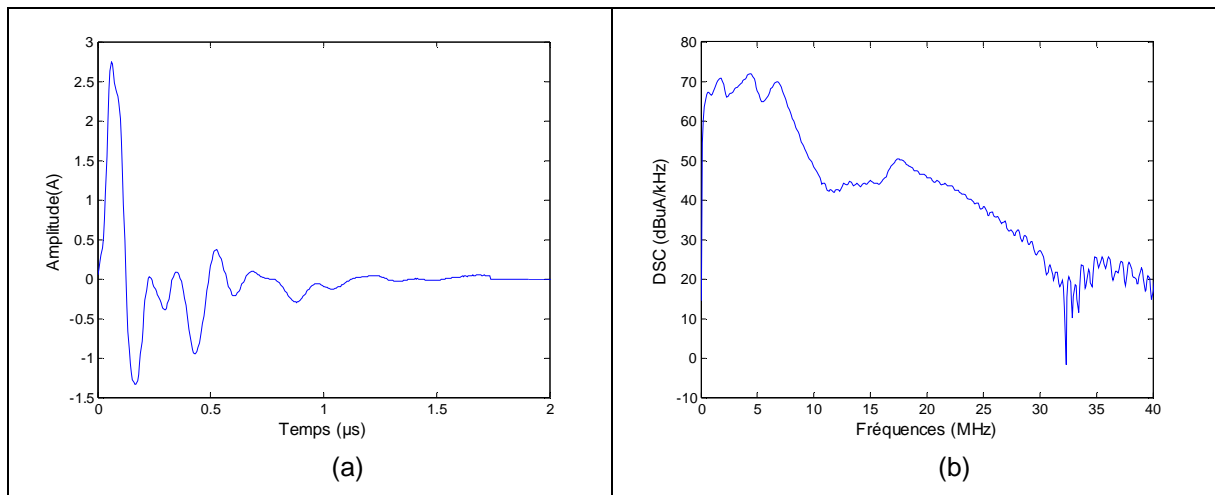


Figure 3.5: Impulsion issue du front montant de l'impulsion primaire
(a) Domaine temporel sur 2 μs (b) Périodogramme

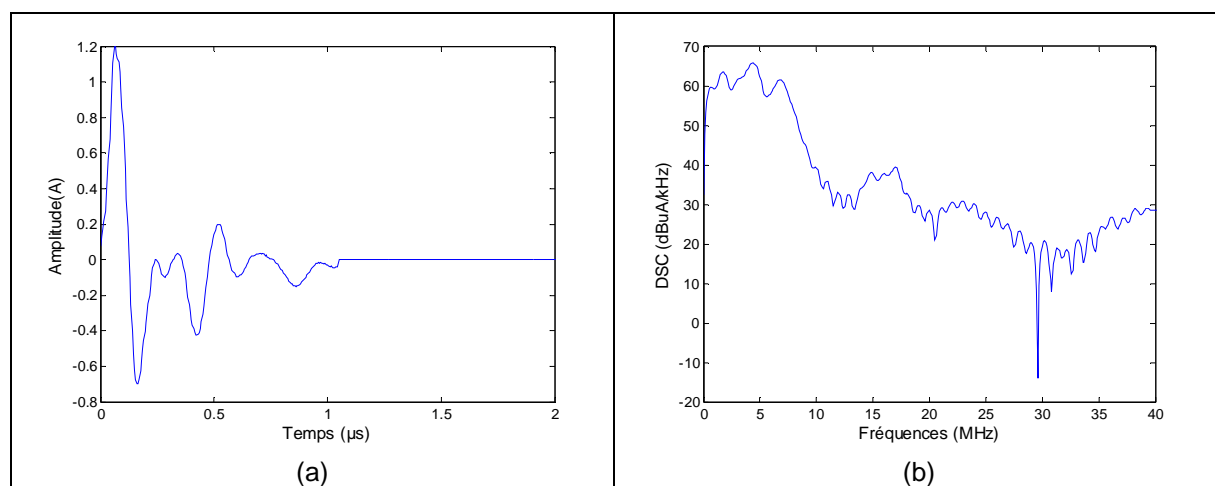


Figure 3.6: Impulsion issue du front montant de l'impulsion secondaire
(a) Domaine temporel sur 2 μs (b) Périodogramme

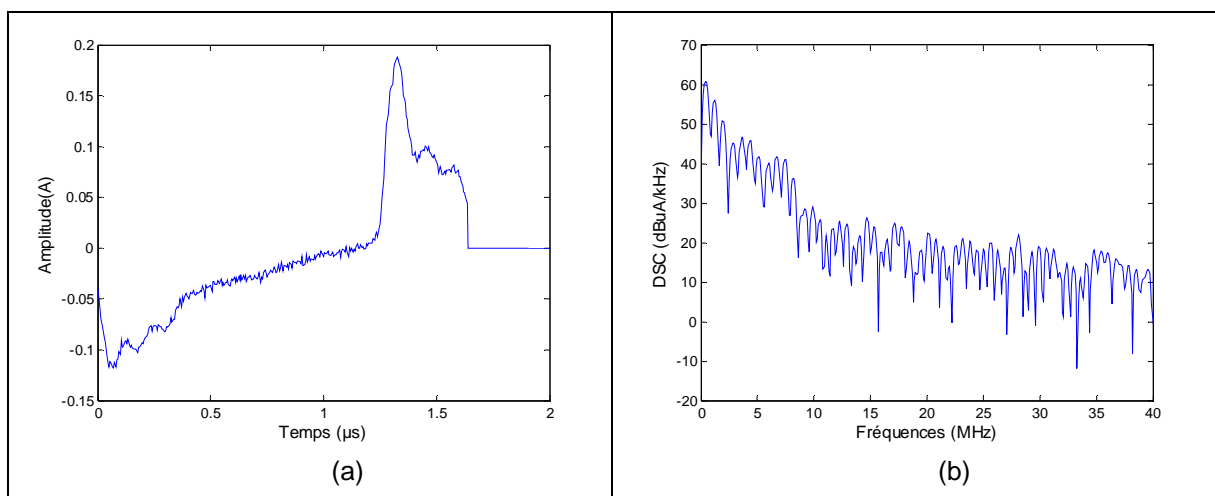


Figure 3.7: Impulsion issue du front descendant de l'impulsion primaire
(a) Domaine temporel sur 2 μs (b) Périodogramme

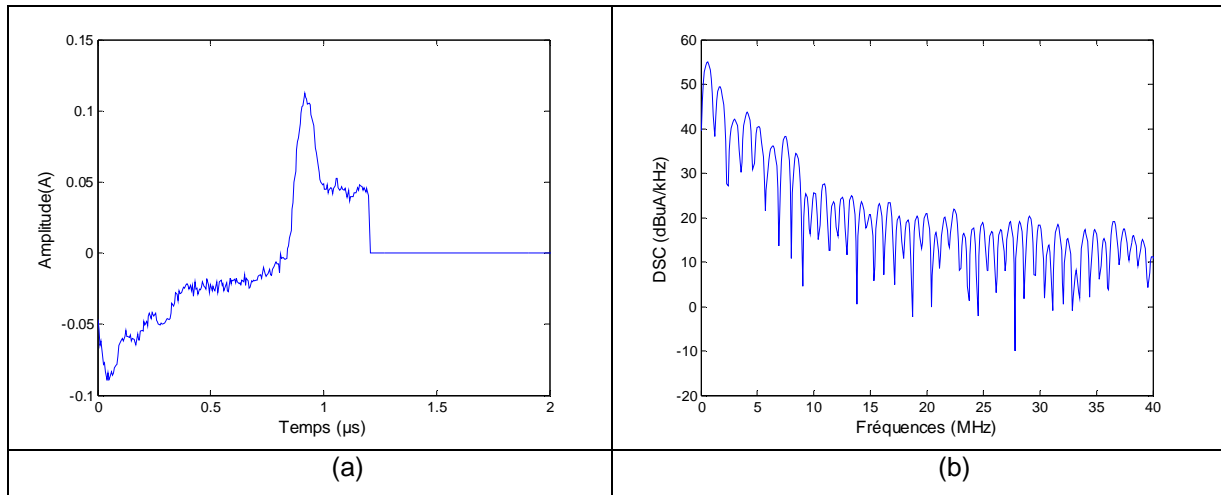


Figure 3.8: Impulsion issue du front descendant de l'impulsion secondaire
(a) Domaine temporel sur 2 µs (b) Périodogramme

II.3.c. Distribution de la pseudo-fréquence

Une fois l'impulsion isolée, des zéros sont ajoutés à la fin de cette impulsion afin d'obtenir une fenêtre de calcul de 10 µs, et un fenêtrage de 2000 points. La valeur moyenne de l'impulsion est calculée et est ensuite soustraite de chaque échantillon non nul. Une transformée de Fourier est alors pratiquée sur l'impulsion, la résolution fréquentielle étant donc de 100 kHz. La pseudo-fréquence est définie comme la fréquence pour laquelle la valeur maximale de la transformée de Fourier est obtenue.

La figure 3.9 présente les probabilités de distribution des pseudo-fréquences des impulsions de bruit mesurées côté convertisseur et côté moteur. Pour les deux côtés, on observe deux fréquences distinctes à 0.7 MHz et 4.7 MHz. Afin de préciser l'origine de ces 2 fréquences, la figure 3.10 présente en bleu une série d'impulsions mesurées et en vert la pseudo-fréquence des impulsions isolées. On constate alors que la pseudo-fréquence de 4.7 MHz caractérise les impulsions primaires ou secondaires issues du front montant de la commutation des IGBT. Les pseudo-fréquences de 0.7 MHz caractérisent, quant à elles, les impulsions issues du front descendant de la commutation des IGBT.

Une troisième pseudo-fréquence, plus rare, est observée à la fréquence de 1.8 MHz et concerne une « rafale » composée de deux impulsions très proches. Cela se produit quand une impulsion primaire et une impulsion secondaire se succèdent et que l'outil de détection ne peut les séparer. Cette fréquence de 1.8 MHz était déjà observée sur les périodogrammes des impulsions primaires et secondaires figures 3.5 et 3.8. Ces rafales représentent 8.15 % du nombre total d'impulsions.

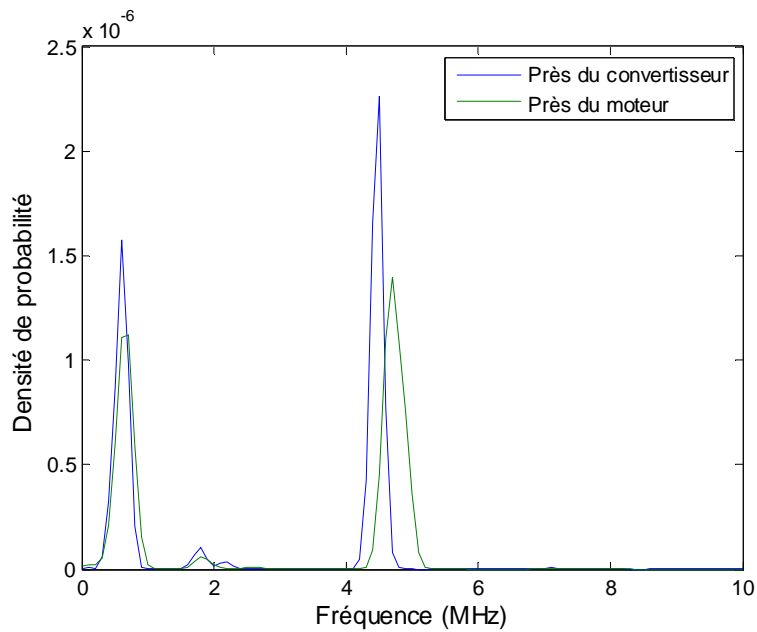


Figure 3.9 : Densité de probabilité des pseudo-fréquences des impulsions

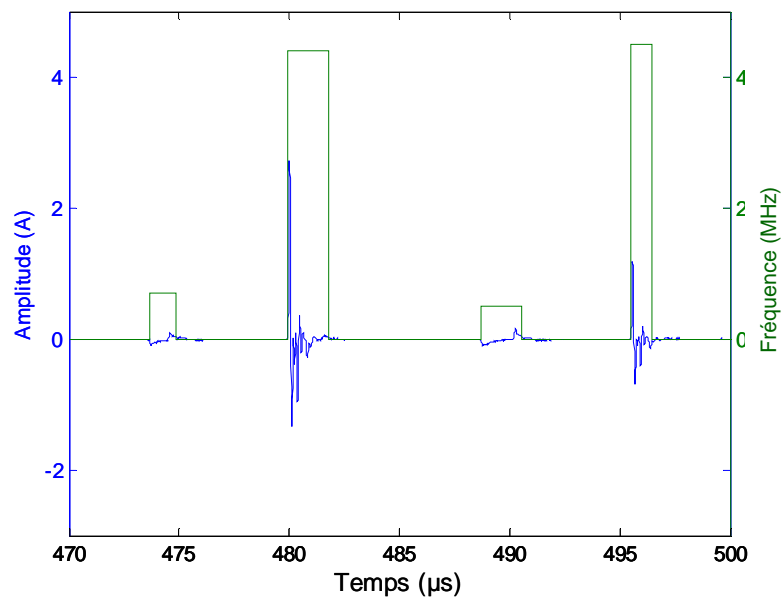


Figure 3.10: Bruit impulsif dans le domaine tempore (échelle de gauche) et la pseudo-fréquence correspondante à chaque impulsion (échelle de droite)

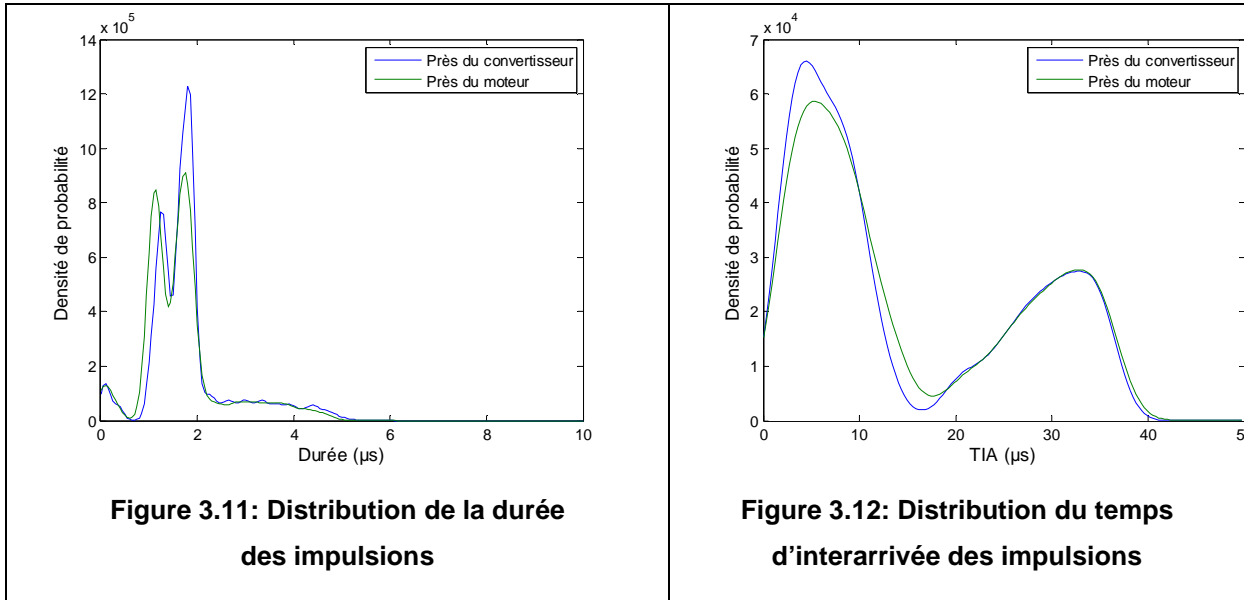
II.3.d. Distribution de la durée des impulsions et du temps d'interarrivée

Les figures 3.11 et 3.12 présentent les densités de probabilité de la durée et du temps d'interarrivée (TIA) des impulsions. On rappelle que le TIA est la durée entre la fin d'une impulsion et le début de l'impulsion suivante, ce qui caractérise une période d'absence de bruit.

Quel que soit le côté de la mesure, on constate que les durées des impulsions sont inférieures à 5 μs et on observe deux durées caractéristiques moyennes de 1.8 μs et 1.2 μs correspondant respectivement aux fronts montants des impulsions primaires et secondaires. Les impulsions de

durées supérieures à 2 μs concernent les rafales de deux impulsions signalées dans le paragraphe précédent.

Pour les temps d'interarrivée, les durées sont plus largement réparties. On peut cependant distinguer deux lobes principaux, qui caractérisent les temps d'interarrivée courts et longs dont les valeurs maximales de probabilité correspondent à 7 et 32 μs . Les résultats sont pratiquement indépendants du point de mesure.



II.4. Mesure simultanée de bruit sur 3 phases

Des mesures ont été effectuées simultanément sur les 3 phases en utilisant 3 pinces de courant. La figure 3.13 représente le bruit impulsif obtenu sur ces phases, côté convertisseur. L'examen des résultats obtenus sur une période électrique de 20 ms montre bien le déphasage de

$\frac{2\pi}{3}$ entre chaque phase.

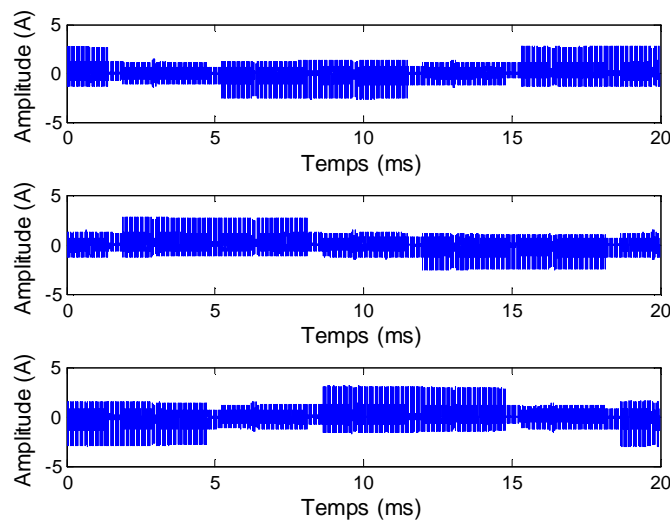


Figure 3.13: Mesure simultanée sur 3 phases dans le domaine temporel.

Sur une période électrique, nous observons aussi deux intervalles de temps pendant lesquels il n'existe pas d'impulsion primaire sur une phase. Par exemple, pour la phase présentée en haut de la figure 3.13, ceci se produit dans les intervalles [1.36 ms – 5.21 ms] et [11.46 ms - 15.31 ms]. Ces intervalles d'absence d'impulsion primaire ont une durée de 3.85 ms et correspondent aux intervalles de temps durant lesquelles les amplitudes de la sinusoïde sont minimales ou maximales. Durant ces intervalles, les largeurs d'impulsions du signal de commande de l'IGBT sont les plus petites comme le montre la figure 1.7. Compte tenu des temps de montée et de descente des IGBT, les largeurs d'impulsions inférieures à quelques microsecondes ne peuvent être réalisées et en conséquence, pour de telles largeurs d'impulsion, les commutations ne sont pas commandées, tout au moins pour l'onduleur du L2EP. Pour mettre en évidence ces différents intervalles et types d'impulsions, les diverses parties du signal sont analysées et représentées figure 3.14 sur une demi période électrique. Dans cette figure, on peut ainsi voir sur la phase 1 la contribution des phases 2 et 3 par couplage. Comme le signal sur chaque phase est décalé de $2\pi/3$ et que la période d'absence d'impulsion primaire est supérieure à $1/3$ de la période électrique, nous ne pouvons observer sur une phase, qu'au maximum une impulsion primaire (De front montant et de front descendant) et une seule impulsion secondaire (De front montant et de front descendant) par période de hachage.

On peut donc identifier 4 intervalles de temps distincts au sein du signal. Dans le premier intervalle, noté P1, seules sont présentes les impulsions primaires issues du front montant et descendant de la commutation des IGBT sur la phase. L'intervalle P2 concerne l'intervalle au cours duquel sont présentes les impulsions primaires (Front descendant et front montant) et une seule impulsion secondaire (Front descendant et front montant). L'intervalle P3 concerne celui où sont uniquement présentes les impulsions secondaires des 2 autres phases (Front descendant et front montant). Enfin le dernier intervalle P4 concerne l'intervalle de temps durant lequel est présente une seule impulsion secondaire (Front descendant et Front montant).

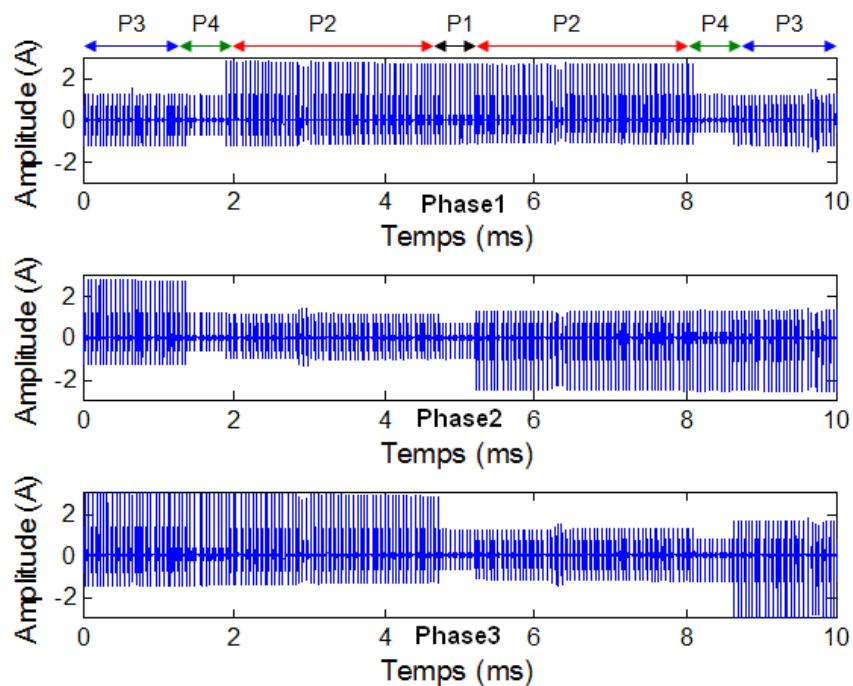


Figure 3.14 : Signaux reçus pendant 10 ms sur les 3 phases

II.5. Étude de l'influence de la longueur du câble sur les caractéristiques du bruit

Une première étude sur les caractéristiques des bruits mesurés est effectuée en considérant des câbles de différentes longueurs (3, 7 et 20 m). La tension d'alimentation est fixée à 200 V et la vitesse du moteur est de 1500 tr/mn correspondant à une fréquence de 50 Hz ou une période de 20 ms.

Les figures 3.15 et 3.16 présentent l'allure des impulsions primaires pour les 3 longueurs de câble respectivement côté convertisseur et côté moteur. On peut ainsi constater, de manière qualitative, les différences de fréquence et de durée des impulsions en fonction de la longueur du câble. Une étude statistique quantitative des paramètres caractéristiques des impulsions a ensuite été menée.

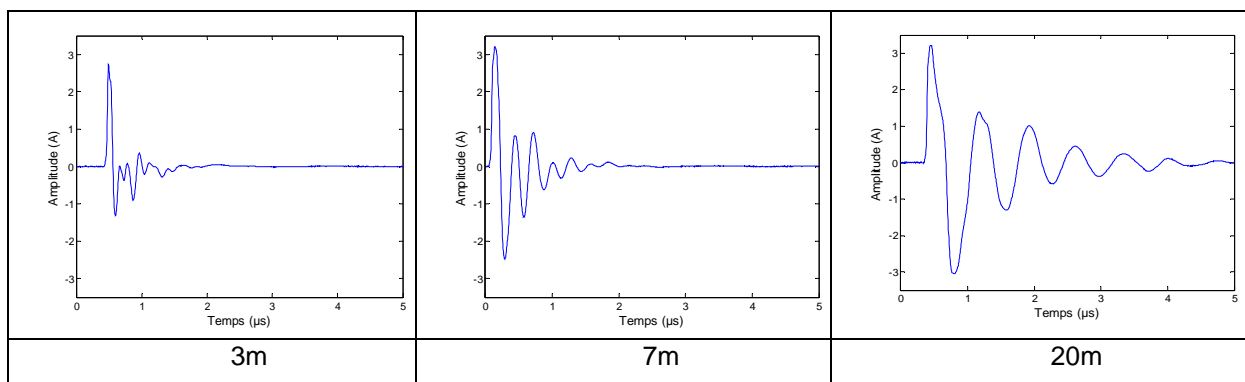


Figure 3.15: Exemple d'impulsions primaires mesurées sur des câbles de longueurs différentes - côté convertisseur

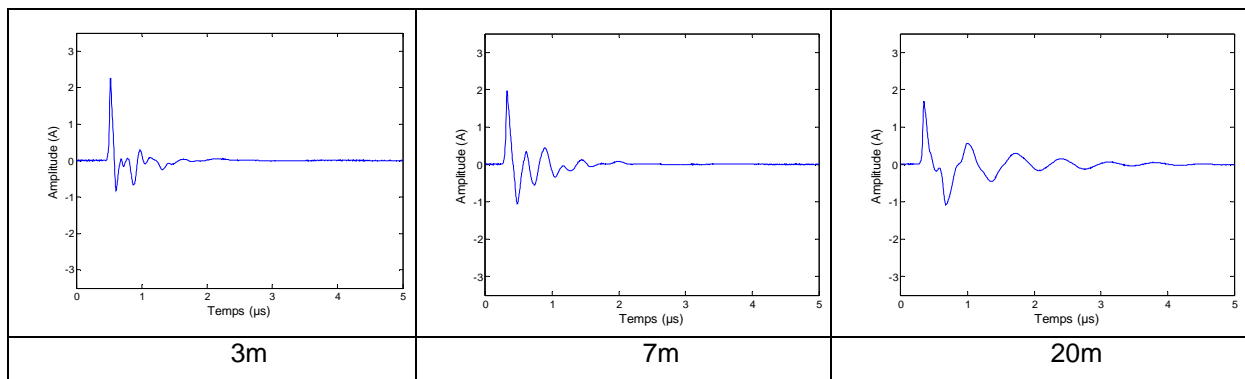


Figure 3.16: Exemple d'impulsions primaires mesurées sur des câbles de longueurs différentes -côté moteur

II.5.a. Distribution des amplitudes maximums des impulsions

La figure 3.17 présente les distributions cumulatives complémentaires des amplitudes près du convertisseur (a) et près du moteur (b). Cette représentation a été préférée à la représentation classique de probabilité pour plus de visibilité. Du côté convertisseur, on constate que, plus la longueur du câble est grande, plus les amplitudes des impulsions sont importantes. Par exemple les amplitudes des impulsions primaires sont de 2.7 A et 3.4 A pour respectivement des câbles de

longueurs 3 et 20 m. Côté moteur, les conclusions sont inverses et une interprétation de ces résultats nécessiterait une modélisation de l'ensemble de la chaîne de puissance (onduleur, câble et moteur).

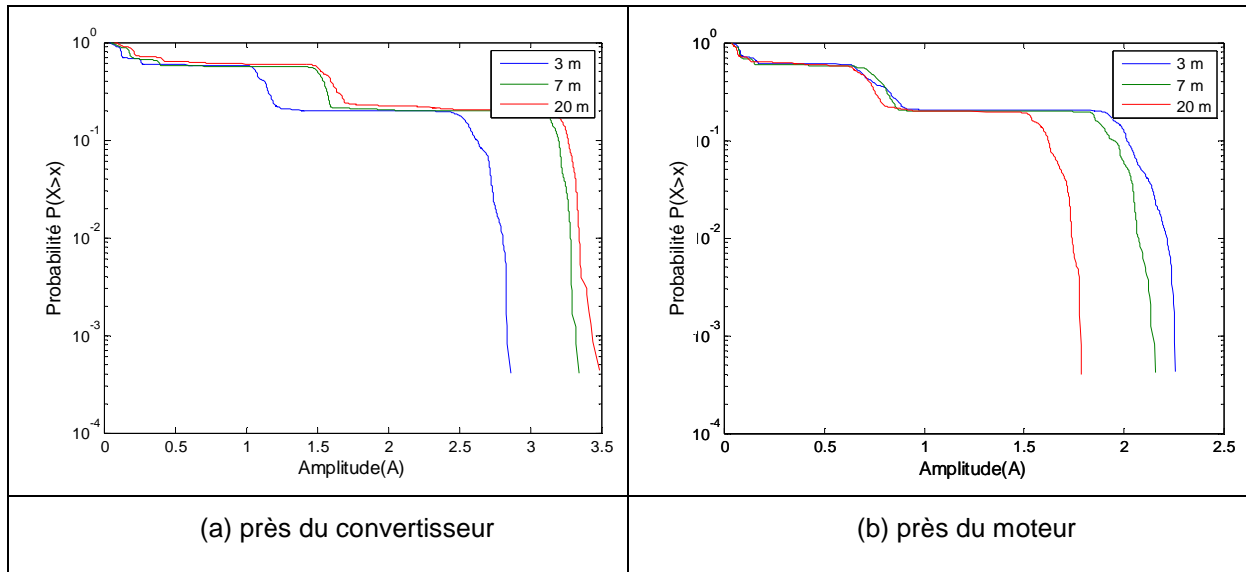


Figure 3.17: Distribution d'amplitude en fonction de la longueur du câble et du point de mesure

II.5.b. Distribution des pseudo-fréquences des impulsions

Concernant les probabilités de distribution des fréquences présentées figure 3.18, on observe que la pseudo-fréquence des impulsions varie en fonction de la longueur du câble, et que plus le câble est long plus les fréquences sont basses, ceci étant lié aux phénomènes de propagation et de résonance. Concernant les câbles de longueur de 3, 7 et 20 m, quel que soit le point de mesure, les valeurs moyennes des pseudo-fréquences des impulsions primaires sont respectivement de 4.7, 3.7 et 1.5 MHz, et celles des impulsions secondaires sont autour de 0.6 MHz.

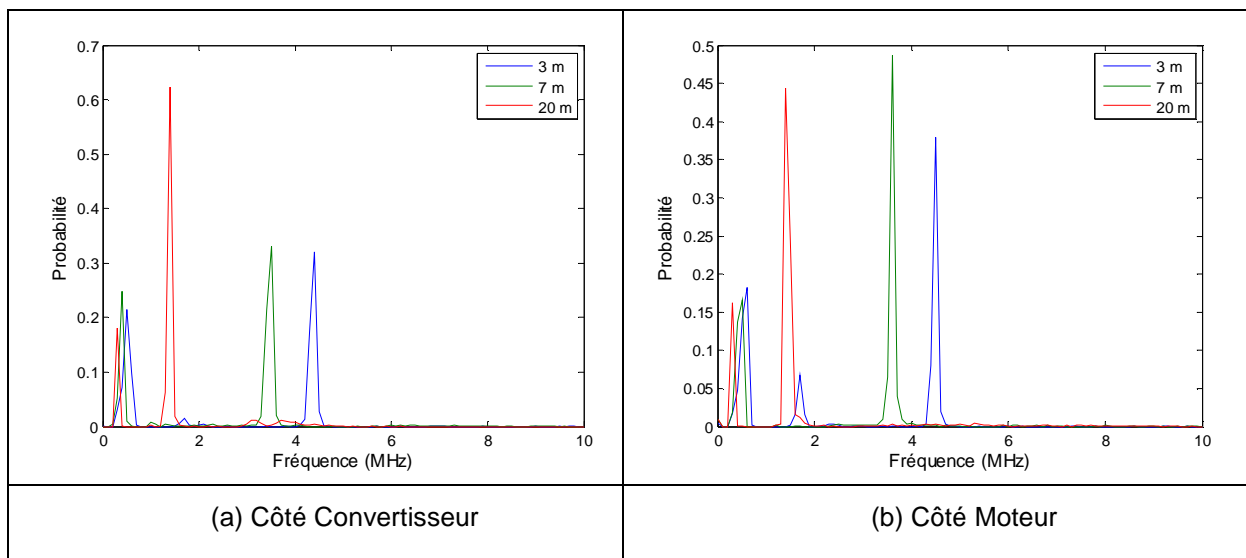


Figure 3.18: Distribution de la pseudo-fréquence des impulsions en fonction de la longueur du câble et du point de mesure

Comme pour la distribution des amplitudes, une interprétation fine des résultats ne peut se faire qu'à l'aide d'un modèle prenant en compte de façon précise les impédances d'entrée du moteur et de sortie de l'onduleur. Cependant, il nous a semblé intéressant de comparer la forme d'onde d'une impulsion mesurée (figure 3.5a) avec la forme d'onde qu'aurait un signal MLI, supposé être une impulsion parfaitement rectangulaire, filtré par la fonction de transfert dont le gain d'insertion est présentée figure 2.9. Le cadran de gauche de la figure 3.19 montre ainsi le signal rectangulaire et le signal filtré sur une fenêtre de 40 μs , et le cadran de droite un zoom sur 1.5 μs . On constate sur cette figure une forte ressemblance entre la forme de l'impulsion mesurée et celle du signal rectangulaire filtré, montrant ainsi une relation entre le système global et la forme des impulsions.

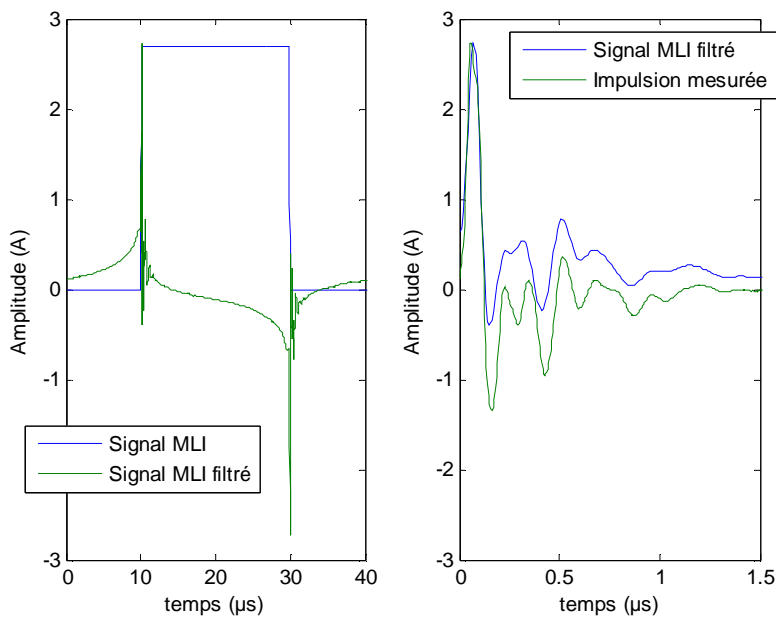


Figure 3.19 : Filtrage d'un signal rectangulaire par la fonction de transfert mesurée sur le câble de 3m

II.5.c. Distribution des durées et des temps d'interarrivée des impulsions

La figure 3.20 présente les densités de probabilité de distribution des durées des impulsions aux 2 points de mesures. On constate, comme pour les pseudo-fréquences, une évolution des durées en fonction de la longueur des câbles.

Côté convertisseur, les durées des impulsions primaires issues des fronts montants sont en moyenne de 1.8 μs pour les longueurs de câble de 3 et 7 m; les durées des impulsions secondaires issues des fronts montants sont, quant à elles, en moyenne, de 1.2 et 1.8 μs . Côté moteur, les valeurs sont légèrement inférieures.

Les courbes de la figure 3.20 montrent que la durée des impulsions reste inférieure à 2.5 μs pour les câbles de 3 et 7 m, et inférieure à 5 μs pour le câble de 20 m.

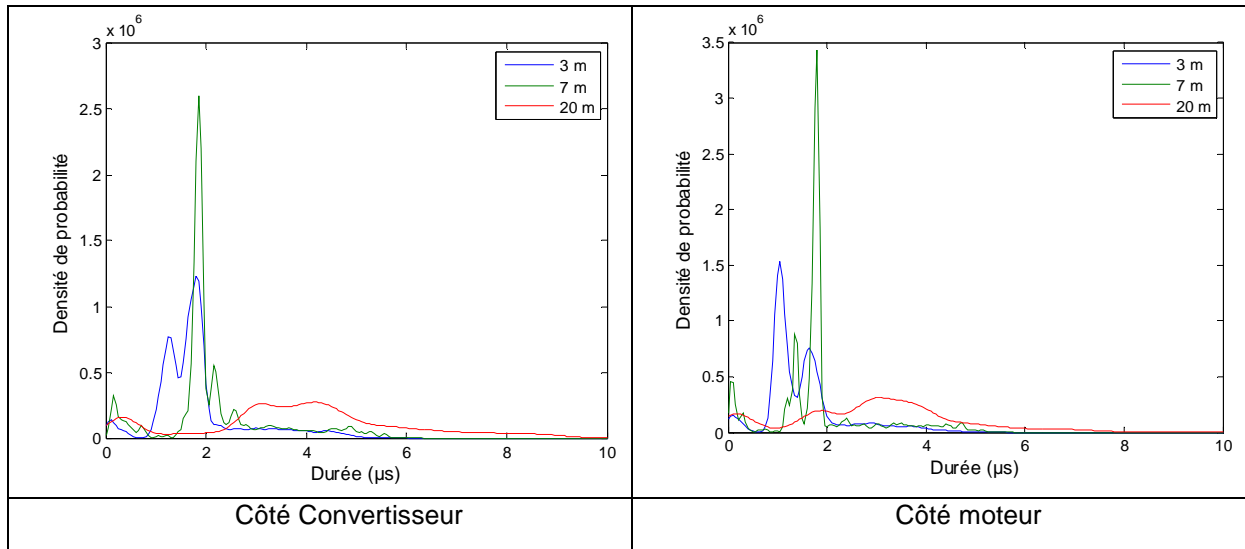


Figure 3.20: Distribution de la durée des impulsions en fonction de la longueur du câble et du point de mesure

Les probabilités de distribution des temps d'interarrivée, présentées figure 3.21, forment deux lobes caractérisant des temps d'interarrivée courts, inférieurs à 10 μs , et des temps d'interarrivée longs entre 20 et 40 μs quel que soit le point de mesure.

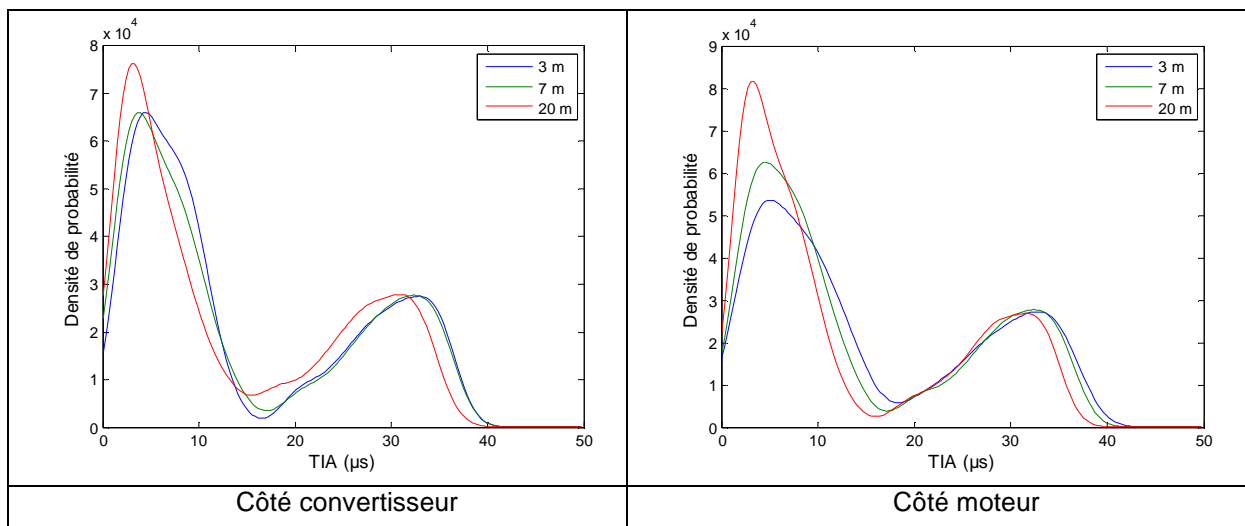


Figure 3.21: Distribution du temps d'interarrivée en fonction de la longueur du câble et du point de mesure

II.6. Étude de l'influence de la tension d'alimentation sur le bruit

Une seconde étude est réalisée sur les paramètres caractéristiques des impulsions en fonction de la tension d'alimentation de 100 et 200 V sur les trois câbles de 3, 7 et 20 m. L'étude a été menée uniquement du côté convertisseur.

La figure 3.22 présente les probabilités des amplitudes pour les 3 longueurs de câble et les 2 tensions d'alimentation. On constate une augmentation des amplitudes de toutes les impulsions avec la tension d'alimentation. Par exemple, concernant les impulsions primaires de front montant, dont les valeurs sont caractérisées par les lobes les plus à droites, on mesure une augmentation d'environ 35 à 50 % lorsque la tension d'alimentation passe de 100 V à 200 V.

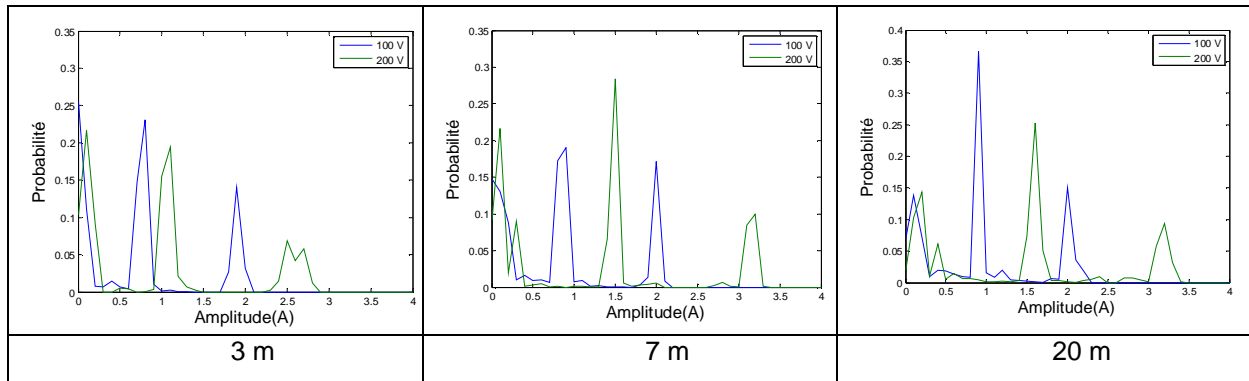


Figure 3.22: Distribution d'amplitude pour différentes longueurs du câble et tensions d'alimentation

Concernant les pseudo-fréquences, on observe sur les probabilités de distribution de la figure 3.23 que la tension d'alimentation n'influe pas sur la pseudo-fréquence des impulsions.

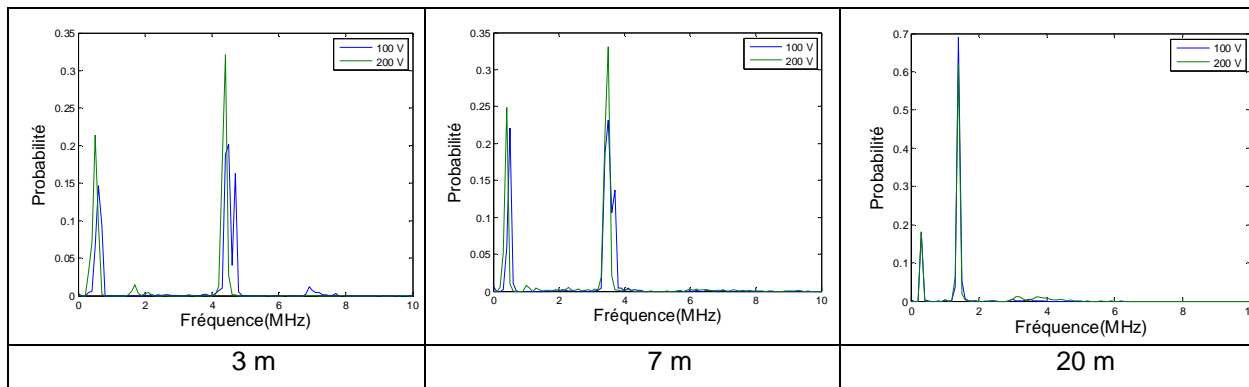


Figure 3.23: Distribution de la pseudo-fréquence pour différentes longueurs du câble et tensions d'alimentation

Concernant les durées des impulsions présentées sur la figure 3.24, on constate une augmentation de 1 à 2 μs de la durée des impulsions avec la tension d'alimentation. Cette augmentation est à mettre en relation avec l'augmentation des amplitudes constatée précédemment. La durée des impulsions reste, quelles que soient la longueur du câble et la tension d'alimentation, inférieure à 5 μs dans 90% des cas.

La probabilité de distribution des temps d'interarrivée est représentée sur la figure 3.25.

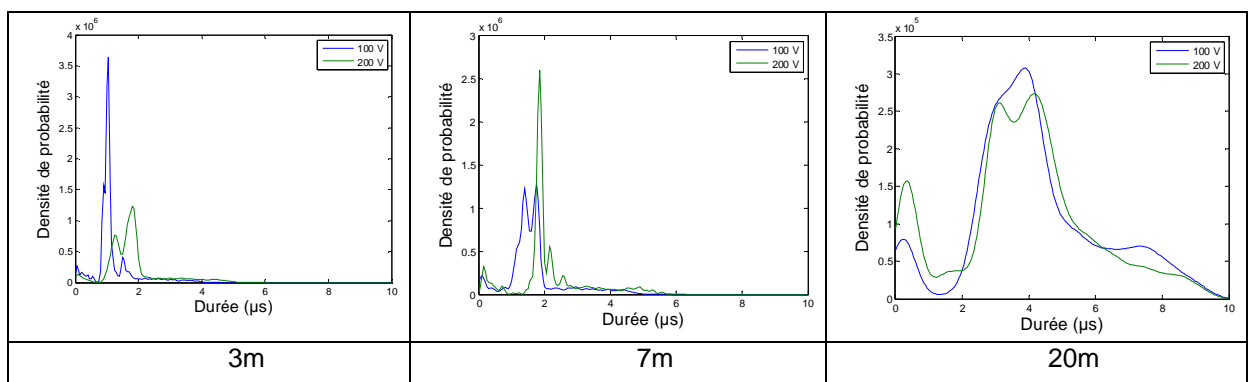


Figure 3.24: Distribution de la durée d'impulsion pour différentes longueurs de câble et tensions d'alimentation

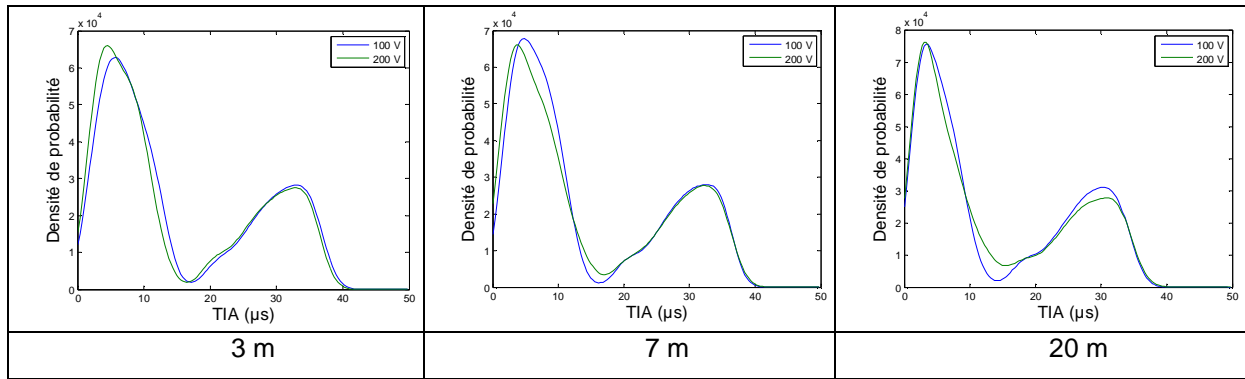


Figure 3.25: Distribution du temps d'interarrivée pour différentes longueurs du câble et tensions d'alimentation

Pour conclure, la tension d'alimentation a une influence importante sur l'amplitude des impulsions mais non sur la pseudo-fréquence. Les durées et temps d'interarrivée (TIA) des impulsions ne sont modifiées que de l'ordre de quelques μs .

II.7. Étude de l'influence de la fréquence de rotation du moteur sur le bruit

Une dernière étude statistique a été réalisée en faisant varier la vitesse de rotation du moteur avec un câble de 3 m et une tension d'alimentation de 200 V. Les vitesses de rotation de 750 et 1500 tr/mn, correspondantes aux fréquences électriques de 25 et 50 Hz, ont été testées. La figure 3.26 présente les distributions des paramètres caractéristiques des impulsions mesurées près du convertisseur.

On constate sur les figures 3.26 (a), (b) et (c) que la variation de la vitesse du moteur n'a pas d'influence importante sur les amplitudes, les pseudo-fréquences et les durées des impulsions. Par contre la figure 3.26 (d) montre une augmentation des temps d'interarrivée (TIA) avec la vitesse. Cette variation des TIA s'explique par la période d'absence d'impulsions primaires discutée au paragraphe II.4. En effet, nous avons vu lors des analyses à la fréquence de rotation de 50 Hz, que cette période était supérieure au tiers de la période électrique, et qu'au maximum on pouvait mesurer 4 impulsions (une impulsion primaire --front montant et descendant - et une impulsion secondaire - front montant et descendant) sur une période de hachage. Pour les fréquences de 25 Hz, cette période d'absence d'impulsion primaire est inférieure au tiers de la période électrique. Ceci permet de détecter sur une période de hachage, jusqu'à 6 impulsions (une impulsion primaire -front montant et descendant- et deux impulsions secondaires -front montant et descendant). La figure 3.27 met en évidence cette constatation en présentant, sur 2 périodes de hachage, les impulsions mesurées pour une période électrique soit de 50 Hz (courbe (a)), soit de 25 Hz (courbe (b)). Dans cette figure, on peut dénombrer, par période de hachage, 4 impulsions à 50 Hz et 6 impulsions à 25 Hz.

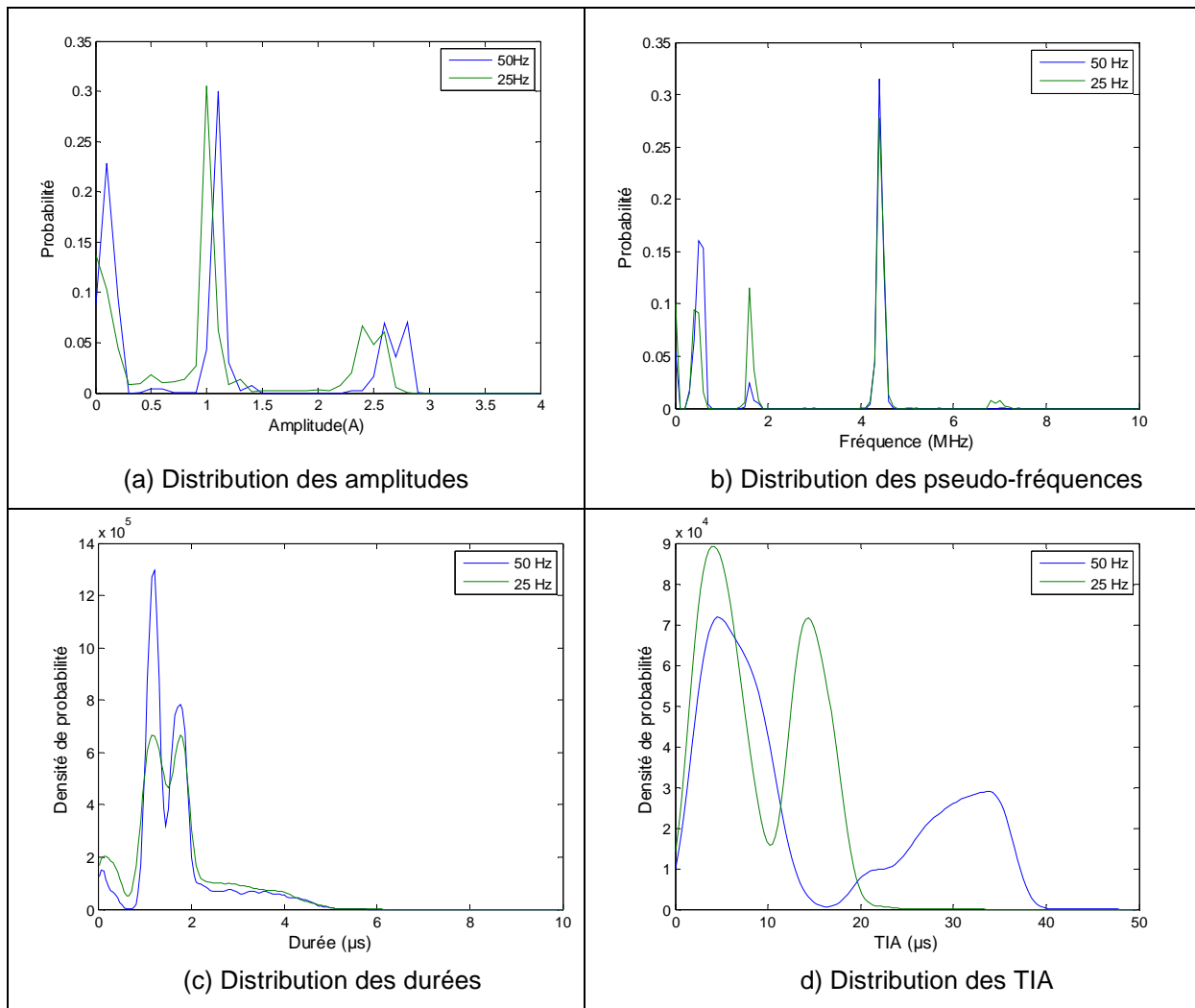


Figure 3.26 : Distribution des paramètres caractéristiques des impulsions pour différentes vitesses de rotation du moteur

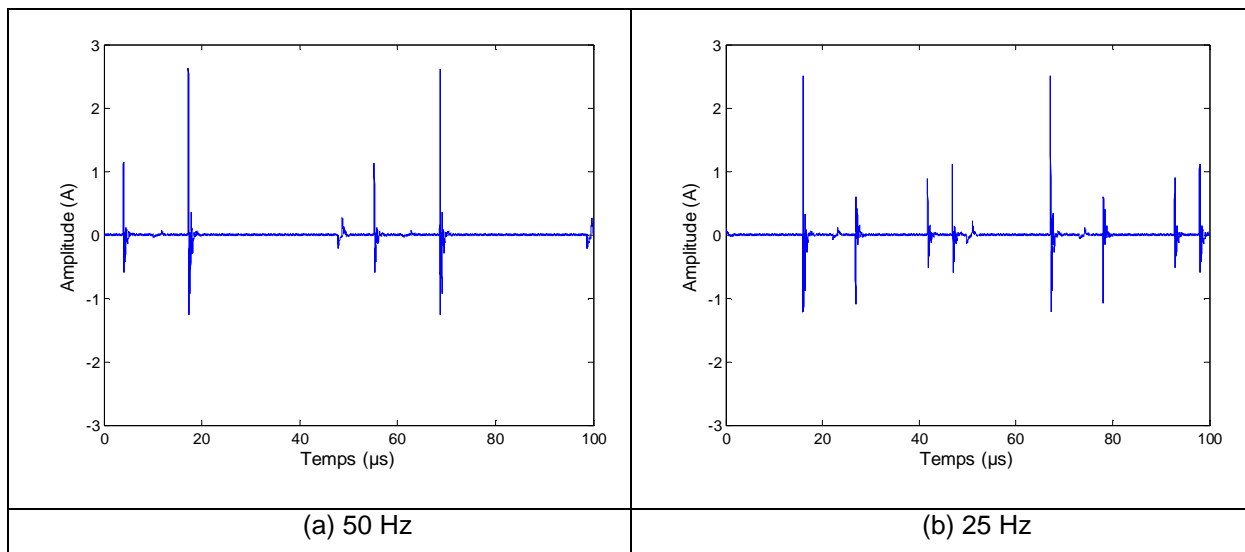


Figure 3.27: Bruit impulsif dans le domaine temporel en fonction de la fréquence de rotation du moteur - côté convertisseur

Pour conclure, la vitesse de rotation du moteur n'a pas une grande influence sur les amplitudes, les pseudo-fréquences et les durées d'impulsions. Par contre la vitesse a une influence importante sur les temps d'interarrivée.

II.8. Bruit mesuré en utilisant un couplage capacitif

Tous les résultats exposés dans les paragraphes précédents ont été obtenus à partir de mesures faites avec des pinces de courant. Comme l'information CPL peut aussi être transmise au moyen d'un couplage capacitif, il est intéressant d'étudier aussi les bruits captés avec ce mode de couplage. Sur le banc du L2EP, nous avons donc inséré un coupleur capacitif entre 2 fils de phase, et effectué des mesures sur le câble de 20 m de longueur. L'onduleur est alimenté par une tension de 100 V et la vitesse nominale du moteur est de 1500 tr/mn pour une fréquence de 50 Hz.

Lors de tests préliminaires on constate que les impulsions ont des amplitudes qui peuvent atteindre 60 V. Afin de protéger le système de mesure, des atténuateurs de 30 et 20 dB ont été utilisés respectivement côté convertisseur et côté moteur. La figure 3.28 montre un exemple de bruit mesuré sur une période électrique de 20 ms côté convertisseur. On constate ainsi des amplitudes maximales de 58 V.

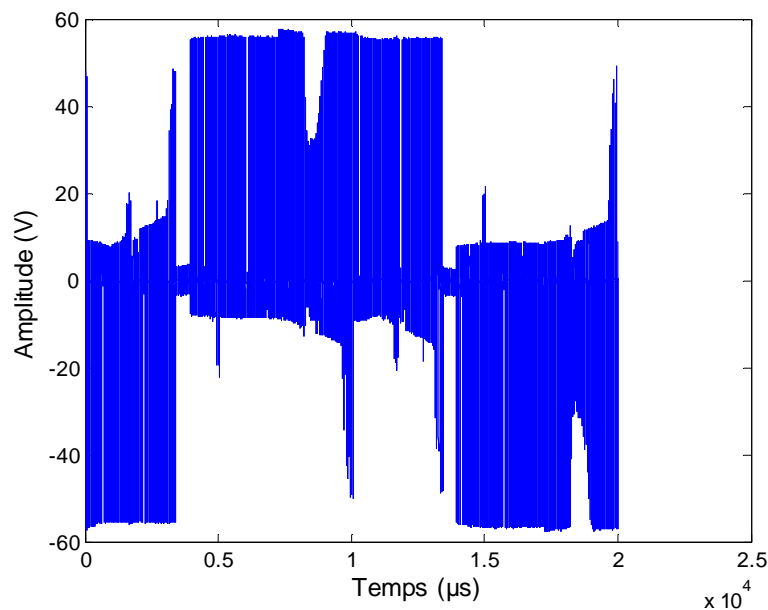
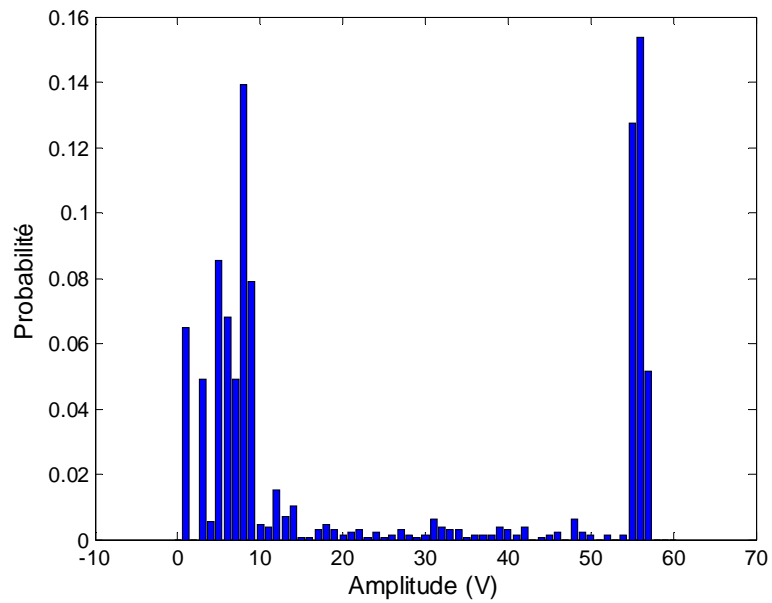


Figure 3.28 : Exemple de mesure de bruit avec coupleur capacitif entre deux phases - côté convertisseur

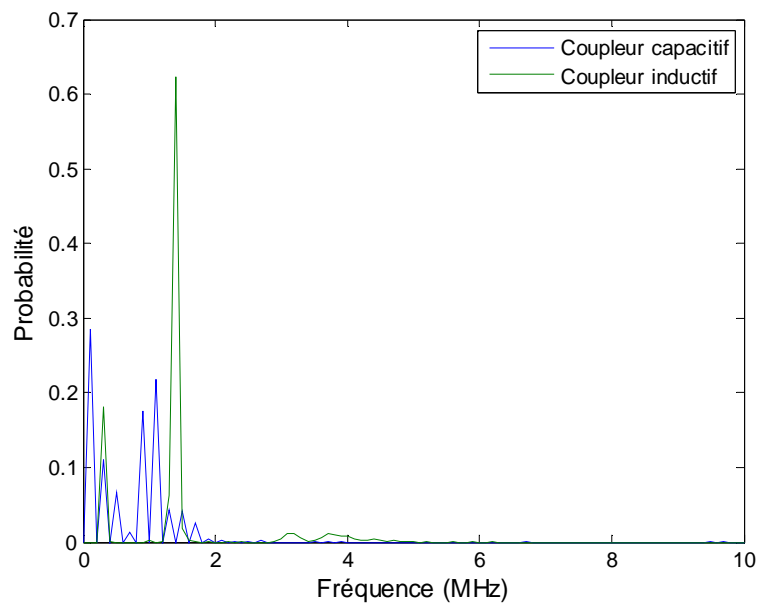
La même méthode d'extraction des impulsions du bruit de fond a été opérée sur les mesures en tension en choisissant un seuil de 1 V. La distribution des amplitudes des impulsions est présentée figure 3.29. On constate des valeurs moyennes de 56 V et de 9 V, respectivement pour les impulsions primaires et secondaires de front montant.

Les distributions des pseudo-fréquences, des durées et des TIA sont comparées aux distributions des impulsions mesurées avec la sonde de courant sur le câble de 20 m et présentées respectivement figures 3.30 à 3.32. On peut observer, figure 3.30, que le contenu fréquentiel des

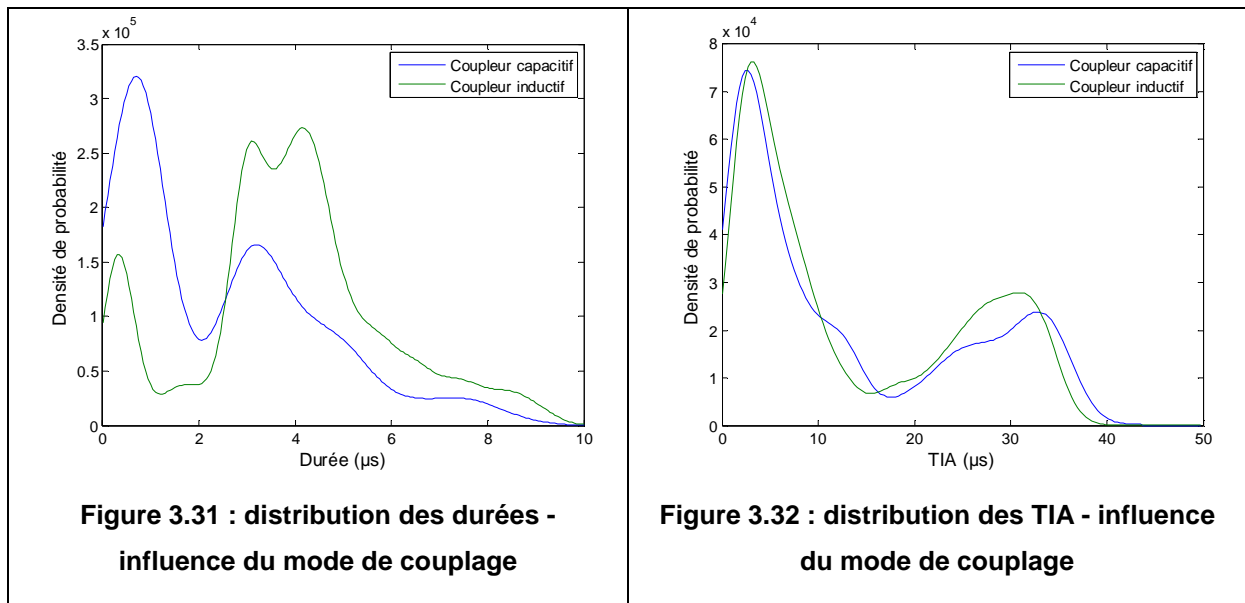
impulsions mesurées avec le coupleur capacitif ou avec la sonde de courant est sensiblement le même. De même les caractéristiques temporelles des impulsions telles que la durée ou les temps d'interarrivée suivent les mêmes allures.



**Figure 3.29 : Distribution des amplitudes des impulsions
- mesure en tension côté convertisseur**



**Figure 3.30 : Distribution de la pseudo-fréquence
- influence du mode de couplage**



III. Étude comparative du bruit impulsif sur 3 équipements différents

Dans cette partie nous allons présenter les mesures réalisées chez Hispano Suiza et chez Messier Bugatti sur des équipements avioniques. Les résultats seront ensuite comparés avec ceux obtenus sur l'équipement industriel du L2EP.

III.1. Les mesures de bruit réalisées chez HISPANO SUIZA

Une campagne de mesure de bruit impulsif a été réalisée au sein de l'entreprise HISPANO SUIZA sur un banc de test CEM entre un onduleur et un moteur non chargé. Ce banc de test présenté figure 3.33 comporte un moteur synchrone à aimant permanent avec une vitesse nominale de 4000 tr/min, un onduleur triphasé à IGBT alimenté en 270 V DC et commandé par une carte driver DSPACE. La fréquence de commutation des IGBT est de 15 kHz. Le moteur et l'onduleur sont reliés par un câble de puissance blindé d'une longueur de 10 m. Pour nos mesures, la vitesse de rotation du moteur varie entre 1700 et 1800 tr/min.

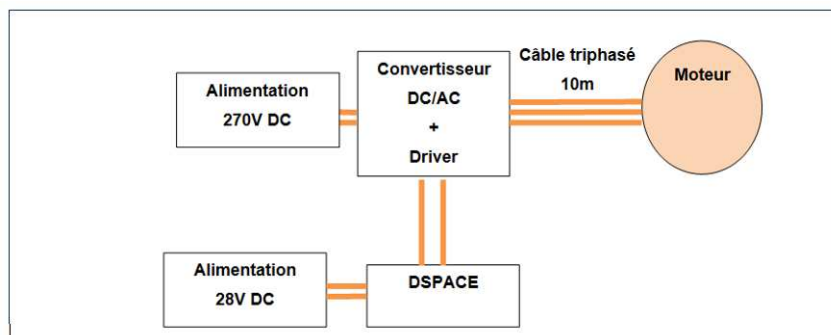


Figure 3.33 : Banc de mesure Hispano Suiza

Comme lors de l'étude précédente, les mesures ont été faites en deux points différents, respectivement proche du convertisseur et proche du moteur, points visibles respectivement dans les figures 3.34 et 3.35.

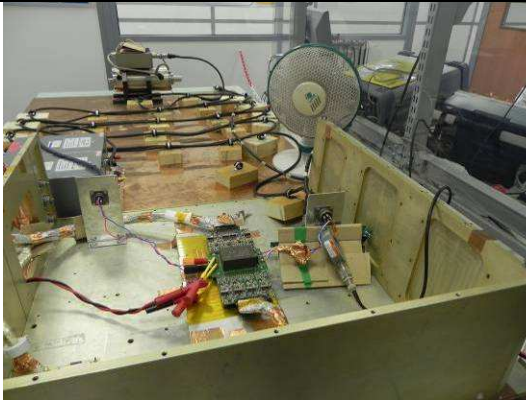


Figure 3.34 : Mesure proche du convertisseur



Figure 3.35 : Mesure proche du moteur

Un exemple de mesure réalisée dans le domaine fréquentiel avec l'analyseur de spectre est présenté dans la figure 3.36. On peut noter une densité supérieure à 50 dB μ A/kHz avant 10 MHz, une densité qui décroît de 70 à 40 dB μ A/kHz entre 10 et 20 MHz, et une densité moyenne d'environ 40 dB μ A/kHz pour les fréquences supérieures à 20 MHz.

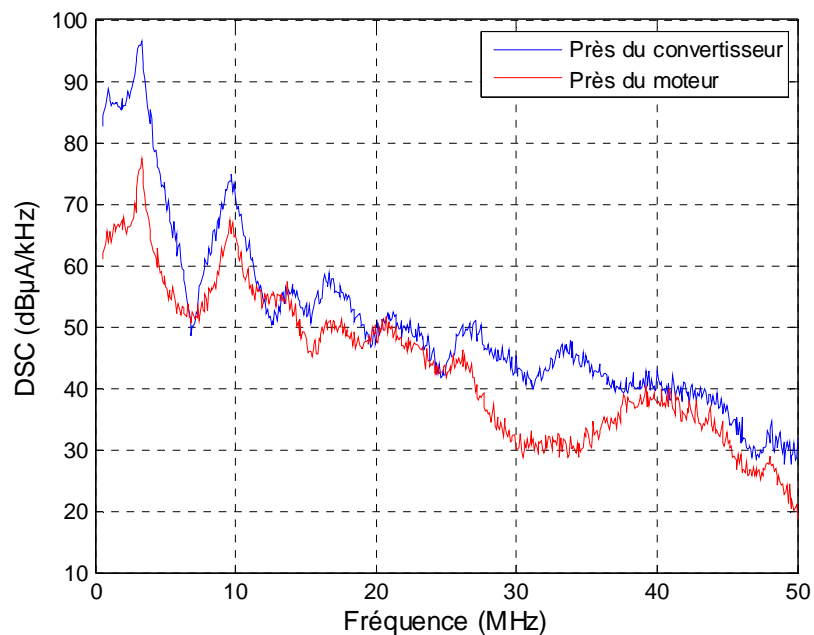


Figure 3.36 : Mesure du bruit à l'analyseur de spectre

III.2. Les mesures de bruit réalisées chez MESSIER BUGATTI

La seconde campagne de mesure de bruit impulsif a été réalisée au sein de l'entreprise Messier Bugatti sur un banc de test entre un onduleur et un moteur, chargé ou non. Ce banc de test présenté figure 3.37 comporte un onduleur triphasé à IGBT de fréquence de hachage de 20 kHz, un moteur et

un filtre de sortie $\frac{dv}{dt}$, dont les caractéristiques sont malheureusement indisponibles. Le moteur et l'onduleur sont reliés par un câble de puissance blindé d'une longueur de 15 m. Trois configurations ont été testées : une première configuration est réalisée avec une alimentation de l'onduleur de 60 V, une période électrique de fréquence 280 Hz et un moteur non chargé. Une deuxième configuration est réalisée avec la même tension d'alimentation de 60 V, une période électrique de fréquence 125 Hz et le moteur chargé. Enfin la dernière configuration est effectuée avec une tension d'alimentation de 260 V, une période électrique de fréquence 280 Hz et un moteur non chargé. Les mesures sont réalisées sur un boîtier de test du côté convertisseur à la sortie du filtre $\frac{dv}{dt}$ comme le montre la figure 3.38.

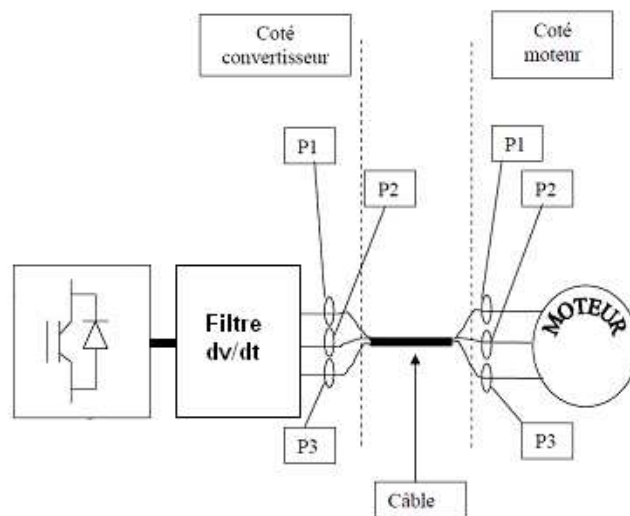


Figure 3.37 : Description du banc de mesure

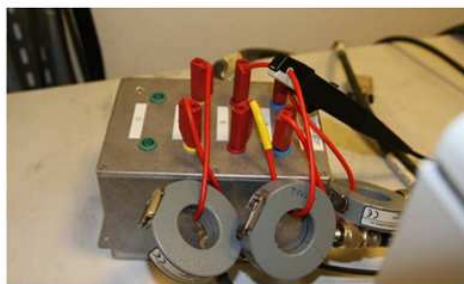


Figure 3.38 : boîtier de test du côté convertisseur

III.3. Étude comparative des distributions des impulsions

Le tableau 3.1 suivant résume les 3 configurations d'essai et nous avons choisi les cas pour lesquels les longueurs de câble et les tensions d'alimentation étaient les plus proches possibles. Les résultats présentés concernent les mesures faites au voisinage du convertisseur.

Tableau 3.1 : Configurations de mesure des 3 équipements

	Lieu	Câble	Moteur	Convertisseur
1	HISPANO SUIZA	HISPANO SUIZA, 10 m	4000 tr/min Non chargé 200Hz	Fh=15 kHz Valim=±270 V
2	L2EP	Câble LABINAL, 20 m	1500 tr/min Non chargé 50Hz	Fh=20 kHz Valim=± 200 V
3	MESSIER –BUGATTI	Câble MESSIER BUGATTI 15 m	Non chargé 280Hz	Fh=20 kHz Valim= ±260V Filtre dv/dt

Les distributions des amplitudes et des pseudo-fréquences des impulsions sont présentées figure 3.39. Le même seuil de 0.04 A a été utilisé pour l'extraction des impulsions. On relève que les amplitudes maximums mesurées chez Bugatti sont très faibles, le banc comportant un filtre $\frac{dv}{dt}$ qui atténue fortement les amplitudes des impulsions. De plus, on note que les amplitudes mesurées chez Hispano sont beaucoup plus importantes que celles mesurées au L2EP, ce qui peut être lié en partie à la différence des tensions d'alimentation.

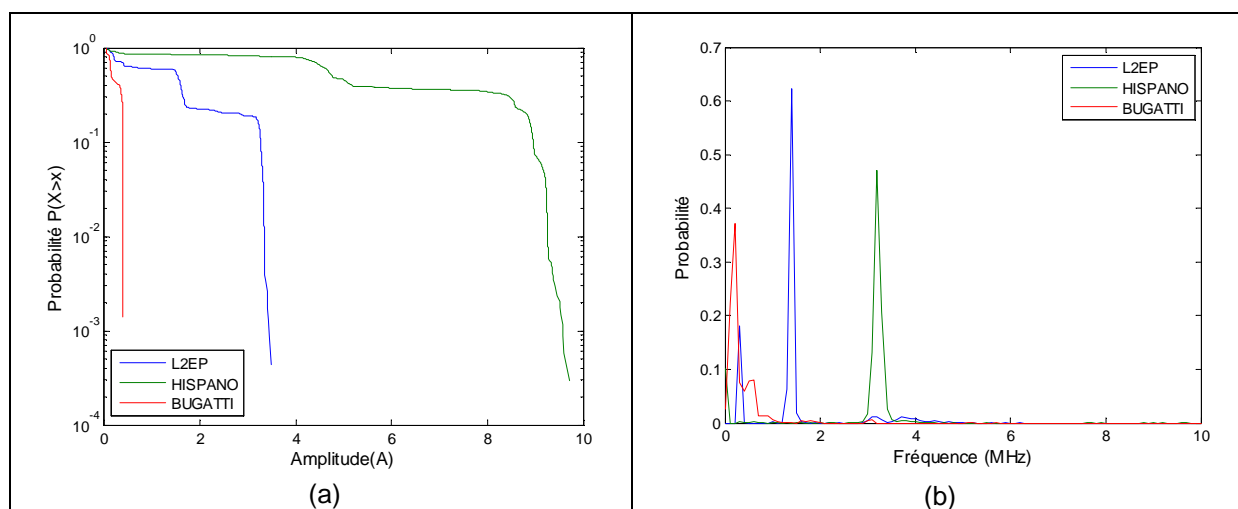


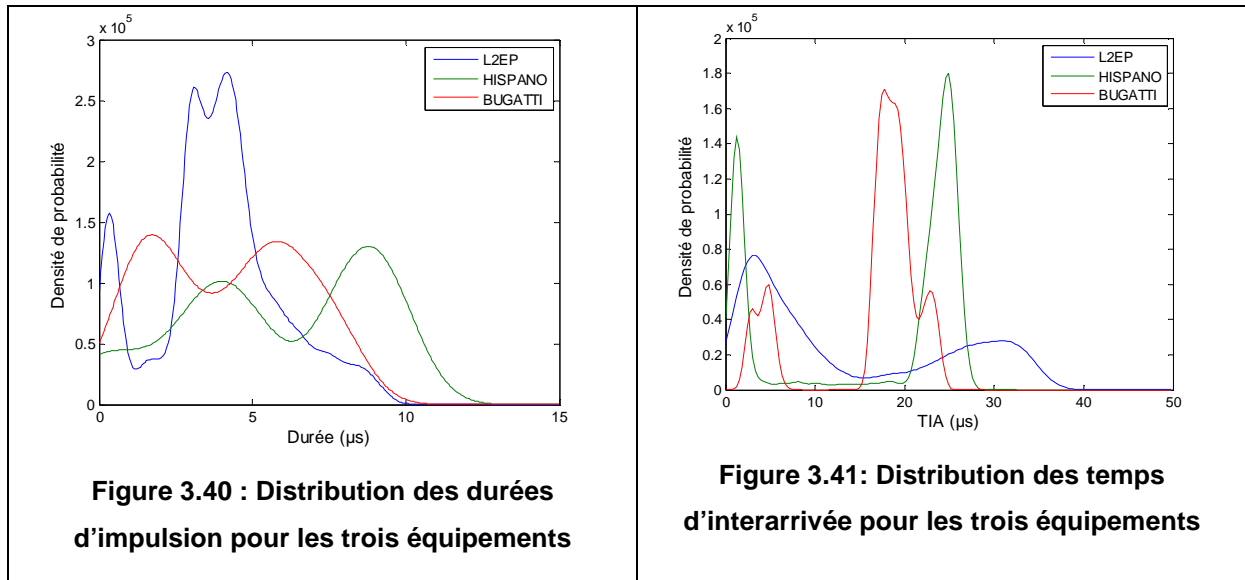
Figure 3.39 : Distribution des amplitudes et des pseudo-fréquences mesurées sur les 3 équipements- côté convertisseur

La figure 3.40 présente les probabilités de distribution des durées d'impulsion. Nous observons la même allure des courbes caractérisée par deux gaussiennes dans les trois configurations. La probabilité maximale de ces lobes de distribution est obtenue pour des durées de 3 et 4.2 μ s au L2EP, de 2 et 6 μ s chez Bugatti et de 4 et 9 μ s chez Hispano.

Les probabilités de distribution des TIA, présentées figure 3.41, montrent le même comportement pour les 3 configurations de mesure. Les TIA courts sont caractérisés par une probabilité maximale obtenue pour des temps de 6, 5 et 2 μ s respectivement pour les impulsions mesurées chez Bugatti, L2EP et Hispano. Les TIA longs sont caractérisés par une probabilité

maximale obtenue pour des temps d'environ 18, 29 et 33 μs pour les mesures respectivement chez Bugatti, Hispano et L2EP.

Comme la longueur du câble, la vitesse de rotation du moteur et la tension d'alimentation sont différentes sur les équipements testés, il est difficile de faire une étude comparative permettant de mettre en évidence l'influence de chacun de ces paramètres sur les caractéristiques des impulsions. Cependant on peut conclure que, quel que soit l'équipement, les durées des impulsions sont inférieures à 10 μs dans 90 % des cas et que les temps d'interarrivées sont toujours caractérisés par 2 groupes de TIA : des TIA courts inférieurs à 10 μs et des TIA longs supérieurs à 15 μs .



IV. Etude du bruit impulsif en fonction de la charge du moteur

Dans les configurations présentées dans les sections précédentes, les moteurs n'étaient pas chargés. Une seule mesure a pu être réalisée moteur chargé sur le banc de mesure chez Messier Bugatti avec une charge de 25 Nm, une période électrique de fréquence 125 Hz et une tension d'alimentation de 60 V. Cette mesure est comparée à celle réalisée sur le même banc avec un moteur non chargé, pour une période électrique différente de fréquence 280 Hz et pour la même tension d'alimentation de l'onduleur de 60 V. Il faut souligner ici que cette tension d'alimentation est bien inférieure à celle de 260 V utilisée lors des essais décrits dans les sections précédentes.

En observant les mesures de bruit impulsif obtenues avec cette tension d'alimentation de 60 V, il apparaît que le bruit de fond entre 2 impulsions est beaucoup plus faible que pour les précédentes mesures réalisées avec des tensions plus élevées. Il faut noter que ce niveau de bruit plus faible n'est pas dû à la prise de mesure puisque toutes les mesures analysées ont été réalisées avec la même plage d'entrée pour la carte d'acquisition, plage qui fixe la précision des mesures et donc le bruit de quantification. Compte tenu de ce faible niveau de bruit de fond, il a été possible d'abaisser le seuil de détection des impulsions, qui a été choisi égal à 20 et 30 mA, respectivement pour les mesures avec un moteur non chargé et un moteur chargé.

La figure 3.42 ne montre pas de différence notable des amplitudes du bruit impulsif en fonction de la charge du moteur. Rappelons que le banc Bugatti est pourvu d'un filtre qui atténue fortement les amplitudes des impulsions.

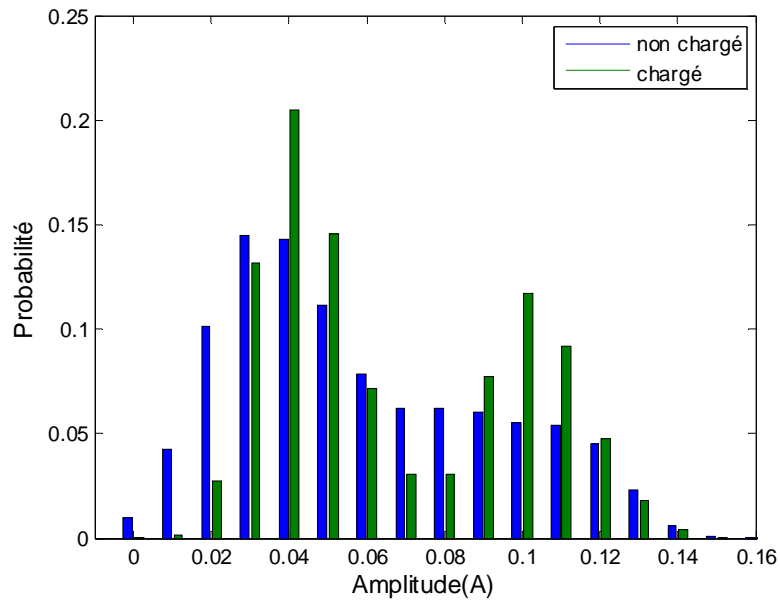


Figure 3.42: Distribution des amplitudes - influence de la charge du moteur

Les figures 3.43 et 3.44 présentent les densités de probabilité des durées et des TIA et montrent que la charge du moteur n'a pas non plus d'influence sur ces paramètres caractéristiques.

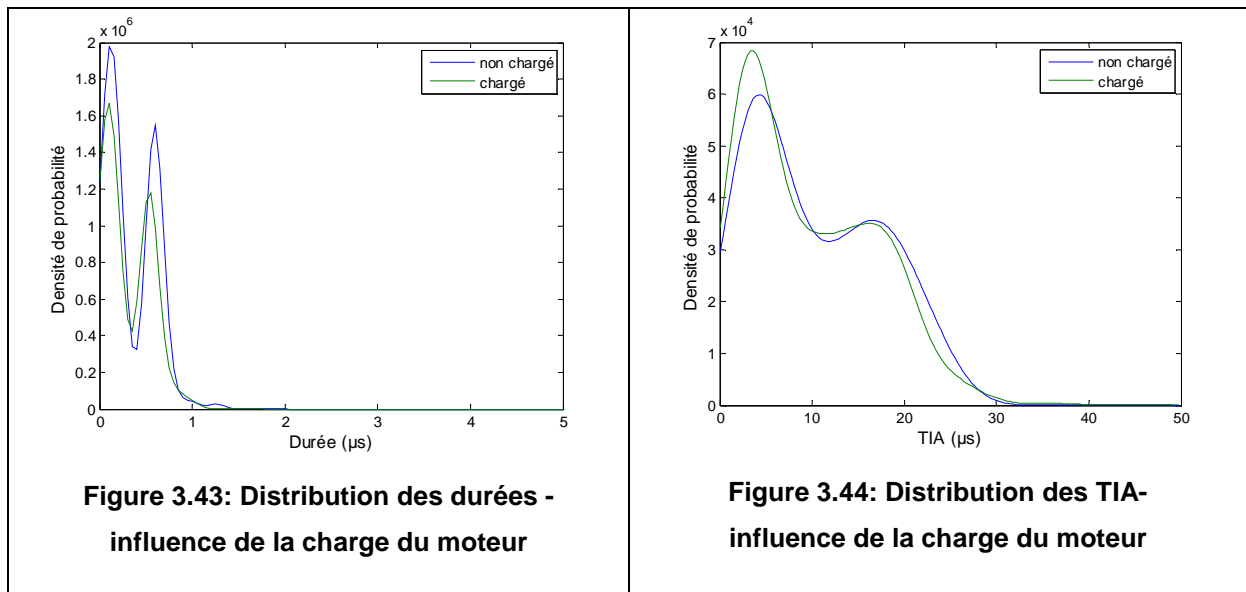
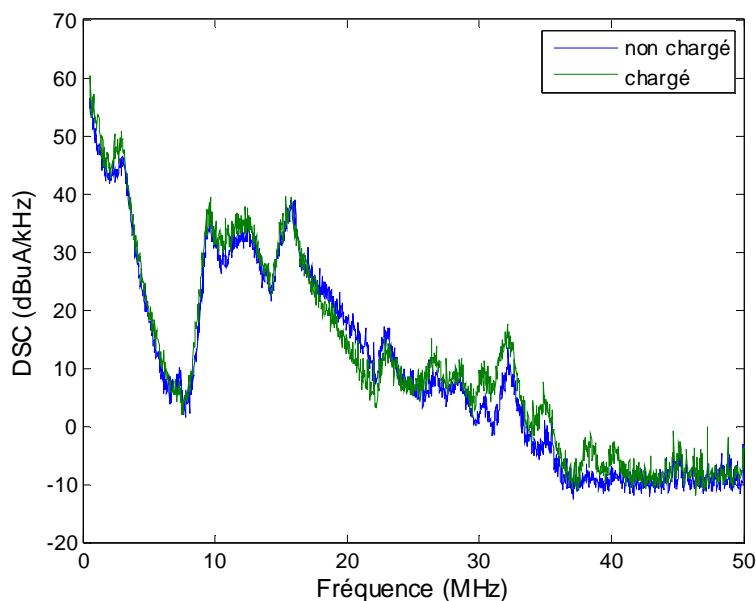


Figure 3.43: Distribution des durées - influence de la charge du moteur

Figure 3.44: Distribution des TIA - influence de la charge du moteur

Les mesures chez Bugatti révèlent que la charge du moteur influence le bruit de fond mais très peu les impulsions. Des mesures faites à l'analyseur de spectre ont confirmé ce résultat, comme on peut le noter sur la figure 3.45. Sur cette même figure, on remarquera aussi l'effet du filtre de sortie qui semble agir essentiellement sur la bande de fréquences inférieures à 7 MHz. La conclusion sur le peu d'effet de la charge du moteur resterait à valider en absence de filtre de sortie du convertisseur.



**Figure 3.45: Mesures de bruit dans le domaine fréquentiel
- influence de la charge du moteur**

V. Résumé des études de bruit

Dans ce chapitre, le bruit impulsif mesuré sur différents câbles de puissance triphasés entre un onduleur et un moteur a été étudié. L'influence de la longueur du câble, de la tension d'alimentation de l'onduleur, de la vitesse de rotation du moteur et des équipements (onduleur, câble, moteur) a été soulignée. Le tableau 3.2 résume de manière qualitative l'influence des divers paramètres des systèmes sur les caractéristiques des impulsions de bruit impulsif mesuré avec les sondes de courant. L'influence de la charge du moteur n'a pas été reprise dans le tableau, car les premières constatations que nous avons réalisées doivent être encore étoffées.

Tableau 3.2 : Influence des paramètres des systèmes sur les caractéristiques des impulsions

	Amplitude	Fréquence	Durée	TIA
Longueur du câble	faible	importante	importante	faible
Tension d'alimentation	importante	faible	faible	faible
Vitesse de rotation	faible	faible	faible	importante
Équipement (onduleur-Moteur-câble)	Non identifiée	Non identifiée	importante	importante

Le tableau suivant regroupe les valeurs des caractéristiques des impulsions de bruit impulsif correspondantes aux différentes configurations testées. Pour chaque configuration, nous avons relevé :

- les valeurs moyennes des amplitudes des impulsions primaires de front montant (IPFM),
- les valeurs moyennes des fréquences des impulsions (primaires ou secondaires) issues du front montant (FM),
- les percentiles (pct) à 50% et à 90% des durées des impulsions,

- les valeurs des TIA courts et longs ; on rappelle que la distribution des TIA comporte deux lobes principaux, qui caractérisent les temps d'interarrivée courts et longs. Les deux valeurs relevées correspondent aux valeurs des probabilités maximales.

Tableau 3.3 : Résumé des valeurs caractéristiques des impulsions

		Amplitude (A)	Pseudo-fréquence (MHz)	Durée (μs)		TIA (μs)	
		IPFM	FM	Pct 50%	Pct 90%	court	long
Longueur du câble (L2EP, 200V, 50Hz, coté convertisseur)	3 m	2.7	4.4	1.7	3.1	7	34
	7 m	3.2	3.6	1.9	3.7	6.5	33
	20 m	3.4	1.5	3.8	6.6	5	33
Longueur du câble (L2EP, 100V, 50Hz, coté convertisseur)	3 m	1.9	4.5	1.0	1.9	5.7	33
	7 m	2	3.5	1.6	2.9	4.8	32
	20 m	1.9	1.5	3.5	6.5	3.6	30
Vitesse de rotation (L2EP, 3m, 200V, coté Convertisseur)	25 Hz	2.3	4.4	1.5	3.1	4.2	14.4
	50 Hz	2.7	4.4	1.7	3.7	7	34
équipements	L2EP 20m, 50Hz, 200V	3.4	1.5	3.8	6.6	5	33
	HISPANO 10m, 200Hz, 270V	9.2	3.4	4.9	9.4	2	29
	BUGATTI 15m, 280Hz, 260V	0.4	0.8	4.3	7.4	5	18

VI. Modélisation du bruit impulsif

Dans cette partie, un modèle de bruit impulsif dans le domaine temporel, basé sur les études de caractérisation menées sur le banc de test du L2EP, est proposé. Après avoir énoncé le principe de modélisation et les paramètres du modèle, le choix de la valeur de ces paramètres en fonction des configurations testées est détaillé. La validation du modèle est ensuite discutée.

VI.1. Principe du modèle de bruit impulsif

Le modèle de bruit impulsif proposé repose sur l'analyse des caractéristiques des impulsions mesurées qui dépendent elles-mêmes des caractéristiques de l'onduleur et de son driver. Le bruit modélisé est une sinusoïde amortie apparaissant au front de montée et de descente du signal MLI.

Ce modèle est paramétrable et dépend de la fréquence électrique F_e , de la fréquence de hachage F_h et de l'existence ou de l'absence d'une période de non bruit Δ pour la génération du signal MLI. Pour la génération de la sinusoïde amortie, ce modèle dépend de la longueur du câble L , déterminant la pseudo-fréquence de l'impulsion primaire $F_p=f(L)$, et de l'amplitude crête A que l'on pourra faire éventuellement varier.

Il faut donc souligner ici que ce modèle n'est pas général et qu'il dépend de nombreux paramètres. Cependant, bien que non exhaustif, il permet une bonne description des bruits sur un système triphasé et permettra de voir l'impact de ce bruit sur les liaisons CPL, comme il sera décrit dans le chapitre suivant.

Les étapes de la génération des impulsions de bruit modélisées sont les suivantes :

1. Génération d'un signal modulé à largeur d'impulsion avec un signal modulant sinusoïdal de fréquence F_e et une porteuse triangulaire de fréquence F_h . Un exemple de génération de signal MLI est donnée figure 3.46 avec des valeurs de paramètres F_e et F_h volontairement exagérées pour la représentation.
2. Suppression ou non des impulsions rectangulaires de durée inférieure à Δ

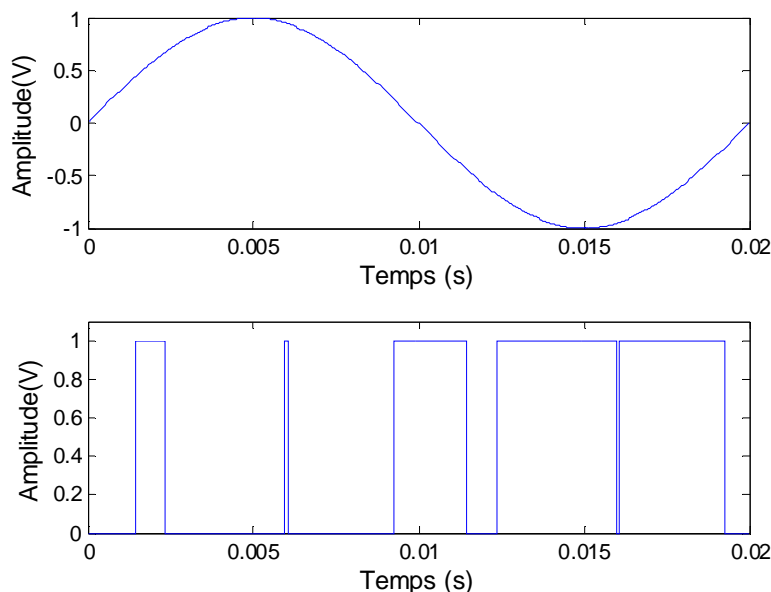


Figure 3.46: Génération d'un signal modulé à largeur d'impulsion
- $F_e= 50$ Hz et $F_h= 250$ Hz

3. Génération à chaque front montant du signal MLI, d'une impulsion primaire sinusoïdale amortie d'amplitude crête A_m , de pseudo-fréquence F_m et de facteur d'amortissement τ_m . Cette sinusoïde amortie $s_m(t)$ peut se mettre sous la forme :

$$s_m(t) = A_m \sin(2\pi F_m t) \exp\left(-\frac{F_m}{\tau_m} t\right) \quad (3-1)$$

L'amplitude A_m et la pseudo-fréquence F_m de chaque sinusoïde seront tirées aléatoirement dans une distribution connue dont les paramètres seront déterminés au paragraphe suivant.

4. Génération à chaque front descendant du signal MLI d'une impulsion primaire sinusoïdale amortie d'amplitude crête A_d , de pseudo-fréquence F_d et de facteur d'amortissement τ_d . Cette sinusoïde amortie $s_d(t)$ s'écrit :

$$s_d(t) = A_d \sin(2\pi F_d t) \exp\left(-\frac{F_d}{\tau_d} t\right) \quad (3-2)$$

L'amplitude A_d et la pseudo-fréquence F_d de chaque sinusoïde seront également tirées aléatoirement dans une distribution connue, comme indiqué dans le paragraphe suivant.

On notera $x_1(t)$ le signal formé par les impulsions primaires générées à chaque front montant et descendant du signal MLI.

- Génération des signaux $x_2(t)$ et $x_3(t)$, déphasés chacun de $2\pi/3$, associés aux 2 autres phases du câble triphasé. La figure 3.47 présente un exemple de génération de ces 3 signaux.

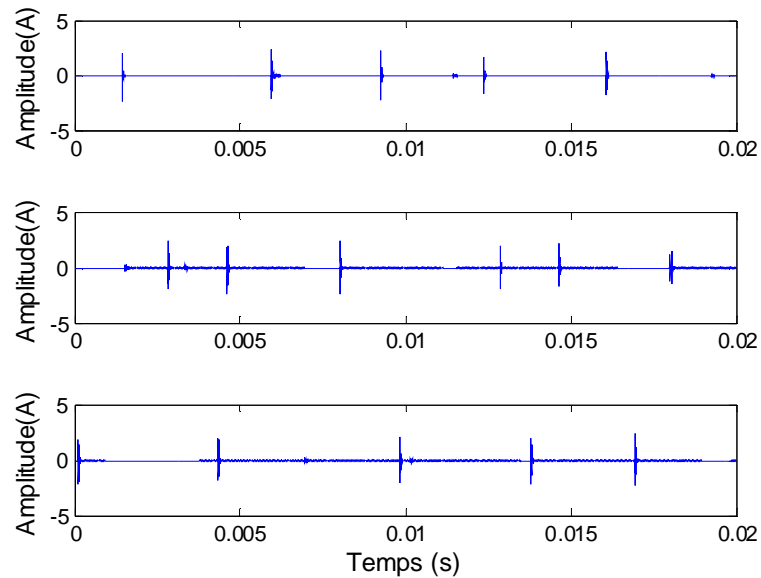


Figure 3.47 : Génération des impulsions primaires pour chaque phase

Le signal modélisé $x(t)$ est la somme du signal $x_1(t)$ et des 2 autres signaux $x_2(t)$ et $x_3(t)$ atténués d'un coefficient β pour tenir compte des pertes de couplage d'une phase sur l'autre. Un bruit blanc gaussien est enfin ajouté au signal pour tenir compte du bruit stationnaire. La figure 3.48 présente le résultat de la modélisation avec β égal à 6.6 dB et un bruit blanc gaussien de 20 dB μ A/kHz.

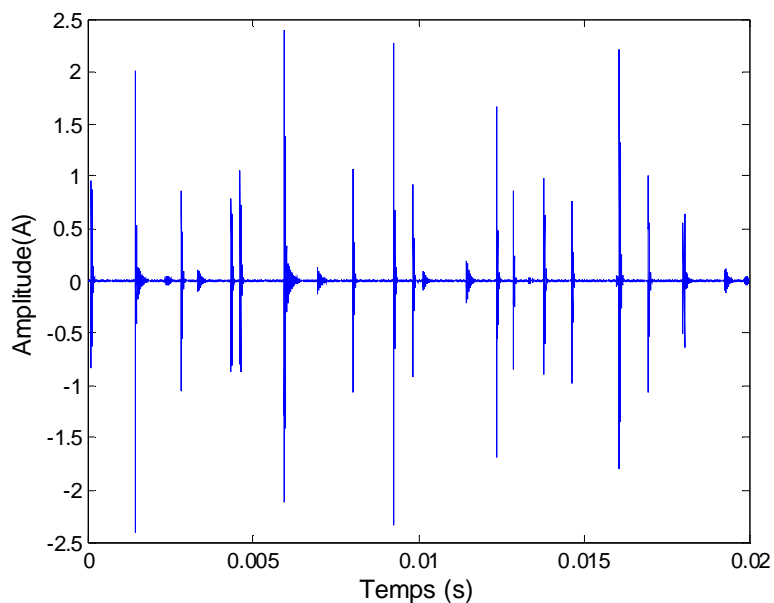


Figure 3.48: Génération du bruit modélisé sur une phase

VI.2. Détermination des paramètres du modèle de bruit

Le dimensionnement des paramètres est réalisé grâce à l'analyse caractéristique du bruit impulsif mesuré sur le banc de mesure du L2EP, sur le câble de 3 m avec une tension d'alimentation de 200 V et une vitesse de rotation de 50 Hz. Une étude similaire a été faite pour l'ensemble des configurations testées, le dimensionnement des paramètres pour les câbles de longueur 7 et 20 m étant respectivement explicité dans les annexes A3 et A4.

Après plusieurs essais de loi de distribution différente, les amplitudes A_m des impulsions primaires de front montant (IPFM) ont été modélisées au moyen d'une loi normale de moyenne μ_m égale à 2.61 et de variance 0.014, et ceci afin de réaliser le meilleur accord entre les caractéristiques mesurées et modélisées. De même, les amplitudes A_d des impulsions primaires de front descendant (IPFD) sont modélisées au moyen d'une loi normale de moyenne 0.09 et de variance 0.022. La figure 3.49 montre en bleu l'histogramme des amplitudes mesurées et en rouge les distributions normales modélisées.

Le coefficient d'atténuation β symbolisant l'atténuation due au couplage entre les phases est donné par :

$$\beta = \frac{\mu_m}{\mu_s} \quad (3-3)$$

μ_s étant la moyenne des amplitudes des impulsions secondaires de front montant (ISFM). Dans notre cas de figure, β est égal à 6.6 dB.

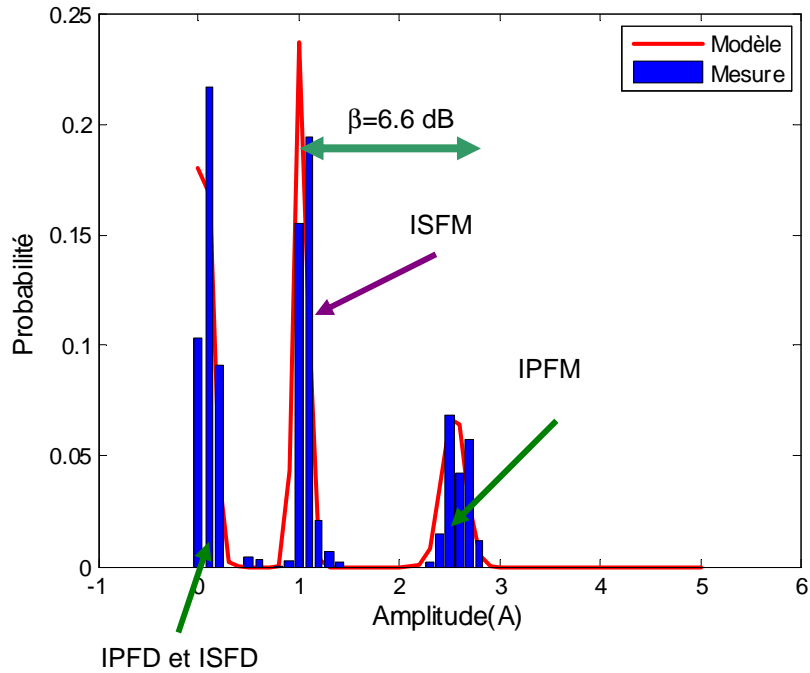


Figure 3.49 : Modélisation des amplitudes des impulsions primaires et secondaires

De la même manière, les fréquences F_m et F_d des impulsions issues des fronts montants et des fronts descendants sont modélisées au moyen de lois normales de moyenne respectivement 4.3 et 0.46. La figure 3.50 montre en bleu l'histogramme des amplitudes mesurées et en rouge les distributions normales modélisées.

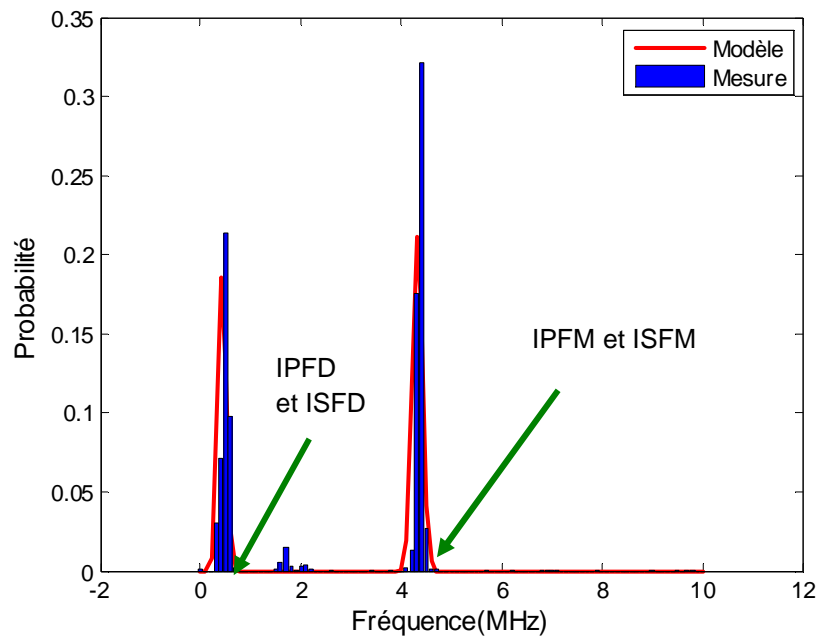


Figure 3.50 : Modélisation des fréquences des impulsions

Les facteurs d'amortissement τ_m et τ_d sont respectivement fixés à 0.5 et 1. Le tableau suivant présente le résumé des valeurs des paramètres utilisées pour la modélisation du bruit impulsif pour notre cas d'étude.

Tableau 3.4 : Paramètres du modèle de bruit- Configuration L2EP-3m-200V-50Hz

Paramètres MLI		Paramètres de la sinusoïde amortie			
Fe	50 Hz		Amplitude (A)	Pseudo-fréquence (MHz)	Facteur d'amortissement
Fh	20 kHz	IPFM	N (2.61, 0.014)	N (4.3, $6.6 \cdot 10^{-3}$)	0.5
Δ	4.25 μ s	IPFD	N (0.09, 0.022)	N (0.46, $6.6 \cdot 10^{-3}$)	1

VI.3. Validation du modèle

Afin de valider notre approche, un bruit a été généré en utilisant les valeurs des paramètres du modèle résumées dans le tableau 3.5. La fréquence d'échantillonnage des impulsions modélisées est la même que dans les mesures, c'est-à-dire 200 MHz. Un bruit blanc de 20 dB μ A/kHz a été ajouté au bruit impulsif modélisé.

La figure 3.51 présente les segments de bruit modélisé et mesuré dans le domaine temporel sur une période électrique (a) et un zoom sur les formes d'onde des impulsions (b). On constate que la forme générale du bruit et les amplitudes des différentes périodes de la sinusoïde électrique sont respectées par le modèle.

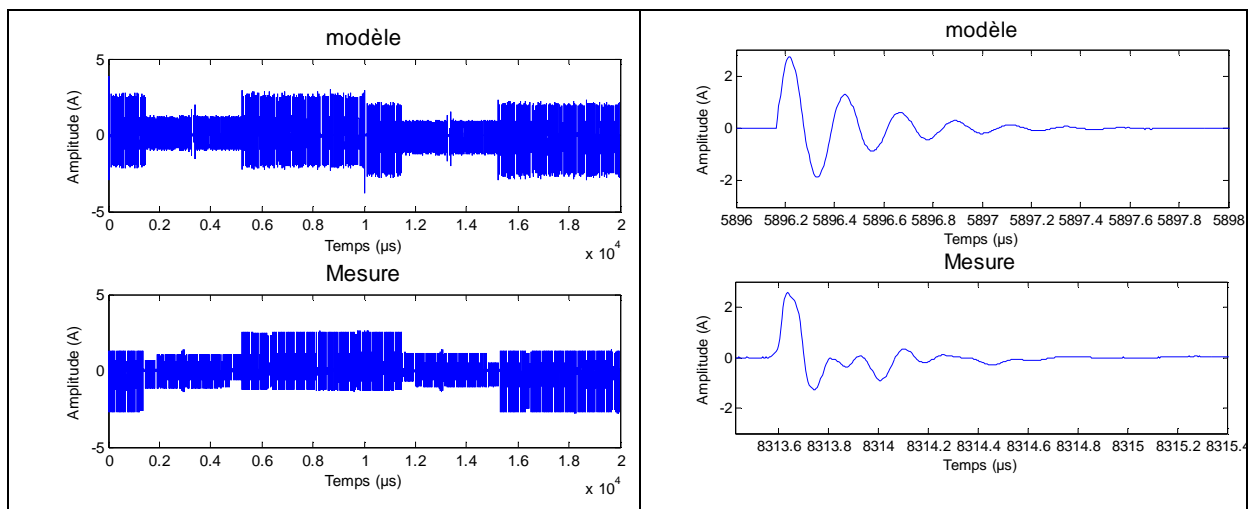


Figure 3.51 : Comparaison du bruit modélisé et mesuré dans le domaine temporel

La figure 3.52 présente les DSC des bruits modélisé et mesuré en appliquant la méthode du périodogramme sur la période électrique. On observe une bonne concordance entre les deux courbes.

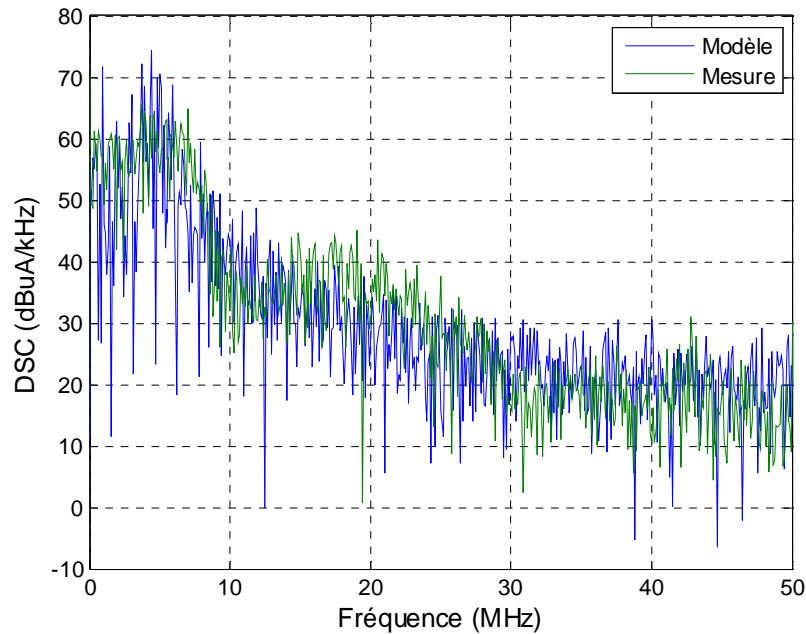


Figure 3.52 : Comparaison du bruit modélisé et mesuré dans le domaine fréquentiel

Afin d'affiner les critères de validation de notre modèle, nous avons comparé les distributions des paramètres caractéristiques des impulsions de bruit modélisé et mesuré. Pour cela, un seuil de 0.04 A a été utilisé pour isoler les impulsions générées du bruit de fond. Les figures 3.53 et 3.54 présentent respectivement les comparaisons des distributions des durées et des TIA. On observe une bonne adéquation entre les distributions issues des mesures ou du modèle de bruit.

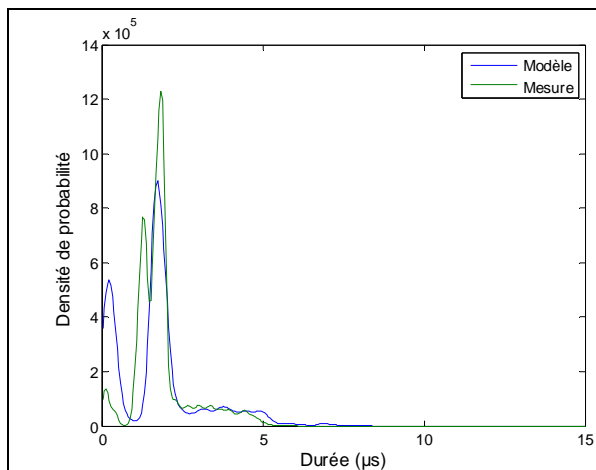


Figure 3.53 : Comparaison des distributions des durées des impulsions -câble de 3 m

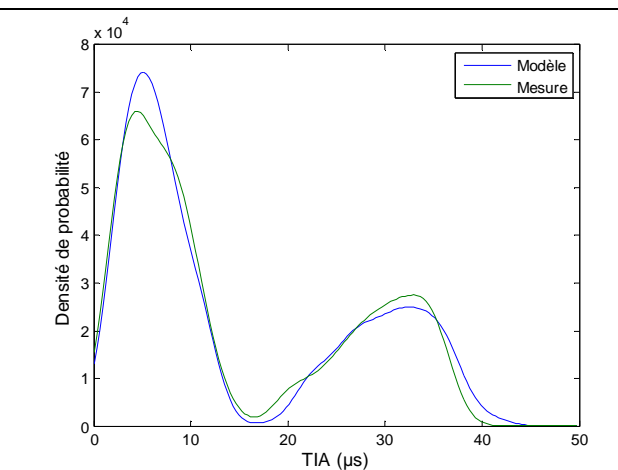


Figure 3.54 : Comparaison des distributions des TIA des impulsions -câble de 3 m

Le modèle de bruit est donc fidèle aux mesures tant sur ses caractéristiques de forme d'onde, ses caractéristiques fréquentielles et ses caractéristiques temporelles (durées et TIA). Cette même démarche a été réalisée et validée pour les mesures réalisées sur le câble de 7 et 20 m. Les paramètres de modélisation et les résultats de validation pour ces longueurs de câble, sont donnés respectivement dans l'annexe A3 et A4.

VII. Conclusion

Dans ce chapitre, le bruit impulsif généré par la commande MLI des onduleurs a été caractérisé dans le domaine temporel et fréquentiel. Sur chaque phase du câble de puissance triphasé, ce bruit impulsif est constitué d'impulsions présentes à chaque front de montée ou de descente de la commande MLI de l'onduleur ainsi que d'impulsions issues du couplage avec les 2 autres phases. Ce sont ces impulsions qui sont caractérisées en termes d'amplitude, pseudo-fréquence, durée, et temps d'interarrivée.

Cette étude se fonde sur plusieurs campagnes de mesure réalisées dans des configurations très différentes caractérisées par diverses longueurs de câble, de tensions d'alimentation de l'onduleur, de vitesses de rotation, ou bien encore des équipements différents. Il a ainsi été montré que la tension d'alimentation de l'onduleur n'avait d'impact que sur l'amplitude des impulsions. Par contre, il a été établi que la longueur du câble avait une influence sur la pseudo-fréquence et la durée des impulsions, que la vitesse de rotation avait un effet sur les temps d'interarrivée des impulsions et que les équipements (onduleur et moteur) avait un impact important sur l'ensemble des paramètres de l'impulsion et principalement sur la durée et les temps d'interarrivée. Cependant on peut conclure que quel que soit l'équipement testé, l'impact fréquentiel des bruits impulsifs se situe majoritairement dans la bande [0-10] MHz et que les durées des impulsions sont inférieures à 10 μ s dans 90 % des cas. De plus, la fréquence de commutation des IGBT étant inférieure à 20 kHz dans toutes les configurations testées, les temps d'interarrivée sont toujours inférieurs à 50 μ s et sont caractérisés par 2 groupes de TIA tels que les TIA courts inférieurs à 10 μ s et les TIA longs supérieurs à 15 μ s.

Suite à cette analyse, un modèle de bruit adaptatif a été proposé et se base sur la génération d'un signal MLI et de sinusoides amorties. Le signal MLI dépend de la fréquence électrique F_e et la fréquence de hachage F_h , et est donc facilement modélisable. Il n'en est pas de même pour les impulsions générées à chaque front du signal de commande. Une étude des impulsions primaires a donc été menée, ce qui a permis d'en déduire les lois statistiques les plus appropriées pour traduire leurs caractéristiques.

Différents critères de validation du modèle ont été utilisés comme la forme d'onde du bruit, la densité spectrale de courant, les distributions des durées et des temps d'interarrivée des impulsions. Une bonne adéquation du bruit modélisé au bruit mesuré a été obtenue.

Afin de lutter contre ce bruit impulsif qui risque de fortement impacter la transmission CPL, des techniques de traitement du signal et de codage de canal seront implémentées dans un outil de simulation réalisé sous Matlab et discutées dans le chapitre suivant. Pour prédire les performances de la liaison CPL, le modèle de bruit, établi dans ce chapitre pour le câble de 3 m, sera utilisé car il correspond au cas pire des 3 longueurs de câble testées puisque sa bande passante impacte directement celle du signal CPL. Un bruit blanc gaussien avec une DSC de 40 dB μ A/kHz, mesuré au paragraphe III.1 sur les équipements avioniques chez Hispano, sera ajouté au bruit impulsif.

Chapitre 4. Traitement du signal et codage de canal pour lutter contre le bruit impulsif

I. Introduction

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons aux méthodes de traitement de signal et au codage de canal qui permettent de lutter contre le bruit impulsif. Durant cette étude, nous nous sommes inspirés des standards CPL existants et principalement du standard HomePlug AV déjà présenté dans le chapitre 1. Dans une première partie nous exposerons les méthodes de traitement de bruit impulsif et d'écrêtage temporel et fréquentiel. Dans la deuxième partie, nous présenterons le codage de canal du standard HomePlug AV et les performances de ce standard en présence du bruit impulsif modélisé à partir des mesures réalisées au L2EP. Dans une dernière partie, les performances des méthodes les plus efficaces seront calculées en présence du bruit mesuré chez Hispano-Suiza.

Puisque nous voulons souligner dans ce chapitre l'influence du bruit, le canal est supposé être parfait sans atténuation.

II. Technique d'écrêtage et de traitement du bruit impulsif

Dans le chapitre précédent, nous avons élaboré un modèle de bruit basé sur les caractéristiques temporelles et fréquentielles du bruit impulsif mesuré. Comme ce modèle sera utilisé pour comparer les diverses performances des techniques de lutte contre le bruit impulsif, il importe tout d'abord de valider l'adaptation de ce modèle à la prédiction des taux d'erreurs d'une transmission numérique.

Envisageons par exemple le bruit impulsif mesuré au L2EP sur le câble de 3 m avec une tension d'alimentation de 200 V et une fréquence électrique de 50 Hz. Dans le chapitre précédent, ce bruit impulsif était caractérisé par des amplitudes maximums de l'ordre de 2.7 A, des temps d'interarrivée inférieurs à 40 μ s. Pour effectuer la modélisation complète du bruit, un bruit blanc gaussien de densité spectrale de courant (DSC) égal à 40 dB μ A/kHz a été ajouté entre deux impulsions de bruit impulsif. La figure 4.1 représente un exemple de ce bruit impulsif généré dans le domaine temporel (courbe a), et son contenu fréquentiel (courbe b).

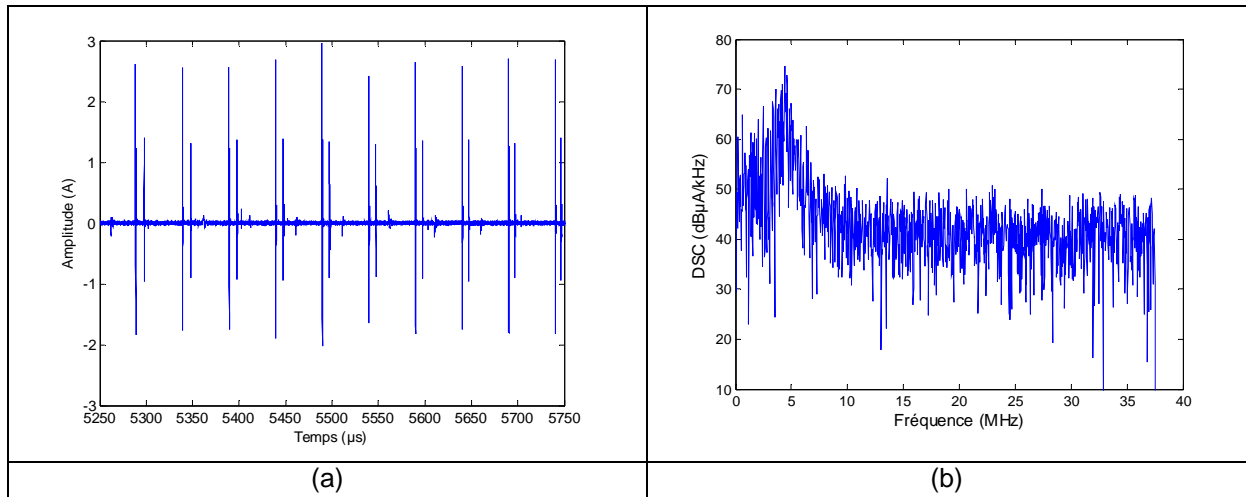


Figure 4.1 : Exemple du bruit impulsif généré dans le domaine temporel (a) et son contenu fréquentiel (b)

Pour ce type de bruit, la figure 4.2 présente le taux d'erreurs binaires (TEB) en fonction du rapport de la puissance d'émission à la puissance de bruit blanc, P_e/σ_n^2 . Cette figure montre que les résultats de simulation d'une communication QPSK-OFDM simple sur 917 sous-porteuses en présence du bruit modélisé et mesuré. Le débit brut est de 39.42 Mbit/s. La bande utilisée est [1.8-30] MHz, comme il a été précisé dans la partie III.2 du chapitre 1 et la durée d'un symbole HPAV est de 46.52 μ s.

La comparaison des courbes de la figure 4.2 montre que le modèle de bruit est bien représentatif du bruit réel, les TEB obtenus dans les deux cas étant très voisins.

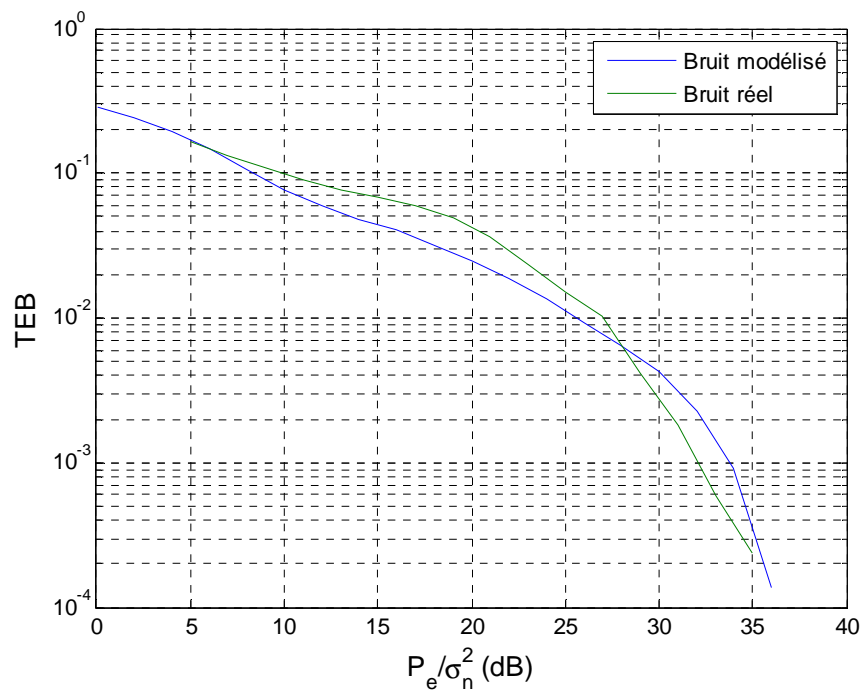


Figure 4.2: Comparaison des performances de la liaison en présence du bruit mesuré et modélisé

Afin de minimiser le taux d'erreurs, il est indispensable de procéder à un traitement des données, que ce soit à l'émission ou à la réception, dans le but de soustraire ce bruit impulsif. La première méthode testée consiste à écrêter, à la réception, les symboles reçus dans le domaine temporel afin de supprimer les amplitudes supérieures à un seuil. La deuxième méthode utilise un algorithme décrit dans [MAT02] et permettant de quantifier le bruit pour le soustraire ensuite du signal reçu.

II.1. Etude de la méthode d'écrêtage de Sanchez

Afin de se prémunir des fortes amplitudes du bruit impulsif, l'écrêtage temporel consiste à écrêter les symboles OFDM reçus dont les amplitudes dépassent un seuil donné. La tâche la plus délicate résidant dans le choix de la valeur de ce seuil, deux méthodes ont été testées. La première est une méthode itérative [SAN99] qui calcule la moyenne (μ) et la variance (σ) du signal de référence composé des impulsions et du bruit de fond, puis qui fixe un premier seuil S_0 égal à :

$$S_0 = \mu + 4\sigma \quad (4-1)$$

Ensuite un nouveau seuil S_1 est calculé de la même manière que le précédent seuil mais maintenant appliqué au signal dont l'amplitude a été écrêtée à S_0 . La méthode est réitérée jusqu'à ce que le seuil de décision converge.

Afin de calculer l'apport de cette méthode sur une transmission OFDM en présence de bruit impulsif, nous avons considéré une simple transmission QPSK-OFDM basée sur les paramètres du standard HPAV décrit au paragraphe III.2. Le turbo code n'a pas été utilisé pour ne mettre en évidence que l'apport de l'écrêtage. La chaîne de transmission est donnée dans la figure 4.3.

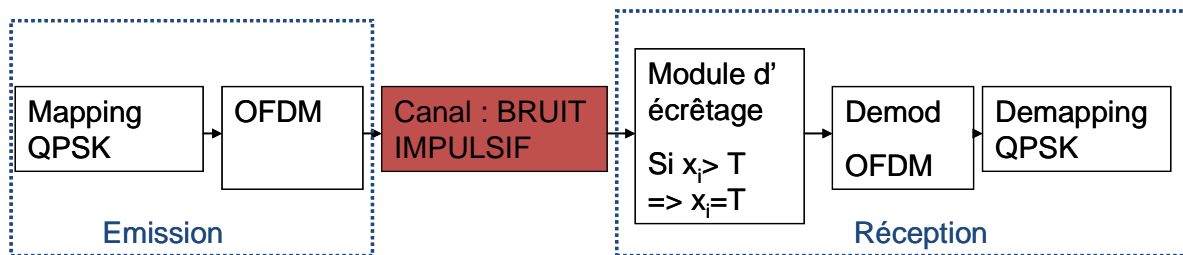


Figure 4.3 : Chaîne de transmission avec écrêtage dans le domaine temporel

Les seuils ont été calculés avec la formule 4-1, et la méthode a été réitérée jusqu'à ce que la différence entre deux seuils successifs soit inférieure à 0.1% par rapport au seuil précédent. Pour un rapport Pe/σ_n^2 de 20 dB, on observe que le seuil converge vers la valeur de 0.39 A au bout de 5 itérations comme le montre la figure 4.4.

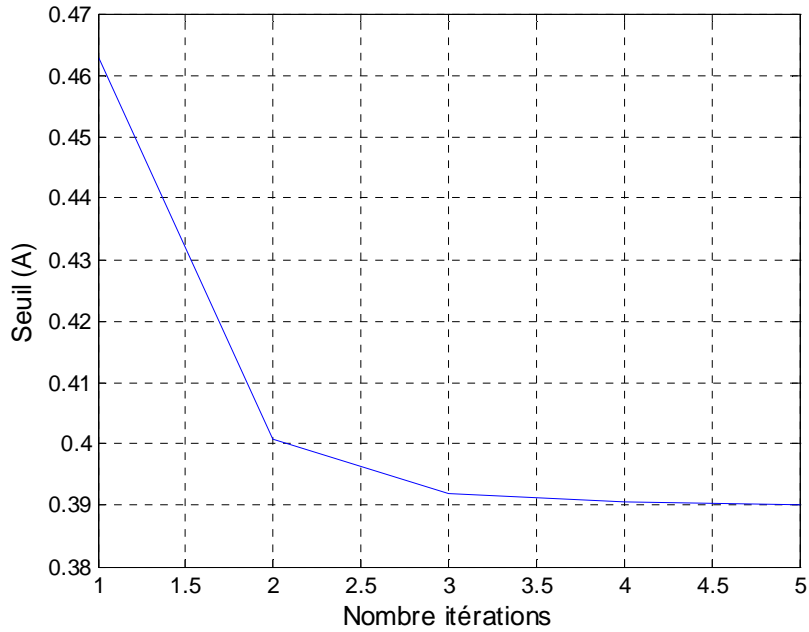


Figure 4.4 : Convergence du seuil de décision

Le résultat de la simulation de la transmission est présenté à la figure 4.5. Les résultats montrent que, pour des rapports P_e/σ_n^2 inférieurs à 5 dB, les TEB sont importants et sont dus à la puissance du bruit blanc. Dans ce cas évidemment, la technique d'écrêtage ne joue aucun rôle. Pour des rapports P_e/σ_n^2 compris entre 5 et 30 dB, on note le gain important apporté par l'écrêtage. En effet, pour une probabilité d'erreurs de 10^{-2} , l'écrêtage apporte un gain de 8 dB sur le rapport P_e/σ_n^2 . Lorsque le rapport P_e/σ_n^2 devient supérieur à 32 dB, l'écrêtage n'a plus d'effet, les amplitudes du signal OFDM devenant largement supérieures à celles du bruit.

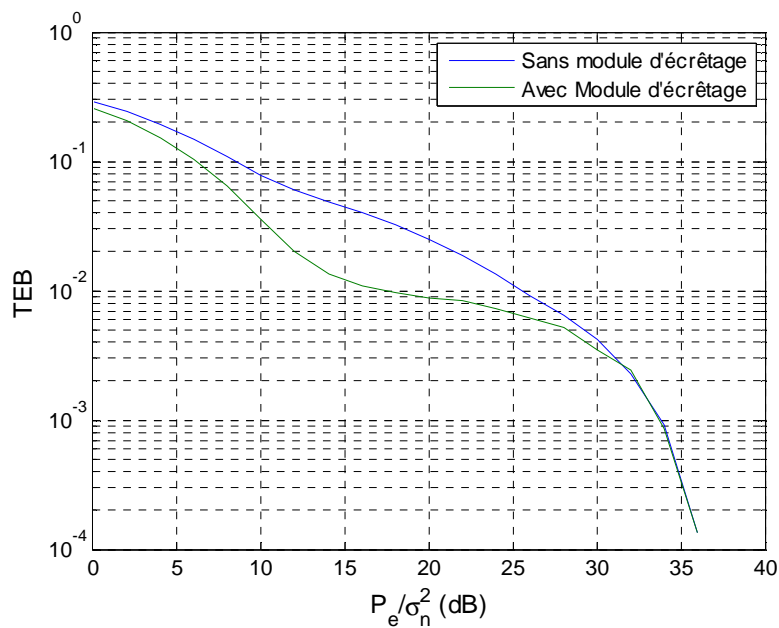


Figure 4.5 : Impact de l'écrêtage temporel sur les performances de la liaison

II.2. Etude de la méthode d'écrêtage basée sur l'amplitude du signal OFDM

La seconde méthode proposée calcule le niveau du seuil d'écrêtage à partir des amplitudes du signal OFDM, la valeur de ce seuil étant reliée à la probabilité qu'un symbole OFDM atteigne une valeur donnée. La figure 4.6 montre la distribution cumulative complémentaire des amplitudes des échantillons des symboles OFDM pour une DSC du signal égale à 60 dB μ A/kHz. On peut observer que les probabilités d'avoir des valeurs supérieures à des amplitudes de 0.35 A, 0.7 A et 0.9 A sont respectivement de 10^{-1} , 10^{-3} et 10^{-5} .

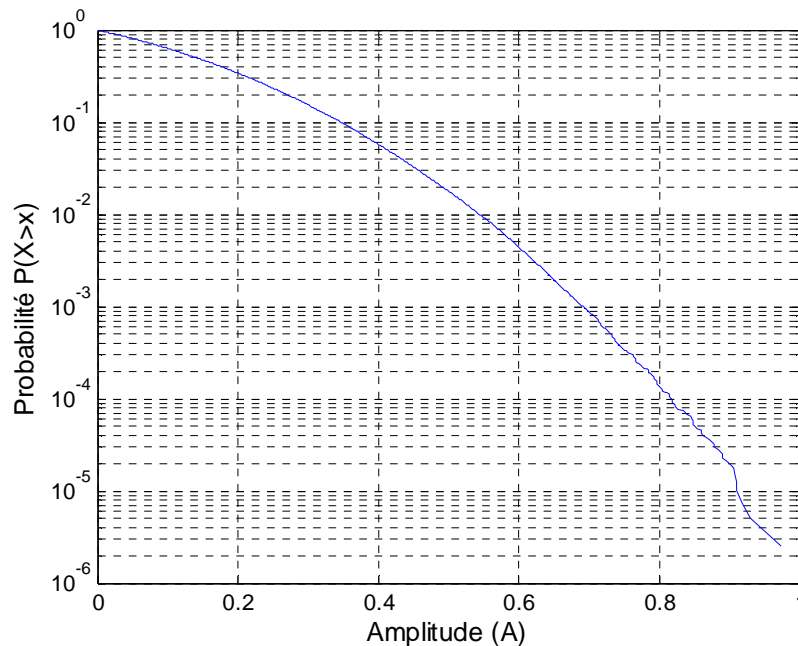


Figure 4.6 : Distribution des amplitudes d'un signal OFDM pour une DSC de 60 dB μ A/kHz

Dans un premier temps, l'effet de l'écrêtage sur les amplitudes du signal reçu dans le domaine temporel est présenté dans la figure 4.7 dans le domaine temporel (courbe a) et dans le domaine fréquentiel (courbe b). La partie b de la figure représente la DSC du bruit impulsif non écrêté en bleu et écrêté en vert pour un seuil de 0.35 A. Une analyse des courbes montre que la bande spectrale occupée par le bruit impulsif autour de 4 MHz diminue avec l'écrêtage. En effet, pour une DSC de 50 dB μ A/kHz, cette bande est d'environ 3 MHz initialement et diminue jusque 2 MHz après écrêtage. Ainsi moins de sous-porteuses sont impactées par le bruit impulsif, et les performances de la chaîne sont alors améliorées.

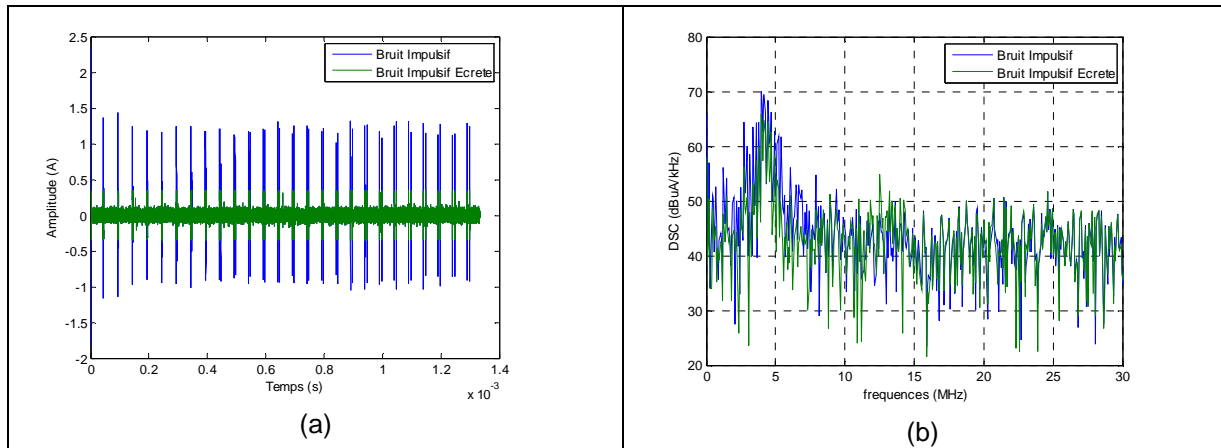


Figure 4.7: Effet de l'écrêtage sur le bruit impulsif

La figure 4.8 montre le taux d'erreurs binaires (TEB) de la chaine de transmission pour différentes valeurs de seuil. On constate que le module d'écrêtage améliore les TEB de la liaison pour les rapports P_e/σ_n^2 inférieurs à 30 dB et que le meilleur résultat est obtenu pour un seuil de 0.35 A, correspondant à une probabilité P_b des amplitudes OFDM de 10^{-1} . En effet, pour atteindre un TEB de 10^{-2} , il faut un rapport P_e/σ_n^2 de 26 dB et de 16 dB, respectivement sans et avec le module d'écrêtage.

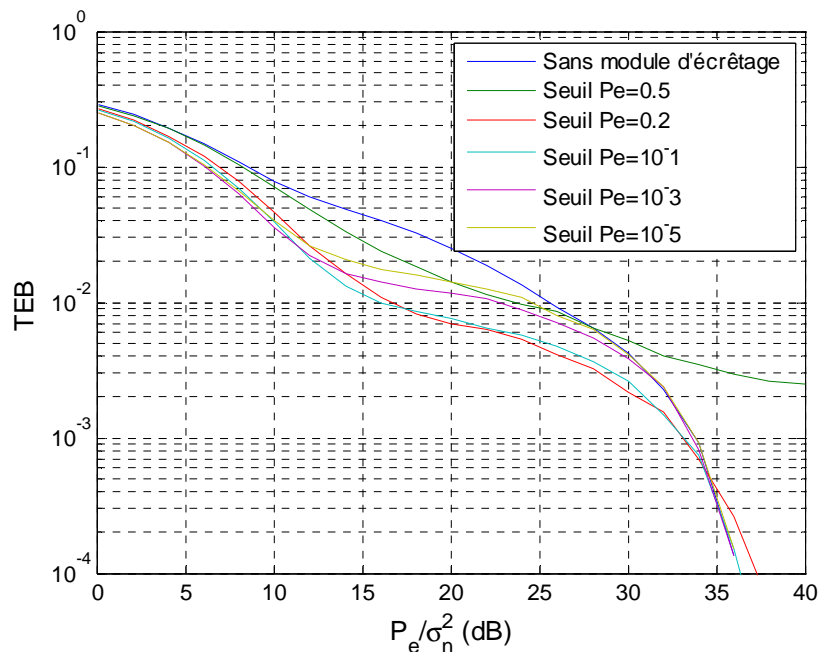


Figure 4.8: Performances de l'écrêtage temporel

II.3. Optimisation du traitement du bruit impulsif proposé par Matsuo

Dans ce paragraphe, on se propose d'étudier l'impact d'un module de traitement de bruit détaillé par Matsuo [MAT02] sur les performances de la liaison OFDM en présence du bruit MLI. Ce module permet de déterminer d'une façon itérative, à partir des symboles OFDM, les amplitudes les plus importantes du bruit impulsif et de les soustraire du signal reçu. Les synoptiques des figures 4.9

et 4.10 présentent respectivement la chaîne de transmission et le détail du module de Matsuo. Le module de Matsuo est positionné après le module d'écrêtage présenté dans le paragraphe précédent avec une probabilité de 10^{-1} , et avant le démodulateur OFDM.

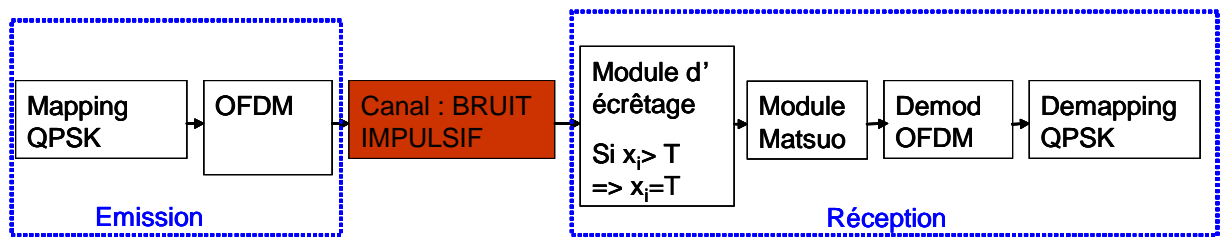


Figure 4.9 : Schéma bloc de la chaîne de transmission avec le module de Matsuo

Les symboles reçus $\{r\}$ sont tout d'abord démodulés par le démodulateur OFDM pour générer le vecteur $\{X\}$. Ensuite le vecteur des symboles décidés $\{\bar{X}\}$ est obtenu grâce au module de décision. Puis $\{\bar{X}\}$ est modulé par le modulateur OFDM pour donner le vecteur $\{a\}$. En retranchant les symboles reçus $\{r\}$ mémorisés, et le vecteur $\{a\}$, on obtient alors une estimation du bruit $\{\hat{b}\}$. Après l'estimation de $\{\hat{b}\}$, les M échantillons les plus importants, nommés candidats, sont conservés. Les valeurs « non candidates » sont annulées. On obtient ainsi le vecteur estimé du bruit $\{\beta\}$. Pour obtenir le vecteur reçu après traitement $\{r''\}$, on soustrait le vecteur $\{\beta\}$ du vecteur reçu $\{r\}$. Ce processus peut être réitéré plusieurs fois.

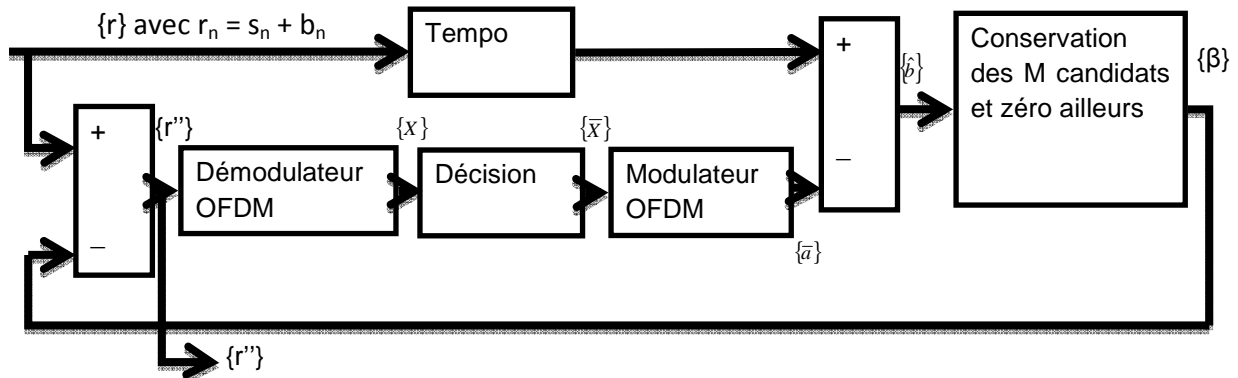


Figure 4.10 : Schéma bloc du module de Matsuo de traitement de bruit [MAT02]

Dans le module original, il est proposé de conserver un nombre M d'échantillons les « plus importants » du bruit estimé $\{\hat{b}\}$. Pour déterminer ces échantillons, nous proposons de les sélectionner au moyen d'un seuil A_{bruit} en s'inspirant de la méthode décrite dans le paragraphe précédent II. 2. La figure 4.11 présente ainsi la distribution cumulative complémentaire de l'amplitude d'un bruit blanc gaussien de DSC égale à $40 \text{ dB}\mu\text{A}/\text{kHz}$. On peut observer que les probabilités P_{bm} d'avoir des amplitudes de bruit supérieures aux amplitudes de 0.09 , 0.12 et 0.13 A sont respectivement de 10^{-3} , 10^{-5} et 10^{-7} .

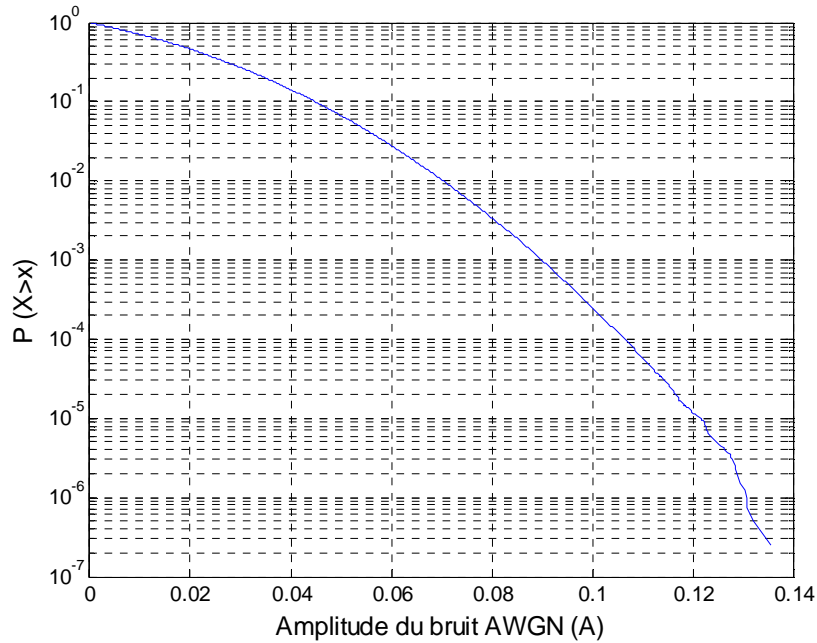


Figure 4.11 : Distribution cumulative complémentaire du bruit gaussien de 40 dB μ A/kHz

Les résultats de simulation de la chaîne de transmission avec le module d'écrêtage temporel ($P_b = 10^{-1}$), suivi du module de Matsuo avec une seule itération, sont présentés dans la figure 4.12. Différentes valeurs du seuil A_M du module de Matsuo ont été testées et correspondant aux probabilités P_{bm} de 10^{-3} , 10^{-5} et 10^{-7} , mentionnées précédemment. On constate que l'insertion du module de Matsuo apporte une amélioration des performances. En effet, pour un TEB de 10^{-3} , la liaison sans module de traitement requiert un rapport P_e/σ_n^2 de 34 dB, alors que la liaison avec module de Matsuo requiert seulement un rapport P_e/σ_n^2 de 28 dB. De plus, plus la probabilité du seuil du bruit est faible, plus les performances sont bonnes. Il faut noter que ce type de traitement nécessite une IFFT et une FFT à chaque itération, mais une étude paramétrique a montré qu'utiliser plus de 1 itération n'améliore pas de façon sensible les performances de la liaison.

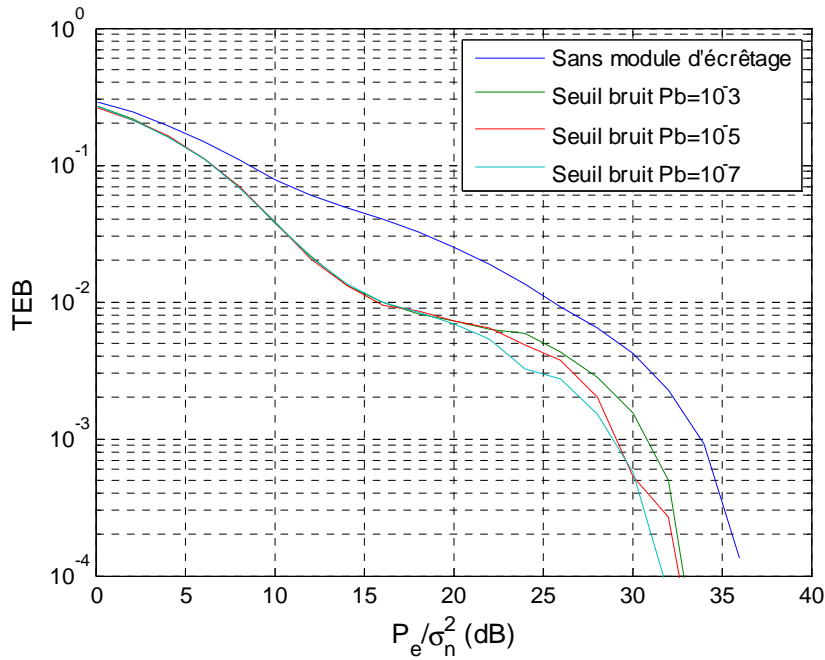


Figure 4.12 : Impact du traitement de Matsuo sur le taux d'erreurs binaires

Dans cette partie, nous avons étudié l'influence des techniques d'écrêtage des symboles OFDM reçus dans le domaine temporel en présence d'un bruit MLI. La figure 4.13 résume l'efficacité des 3 méthodes proposées. On constate que la méthode de Matsuo fournit les meilleures performances ; pour un TEB de 10^{-3} , le rapport P_e/σ_n^2 nécessaire est de 28 dB pour la méthode Matsuo alors qu'elle est d'environ 33 dB pour les méthodes d'écrêtage temporel.

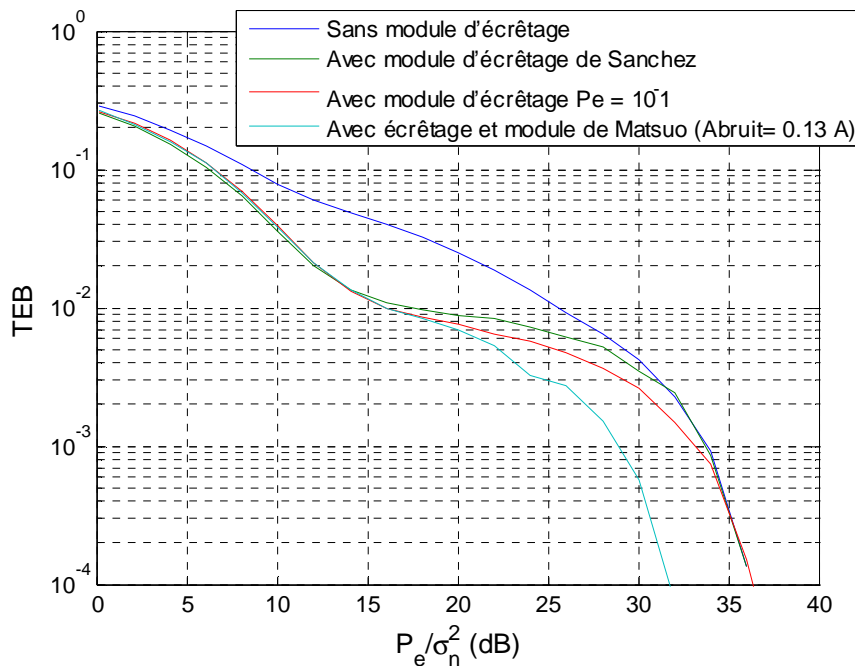


Figure 4.13 : Comparaison des 3 méthodes d'écrêtage

III. Performances du standard Homeplug

Dans cette partie, les performances du turbo-codage utilisé dans la norme HPAV sont étudiées en présence de bruit MLI. Le principe général du turbo-code, et du turbo-code duo binaire utilisé dans la norme HomePlug AV est tout d'abord rappelé.

III.1. Le turbo code HPAV

III.1.a. Le turbo codage HPAV

Un codeur turbo code [GLA05] est composé de deux codes convolutifs systématiques récursifs ou RSC (Recursive Systematic Convolutional codes) identiques séparés d'un entrelaceur. La figure 4.14 montre le principe de fonctionnement d'un codeur turbo-code duo-binaire utilisé dans la norme HPAV et de rendement r de $\frac{1}{2}$. Ce codeur prend 2 bits en entrée et génère quatre bits de sortie, qui se composent des deux bits systématiques et de deux bits de parité générés par les codeurs RSC.

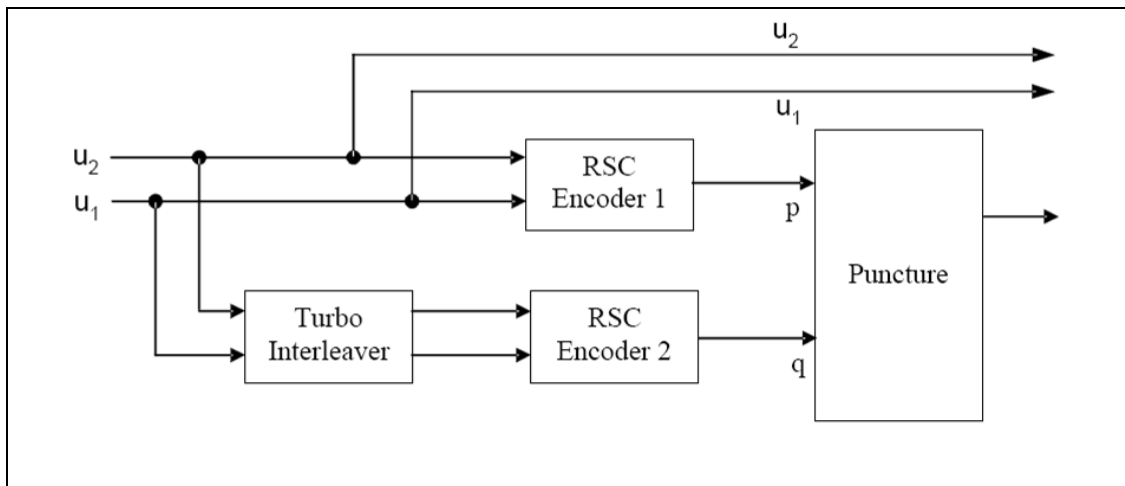


Figure 4.14: Turbo codeur duo-binaire [HPAV]

Le codeur RSC, présenté figure 4.15 est un codeur duo-binaire à 8 états. La sortie x_0 est la combinaison des valeurs des registres s_1 s_2 s_3 et des valeurs précédentes.

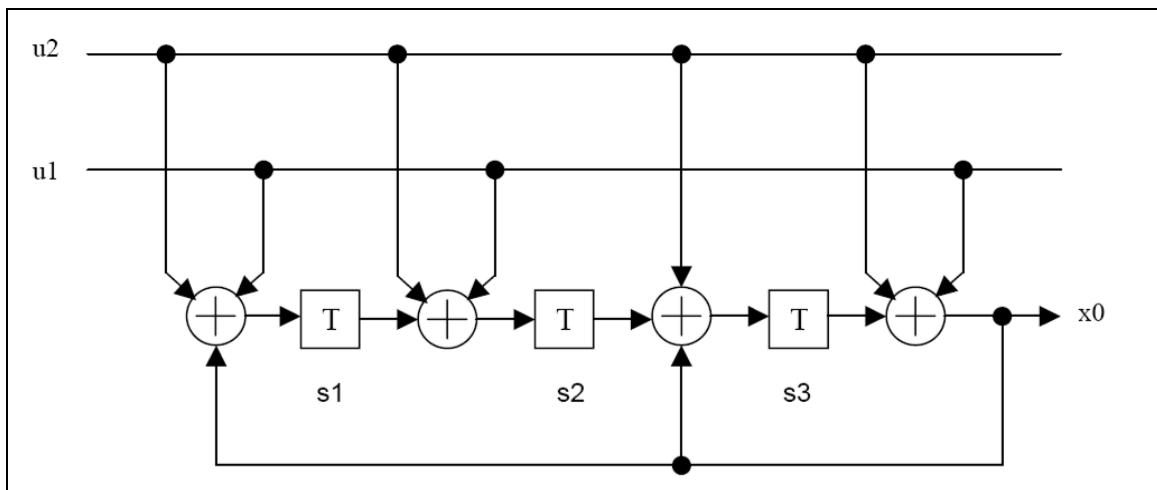


Figure 4.15: Codeur RSC à 8 états

III.1.b. Le turbo décodage HPAV

Le décodage d'un turbo code s'appuie sur le schéma de la figure 4.16 et repose sur un système itératif qui permet à chaque décodeur élémentaire de tirer profit de l'ensemble des informations disponibles à la sortie des 2 codeurs élémentaires. Chaque décodeur élémentaire possède trois entrées : le bit systématique, le bit de parité associé, ainsi qu'une information souple issue du deuxième décodeur, appelée information a priori (entrée du décodeur).

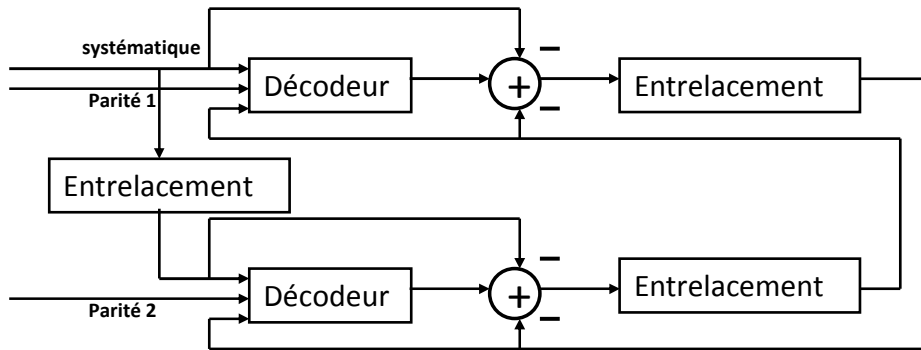


Figure 4.16: Schéma de principe d'un turbo décodage

Chaque décodeur élémentaire génère une information souple, appelée information à posteriori (sortie du décodeur) sur les bits décodés. Cette information est généralement le Logarithme du Rapport de Vraisemblance (LRV) de chaque bit décodé et quantifie la probabilité d'avoir une décision correcte du bit décodé. Le signe et l'amplitude du LRV déterminent respectivement la valeur du bit et la probabilité d'avoir une décision correcte. Pour déterminer le LRV, il existe plusieurs estimateurs tels que l'estimateur Soft Output Viterbi (SOVA) [HAG89] et l'estimateur du maximum a posteriori (MAP) [BAH89].

Le turbo décodeur fonctionne de manière itérative. Lors de la première itération, le premier décodeur élémentaire utilise uniquement le bit systématique et le bit de parité. L'information de sortie du premier décodeur élémentaire est alors utilisée comme information a priori par le deuxième décodeur pour calculer son estimation des bits décodés. Lors des itérations suivantes, chaque décodeur élémentaire utilise les informations a posteriori issues de l'autre décodeur élémentaire. Le nombre d'itérations nécessaires pour le turbo décodage dépend de la taille du bloc d'entrée et du taux de code. En pratique, le nombre d'itération est fixé entre 4 et 10 [GLA05].

Pour notre implémentation concernant les décodeurs élémentaires, nous avons choisi l'estimateur MAP en utilisant l'algorithme log-MAP pour diminuer les temps de calcul. La figure 4.17 présente le turbo décodeur développé au sein du laboratoire sous Matlab.

Chaque décodeur reçoit les deux bits systématiques u_1u_2 (00,01, 10 ou 11) et un des deux bits de parité (p ou q) ainsi que l'information a priori provenant du deuxième décodeur. Cette information est constituée de trois estimations log-MAP notées L_{all1} , L_{all2} et L_{all3} . Ces 3 estimations sont les rapports entre la probabilité de décider un état de sortie $u_1'u_2'$ (11, 01 ou 10) par rapport à la probabilité de décider le quatrième état possible (00). Le bloc F du schéma de la figure 4.17 est une fonction linéaire des bits systématiques et des informations a priori et a posteriori du décodeur élémentaire.

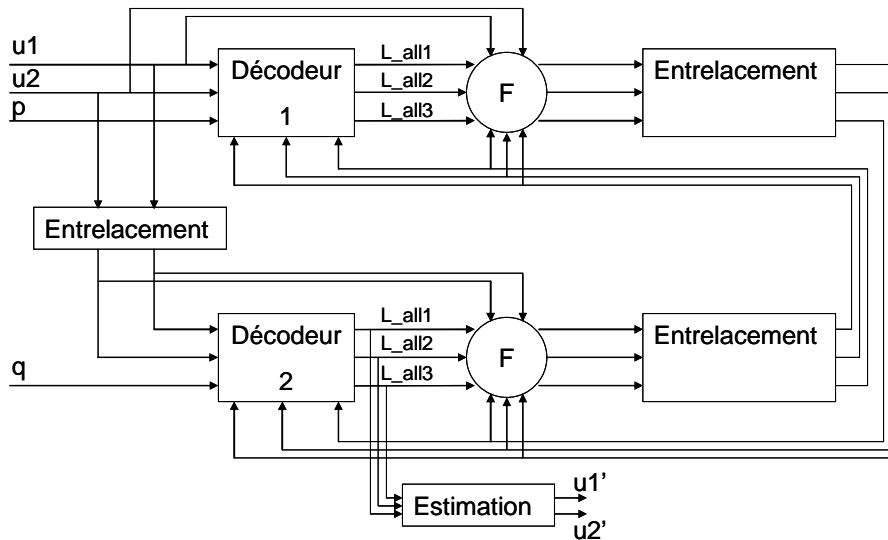


Figure 4.17: Schéma de principe d'un turbo décodage duo-binaire

III.2. Performances du standard HPAV- mode AV

III.2.a. Performances du turbo code associé à une modulation QPSK-OFDM en présence de bruit gaussien

Afin de connaître la contribution du turbo code, une étude préliminaire est réalisée en présence uniquement de bruit blanc gaussien. La chaîne de transmission, présentée sur la figure 4.18, se compose du turbo codeur de rendement $\frac{1}{2}$ et d'un module QPSK-OFDM sur 917 sous-porteuses. Un préfixe cyclique de 417 échantillons est aussi ajouté. Compte tenu du rendement de $\frac{1}{2}$, le débit d'information qui était de 39.42 Mbit/s, n'est plus maintenant que de 19.71 Mbit/s.

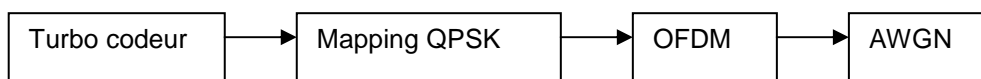


Figure 4.18 : Chaîne d'émission de la liaison FEC HPAV avec QPSK

La figure 4.19 montre les performances de cette chaîne en fonction du rapport P_e/σ_n^2 à l'émission et l'apport du turbo code en fonction du nombre d'itérations. En effet, pour un TEB de 10^{-3} , la chaîne avec turbo code requiert un rapport P_e/σ_n^2 de 4.2 et 3.3 dB respectivement pour 2 et 8 itérations, alors que, pour un même débit, une modulation simple BPSK sans turbo code requiert un rapport P_e/σ_n^2 de 6.8 dB. Les performances du turbo code sont déjà très importantes avec très peu d'itérations et, dans la suite du mémoire, nous ne considérerons que le cas de 2 itérations.

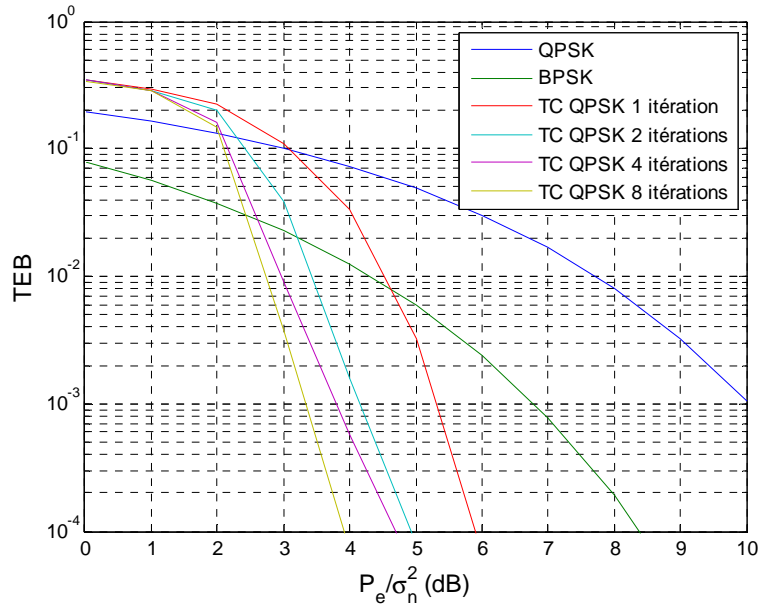


Figure 4.19 : Efficacité du turbo code (TC)

III.2.b. Performances du turbo code associé à une modulation QPSK-OFDM en présence de bruit impulsif

Dans cette partie, nous exposerons les performances du turbo-code dans la chaîne de transmission en présence du bruit impulsif modélisé, présenté à la figure 4.1, et auquel s'est ajouté un bruit blanc gaussien de 40 dBμA/kHz.

La figure 4.20 présente les performances de la chaîne de transmission avec ou sans turbo code, tout en conservant un débit de 20 Mbits/s. La transmission est donc effectuée en BPSK sans turbo-code et en QPSK avec turbo-code, compte tenu du rendement de ½ de celui-ci. On constate une nette amélioration des performances en utilisant le turbo code en présence du bruit impulsif. En effet pour un TEB de 10⁻³, le système d'émission nécessite un rapport P_e/σ_n^2 de 16 dB et 31 dB, respectivement pour une transmission avec ou sans turbo code. Cette efficacité s'explique par le fait que le bruit impulsif impacte une bande de fréquence autour de 4.7 MHz, qui provoque des erreurs en paquet (*burst en anglais*). Ces erreurs par paquets sont réparties au moyen du désentrelaceur de canal, avant d'être corrigées par le turbo décodeur.

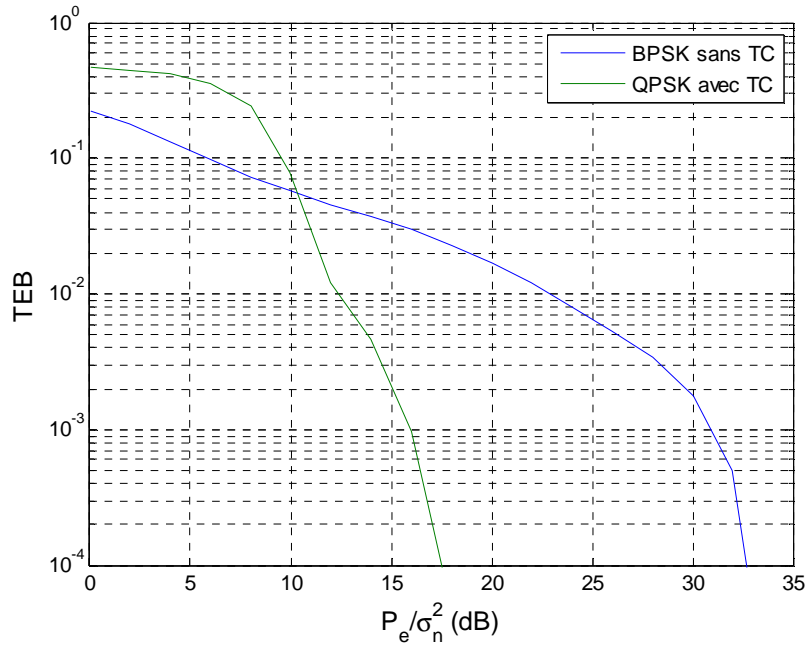


Figure 4.20: Efficacité du turbo code (TC) en présence de bruit impulsif

III.2.c. Performances du turbo code associé à une modulation OFDM avec allocation binaire en présence de bruit impulsif

Le standard HomePlug AV propose une transmission haut débit avec allocation binaire, qui consiste à adapter la taille de la constellation du mapping en fonction du rapport signal à bruit dans chaque sous-porteuse. Cette allocation suppose une connaissance préalable du canal à l'émission. Dans le standard HPAV, la mapping sur une sous-porteuse peut varier de la BPSK à la 1024-QAM, soit 10 bits par sous-porteuse. Dans notre cas, nous avons fixé à 4 le nombre maximum de bits par sous-porteuse.

La figure 4.21 (a) présente la DSC du bruit impulsif et la figure 4.21 (b) la répartition des bits sur chaque sous-porteuse pour une DSC injectée de 60 dB μ A/kHz. On remarque que les fréquences non impactées par le bruit impulsif utilisent une modulation 16-QAM, alors que les fréquences impactées par le bruit sont supprimées.

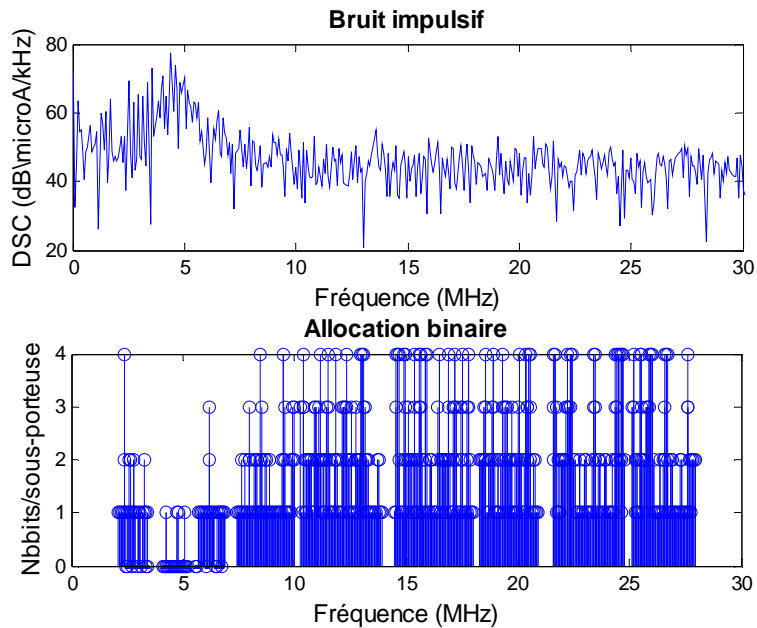


Figure 4.21 : (a) DSC du bruit impulsif (b) répartition des bits par sous porteuse

Une chaîne de transmission comportant le turbo codeur HPAV de rendement $\frac{1}{2}$ et une allocation sur 917 porteuses est simulée. L'estimation du SNR dans chaque sous-porteuse est supposée idéale. Les résultats de simulation, présentés sur la figure 4.22 montrent une amélioration des performances quand le turbo code est associé à l'allocation binaire. En effet, pour un même débit d'environ 20 Mbit/s et pour obtenir un taux d'erreurs binaires de 10^{-3} , un rapport P_e/σ_n^2 de 16 dB est requis pour une modulation QPSK sur toutes les sous porteuses, alors que 12 dB suffisent pour une transmission utilisant l'allocation binaire.

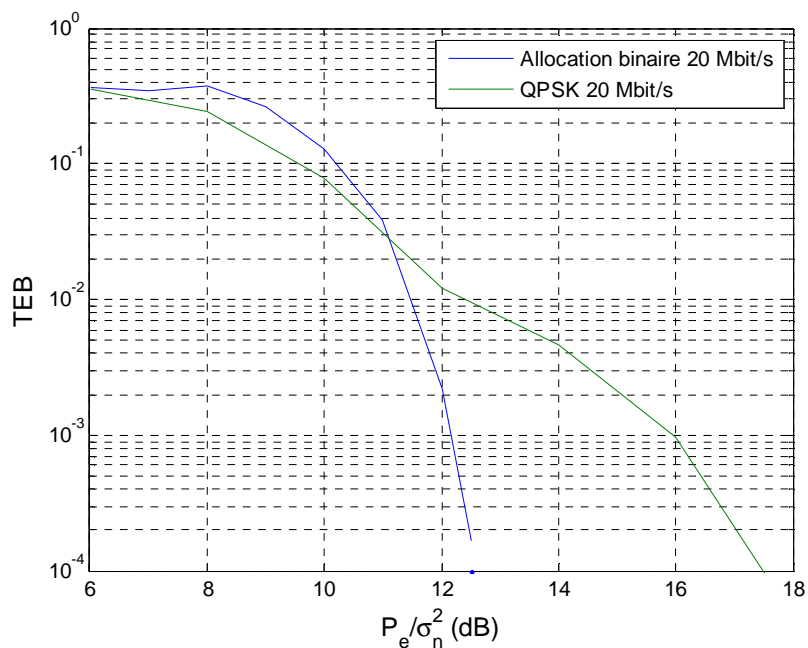


Figure 4.22 : Performance du turbo code associé à l'allocation binaire en fonction du rapport signal sur bruit

La figure 4.23 montre la variation du TEB en fonction du rapport P_e/σ_n^2 en utilisant le turbo code et l'allocation binaire, et pour des débits variant de 5 Mbit/s à 20 Mbit/s. Pour obtenir un TEB de 10^{-2} , on constate qu'un rapport P_e/σ_n^2 de 6.6, 8.7, 10.3 et 12,2 dB est requis respectivement pour des débits de 5, 10, 15 et 20 Mbit/s.

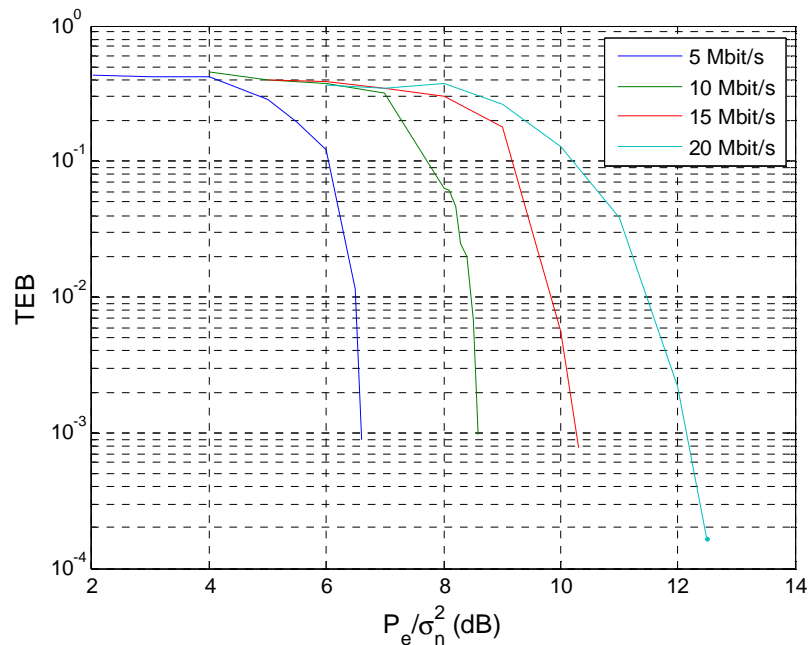


Figure 4.23: Performances du turbo code associé à l'allocation binaire pour différents débits

III.3. Performances du standard HPAV- mode ROBO -

Dans ce paragraphe, nous étudions le mode robuste, noté ROBO, du standard HPAV. Les différences entre les deux modes ROBO et AV concernent la modulation et le codage de canal. Dans le mode ROBO, seule la modulation QPSK est utilisée et le codage de canal se base sur le turbo code de rendement $\frac{1}{2}$ auquel s'ajoute une redondance de l'information sur les sous-porteuses. Ainsi le débit brut maximal, qui est de 200 Mbit/s pour le mode AV, varie entre 3.8 et 9.8 Mbit/s dans le mode ROBO, en fonction du facteur de redondance "Ncopies" introduit par l'entrelaceur ROBO qui lit plusieurs fois les bits de sortie de l'entrelaceur canal, comme le montre le tableau 4.1. Dans la suite, nous n'étudierons que le mode standard ROBO de débit brut 4.9 Mbit/s.

Tableau 4.1 : Paramètres du mode ROBO		
Mode	Ncopies	Débit
Mini-Robo	5	3.8 Mbit/s
Standard ROBO	4	4.9 Mbit/s
High Speed-Robo	2	9.8 Mbit/s

Notons que la couche physique du standard HomePlug Green PHY (HomePlug GP), paru en 2010, est basée de la couche physique du mode ROBO de HomePlug AV. HomePlug GP comporte de plus une simplification de la couche MAC et des traitements de gestion d'énergie.

III.3.a. Performance du mode ROBO à 5 Mbit/s en présence du bruit MLI

Dans un premier temps, nous avons comparé les performances d'une liaison dans le mode AV avec allocation binaire et dans le mode ROBO standard en présence du bruit impulsif modélisé, pour un débit identique de 4.9 Mbit/s. Les performances, présentées figure 4.24, montrent que le mode ROBO est plus performant pour de faibles valeurs de puissance d'émission par rapport au bruit. Lorsque P_e/σ_n^2 devient supérieur à 6.6 dB, les modes AV et ROBO engendrent des taux d'erreurs voisins, compris entre 10^{-3} et 10^{-4} .

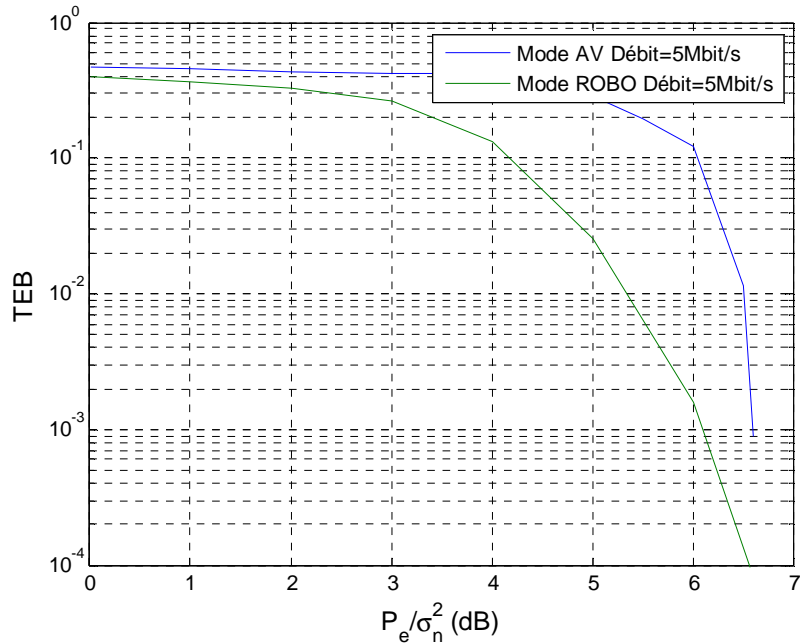


Figure 4.24: Comparaison entre le mode ROBO et le mode AV avec allocation binaire

III.3.b. Performance en fonction de la vitesse de rotation du moteur

Une dernière étude a été réalisée afin de quantifier l'influence de la fréquence de rotation du moteur qui est le principal paramètre pouvant varier au cours de la transmission de données. Pour cela, nous avons introduit dans le simulateur de liaison, le bruit modélisé pour une fréquence électrique de 50 Hz et de 25 Hz, la tension d'alimentation étant fixée à 200 V. Nous pouvons observer sur la figure 4.25 que le changement de vitesse de rotation, donc du bruit, a peu d'impact (moins de 1 dB) sur les performances des liaisons, que ce soit en mode AV ou en mode ROBO. Rappelons que la vitesse de rotation du moteur n'a pas une grande influence sur les amplitudes, les pseudo-fréquences et les durées d'impulsion du bruit impulsif, mais qu'elle a une influence importante sur les temps d'interarrivée. En effet, dans la distribution des TIA, présentée figure 3.26, on note que les TIA sont inférieurs à 40 et 20 μ s respectivement pour les impulsions mesurées à 50 et 25 Hz. La durée d'un symbole OFDM étant de 46 μ s, chaque symbole est impacté par une ou plusieurs impulsions de même caractéristiques fréquentielles à 50 μ s et par deux impulsions ou plus à 25 μ s. L'impact fréquentiel du bruit à 50 et à 25 Hz est donc sensiblement identique quelle que soit la vitesse de rotation du moteur, et l'allocation binaire ou le turbo code restent aussi efficaces.

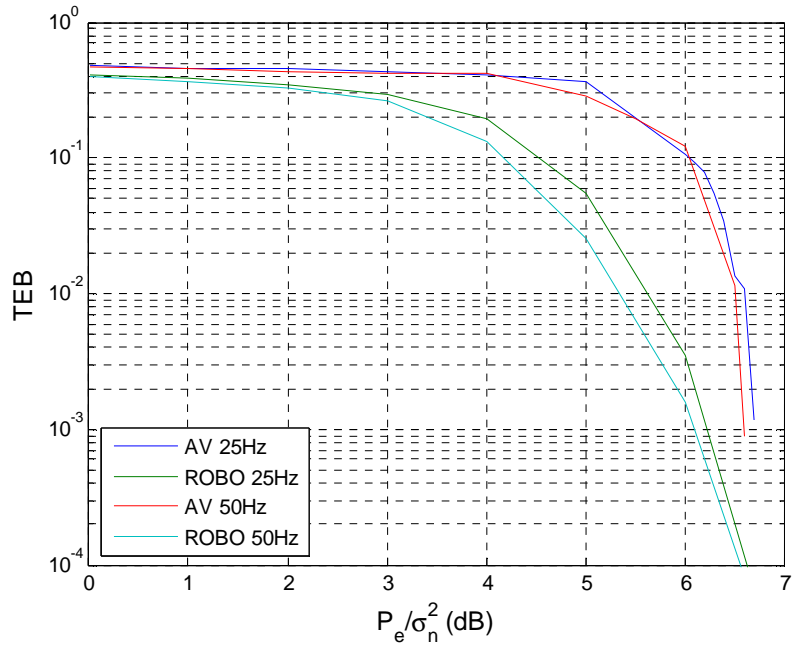


Figure 4.25: Comparaison du TEB pour les 2 modes AV et ROBO et pour 2 vitesses de rotation du moteur

III.3.c. Performance d'une liaison en présence du bruit MLI sur un équipement avionique

Toutes les performances précédentes ont été calculées en présence d'un bruit impulsif modélisé à partir de mesures réalisées sur un équipement de laboratoire au L2EP. Il est apparu important de faire d'autres essais en envisageant un bruit mesuré sur un équipement avionique comme celui de Hispano. La comparaison des bruits modélisés sur un équipement industriel au L2EP et mesurés sur un équipement avionique chez Hispano est présentée figure 4.26 et montre que le bruit mesuré chez Hispano possède une DSC plus importante que le bruit L2EP dans les bandes [0-5] et [8-12] MHz.

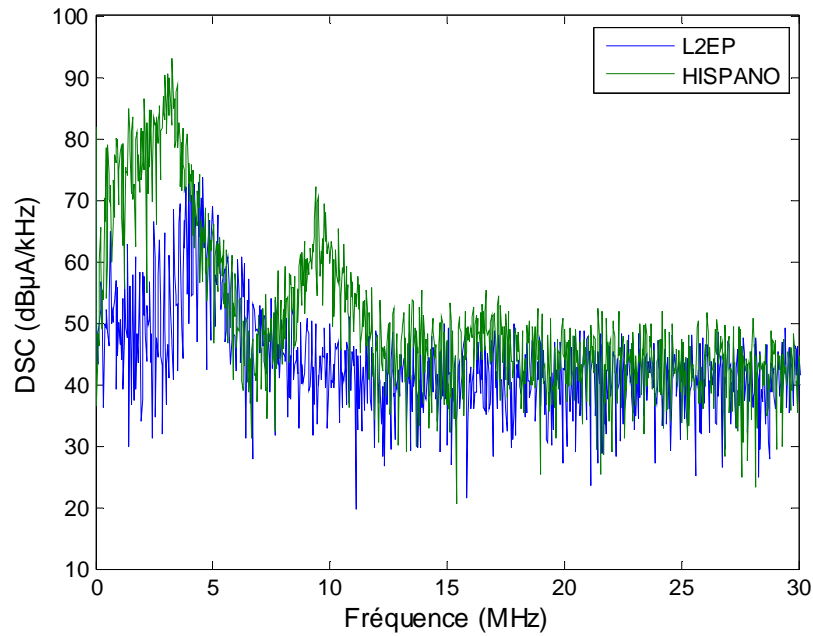


Figure 4.26 : DSC du bruit impulsif mesuré chez Hispano et au L2EP

La figure 4.27 (a) présente, en bleu, le courant de bruit impulsif HISPANO dans le domaine temporel avec des amplitudes pouvant atteindre 9 A. La courbe en vert correspond au signal OFDM avec un courant injecté de 60 dBµA/kHz. La figure 4.27(b) présente, pour le domaine fréquentiel, la densité spectrale du signal OFDM et du bruit impulsif.

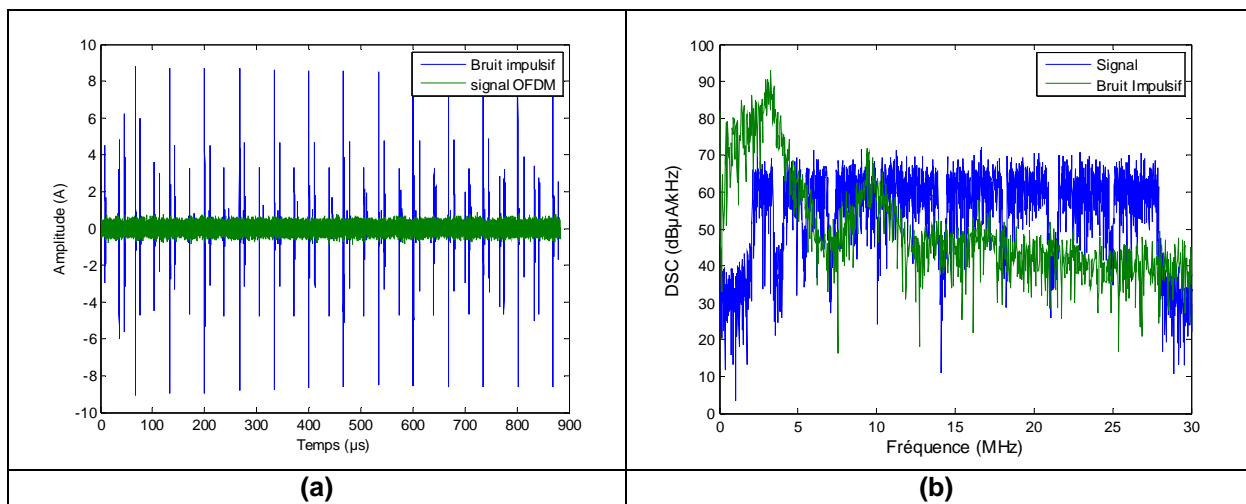


Figure 4.27: Bruit impulsif HISPANO et signal OFDM de 60 dBµA/kHz

(a) domaine temporel, (b) domaine fréquentiel

Les résultats de simulation avec le mode « Standard ROBO », présentés dans la figure 4.28, montre une dégradation des performances entre un canal avec le bruit « L2EP » et le canal avec un bruit « HISPANO ». En effet, dans le domaine fréquentiel, le bruit mesuré chez HISPANO impacte plus de sous-porteuses que celui mesuré au L2EP, comme par exemple, dans la bande [8 -11] MHz comme le montre la figure 4 26, où on observe une augmentation du bruit qui ne se produit pas sur le bruit mesuré au L2EP.

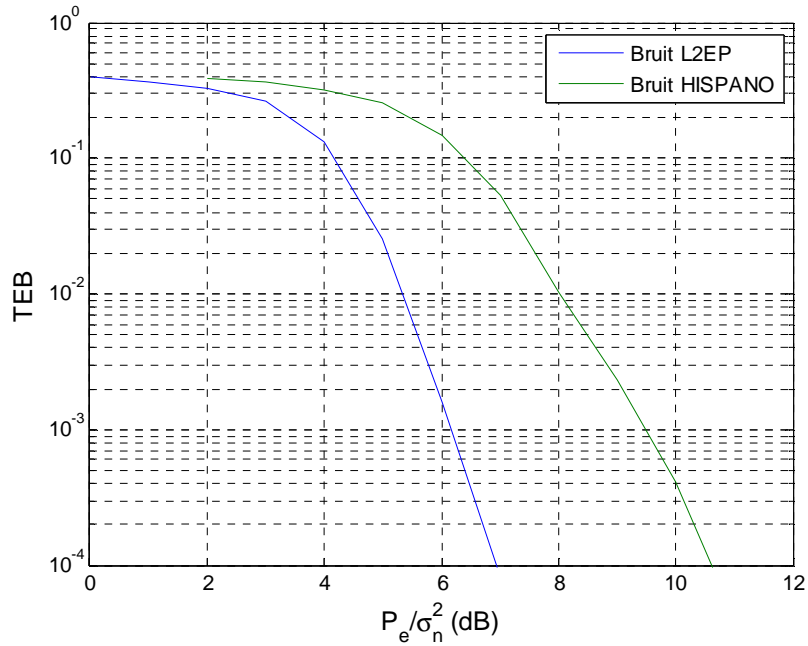


Figure 4.28 : Performances du mode ROBO sur deux types de bruit

Une transmission dans le mode AV avec allocation binaire pour un débit de 5 Mbit/s a ensuite été simulée. La comparaison des 2 modes ROBO et AV est donnée dans le tableau 4.2 pour les deux configurations de bruit impulsif type « L2EP » et type « Hispano ». On note que les performances sont similaires pour les deux modes, le mode ROBO étant cependant un peu plus performant. On rappelle que le mode ROBO utilise une modulation QPSK sur l'ensemble des sous-porteuses et qu'il ne nécessite pas de connaissance du canal.

TEB= 10 ⁻³ Débit =5Mbit/s	ROBO Bruit Hispano	AV Bruit Hispano	ROBO Bruit L2EP	AV Bruit L2EP
Pe/σ _n ² (dB)	9.5	10.1	6.2	6.6

Si on choisit un mode ROBO, nous avons voulu voir le gain qui pourrait être apporté par l'insertion d'un module d'écrêtage temporel et d'un module de traitement du bruit impulsif MATSUO optimisé comme indiqué dans le paragraphe II. Les résultats sont présentés dans la figure 4.29, en prenant en compte le bruit mesuré chez HISPANO. On observe une nette amélioration des performances en présence du module de Matsuo optimisé puisque dans ce cas, pour un TEB de 10⁻³, un rapport Pe/σ_n² de 5.3 dB suffit, contre 9.5 dB en absence de ce module.

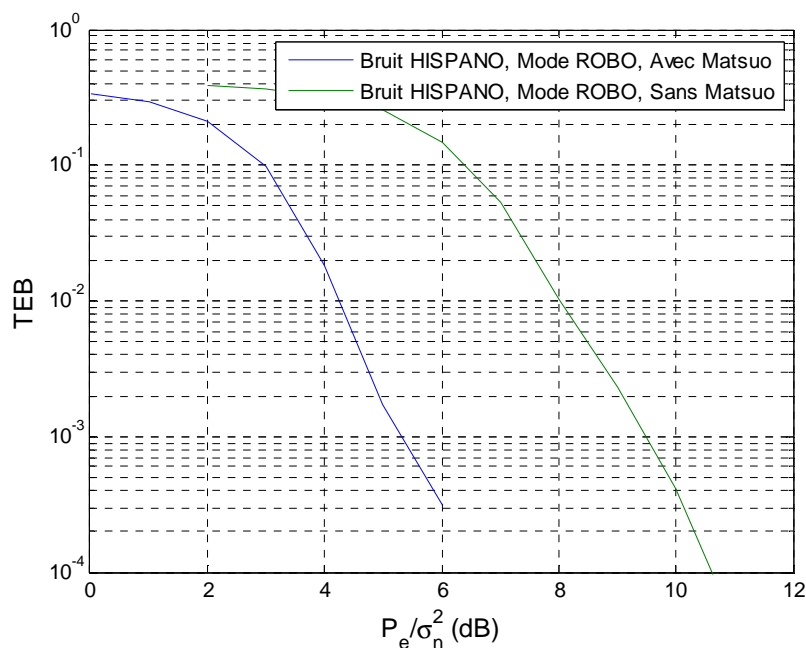


Figure 4.29 : Efficacité du module d'écrêtage avec le mode ROBO

IV. Conclusion

Dans ce chapitre consacré au traitement de lutte contre le bruit impulsif MLI, nous avons d'abord envisagé une solution d'écrêtage dans le domaine temporel associé à un module de suppression de bruit. Pour un TEB de 10^{-3} en présence de bruit modélisé L2EP, l'insertion de ce module permet de gagner 6 dB en puissance d'émission, sur une transmission QPSK-OFDM, sans codage de canal et avec un débit de 40 Mbit/s.

Dans un deuxième temps, le standard HPAV a été étudié en présence de bruit impulsif. Tout d'abord, dans le mode AV, nous avons comparé une transmission avec une modulation QPSK sur l'ensemble des sous-porteuses et une transmission avec allocation binaire pour le même débit de 20 Mbit/s. Les performances avec allocation binaire ont montré un gain de 4 dB pour un TEB de 10^{-3} .

Ensuite, les modes ROBO et AV avec allocation binaire du standard HPAV ont été comparés pour un même débit de 5 Mbit/s pour les deux configurations de bruit impulsif type « L2EP » et type « Hispano ». Les performances sont similaires pour les deux modes avec un léger avantage pour le mode ROBO. On rappelle que le mode ROBO utilise une modulation QPSK sur l'ensemble des sous-porteuses, mais avec redondance, et qu'il ne nécessite pas de connaissance du canal. Cet avantage peut s'avérer crucial pour les applications soit imposant une mise en route très rapide du système, soit présentant des fluctuations fréquentes de la fonction de transfert du canal.

Enfin, nous avons associé au mode ROBO le module d'écrêtage temporel et le module de traitement du bruit impulsif Matsuo optimisé. En présence du bruit mesuré chez HISPANO, nous avons observé une nette amélioration des performances avec le module de Matsuo optimisé. Pour un TEB de 10^{-3} , une transmission ROBO avec et sans le module de Matsuo nécessite un rapport P_e/σ_n^2 respectivement de 5.3 dB et 9.5 dB.

Ainsi, si on désire une communication nécessitant un faible débit, disposant d'un faible rapport signal sur bruit et ne permettant pas de connaissance du canal, une transmission en mode ROBO avec le module de Matsuo permet un TEB de 10^{-3} avec un rapport P_e/σ_n^2 de 5.3 dB pour un débit de 5 Mbit/s. Si une transmission haut débit est requise et qu'une connaissance du canal à l'émetteur est autorisée, alors l'allocation binaire associée avec le turbo code offre les meilleures performances avec un rapport P_e/σ_n^2 de 16 dB pour atteindre TEB de 10^{-3} et un débit de 20 Mbit/s.

Chapitre 5. Techniques MIMO-CPL sur le réseau de puissance

I. Introduction

Les techniques MIMO, bien connues des systèmes de communication sans fil, utilisent plusieurs ports à l'émission et à la réception. Elles se sont avérées efficaces pour augmenter les débits de données ou les performances par rapport à ce que l'on peut obtenir avec un système SISO. Ces techniques sont actuellement étudiées dans le cadre des CPL [STA08, CAN10, HAS10, REN11] et cette méthode de transmission a été adoptée pour les nouvelles générations de modem HomePlug AV2 [HPAV]. Il faut cependant noter que, pour notre application, le débit importe moins que les performances du système en termes de taux d'erreurs binaires (TEB) contrairement à une application domestique. C'est donc sur ce dernier point que se portera notre attention.

Nous avons déjà introduit au chapitre 2, les principes d'un système MIMO et la caractérisation des canaux sur les réseaux domestique et triphasé. Dans ce chapitre, nous allons d'abord rappeler le principe du codage spatio-temporel en bloc et plus précisément le codage d'Alamouti qui sera utilisé pour les simulations. Les performances en termes de TEB seront ensuite présentées pour différents types de codage espace-temps.

II. Les techniques de transmission MIMO-CPL

La transmission à antennes multiples peut être appliquée de différentes manières. Une première technique, appelée multiplexage spatial, cherche à améliorer le rendement spectral de la transmission en effectuant des transmissions simultanées de flux de données indépendants sur chaque antenne. Cette méthode utilise le caractère multi-trajet du canal comme un atout pour le système afin d'augmenter son débit.

Une méthode alternative appelée codage spatio-temporel [PAU03, WIN98, TAR98] améliore la fiabilité des liaisons en introduisant ce qu'on appelle la diversité spatiale. Le même flux de données est alors codé et transmis sur chaque antenne. Cette redondance dans le temps et dans l'espace permet au récepteur de combiner de façon optimale les signaux reçus par chaque antenne [GES03], et ainsi d'augmenter la qualité du signal reçu [HOT03]. C'est cette dernière méthode que nous allons étudier en détail.

Les codes spatio-temporels peuvent être divisés en deux catégories. Le premier groupe est appelé codage spatio-temporel en treillis (Space-time trellis codes ou STTC) [TAR98], [HOT03]. Ce type de codage offre un gain de diversité ainsi qu'un gain de codage supplémentaire mais la procédure de décodage nécessite une recherche en treillis et sa complexité croît exponentiellement avec le nombre d'antennes utilisées et la longueur du treillis.

La deuxième catégorie des codes spatio-temporels est basée sur le traitement en bloc [TAR99a, TAR99b], et souvent notés « Space-time block codes » (STBC). Leur principe est de coder une séquence de symboles d'information suivant une matrice X afin de transmettre sur chaque antenne la même séquence codée différemment et espacée dans le temps. Comparativement à leurs homologues à base de treillis, les codes en bloc sont plus faciles à décoder, mais ils ne présentent pas de gain de codage.

Dans ce travail de thèse, nous avons utilisé un cas particulier des codes spatio-temporels en bloc, le codage d'Alamouti [ALA98], défini pour deux antennes d'émission et deux antennes de réception, et qui utilise une matrice orthogonale 2×2 :

$$X = \begin{bmatrix} X_1 & X_2 \\ -X_2^* & X_1^* \end{bmatrix} \quad (5-1)$$

où $*$ désigne l'opération conjuguée complexe. Dans cette matrice, les lignes se réfèrent au temps, et les colonnes aux antennes. Ainsi, dans un premier temps, X_1 et X_2 sont transmis simultanément et respectivement sur les antennes 1 et 2. A l'instant suivant, ce sont les symboles $-X_2^*$ et X_1^* qui sont transmis.

Comme le système CPL utilise la technique OFDM, nous avons donc étudié deux techniques MIMO basées sur le codage d'Alamouti. La première technique, appelée STBC-OFDM et présentée figure 5.1, applique le code Alamouti sur deux symboles OFDM $\{S\}$ consécutifs. Ainsi, dans la matrice X , les lignes se réfèrent désormais aux symboles OFDM. La seconde technique, appelée « Space-frequency block codes » SFBC-OFDM [TOR07, LEE00] et présentée figure 5.2, applique le code Alamouti sur deux sous-porteuses consécutives d'un même symbole OFDM, les lignes de la matrice X se référant aux sous-porteuses. Un décalage fréquentiel simple des données est réalisé pour que le code s'applique sur deux sous-porteuses espacées d'une certaine bande de fréquence Δf_{SFBC} fixe. Cette dernière technique suppose que le nombre de sous-porteuses utiles soit pair. C'est pourquoi, dans la suite de l'exposé, le nombre des sous-porteuses utiles sera de 916, quelle que soit la méthode de diversité.

La méthode utilisée pour le décodage Alamouti en réception est la méthode du Maximum de vraisemblance (*Maximum Likelihood*- ML) [LAR03].

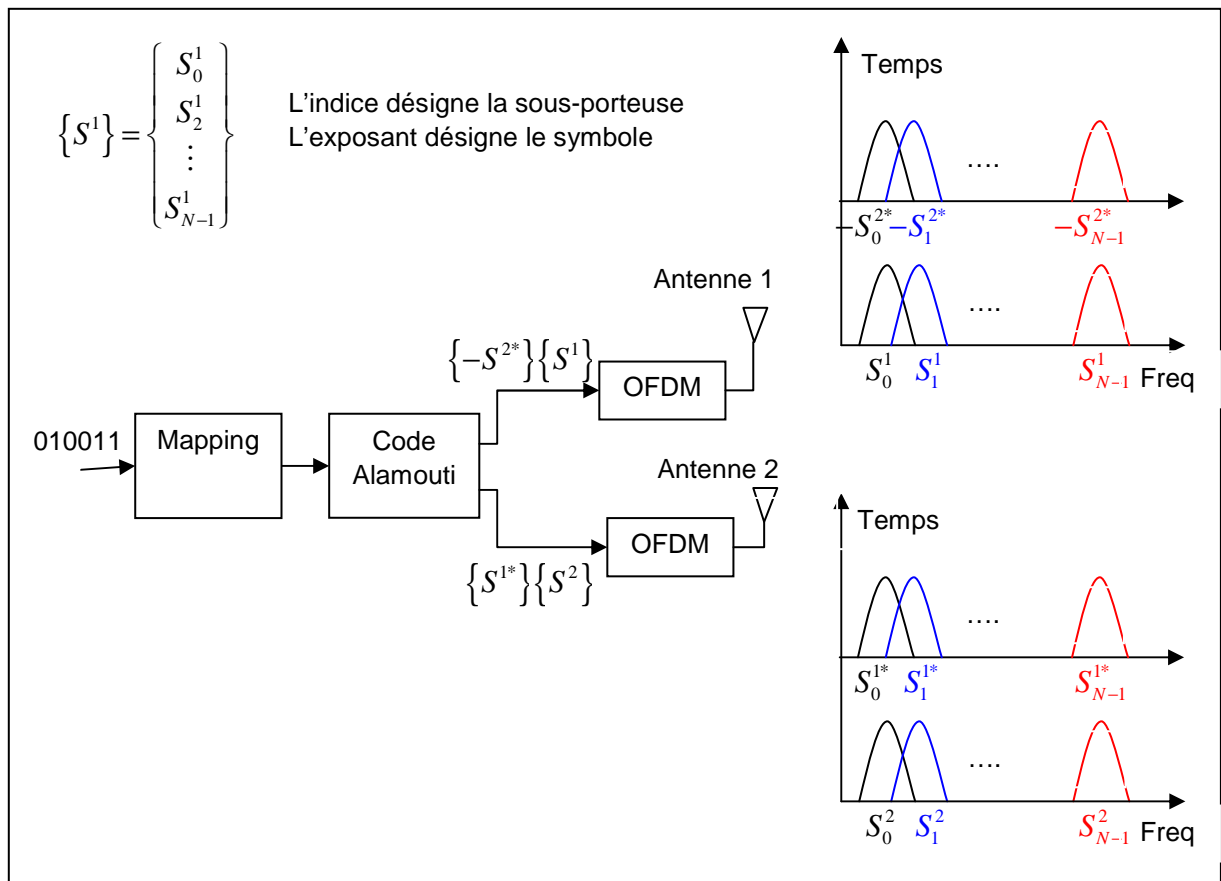


Figure 5.1: Méthode de transmission MIMO-STBC-OFDM

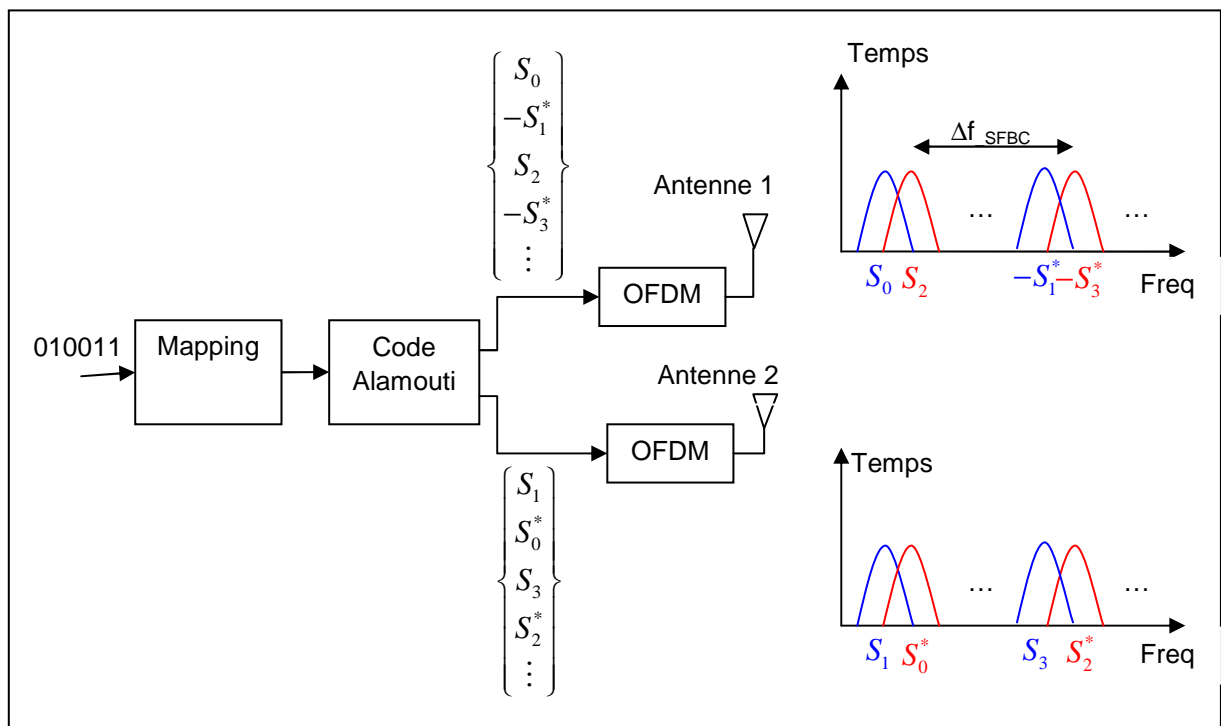


Figure 5.2: Méthode de transmission MIMO-SFBC-OFDM

Dans nos simulations, la technique STBC-OFDM a été utilisée soit avec une modulation QPSK sur toutes les sous-porteuses utiles, soit en allouant différentes modulations sur les sous-porteuses.

La technique SFBC-OFDM a été utilisée uniquement avec une modulation QPSK sur toutes les sous-porteuses utiles. Ce point sera expliqué dans les paragraphes suivants.

III. Performances, en termes de taux d'erreurs binaires, des systèmes MIMO sur un réseau indoor en présence de bruit blanc

Dans les paragraphes III.1 et III.2, les techniques STBC-OFDM et SFBC-OFDM avec une modulation QPSK sur toutes les sous-porteuses sont comparées à une liaison QPSK-OFDM en mode SISO. Dans le paragraphe III.3, la technique STBC-OFDM avec allocation binaire sur les sous-porteuses est comparée à une liaison OFDM avec allocation binaire en mode SISO. Les simulations sont réalisées sans codage de canal afin de quantifier uniquement l'apport des techniques de diversité.

III.1. Performance de la techniques MIMO-STBC avec une modulation QPSK-OFDM

La figure 5.3 décrit le procédé de transmission pour une liaison STBC-OFDM. L'information binaire est tout d'abord transformée en symboles QPSK. Ensuite le codeur Alamouti code l'information sur 2 voies grâce à la matrice (5-1). Ensuite le procédé OFDM sur 916 sous-porteuses est appliqué sur chacune des voies, et les symboles OFDM sont envoyés dans le canal, modélisé par la matrice H décrite au paragraphe IV.2 du chapitre 2 et par l'ajout d'un bruit blanc gaussien. Les résultats de simulation sont présentés en fonction du rapport de la puissance d'émission à la puissance de bruit, P_e/σ_n^2 . Dans les exemples présentés, la fréquence d'échantillonnage liée à l'OFDM est de 75 MHz et la bande de transmission est comprise entre 1.8 et 30 MHz, comme dans le standard HPAV.

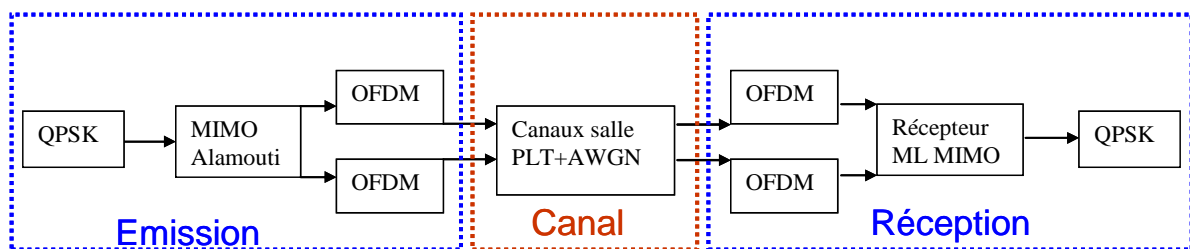


Figure 5.3 : Chaîne de transmission QPSK et MIMO -OFDM

Les résultats, présentés dans la figure 5.4, représentent le TEB en fonction du rapport P_e/σ_n^2 , pour les modes de transmission MIMO et SISO et pour 3 configurations de charges du réseau trifilaire indoor. Tout d'abord, on constate une forte dégradation des performances avec la charge du réseau. En effet, dans le mode SISO, pour un TEB de 10^{-3} , le rapport P_e/σ_n^2 requis est de 19, 33 et 46 dB respectivement dans les cas 0, 2 et 4 charges. Cette dégradation s'explique par le fait que le canal devient très sélectif en fréquence, les évanouissements fréquentiels étant profonds et larges. Pour atteindre un TEB de 10^{-3} , il faut que, lors de ces évanouissements, le rapport signal sur bruit reste important, nécessitant une forte augmentation de la puissance d'émission.

Concernant la technique MIMO, on constate que cette technique apporte une amélioration par rapport à SISO quel que soit le nombre de charges branchées sur le réseau. En effet, pour un TEB de 10^{-3} , le mode MIMO permet un gain par rapport au mode SISO de 3 à 4 dB sur la puissance d'émission.

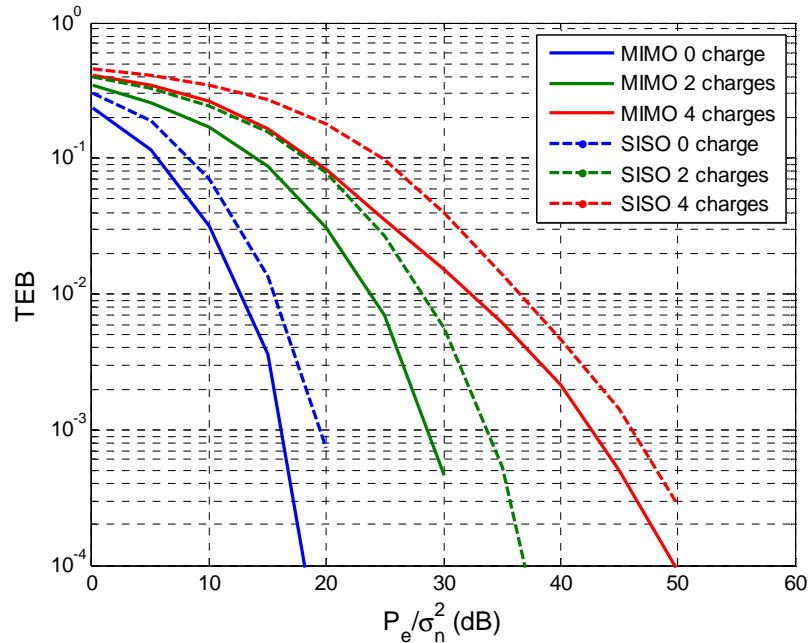


Figure 5.4: Comparaison des performances des modes STBC-MIMO et SISO en fonction de la charge du réseau

III.2. Performances de la technique MIMO-SFBC avec une modulation QPSK-OFDM

La technique SFBC a aussi été étudiée avec le même procédé OFDM sur 916 sous-porteuses. Afin d'éviter de transmettre les informations issues du codeur Alamouti sur deux sous-porteuses adjacentes, un décalage fréquentiel Δf_{SFBC} a été ajouté à la suite du codeur Alamouti. Ce décalage permet de transmettre l'information sur deux sous-porteuses espacées d'une bande de Δf_{SFBC} afin de diminuer la corrélation entre ces sous-porteuses.

Dans un premier temps, une étude paramétrique est réalisée sur ce décalage fréquentiel afin d'optimiser sa valeur. L'étude est menée en fonction de la bande de cohérence minimale, B_c , des matrices H du canal sur toutes les configurations de charges, et dont la valeur est de 550 kHz. Le résultat de la figure 5.5 présente l'intercorrélacion entre la fonction de transfert H_{11} pour le réseau indoor en présence de 4 charges, et cette fonction décalée de Δf_{SFBC} , exprimée en multiple de B_c . On remarque que, comme il était prévisible, l'intercorrélacion des fonctions diminue avec l'augmentation de Δf_{SFBC} . Dans la suite de l'exposé, nous avons utilisé un Δf_{SFBC} de $12 \cdot B_c$, correspondant à un décalage du quart de bande du signal OFDM, afin de garantir une faible corrélation entre les canaux.

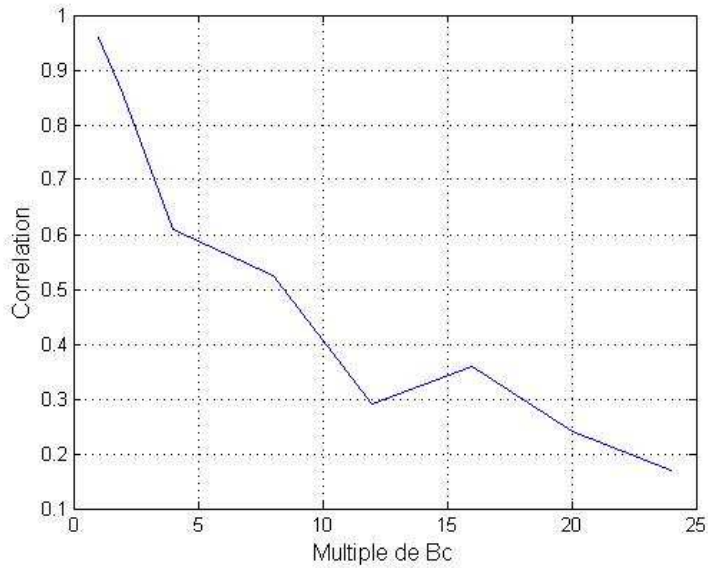


Figure 5.5 : Intercorrélation entre H_{11} et H_{11} décalé en fréquence

Les performances de la technique SFBC sont présentées dans la figure 5.6 et montrent que pour un TEB de 10^{-3} , le mode MIMO nécessite un rapport P_e/σ_n^2 de 16 dB contre un rapport P_e/σ_n^2 de 19 dB pour le mode SISO dans le cas non chargé. Dans le cas 4 charges, les modes MIMO et SISO requièrent respectivement un rapport P_e/σ_n^2 de 30 dB et 46 dB. Cette nette amélioration des performances grâce à la technique SFBC se justifie par la diversité réalisée par le décalage fréquentiel qui permet de compenser les évanouissements fréquentiels particulièrement profonds dans le cas 4 charges.

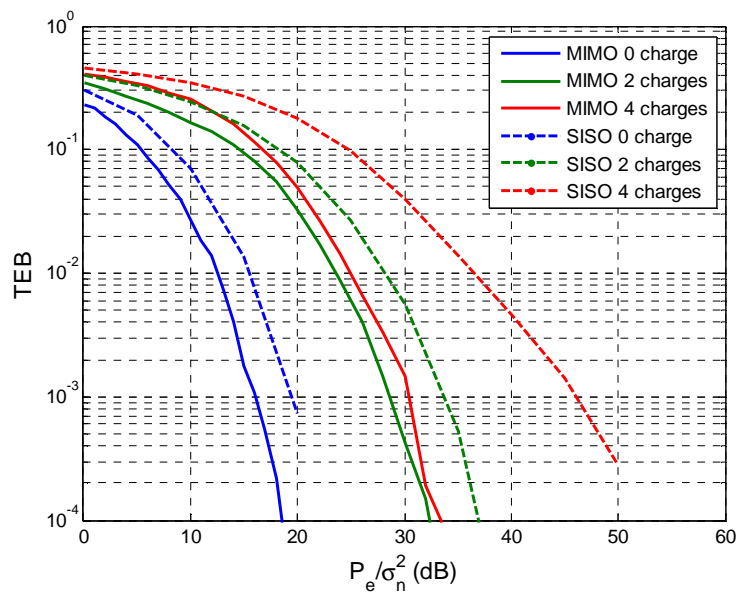


Figure 5.6: Comparaison des performances des modes SFBC-MIMO et SISO en fonction de la charge du réseau

III.3. Performances de la technique MIMO-STBC avec un procédé OFDM associé à une allocation binaire

Comme le canal indoor est sélectif en fréquence, il est apparu intéressant de profiter de la sélectivité fréquentielle du canal pour associer à la technique STBC une allocation binaire sur les sous-porteuses. Celle-ci se réalise en fonction du SNR sur chaque sous-porteuse, ce qui présuppose une connaissance du canal. Cependant l'allocation binaire ne peut s'appliquer qu'à la technique STBC car, pour la technique SFBC, on a choisi des écarts fréquentiels importants pour éviter une forte corrélation, ce qui entraîne des atténuations dans les sous-bandes de H_{ij} de la matrice H très différentes les unes des autres. Il s'avérerait donc délicat d'utiliser une allocation binaire dont la principale caractéristique est de dépendre du rapport signal à bruit dans chaque sous-bande.

La chaîne de transmission MIMO-STBC avec allocation binaire est présentée dans la figure 5.7. La difficulté de l'utilisation de l'allocation binaire en mode MIMO réside dans le choix d'une allocation binaire unique, alors que la matrice H du canal définit 4 gains différents. Dans nos simulations, nous avons utilisé le gain moyen des éléments H_{ij} de H , dans l'algorithme de Fisher Huber [Fis96] qui permet de minimiser le TEB pour une puissance d'injection et un débit déterminés, et ceci en utilisant une table d'allocation binaire la mieux adaptée à la transmission.

Le débit a été fixé 39.4 Mbit/s, débit identique aux précédentes simulations et qui correspondait à une modulation QPSK sur toutes les sous-porteuses et sans codage de canal. L'estimation de la matrice H est supposée être idéale.

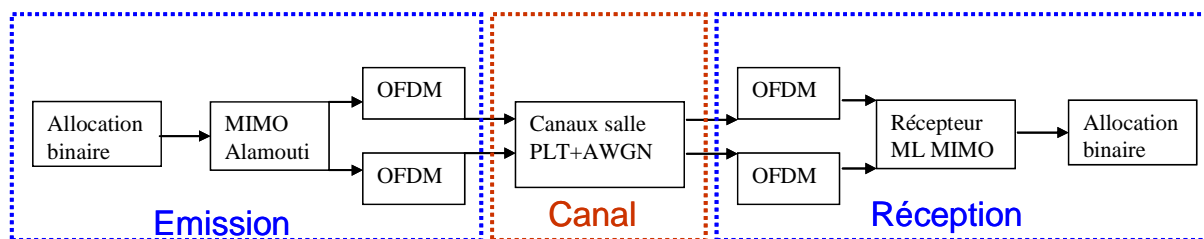


Figure 5.7: Chaîne de transmission MIMO -OFDM avec allocation binaire

Les performances en termes de TEB des modes SISO et MIMO sont présentées dans la figure 5.8 pour les différentes configurations de charges du réseau trifilaire. Comme dans le paragraphe précédent, on constate, que le mode MIMO améliore les performances par rapport au mode SISO. En effet, dans le cas non chargé, pour un TEB cible de 10^{-3} , les modes MIMO et SISO avec allocation binaire nécessitent respectivement un rapport P_e/σ_n^2 de 14 dB et 16 dB. Dans le cas 4 charges, le rapport P_e/σ_n^2 nécessaire est de 26 dB pour le mode MIMO et 40 dB pour le mode SISO.

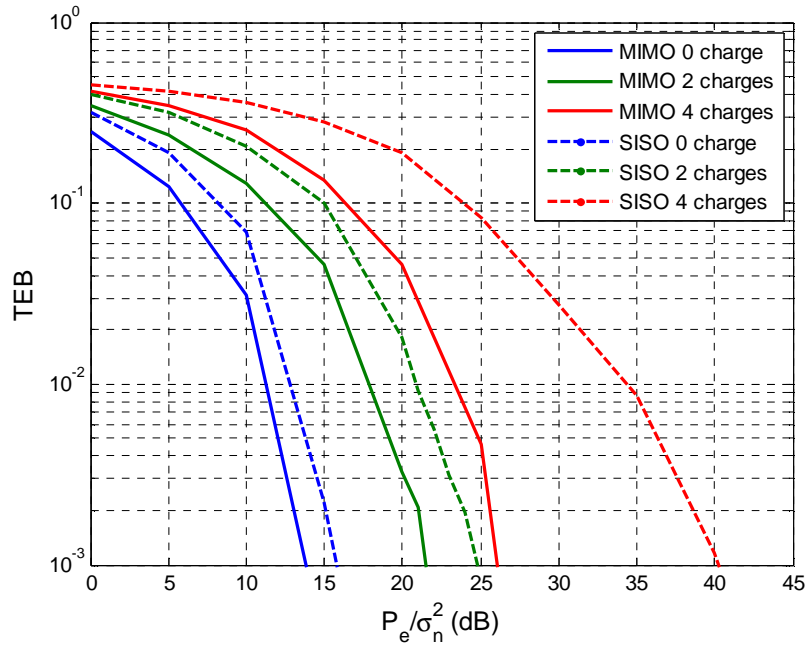


Figure 5.8: Comparaison des performances des modes STBC-MIMO et SISO avec allocation binaire en fonction de la charge du réseau

III.4. Résumé et conclusion quant à l'apport des techniques MIMO sur le réseau indoor

Le tableau 5.1 résume les performances des deux techniques MIMO en fonction des configurations de charge du réseau et de la modulation des sous-porteuses, les données figurant entre parenthèses désignant le gain de diversité par rapport aux performances SISO. Comme nous l'avons déjà signalé, l'atténuation du canal augmente avec le nombre de charges connectées au réseau, ce qui nécessite, à performances identiques, une augmentation de la puissance d'émission.

Pour la technique STBC, on constate que l'allocation binaire améliore les performances de la liaison puisque, pour un même débit d'environ 40 Mbit/s, les rapports P_e/σ_n^2 requis pour les techniques QPSK-STBC et allocation binaire-STBC sont respectivement de 16 et 14 dB dans le cas non chargé et 42 et 26 dans le cas 4 charges. Les meilleurs résultats sont obtenus avec MIMO-STBC avec allocation binaire ce qui implique cependant une connaissance du canal par l'émetteur. Si on souhaite s'affranchir de cette contrainte, la technique MIMO-SFBC avec modulation QPSK donne des performances un peu moins bonnes mais qui restent acceptables. Ce sont donc ces 2 techniques MIMO qui ont été retenues pour traiter le cas du câble triphasé reliant moteur et onduleur.

Tableau 5.1 : Comparaison des techniques STBC et SFBC pour un débit de 40 Mbit/s dans différentes configurations de charge du réseau indoor

Rapport P_e/σ_n^2 en dB pour atteindre un TEB de 10^{-3} et gain de diversité	0 charge	2 charges	4 charges
SISO-QPSK	19	33	46
STBC-QPSK	16 (3)	28 (5)	42 (4)
SISO-allocation binaire	16	25	40
STBC- allocation binaire	14 (2)	22 (3)	26 (14)
SFBC- QPSK	16 (3)	28 (5)	30 (12)

IV. Performances de la transmission MIMO-CPL sur un réseau triphasé

Dans cette partie, les études sont réalisées en introduisant dans le simulateur de liaison, la matrice H mesurée sur le réseau triphasé du L2EP reliant un onduleur et un moteur pour 3 longueurs de câble et en présence de bruit impulsif. Ce dernier est celui mesuré avec les coupleurs capacitifs sur le câble de 20 m, côté convertisseur et présenté figure 5.9. Nous rappelons que la matrice H a été mesurée en introduisant des filtres passe haut de fréquence de coupure 4.4 MHz. La bande de transmission de notre signal est donc comprise entre 5 et 30 MHz. Le nombre de sous-porteuses utiles est de 916.

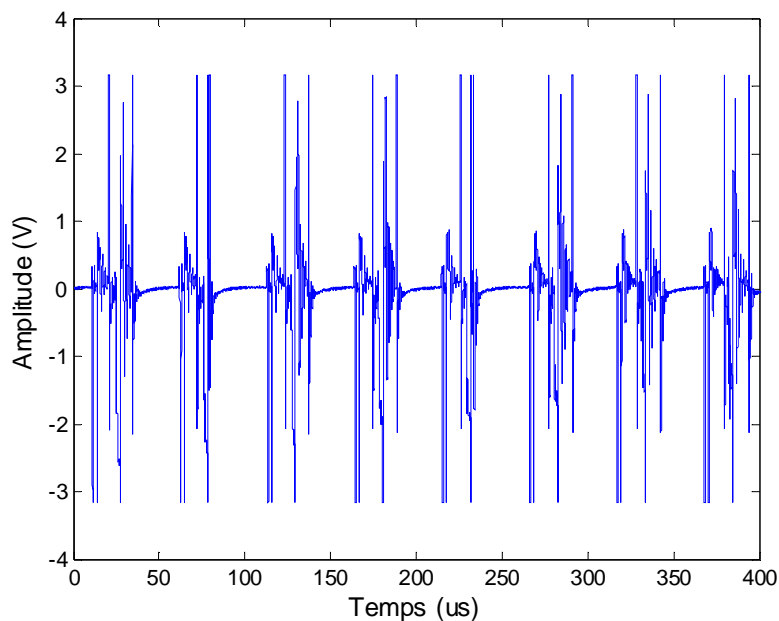


Figure 5.9: Exemple de bruit impulsif mesuré avec un coupleur capacitif

IV.1. Comparaison des techniques STBC avec allocation binaire et SFBC - QPSK en présence de bruit impulsif

Dans ce paragraphe, aucun codage de canal n'est mis en place, le débit brut est donc de 40 Mbit/s. La première technique étudiée est la QPSK-SFBC sur des blocs de données de 520 octets. Les résultats en termes de TEB pour les 3 longueurs de câble sont présentés dans la figure 5.10. Tout d'abord, on constate que les rapports P_e/σ_n^2 nécessaires pour atteindre des TEB inférieurs à 10^{-3} sont importants, les gains d'insertion étant très faibles comme le montraient les figures 2.35 et 2.36. On note un gain de diversité variant de 5 à 8 dB pour un TEB de 10^{-3} dépendant de la longueur du câble. Pour un câble de 3 m, par exemple, dans le mode SISO, le rapport P_e/σ_n^2 requis est de 61 dB, alors qu'il est de 53 dB dans le mode MIMO.

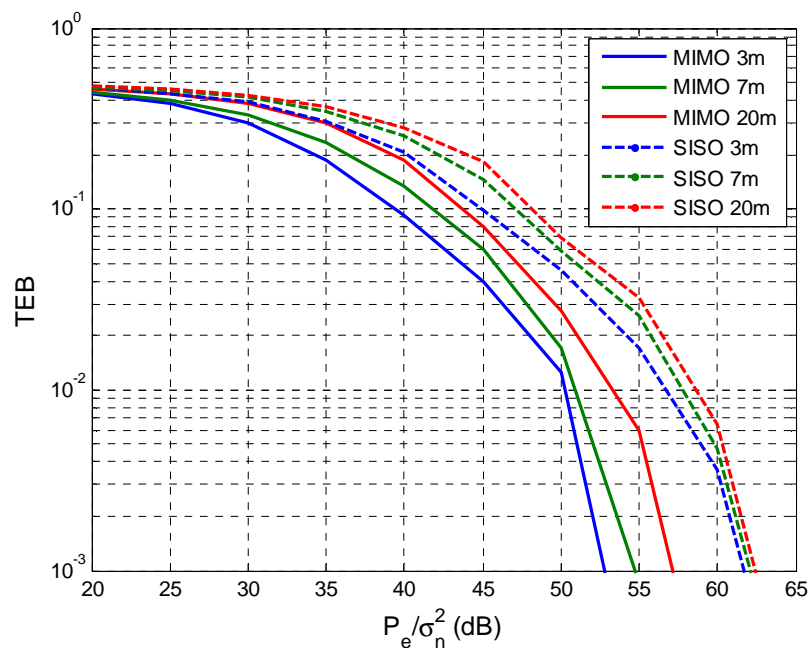


Figure 5.10 : Transmission avec QPSK-SFBC sur un réseau triphasé en présence de bruit impulsif

La seconde technique étudiée est la technique STBC avec allocation binaire, dont les résultats sont présentés dans la figure 5.11. On constate un gain de diversité compris entre 3 et 6 dB en fonction de la longueur du câble.

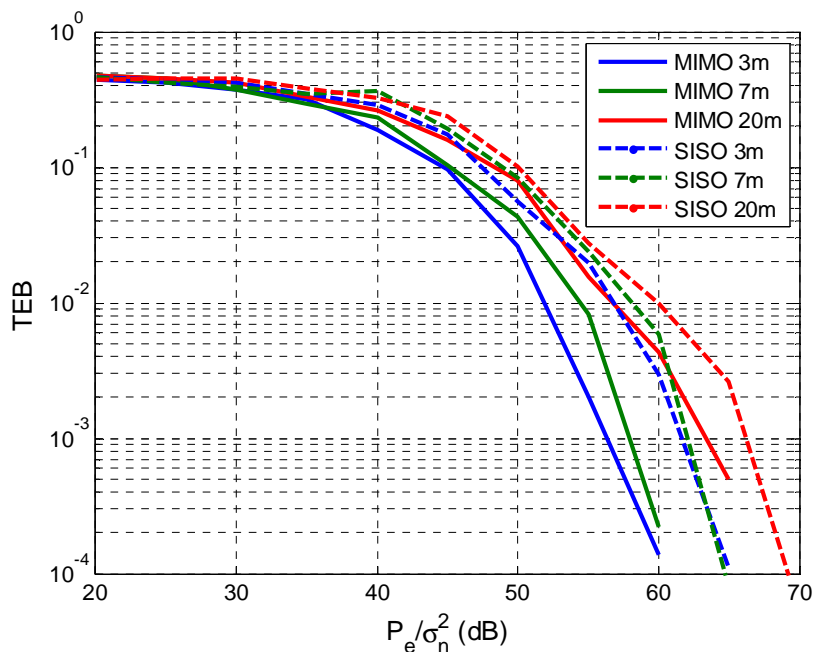


Figure 5.11 : Transmission avec STBC et allocation binaire sur un réseau triphasé en présence de bruit impulsif

Le tableau 5.2 résume les performances obtenues sur le réseau triphasé en présence de bruit impulsif pour les 2 techniques SFBC-QPSK et STBC avec allocation binaire pour un débit de 40 Mbit/s. On observe que la technique SFBC-QPSK possède à la fois les meilleurs gains de diversité, mais aussi les meilleures performances en termes de rapport P_e/σ_n^2 requis pour atteindre un TEB de 10^{-3} , et ce quelle que soit la longueur du câble.

Cependant, il faut aussi relever, qu'en mode SISO, les performances obtenues avec allocation binaire dans le canal triphasé en présence du bruit impulsif sont moins bonnes que les performances avec une modulation QPSK sur l'ensemble des sous-porteuses. Ces résultats sont assez surprenants, et l'on peut supposer que l'allocation binaire réalisée n'est pas optimale, soit parce que l'estimation du SNR est faussée, soit parce que l'algorithme d'allocation binaire utilisé [FIS96] n'est pas adapté dans notre cas. Nous rappelons ici que l'estimation du SNR dans chaque sous-porteuse est idéale : la puissance reçue est la puissance injectée à laquelle on ajoute le gain d'insertion du canal, et la puissance de bruit est celle obtenue grâce au périodogramme réalisé sur les échantillons de bruit mesurés. Une des perspectives de cette thèse est l'amélioration de l'estimation du SNR.

Tableau 5.2 : Comparaison des techniques STBC et SFBC pour un débit de 40 Mbit/s pour différentes longueurs du câble du réseau triphasé et en présence de bruit impulsif

Rapport P_e/σ_n^2 en dB pour atteindre un TEB de 10^{-3} et gain de diversité	3 m	7 m	20 m
SISO-QPSK	61	62	62
SFBC-QPSK	53 (8)	55 (7)	57 (5)
SISO-allocation binaire	62	62	66
STBC- allocation binaire	56(6)	58 (4)	63 (3)

IV.2. Performances du mode ROBO avec transmission MIMO

Enfin, les performances d'une transmission MIMO dans le mode ROBO avec la technique SFBC ont été déterminées. On rappelle que le mode ROBO comporte le turbo codeur de rendement de $\frac{1}{2}$, et une modulation QPSK sur les 916 sous-porteuses. Il supporte donc un débit de 4.9 Mbit/s. Les modules d'émission sont rappelés dans la figure 5.12.

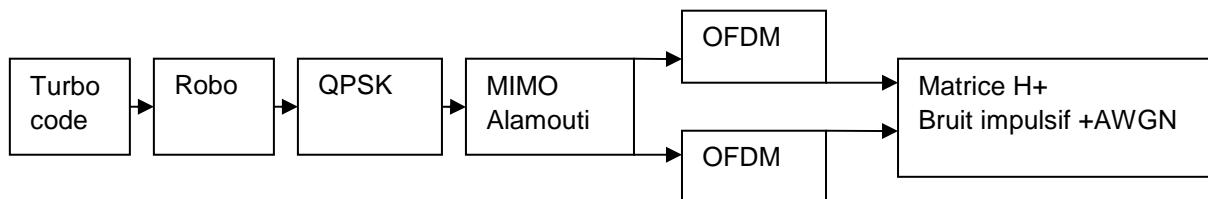


Figure 5.12: Chaîne de transmission ROBO et MIMO -OFDM sur un réseau triphasé

Les performances du mode ROBO associé à la technique SFBC sont présentées dans la figure 5.13. On note un gain de diversité d'environ 5 dB quelle que soit la longueur du câble.

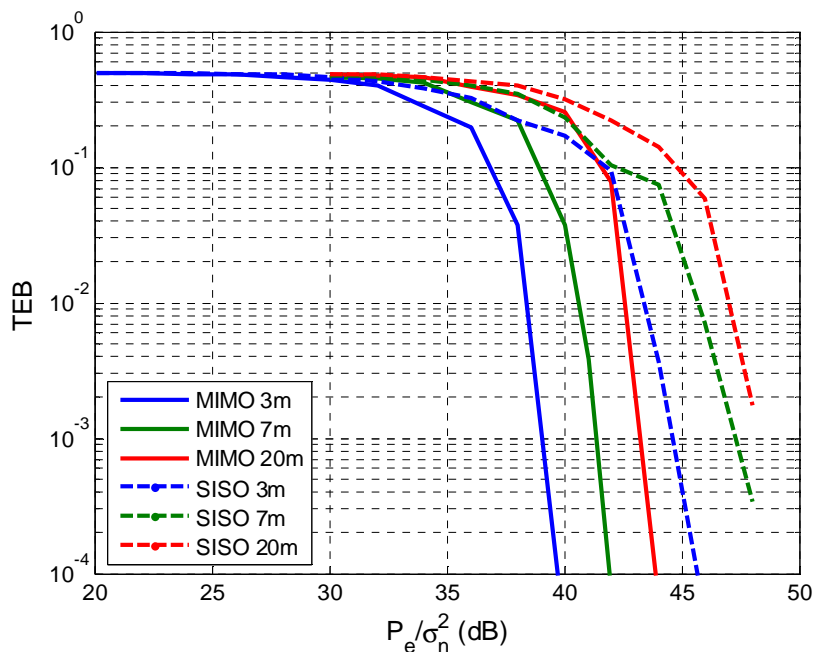


Figure 5.13 : Transmission avec QPSK-SFBC sur un réseau triphasé en présence de bruit impulsif

V. Conclusion

Dans ce chapitre, l'apport de la technique MIMO sur une transmission CPL est mesuré en termes de taux d'erreurs binaires pour des débits de 40 Mbit/s et 5 Mbit/s.

Dans un premier temps, les techniques de codage spatio-temporel STBC avec allocation binaire et SFBC ont été discutées. La technique STBC est étudiée en utilisant une modulation QPSK sur l'ensemble des sous-porteuses, mais aussi une allocation binaire afin de compenser la sélectivité du canal. La technique SFBC est étudiée uniquement en utilisant la modulation QPSK sur les sous-porteuses, mais en ajoutant un décalage fréquentiel entre les symboles pour augmenter la diversité fréquentielle. En présence de bruit blanc et sur un réseau indoor, nous avons montré que les performances des 2 techniques étaient pratiquement équivalentes. Les gains de diversité pour la technique STBC avec allocation binaire par rapport au mode SISO varient entre 2 et 14 dB suivant la charge du réseau, les gains de diversité de la méthode SFBC-QPSK variant entre 3 et 12 dB.

Pour une transmission CPL sur le câble triphasé onduleur – moteur, et en présence de bruit impulsif, on observe des gains de diversité variant de 5 à 8 dB pour la technique SFBC-QPSK et variant de 3 à 6 dB pour la technique STBC avec allocation binaire pour le même débit de 40 Mbit/s. On notera ici qu'aux regards des résultats obtenus en mode SISO, un aspect critique non traité dans ce travail se révèle être l'estimation du SNR dans chaque sous-porteuse permettant de calculer l'allocation binaire.

Enfin, pour le mode ROBO associé à une transmission MIMO-SFBC et pour un débit de 5 Mbit/s, on note un gain de diversité d'environ 5 dB quelle que soit la longueur du câble.

Les gains de diversité obtenus dans ce chapitre peuvent apparaître faibles au regard de la complexité de mise en œuvre d'un système MIMO, mais peuvent s'avérer importants dans des

situations critiques pour lesquelles la puissance d'injection doit être minimisée afin de vérifier des standards CEM. Que ce soit dans le mode robuste pour un débit de 5 Mbit/s ou dans le mode AV pour un débit de 40 Mbit/s, nous avons montré que les performances obtenues avec le mode ROBO ou avec le mode AV avec la techniques SFBC avec décalage fréquentiel offraient des performances similaires aux techniques classiques d'allocation binaire, tout en ne nécessitant pas de connaissance du canal.

Conclusion générale et perspectives

Le travail effectué durant cette thèse se positionne dans le cadre de l'avion « le plus » électrique, voire tout électrique dont l'enjeu est de remplacer la plupart des sources d'énergie pneumatique et hydraulique par des sources d'énergie électrique. Les objectifs de cette innovation sont de réduire la consommation de kérosène et les coûts de maintenance, d'augmenter la fiabilité des équipements, et de réduire la pollution.

Dans ce cadre, nous nous sommes intéressés à la faisabilité d'une transmission CPL sur un câble de puissance entre un convertisseur et un moteur. Afin de caractériser le canal de transmission en termes d'atténuation du canal et de bruit généré par un convertisseur MLI, plusieurs campagnes de mesures ont été menées en collaboration avec nos partenaires de l'industrie aéronautique, comme Hispano, Bugatti et Safran Engineering Services.

Les distributions des paramètres caractéristiques du bruit impulsif comme l'amplitude, la pseudo-fréquence, la durée et l'interarrivée des impulsions ont été déduites des mesures. Il a ainsi été montré que la tension d'alimentation de l'onduleur n'a d'impact que sur l'amplitude des impulsions. Par contre, la longueur du câble a une influence sur la pseudo-fréquence et la durée des impulsions, que la vitesse de rotation avait un effet sur les temps d'interarrivée des impulsions. On a observé que les pseudo-fréquences des impulsions mesurées sont comprises entre 1 et 5 MHz, et peuvent donc impacter fortement la partie basse du spectre CPL si toute la bande (2 – 30 MHz), spécifiée dans le standard HPAV, est utilisée. De même, les durées moyennes des impulsions varient entre 1 et 5 μ s. Les temps d'interarrivée varient entre 2 et 30 μ s et sont donc inférieurs à la durée d'un symbole OFDM. Il en résulte que chaque symbole OFDM sera perturbé par au moins une impulsion de bruit. Suite à cette analyse, un modèle paramétrable de bruit a été élaboré.

Les gains d'insertion ont été mesurés pour 2 types de transmission : entre 2 fils de phase (transmission SISO), ou en utilisant 2 paires de fils (transmission MIMO). Cette étude a été menée non seulement sur le câble triphasé reliant l'onduleur au moteur, mais également sur un réseau « indoor ». Même pour les câbles courts, les gains médians d'insertion sont importants puisqu'ils valent respectivement – 27 dB si on utilise un couplage capacitif et – 43 dB si l'injection et la réception se font grâce à une pince de courant. Une optimisation des coupleurs prenant en compte les impédances de l'onduleur et du moteur devrait être menée.

Comme nous l'avons signalé à maintes reprises dans ce document, le point le plus critique pour la qualité de la liaison est la présence du bruit impulsif. Deux méthodes d'écrêtage de signaux et une méthode de suppression du bruit ont été étudiées. La simulation numérique de la transmission montre que la méthode de suppression de bruit précédée d'un écrêtage des signaux reçus est la méthode la plus performante, en offrant un gain de 6 dB en puissance d'émission par rapport une transmission sans traitement. Ensuite, nous nous sommes intéressés aux performances du standard HomePlug AV dans ses deux modes, robuste (ROBO) et haut débit (AV), en présence du bruit impulsif. Ainsi, si une

application de contrôle-commande par exemple, nécessite une communication robuste avec un débit de 5 Mbit/s, nous avons montré qu'une transmission SISO avec le mode ROBO associé au module optimisé de suppression de bruit, offre de bonnes performances. En effet, si on suppose un canal plat, donc un gain d'insertion indépendant de la fréquence, un TEB de 10^{-3} est atteint pour un rapport de 5.3 dB entre puissance reçue et puissance du bruit de fond (puissance du bruit blanc entre chaque impulsion de bruit). Pour atteindre un débit de 20 Mbit/s, ce rapport devrait être égal à 16 dB, cet optimum étant obtenu avec une allocation binaire associée avec un turbo codage.

Pour augmenter la robustesse de la liaison, et donc minimiser le taux d'erreurs, la technique de transmission MIMO 2x2 associée au codage d'Alamouti espace – temps (STBC) ou espace - fréquence (SFBC), a été étudiée. On a montré que, pour un débit de 5 Mbit/s, une transmission dans le mode ROBO associé à la méthode MIMO-SFBC et une modulation QPSK, offrait un gain de diversité de 5 dB pour une liaison sur le câble triphasé convertisseur – moteur, tout en présentant l'avantage de ne pas nécessiter la connaissance du canal à l'émetteur. Une perspective de cette étude serait de chiffrer les temps de latence et les temps de reconfiguration d'un tel système, afin de les confronter à des spécifications avioniques. De plus, on pourrait envisager d'optimiser la technique STBC pour tirer profit des périodes sans impulsion, en diminuant par exemple la durée d'un symbole OFDM. Enfin, l'allocation binaire, même si elle possède l'inconvénient de nécessiter une connaissance du canal à l'émetteur, s'est montrée potentiellement intéressante, mais l'algorithme d'allocation et la méthode d'estimation de la matrice de transfert du canal sont à optimiser.

Bibliographie

- [ANT11] M. Antoniali, A. M. Tonello, M. Lenardon and A. Qualizza, "Measurements and analysis of PLC channels in a cruise ship," *Proc. of IEEE ISPLC Conf.*, Udine, Italy, pp. 102-107, April 2011.
- [BAH74] L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," *IEEE Trans. Inform.Theory*, vol. IT-20, pp. 284-287, 1974.
- [BAR08] S. Barmada, A. Gaggelli, A. Musolino, R. Rizzo, M. Raugi and M. Tucci, "Design of a PLC system onboard trains: Selection and analysis of the PLC channel," *Proc. of IEEE ISPLC Conf.*, Pisa, Italy, pp. 13-17, April 2008.
- [BAR10] S. Barmada, L. Bellanti, M. Raugi, and M. Tucci, "Analysis of powerline communication channels in ships," *IEEE Trans. on Vehicular Techno.*, vol. 59, no. 7, pp. 3161 – 3170, 2010.
- [BAT11] C. Batard, N. Ginot, M. A. Mannah, and M. Machmoum, "Power line communication concept over an inverter-fed induction machine," *European J. of Electrical Eng.*, 2011, 14, (6), pp. 757-779
- [BEL11] Michel BELTRAMINI, « Contribution à l'optimisation de l'ensemble convertisseur/filtres de sortie vis à vis des contraintes CEM avion », thèse de doctorat, *Institut National Polytechnique de Toulouse*, 2011.
- [BRO99] P.A. Brown, "Power line Communications- Past Present and Future", *Proc. of IEEE ISPLC Conf*, Lancaster, UK, pp.1-8, March/April 1999.
- [BUC11] C. Buccella, V. De Santis, M. Feliziani, "Channel characterization of power line communications over in-vehicle wire harness," *Proc. of IEEE EMC Europe*, York, UK, pp. 204-207, 26-30 September, 2011.
- [CAN10] A. Canova, N. Benvenuto, P. Bisaglia, "Receivers for MIMO-PLC channels: Throughput comparison," *Proc. of IEEE ISPLC Conf*, pp.114-119, 28-31 March 2010.
- [CEPCA] Consumers Electronics Powerline Communication Alliance website : <http://www.cepca.org>.
- [CHE94] S. Chen, E Zhong, T.A. Lipo," A new approach to motor condition monitoring in induction motor drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.30, No. 4, pp.905-911, July/August 1994.
- [COA99] N.G Coakley, R.C. Kavanagh, "Real-time control of a servosystem using the inverter-fed power lines to communicate sensor feedback," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol.46, no.2, pp.360-369, Apr 1999.
- [DAM08] M. D'Amore, K. Gigliotti, M. Ricci and M. S. Sarto, "Feasibility of broadband power line communication aboard an aircraft," *Proc. of EMC Europe Conf.*, pp. 1-6, Sept. 2008.
- [DEG02t] V.Degardin, "Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension". Thèse de doctorat, *Université des Sciences et Technologies de Lille*, 2002.
- [DEG02] V. Degardin, M. Lienard, A. Zeddami, F. Gauthier, P. Degauque, "Classification and characterization of impulsive noise on indoor powerline used for data communications," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol.48, no.4, pp. 913- 918, Nov 2002.
- [DEG06] V. Degardin, P.Laly, M. Lienard, P. Degauque, "Impulsive noise on in-vehical power lines: characterization and impact on communication performance", *Proc. of IEEE ISPLC Conf.*, pp 222-226, 26-29 March 2006.

- [DEG07] V. Degardin, P.Laly, M. Lienard, P. Degauque, "Performances of the HomePlug PHY Layer in the Context of in-vehicle Powerline Communications", *Proc. of IEEE ISPLC Conf.*, 26-28 March, Pisa, Italy pp, 93-98, 2007.
- [DEG08] V. Degardin, M. Lienard, P. Degauque, E.O Simon and P. Laly, "Impulsive Noise Characterization of In-Vehicle Power Line", *IEEE trans. On Electromagnetic Compatibility*, vol. 50, no4, pp. 861- 868, 2008.
- [DEG10] V. Degardin, E.P. Simon, M. Morelle, M. Liénard, P. Degauque, I. Junqua, S. Bertuol, "On the possibility of using PLC in aircraft, " *Proc. of IEEE ISPLC Conf.*, pp.337-340, 28-31 March 2010.
- [DEG12] V. Degardin, I. Junqua, M. Lienard, P. Degauque, and S. Bertuol, "Theoretical approach to the feasibility of power line communication in aircrafts", *IEEE Trans. on Vehicular Techno*, to be published, doi: 10.1109/TVT.2012.2228245, 2012.
- [DO160] EUROCAE-ED-14G, RTCA/DO-160G, "Environmental conditions and test procedures for airborne equipment," 2011.
- [DOO10] N. Doorgah, C. Voltaire, F. Costa, N. Gazel, R Meuret ; "EMI circuit modeling of a power train on composite ground plane", *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*; Fort Lauderdale, FL; 25-30 July 2010.
- [DOS01] K. Dostert, "PowerLine Communications", Prentice- Hall, first edition, USA, 2001.
- [ELG10] O. Elgezabal and A. Sanz, "Modeling and simulating power line communications on civil aircraft: First steps," in *Proc. of the IEEE Digital Avionics Systems Conf.*, pp. 5.B.5-1 - 5.B.5-16, 3-7 Oct. 2010.
- [FAL04] L. Faleiro; "Initial Research towards a More Electrical Aircraft, " *More Electrical Aircraft Conference*, Royal Aeronautics Society, RAES, April 2004.
- [FIS96] R. Fischer, J. B. Huber, "A New Loading for Discrete Multitone Transmission," *Proc. IEEE, Globecom'96*, London, pp 724-728, Nov. 1996.
- [FOS96] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Bell Labs Syst. Tech. J.*, vol. 1, p. 41-59, Autumn 1996.
- [GAL04] S. Galli, T. Banwell, and D. Waring, "Power Line based LAN onboard the NASA space shuttle," *Proc. of the IEEE Vehicular Techno. Conf.*, Milan, pp. 970-974, May 2004.
- [GEN08] J. Génoulaz, "Contribution à l'Étude du Rayonnement des Câbles Soumis aux Signaux de l'Électronique de Puissance dans un Environnement Aéronautique", Thèse de Doctorat, *Université de Lille1*, 2008.
- [GIN10] N. Ginot, M. A. Mannah, C. Batard, and M. Machmoum, "Application of power line communication for data transmission over PWM network", *IEEE Trans. on Smart Grid*, 2010, 1, (2), pp. 178-185
- [Gla05] A. Glavieux, "Codage de canal : des bases théoriques aux turbocodes", France, Hermes science, 2005, ISBN : 978-2-7462-0953-5.
- [GOL96] G. H. Golub and C. F. V. Loan. Matrix computations (3rd ed.). *Johns Hopkins University Press*, Baltimore, MD, USA, ISBN 0-8018-5414-8. 1996.
- [GRA04] G. Grandi, D. Casadei, U.Reggiani, "Common and differential-mode HF current components in AC motors supplied by voltage source inverters", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol.19, n 1, pp. 16 - 24, January 2004.
- [HAG89] J. Hagenauer, P. Hoeher "A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications », *Proc. IEEE GLOBECOM*, Dallas, TX, pp. 47.11-47.17, Nov 1989.
- [HAS10] R. Hashmat, P.Pagani, A. Zeddani, T. Chonavel, « Measurement and Analysis of Inhome MIMO PLC Channel Noise », *Fourth Workshop on Power Line Communications*, Boppard, Germany, Septembre 2010.
- [HPAV] HomePlug Alliance (en ligne), <http://www.homeplug.org>
- [HUC05] T. Huck, J. Schirmer, T. Hogenmuller, K. Dostert, "Tutorial about the Implementation of a Vehicular High Speed Communication System, " *Proc. of IEEE ISPLC Conf.*, Vancouver, Canada. pp. 162-166, 2005.

- [JON06] C. H. Jones, "Communications over aircraft power lines," *Proc. of IEEE ISPLC Conf.*, pp.149-154, 2006.
- [KON10] C. Konate, A. Kosonen, J. Ahola, M. Machmoum, and J. F Diouris, "Power line communication in motor cables of inverted-fed electric drives", *IEEE Trans. on Power Delivery*, 25, (1), pp.125-131, 2010.
- [KOS08] A. Kosonen, M. Jokinen, J. Ahola, M. Niemelä, and J. Toukonen, "Ethernet-based broadband power line communication between motor and inverter", *IET Electr. Power Appl.*, vol. 2, no. 5, pp. 316–324, 2008.
- [KOS10a] A. Kosonen, and J. Ahola, "Comparison of signal coupling methods for power line communication between a motor and an inverter", *IET Electr. Power Appl.*, 2010, 4, (6), pp. 431-440.
- [KOS10b] A. Kosonen, J. Ahola, "Communication Concept for sensors at an inverter-fed electric utilizing power-line communication and energy harvesting", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Issue 99, pp 1-8, 2010.
- [LAN05] O. Langlois, E. Foch, X. Roboam , H. Piquet, « De l'avion plus électrique à l'avion tout électrique : état de l'art et prospective sur les réseaux de bord, » *J3eA, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes*, Volume 4, Hors-Série 1, 2005.
- [LIE08] M. Lienard, M. Olivas Carrion, V. Degardin, and P. Degauque, "Modeling and analysis of in-vehicle power line communication channels," *IEEE Trans. on Vehicular Techno.*, vol. 57, pp. 670-679, 2008.
- [LIN06] C. Lin, H. Chu, S. Yen, M. Lu, J. Yao, H. Chen, "Robust Video Streaming over Power Lines," *Proc. of IEEE ISPLC Conf.*, Orlando, USA, vol., no., pp.196-201, 2006.
- [MAN11] M. A. Mannah, C. Batard, N. Ginot, and M. Machmoum: "A plc-based method for data transmission over a pulsewidth-modulated network", *IEEE Trans. on Power Delivery*, 26, (4), pp. 2259-2266, 2011.
- [MAR00] Y. Maryanka, "Wiring reduction by battery power line communication," in *Proc. Passenger Car Elect. Architecture IEE Semin.*, Jun. 21, pp. 8/1–8/4, 2000.
- [MAT02] H. Matsuo , D. Umehara, M. Kawai, Y. Morihiro, "An Iterative Detection for OFDM over Impulsive Noise Channel," *Proc. of IEEE ISPLC Conf.*, Athens, Greece, March 27-29, pp. 213-217, 2002.
- [MOI08] I. Moir, A.G. Seabridge, "Aircraft systems: mechanical, electrical, and avionics subsystems integration", 3rd Ed (4 April 2008), Wiley-Blackwell (an imprint of John Wiley & Sons Ltd), 2008.
- [MOR09] M. Moreau, "Modélisation haute fréquence des onduleurs d'énergie. Application à l'étude des émissions conduites vers le réseau,." Thèse de doctorat, *Ecole Central de Lille*, 2009.
- [OLI06] M. Olivas Carrion, " Communications sur le réseau d'énergie électrique d'un véhicule : modélisation et analyse du canal de propagation", thèse de doctorat, *Université Lille1*, 2006.
- [OMA06] B. O'Mahony, "Field Testing of High-Speed Power Line Communications in North American Homes," *Proc. of IEEE ISPLC Conf.*, Orlando, USA, pp.155-159, 2006.
- [PAP03] I.C. Papaleonidopoulos, C.N. Capsalis, C.G. Karagiannopoulos, N.J. Theodorou, , "Statistical analysis and simulation of indoor single-phase low voltage power-line communication channels on the basis of multipath propagation," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on* , vol.49, no.1, pp. 89- 99, Feb. 2003.
- [RAP96] T.S. Rappaport; "Wireless Communication Principle and practice", Prentice Hall PTR, 1996.
- [RAU06] M. Raugi, M. Tucci, "Power-line communications channel estimation and tracking by a competitive neural network," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol.52, no.4, pp.1213-1219, Nov. 2006.

- [REN11] D. Rende, A. Nayagam, K. Afkhamie, L. Yonge, R. Riva, D. Veronesi, F. Osnato, P. Bisaglia, "Noise correlation and its effect on capacity of inhome MIMO power line channels," *Proc. of IEEE ISPLC Conf.*, vol., no., pp.60-65, 3-6 April 2011.
- [REV04] B. Revol, J.Roudet, J.L. Schanen, P. Loizelet, «EMI study of a three phase inverter-fed motor drivers », *IEEE Industry Applications Conference*, vol. 4,3 -7 October, pp.2657 – 2664, 2004.
- [ROS07] J.A. Rosero, J.A. Ortega,E. Aldabas,L. Romeral "Moving towards a more electric aircraft", *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol: 22, Issue: 3, pp 3-9, 2007.
- [ROU1897] J. Routin, C.E.I. Brown, " Power Line Signalling Electricity meters, " UK Patent Office, British Patent No. 24833, 1897.
- [RUB02] A. Rubin, « Implementing automotive protocols for communications over noisy battery power lines » *Proc. of the 22nd convention of electrical and electronic Eng.*, Israel, p. 306, 2002.
- [SAF07] "Safran magazine n°1", disponible en ligne : http://www.safran-group.com/IMG/pdf/mag1_complet-2.pdf, juin 2007.
- [SAN99] M.G. Sanchez, L. De Haro, M.C Ramon, A. Mansilla, C.M Ortega, D. Olivier, "Impulsive noise measurements and characterization in a UHF digital TV channel," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol.41, no.2, pp.124-136, May 1999.
- [STA08] L. Stadelmeier, D. Schill, A. Schwager, D. Schneider, J. Speidel, "MIMO for Inhome Power Line Communications," Source and Channel Coding (SCC), *2008 7th International ITG Conference on*, vol., no., pp.1-6, 14-16 Jan. 2008.
- [TAUPE] EU FP7 project TAUPE Web-site. <http://www.taupe-project.eu/>, 2010.
- [THO1905] C. thoradson « Meters, » US US Patent Nos. 784712 and 784713, 1905.
- [UPA] Universal Powerline association (en ligne), <http://www.upapl.org>.
- [WAL03] J.W. Wallace, M.A Jensen, "MIMO capacity variation with SNR and multipath richness from full-wave indoor FDTD simulations," *IEEE Int. Symp. On Antennas and Propagation Society*, vol.2, no., pp. 523- 526 vol.2, 22-27 June 2003.
- [WEE06] Y. Weens, "Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les onduleurs électroniques de puissance", Thèse de doctorat, *Université Lille1*, 2006.
- [WOL12] J. Wolf, "Power Line Communication (PLC) in space — Current status and outlook," Aerospace EMC, *Proc. ESA Workshop on*, vol., no., pp.1-6, 21-23 May 2012.
- [X10] <http://www.x10.com/homepage.htm>

Annexe A1 : Mesure de la matrice H dans les configurations 1, 2 et 3 charges

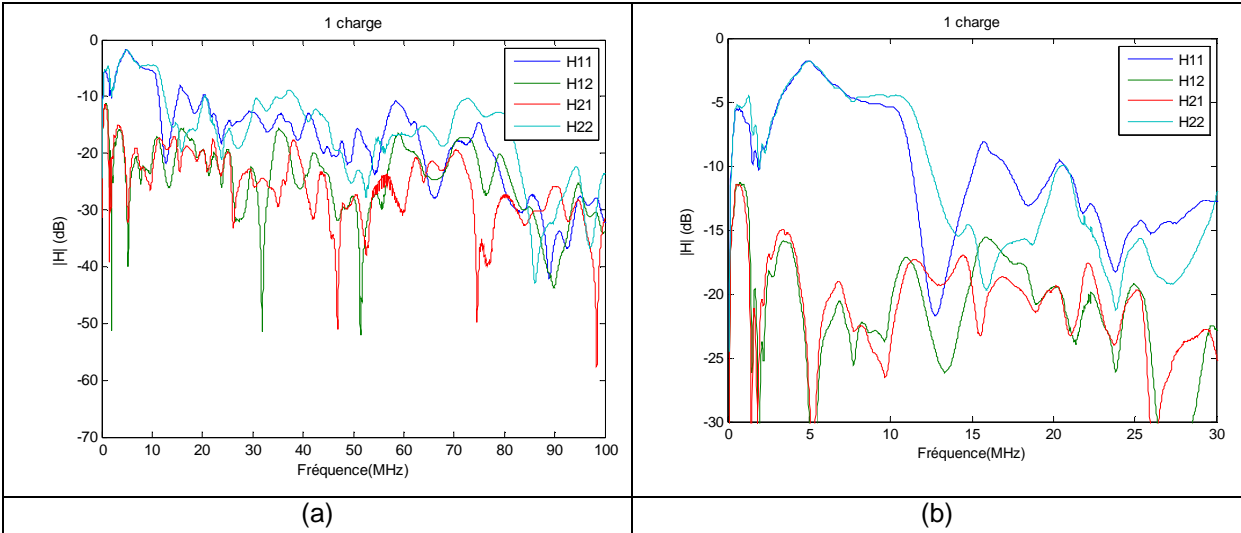


Figure A1.1 :Gain d'insertion avec une prise chargée
(a) sur la bande [100 kHz - 100 MHz] et (b) sur la bande [100 kHz – 30 MHz]

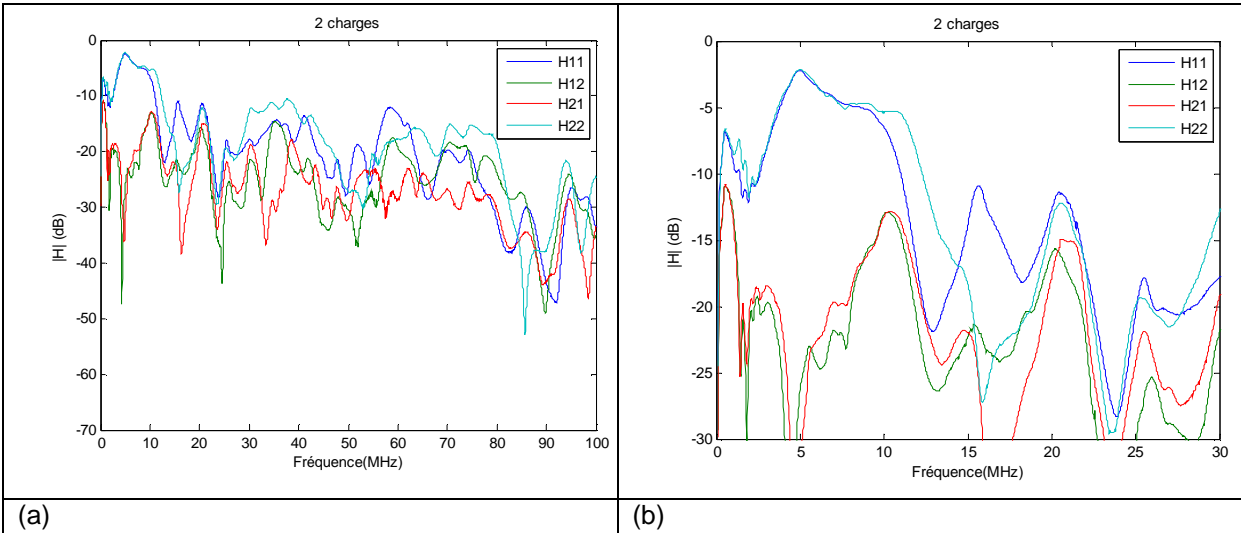


Figure A1.2 : Gain d'insertion avec 2 prises chargées
(a) sur la bande [100 kHz - 100 MHz] et (b) sur la bande [100 kHz - 30 MHz]

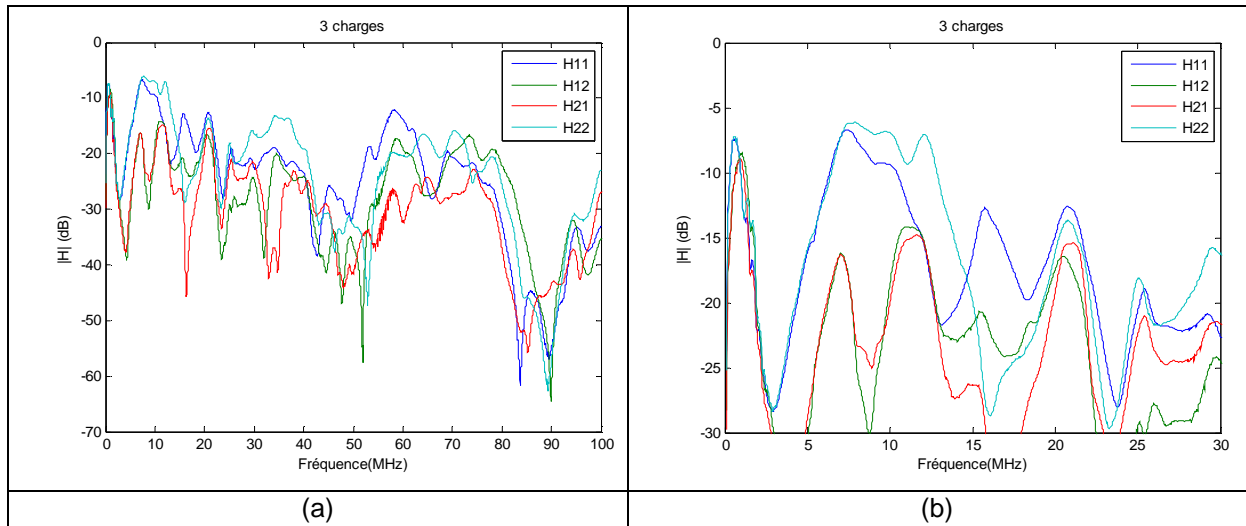


Figure A1.3 :Gain d'insertion avec 3 prises chargées
(a) sur la bande [100 kHz - 100 MHz] et (b) sur la bande [100 kHz – 30 MHz]

Annexe A2 : Seuil et DSC d'un bruit blanc

Nous avons déterminé au chapitre 3 qu'un seuil de 40 mA est requis pour extraire les impulsions de bruit impulsif du bruit de fond. Dans cette annexe, ce bruit de fond est assimilé à un bruit blanc, dont nous allons déterminer la DSP ou la DSC au moyen d'une étude paramétrique sous Matlab.

Grâce à la fonction `wgn`, nous pouvons simuler des échantillons de bruit blanc gaussien et réel échantillonnés à la fréquence de 200 MHz. Un exemple de ligne de code est donné ici :

```
Bruit = wgn(100000,1,P,'dBm','real') ;
```

Cette ligne permet de simuler un vecteur de 100000 échantillons de bruit réels de puissance P dBm. La figure A2.1 présente les distributions cumulatives complémentaires des amplitudes des échantillons de bruit blanc simulés pour 3 puissances de bruit différentes. On observe ainsi que pour les puissances de -4, -10, -16 dBm, la probabilité que les amplitudes des échantillons soient supérieures respectivement à 20, 40 et 80 mA est de 10^{-4} . Une probabilité de 10^{-4} apparaît raisonnable pour définir la puissance de notre bruit blanc.

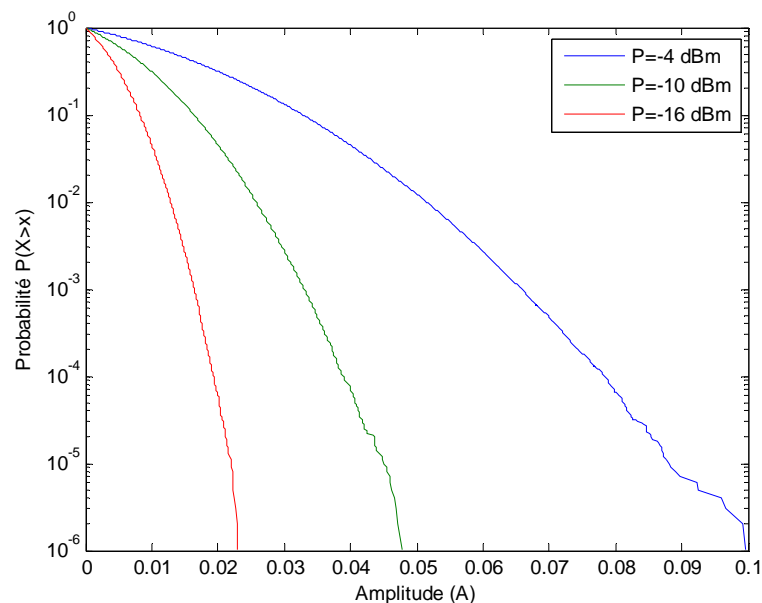
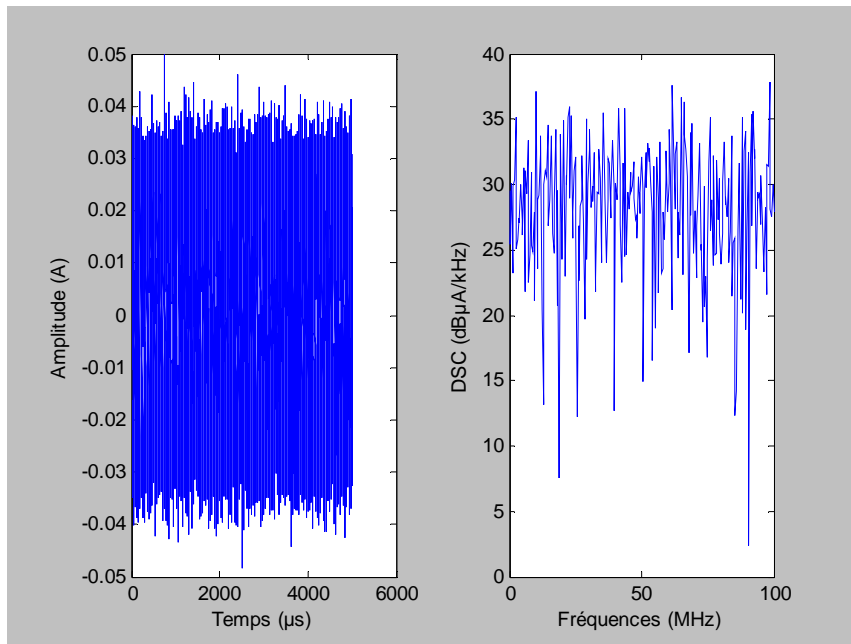


Figure A2.1 : cdf des amplitudes des échantillons de bruit pour différentes puissances

Si la puissance de notre bruit blanc est calculée à $P=-10$ dBm dans 100 MHz de bande, sa DSP est donc de -90 dBm/Hz. D'après l'annexe A5, on peut définir alors sa DSC à 30 dB μ A/kHz. La figure A2.2 représente le bruit blanc de DSC égale à 30 dB μ A/kHz dans le domaine temporel et fréquentiel.



**Figure A2.2 : Simulation d'un bruit blanc de DSC=30 dBμA/kHz-
représentation temporelle et fréquentielle**

Annexe A3 : Modèle de bruit et validation pour le câble de 7 m

Dans cette annexe, le dimensionnement des paramètres du modèle de bruit est réalisé à partir de l'analyse caractéristique du bruit impulsif mesuré en courant sur le banc de mesure du L2EP sur le câble de 7m avec une tension d'alimentation de 200V et une vitesse de rotation de 50Hz.

1) Détermination des paramètres

Les amplitudes A_m des impulsions primaires de front montant (IPFM) sont modélisées au moyen d'une loi normale de moyenne μ_m égale à 3.15 et de variance 0.21. Les amplitudes A_d des impulsions primaires de front descendant (IPFD) sont modélisées au moyen d'une loi normale de moyenne 0.09 et de variance 0.012. La figure A3.1 montre en bleu l'histogramme des amplitudes mesurées et en rouge les distributions normales modélisées.

Le coefficient d'atténuation β , symbolisant l'atténuation due au couplage entre les phases, est calculé à 6.61 dB.

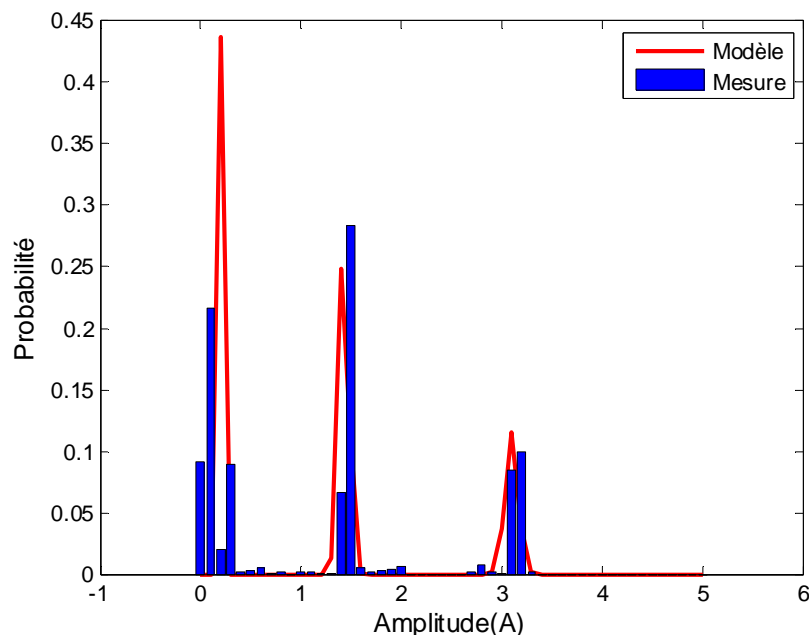


Figure A3.1 : Modélisation des amplitudes des impulsions primaires et secondaires- câble de 7 m

Les fréquences F_m et F_d des impulsions issues des fronts montants et des fronts descendants sont modélisées au moyen de loi normale de moyenne respectivement 3.44 et 0.37. La figure A3.2

montre en bleu l'histogramme des amplitudes mesurées et en rouge les distributions normales modélisées.

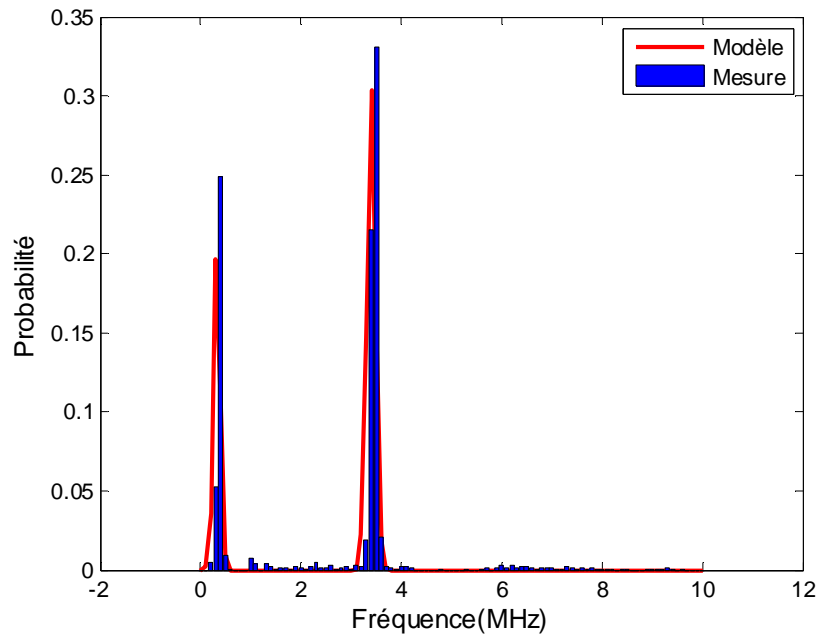


Figure A3.2 : Modélisation des pseudo-fréquences des impulsions primaires et secondaires-câble de 7 m

Les facteurs d'amortissement τ_m et τ_d sont comme pour le câble de 3 m respectivement fixés à 0.5 et 1. Le tableau suivant présente le résumé des valeurs des paramètres utilisées pour la modélisation du bruit impulsif pour notre cas d'étude.

Tableau A3.1 : Paramètres du modèle de bruit- Configuration L2EP-7m-200V-50Hz

Paramètres MLI		Paramètres de la sinusoïde amortie			
Fe	50 Hz		Amplitude (A)	Pseudo-fréquence (MHz)	Facteur d'amortissement
Fh	20 kHz	IPFM	N (3.15, 0.21)	N (3.44, $5.8 \cdot 10^{-3}$)	0.5
Δ	4.25 μ s	IPFD	N (0.09, 0.12)	N (0.37, $4.4 \cdot 10^{-3}$)	1

2) Validation du modèle

Les figures A3.3 et A3.4 présentent les segments de bruit modélisé et mesuré dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel sur une période électrique. On constate que la forme générale du bruit, les amplitudes des différentes périodes de la sinusoïde électrique et l'impact fréquentiel sont respectés par le modèle.

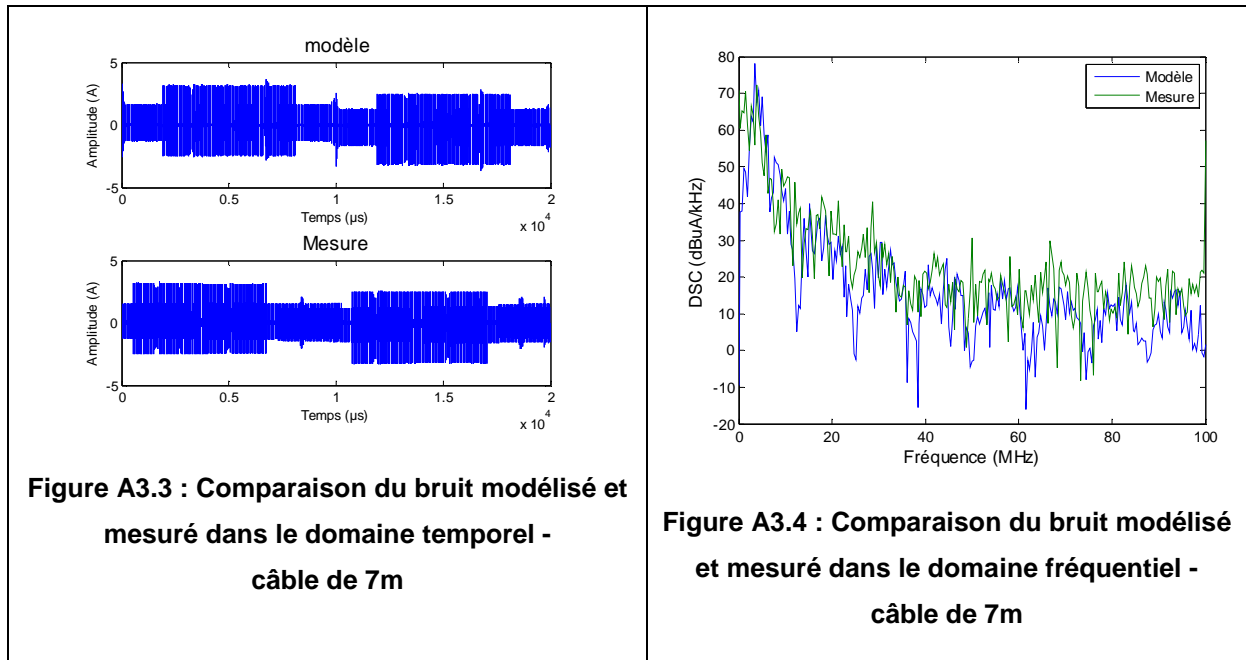


Figure A3.3 : Comparaison du bruit modélisé et mesuré dans le domaine temporel - câble de 7m

Figure A3.4 : Comparaison du bruit modélisé et mesuré dans le domaine fréquentiel - câble de 7m

Les figures A3.5 et A3.6 présentent les comparaisons des distributions respectivement des durées et des TIA. On observe une bonne adéquation entre les distributions issues des mesures et celles issues du modèle de bruit.

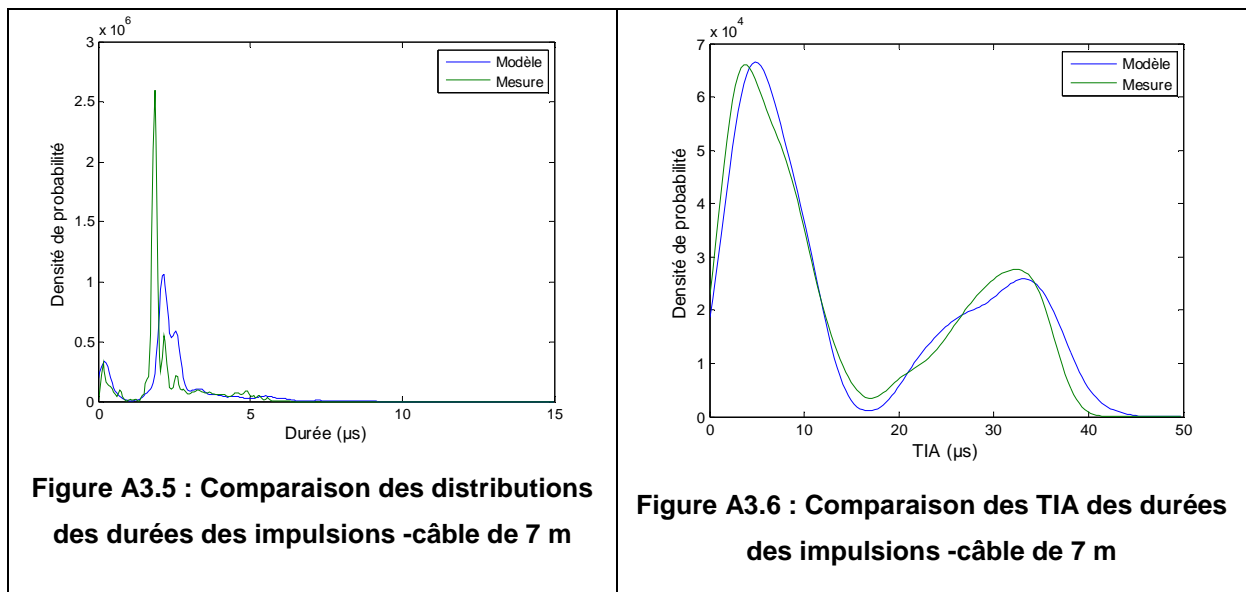


Figure A3.5 : Comparaison des distributions des durées des impulsions -câble de 7 m

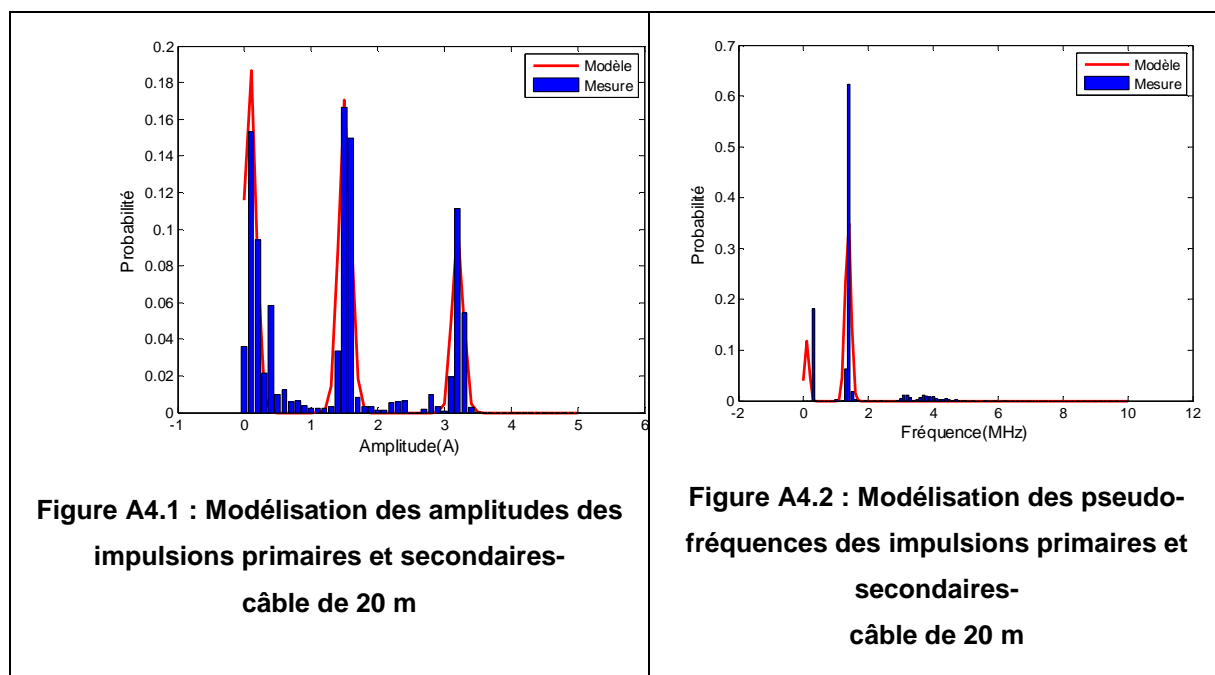
Figure A3.6 : Comparaison des TIA des durées des impulsions -câble de 7 m

Annexe A4 : Modèle de bruit et validation pour le câble de 20 m

Dans cette partie, le dimensionnement des paramètres du modèle de bruit est réalisé à partir de l'analyse caractéristique du bruit impulsif mesuré en courant sur le banc de mesure du L2EP sur le câble de 20 m avec une tension d'alimentation de 200 V et une vitesse de rotation de 50 Hz.

1) Détermination des paramètres

Les amplitudes A_m des impulsions primaires de front montant (IPFM) sont modélisées au moyen d'une loi normale de moyenne μ_m égale à 3.22 et de variance 0.04. Les amplitudes A_d des impulsions primaires de front descendant (IPFD) sont modélisées au moyen d'une loi normale de moyenne 0.16 et de variance 0.03. La figure A4.1 montre en bleu l'histogramme des amplitudes mesurées et en rouge les distributions normales modélisées. Le coefficient d'atténuation β , symbolisant l'atténuation due au couplage entre les phases, est calculé à 6.35 dB.



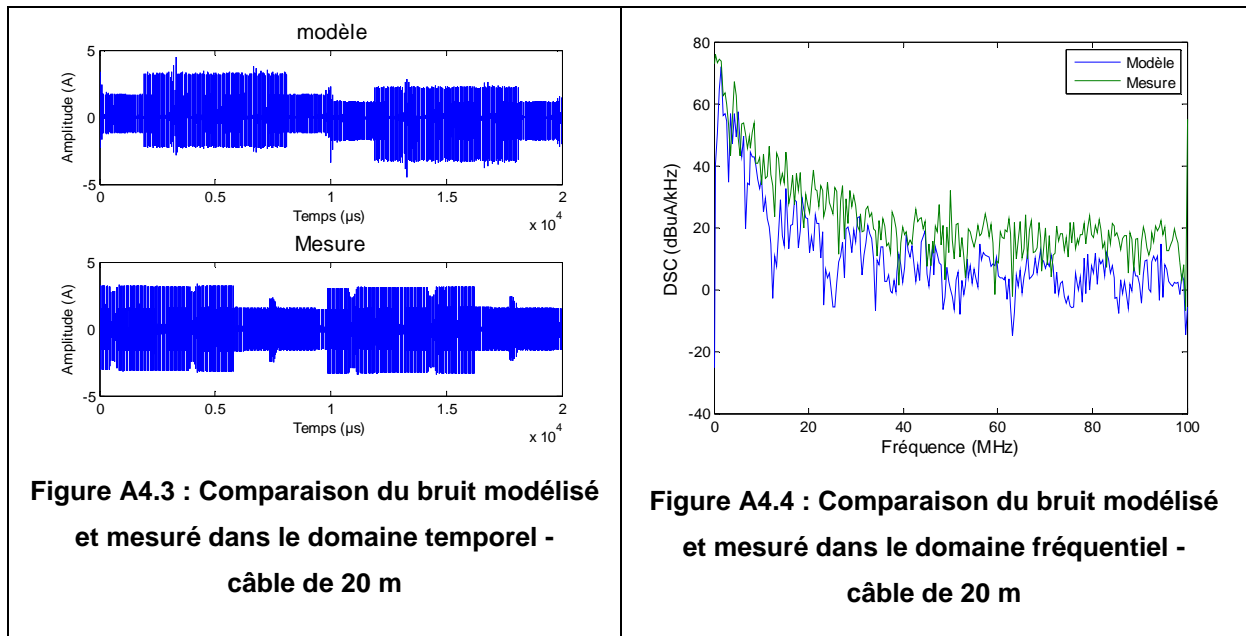
Les facteurs d'amortissement τ_m et τ_d sont respectivement fixés à 0.75 et 1.5. Le tableau suivant résume les valeurs des paramètres utilisées pour la modélisation du bruit impulsif pour notre cas d'étude.

Tableau A4.1 : Paramètres du modèle de bruit- Configuration L2EP-20m-200V-50Hz

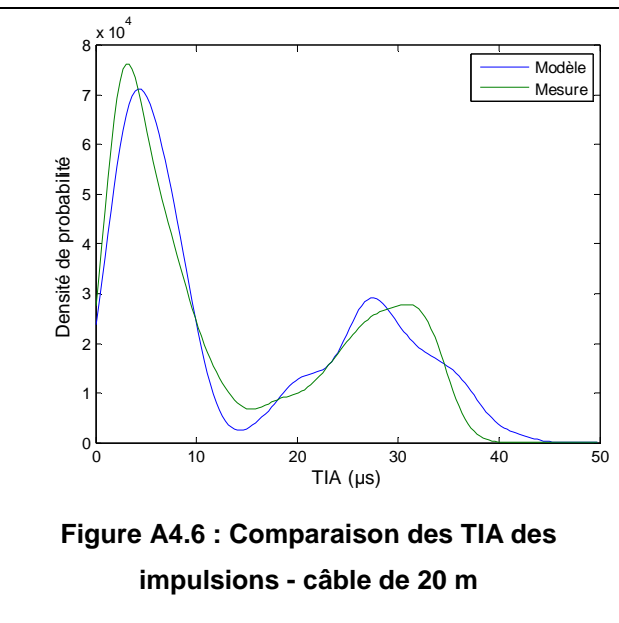
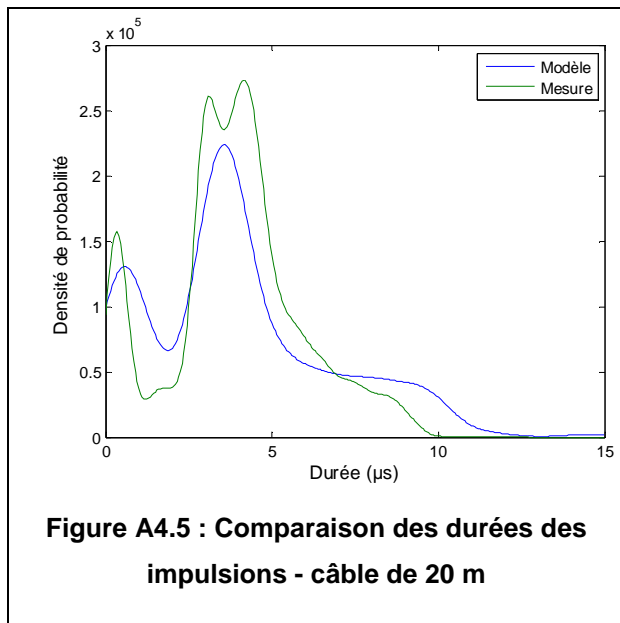
Paramètres MLI		Paramètres sinusoïde			
Fe	50 Hz		Amplitude (A)	Pseudo-fréquence (MHz)	Facteur d'amortissement
Fh	20 kHz	IPFM	N (3.22, 0.04)	N (1.4, $3.6 \cdot 10^{-3}$)	0.75
Δ	4.25 μ s	ISFD	N (0.16, 0.03)	N (0.15, $6.0 \cdot 10^{-3}$)	1.5

2) Validation du modèle

Les figures A4.3 et A4.4 présentent les segments de bruits modélisé et mesuré dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel sur une période électrique. On constate que la forme générale du bruit, les amplitudes des différentes périodes de la sinusoïde électrique et l'impact fréquentiel sont respectées par le modèle.



Les figures A4.5 et A4.6 présentent les comparaisons des distributions respectivement des durées et des TIA. On observe une bonne adéquation entre les distributions issues des mesures et celles issues du modèle de bruit.



Annexe A5 : Densité spectrale de courant et densité spectrale de puissance

Voici les différentes étapes de conversion d'une DSC en DSP. On rappelle ici que la DSC s'exprime en $\text{dB}\mu\text{A} / \sqrt{\text{kHz}}$, cependant par simplification, on notera $\text{dB}\mu\text{A}/\text{kHz}$.

$$\text{Soit } DSC(I) = x \text{ dB}\mu\text{A} / \sqrt{\text{kHz}}$$

$$DSC(I) = \frac{10^{\frac{x}{20}} * 10^{-6}}{\sqrt{10^3}} \text{ A} / \sqrt{\text{Hz}}$$

$$DSP(I) = \left(\frac{10^{\frac{x}{20}} * 10^{-6}}{\sqrt{10^3}} \right)^2 \text{ A}^2 / \text{Hz}$$

$$\text{Soit dans } 1\Omega, DSP(I) = 10^{\frac{x}{10}} * 10^{-12} \text{ mW} / \text{Hz}$$

$$\text{D'où } DSP(I) = 10 * \log_{10} \left(10^{\frac{x}{10}} * 10^{-12} \right) \text{ dBm} / \text{Hz}$$

On obtient donc $DSP(I) = (x - 120) \text{ dBm} / \text{Hz}$ si x est exprimé en $\text{dB}\mu\text{A} / \sqrt{\text{kHz}}$.