



HAL
open science

Réseaux d'énergie embarqués dans les systèmes de transport : communication et diagnostic passif par Courant Porteur en Ligne (CPL)

Navish Lallbeeharry

► **To cite this version:**

Navish Lallbeeharry. Réseaux d'énergie embarqués dans les systèmes de transport : communication et diagnostic passif par Courant Porteur en Ligne (CPL). Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université de Lille, 2018. Français. NNT : 2018LILUI070 . tel-03624173

HAL Id: tel-03624173

<https://theses.hal.science/tel-03624173>

Submitted on 30 Mar 2022

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

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

THÈSE

pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Lille

Spécialité: Micro et Nanotechnologies, Acoustique et Télécommunications
préparée à l'Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie

Par

Navish Lallbeeharry

Réseaux d'énergie Embarqués dans les Systèmes de Transport : Communication et Diagnostic Passif par Courant Porteur en Ligne (CPL)

Thèse dirigée par :
Prof. Virginie Dégardin (Université de Lille)

Soutenue le 5 Décembre 2018 devant la commission d'examen.
Composition du jury:

Mr. Jean-Charles Le Bunetel	Professeur à l'Université de Tours	Rapporteur
Mr. Christophe Batard	Maitre de Conférences HDR à l'Université de Nantes	Rapporteur
Mme Véronique Moeyaert	Professeur à l'Université de Mons	Examineur
Mr. Pierre Dégauque	Professeur à l'Université de Lille	Examineur
Mr. Jérôme Génoulaz	Advanced Research Manager (SAFRAN E&P)	Invité
Mr. Christophe Trebosc	Electronics & Software Unit Manager (SAFRAN E&P)	Invité
Mme. Virginie Dégardin	Professeur à l'Université de Lille	Directrice de thèse

Remerciements

C'est le moment de fermer ce chapitre de ma vie en remerciant toutes les personnes qui m'ont accompagné et soutenu pendant.

Je remercie ma directrice de thèse, Madame Virginie Dégardin de m'avoir confié ce travail de recherche. Merci pour ton aide, tes remarques et conseils précieuses, merci pour ta disponibilité et ton soutien inégalé pendant ces trois années. Ce fut un honneur de travailler avec une personne aussi brillante que toi.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur Christophe Trebosc et l'ensemble de l'équipe Direction Technique EWIS EURASIA de Safran Electrical & Power de m'avoir accueilli dans les locaux de l'entreprise pendant cinq mois. Un grand merci à Sylvain, Hervé, Jérôme, Emmanuel, Farad, Thomas et sans oublier l'équipe de Futsal. Je remercie l'ensemble des collègues de Safran qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Je remercie Monsieur Jean Charles Le Bunetel, Professeur à L'Université de Tours, et Monsieur Christophe Batard, professeur à l'Université de Nantes, d'avoir accepté de rapporter mon travail de thèse. Je remercie aussi Madame Véronique Moeyaert, Professeur à L'Université de Mons et Monsieur Pierre Dégauque Professeur émérite de l'université de Lille d'avoir accepté de juger mon travail de thèse.

Merci à tous mes collègues du TELICE, Emmanuelle, Martine, Davy, Eric, Pierre, Lamine. Je pense aussi à Ali, Rose, Shiqi, Grecia et Frederic. Merci pour tous les moments agréables que nous avons passé ensemble. Merci à tous les stagiaires que j'ai pu côtoyer durant ces trois années.

Tout cela n'aurait jamais pu se réaliser sans la confiance et le soutiens de ma famille. Je remercie mon très cher papa et ma très chère maman pour leurs

encouragements, merci d'avoir embrasé toutes mes réussites et échecs sans distinction. Je tiens à remercier mes oncles et tantes qui se sont toujours intéressés à mon parcours.

A toi ma chère Pauline, un grand merci de m'avoir toujours soutenu. Un grand merci aux enfants Manon et Chloé. Je remercie Maryse, Miguel, JB, Julie, Louis, Paul, Martin, Elise, Raphaëlle, Camille, Jerem, Preety, Jeremy et Matthew. Un grand merci à mes amis Cheng et Ana Alcala pour tous les moments inoubliables.

Un immense merci à une personne spéciale qui m'a accompagné dans toutes mes galères ainsi que les bons moments. Je remercie donc mon frère Mervin de m'avoir toujours soutenu. Tu as toujours été présent frère et je te remercie infiniment du fond du coeur de m'avoir jamais abandonné. Je sais que je peux compter sur toi peu importe la situation.

Finalement, je remercie le seigneur de m'avoir donné le courage durant toutes ces années.

Résumé

Dans le contexte des avions plus électriques de nouvelle génération, connus sous la dénomination MEA (More Electrical Aircraft), 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 des câbles et des connexions supplémentaires, avec des conséquences en termes de poids, de fiabilité et de maintenance. Les besoins de communication et la surveillance des réseaux électriques sont ainsi devenus une des priorités du monde de l'aéronautique. Dans ce contexte, une solution envisageable pour pallier à ces besoins de communication croissant tout en limitant le poids, consiste à combiner la transmission des données avec celle de la puissance et qui est souvent appelée « transmission par courant porteur en ligne » (CPL).

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse portent dans un premier temps sur la fiabilisation de la technologie CPL et dans un second temps sur le diagnostic de réseaux filaires en utilisant le CPL dans le contexte aéronautique. Il s'agit tout d'abord de réaliser un travail concernant la synchronisation OFDM dans une chaîne de communication CPL pour les données de systèmes avioniques. L'objectif de l'étude est de fiabiliser le lien CPL en respectant les contraintes de temps de latence imposées par le domaine aéronautique. Un dimensionnement des paramètres du lien CPL a d'abord été réalisé tout en prenant en compte le cahier des charges issu de notre collaborateur industriel SAFRAN Electrical & Power. Nous avons introduit des erreurs de fréquence d'échantillonnage afin d'estimer les effets d'une désynchronisation sur le taux d'erreurs binaires. Ensuite une optimisation d'un algorithme d'estimation de l'erreur a été étudiée. Réalisée en mode aveugle c'est à dire sans l'utilisation des symboles ou sous porteuses pilotes, cette technique d'estimation nous permet d'avoir une estimation du déphasage subi par les symboles à la réception, et pour atteindre des taux d'erreurs de 10^{-3} avec correction du déphasage, la puissance émise ne doit être supérieure que de 2 à 3 dB par rapport au cas de référence sans erreur de synchronisation, quelle que soit la valeur de l'erreur de fréquence d'échantillonnage dans des canaux aéronautiques.

La seconde partie de la thèse est consacrée à la surveillance des réseaux filaires embarqués, l'objectif étant d'utiliser la communication CPL comme moyen de détection de défaut. Nous avons centré notre étude sur la détection d'un défaut suite à un arc électrique, modélisé par une résistance parallèle, et donc connectée entre les 2 fils du bifilaire CPL, ou d'un défaut dans une connectique, modélisé par une résistance série sur un fil de la bifilaire. Contrairement à la réflectométrie, technologie principalement adressée pour la détection de défaut dans les câbles et qui se basent sur le traitement des signaux réfléchis sur un canal de transmission, nous nous sommes focalisés sur l'étude des signaux transmis. Nous avons conçu une stratégie de détection de défaut sur un câble sur la base d'une comparaison entre les estimations de la fonction de transfert du canal sain, et celles du canal avec défaut et qui sont déduites des caractéristiques des signaux CPL reçus. Afin de disposer des caractéristiques de canaux avec et sans défaut, un banc de test représentatif d'un harnais multibranches a été conçu avec différents échantillons de défauts résistifs. Nous avons proposé plusieurs coefficients de détection de défauts basés sur la corrélation, et la distance euclidienne ainsi qu'un algorithme aveugle basé sur les symboles reçus. Afin d'éviter des cas de fausse alarme ou d'absence de détection, des seuils de détection ont été discutés. Les différents coefficients de détection et les seuils ont été comparés et éprouvés en présence de bruit blanc en termes de la puissance émise, et du taux de détection. Nous avons proposé ainsi une stratégie de détection basée sur l'utilisation concomitante et redondante de 2 coefficients de détection avec une utilisation systématique de l'algorithme aveugle pendant la transmission d'information pour une surveillance continue du canal et une utilisation d'un

coefficient basé sur la corrélation pendant l'envoi de trames pilotes pour une surveillance ponctuelle du canal.

Sommaire

Liste des Abbreviations.....	11
Table des figures.....	13
Table des Tableaux.....	15
Introduction Générale.....	17
Chapitre 1 : Systèmes embarqués avioniques et CPL.....	21
1.1 Introduction.....	21
1.2 Sources et génération d'énergie dans un avion.....	21
1.2.1 Les sources primaires d'énergie.....	23
1.2.2 Le réseau électrique embarqué au sein d'un avion.....	24
1.3 Systèmes de communications avioniques.....	26
1.3.1 Les réseaux avioniques de l'ADCN.....	28
1.3.2 Le bus CAN.....	29
1.3.3 Le réseau AFDX.....	29
1.4 Introduction à la technologie CPL.....	31
1.4.1 Principe et historique du CPL.....	31
1.4.2 Les CPL à bande large et les standards HomePlug.....	32
1.4.3 Intérêt de l'utilisation CPL en aéronautique.....	33
1.5 Bibliographie.....	36
Chapitre 2 : Dimensionnement et synchronisation du système OFDM.....	41
2.1 Introduction.....	41
2.2 Chaîne de transmission CPL.....	42
2.2.1 Principe de la transmission d'un signal OFDM.....	42
2.2.2 Caractéristiques du système OFDM.....	46
2.2.3 Description et caractérisation des canaux TAUPE.....	48
2.2.4 Performances dans un canal multi-trajets avec estimation du canal....	52
2.3 La synchronisation dans les systèmes OFDM.....	53
2.3.1 Les différentes erreurs de synchronisation.....	53
2.3.2 Simulation et impact d'une erreur de fréquence d'échantillonnage.....	56
2.3.3 Estimation et correction de l'erreur de SFO.....	58
2.4 Conclusion.....	65
2.5 Bibliographie.....	67
Chapitre 3 : Méthodes de détection pour la surveillance des réseaux filaires.....	69

3.1	Introduction	69
3.2	Les câbles en aéronautique	70
3.2.1	Les éléments de défaillance en aéronautique	70
3.2.2	Les catégories de défauts	72
3.3	Banc de test de détection de défaut	73
3.3.1	Mise en œuvre des échantillons de défauts	75
3.3.2	Analyse des éléments constitutifs du banc	76
3.3.3	Analyse des mesures de transmission sur le tronçon Point à Point [AD] 78	
3.3.4	Analyse des mesures de transmission du réseau en Y	82
3.4	Etat de l'art des méthodes de diagnostic des câbles	87
3.4.1	Les différentes techniques de réflectométrie	87
3.4.2	Diagnostic de défaut par transmission CPL	89
3.5	Méthodes de détection de défaut	90
3.5.1	Caractéristiques du système OFDM	90
3.5.2	Impact d'un défaut résistif sur la liaison CPL	92
3.5.3	Présentation des coefficients de détection	94
3.5.4	Mise au point des méthodes de détection dans le réseau point à point [AD] 95	
3.5.5	Performances des méthodes de détection proposées dans un réseau Y 106	
3.5.6	Première optimisation : Effet du retournement temporel	109
3.5.7	Seconde optimisation : Effet de l'augmentation de la bande de fréquence 113	
3.6	Conclusion	114
3.7	Bibliographie	116
	Conclusion générale et perspectives	119
	Productions scientifiques	123
	Annexe A : Régression linéaire	125

Liste des Abbreviations

A

ADCN	Aircraft Data Communication Network
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AFSA	Air Force Safety Agency
APU	Auxiliary Power Unit
ARINC	Aeronautical Radio, Incorporated
AFDX	Avionics Full Duplex switched Ethernet

B

BAG	Bandwidth Allocation Gap
BCRU	Battery Charger Rectifier Unit
BER	Bit Error Rate

C

CFO	Carrier Frequency Offset
CLS	Cabin Lighting System
CEM	Compatibilité Electromagnétique
CAN	Controller Area Network
CPL	Courant Porteur en Ligne
CP	Cyclic Prefix
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance

D

DVB	Digital Video Broadcasting
-----	----------------------------

E

EPU	Emergency Power Unit
EWIS	Electrical Wiring Interconnection System

F

FDR	Frequency Domain Reflectometry
FFT	Fast Fourier Transform
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave

G

GMW	GateWay Module
-----	----------------

H

HPAV	HomePlug Audio Video
------	----------------------

I

ICI,	Inter Carrier Interference
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IDG	Integrated Drive Generator
IMA	Integrated Modular Avionics
IOM	Input/Output Module
ISI	Inter Symbol Interference

L

LIN	Local Interconnect Network
LRM	Line Replaceable Module
LRU	Line Replaceable Unit

M

MAC	Media Access Control
MCTDR	Multi Carrier Time Domain Reflectometry
MEA	More Electrical Aircraft
MOST	Media Oriented System Transport
MSR	Mixed Signal Reflectometry

O

OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OMTDR	Orthogonal Multitone Time Domain Reflectometry

P

PDFDR	Phase Detection Frequency Domain Reflectometry
-------	--

Q

QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying

R

RAT	Ram Air Turbine
RS	Reed Solomon

S

SE&P	Safran Electrical & Power
SFO	Sampling Frequency Offset
SSTDR	Spread Spectrum Time Domain Reflectometry
STDR	Sequence Time Domain Reflectometry
SWR	Standing Wave Reflectometry
STO	Symbol Timing Offset

T

TAUPE	Transmission in Aircraft on Unique Path Wires
TDMA	Time Domain Multiple Access
TDR	Time Domain Reflectometry)
TEB	Taux Erreur Binaire
TELICE	Télécommunications Interférences et Compatibilité Electromagnétiques
TS	Training Symbol

U

UPA	Universal Powerline Alliance
-----	------------------------------

V

VANET	Vehicular Ad-hoc Networks
VFG	Variable Frequency Generator
VT	Virtual Terminal
VNA	Vector Network Analyzer

W

WT	Water Treeing
----	---------------

Table des figures

Figure 1-1 : Evolution des besoins en énergie électrique [20]	22
Figure 1-2 : Répartition géographique des énergies au sein d'un avion conventionnel [20]	22
Figure 1-3 : Illustrations des types de moteurs : (a) turbopropulseur avec hélice [23], (b) turboréacteur (Rolls Royce Trent 900) sur l'A380 [24]	23
Figure 1-4 : Répartition des sources d'énergie électrique au sein d'un avion.....	24
Figure 1-5 : Architecture "plus électrique" inspirée d'un Airbus A380 [22]	25
Figure 1-6 : Architecture IMA déployée sur l'Airbus A380 [35]	27
Figure 1-7 : Organisation des réseaux dans l'architecture IMA	28
Figure 1-8 : Schéma structurel du réseau ARINC 429	28
Figure 1-9 : Liens virtuels sur les liens physiques [35]	29
Figure 1-10 : Réseau AFDX redondé.....	30
Figure 1-11 : Architecture HPAV [43]	33
Figure 2-1: Spectre d'un signal OFDM.....	43
Figure 2-2 : Illustration de la protection contre les ISI assurée par le CP.....	45
Figure 2-3 : Schéma de la transmission OFDM	47
Figure 2-4 : Schéma de l'architecture du réseau modélisé [7].....	49
Figure 2-5 : Gain d'insertion des 3 canaux TAUPE étudiés	50
Figure 2-6 : Profil de puissance normalisé du canal 1	51
Figure 2-7 : Format de la trame d'émission avec N_T symboles pilotes.....	52
Figure 2-8 : Performances de l'estimation du canal dans un environnement multi trajets	53
Figure 2-9 : Dérive fenêtre FFT dû à un décalage temporel.....	54
Figure 2-10 : Performances de la liaison pour différentes erreurs de synchronisation dans un canal gaussien	57
Figure 2-11 : Constellation QPSK (a) erreur de 10 ppm et (b) erreur de 20 ppm	58
Figure 2-12 : Principe de la dérive en présence d'une erreur d'échantillonnage	59
Figure 2-13 : Retard théorique pour une erreur de 10 ppm en fonction du symbole émis	59
Figure 2-14 : Principe de l'algorithme d'estimation aveugle	60
Figure 2-15 : Différence de phase entre X' et X'' pour P_e/P_n de 30 dB – à 10 ppm.....	61
Figure 2-16 : Erreur quadratique moyenne pour différentes valeurs de N_i avec $P_e/P_n=30$ dB et une erreur SFO de 10 ppm	62
Figure 2-17 : Performance de l'estimation SFO dans les 3 canaux TAUPE	62
Figure 2-18 : Performance de l'estimation des retards pour différents rapports P_e/P_n à 10 ppm	63
Figure 2-19 : Erreur quadratique moyenne pour différents rapports P_e/P_n à 10 ppm	63
Figure 2-20 : Erreur quadratique moyenne pour différents ppm à $P_e/P_n=30$ dB	64
Figure 2-21 : Performances de correction dans le canal 1	65
Figure 2-22 : Performance de correction dans les canaux 2(a) et 3(b).....	65
Figure 3-1: Evolution de la puissance électrique embarquée [1].....	70
Figure 3-2: Répartition des composants contribuant aux accidents d'avions [4]	71
Figure 3-3 : Répartition des défauts dans les câbles aéronautiques selon US NAVY [6]	71
Figure 3-4: Fissure et effet du frottement des câbles (a) et effet d'une tension excessive (b) [6].....	72
Figure 3-5: Exemple d'un circuit ouvert [7]	72
Figure 3-6: Exemple de perte d'isolant (a) et défaut d'écrasement (b) [7]	73
Figure 3-7: Schéma du banc de test de détection de défaut	74
Figure 3-8: (a) photos du banc complet, (b) zoom sur le banc.....	74
Figure 3-9: Schéma de la chaîne de mesure complète	75
Figure 3-10: Variation du gain d'insertion pour le DRB18 seul et le DRB18 avec 6 monofilaires sur le tronçon [AB].....	77
Figure 3-11 : Evolution du S21 avec l'ajout des éléments du banc de mesure	78
Figure 3-12: Gain d'insertion pour les différents défauts sur le segment [AD]	79
Figure 3-13 : Réponse impulsionnelle du réseau [AD] avec défaut franc	80
Figure 3-14 : Réponse impulsionnelle du réseau [AD] avec défaut franc avec zéro padding	81
Figure 3-15 Réponse impulsionnelle du réseau [AD] avec défauts non francs connectés en série	82
Figure 3-16: Réponse impulsionnelle du réseau [AD] avec défauts non francs connectés en parallèle	82
Figure 3-17 : Banc de mesure avec emplacement des baluns	83
Figure 3-18 : Gain d'insertion du réseau [AC] (a) défaut série en D1 (b) défaut parallèle en D1 (c) défaut série en D2 (d) défaut parallèle en D2	84

Figure 3-19 : Gain d'insertion du réseau [AB] (a) défaut série en D1 (b) défaut parallèle en D1 (c) défaut série en D2 (d) défaut parallèle en D2	85
Figure 3-20 : Réponse temporelle du S21 au point B avec défaut connecté en parallèle	87
Figure 3-21: Principe de la réflectométrie sur un réseau Y.....	88
Figure 3-22: Synoptique de la couche PHY de l'HPAV	91
Figure 3-23: Effet de l'introduction d'un défaut série sur le taux d'erreurs binaires en fonction du rapport Pe/Pn (dB).....	93
Figure 3-24: Effet de l'introduction de défaut parallèle sur le taux d'erreurs binaires en fonction du rapport Pe/Pn (dB).....	93
Figure 3-25 : Distribution cumulative pour le cas sain pour différents rapport de Pe/Pn.....	97
Figure 3-26 : Densité de probabilité des valeurs de ρ_1 pour Pe/Pn=30 dB	98
Figure 3-27 : Intervalles de confiance pour une loi normale	98
Figure 3-28 : Méthode de détection dure proposée à partir des 4 coefficients de détection	99
Figure 3-29 : Seuils de détection de ρ_1 pour le réseau point à point [AD] en fonction du rapport Pe/Pn	100
Figure 3-30 : Distribution cumulative de ρ_1 pour des défauts de 5Ω (s) et $5 k\Omega$ (p) – Tronçon [AD].....	100
Figure 3-31 : Taux de détection de ρ_1 en fonction du rapport Pe/Pn – Tronçon [AD] canal fixe	101
Figure 3-32 : Gain d'insertion des canaux sans défaut – Tronçon [AD].....	102
Figure 3-33 : Taux de détection de ρ_1 en fonction du rapport Pe/Pn – Tronçon [AD] canal variable	103
Figure 3-34 : Taux de détection pour les coefficients ρ_{Eu} et ρ_{data} Tronçon [AD].	104
Figure 3-35 : Valeurs de ρ_{data} en fonction de Pe/Pn (dB) pour un symbole OFDM.....	104
Figure 3-36 : Taux de détection en fonction du rapport Pe/Pn (a) défaut 5Ω (s) et (b) défaut $5 k\Omega$ (p)	105
Figure 3-37 : Taux de détection des méthodes basées sur ρ_1 et ρ_2 sur le réseau [AB] avec défaut en D2	107
Figure 3-38: Taux de détection des 4 méthodes de détection par rapport au Pe/Pn pour les défauts série de 5Ω et les défauts $5 k\Omega$ parallèle.....	108
Figure 3-39: Schéma d'un système de communication utilisant le RT	110
Figure 3-40 : Schéma de chaîne de transmission avec Retournement temporel	111
Figure 3-41: Performance du retournement temporel dans le réseau AB.....	112
Figure 3-42: Comparaison des réponses impulsionnelles avec retournement temporel	113
Figure 3-43 : Comparaison de ρ_1 entre HPAV et HPAV2 – réseau [AC]	113
Figure 3-44 : Comparaison de ρ_{data} entre HPAV et HPAV2– réseau [AC].....	114

Table des Tableaux

Tableau 1-1 : Comparatifs entre les trois différents réseaux embarqués	30
Tableau 1-2 : Bandes de fréquence et débits des différentes technologies CPL	32
Tableau 1-3 : Evolution des spécifications du groupe HomePlug Alliance	32
Tableau 2-1 : Caractéristiques de la chaîne de transmission OFDM SE&P	46
Tableau 2-2 : Caractéristiques de la chaîne de transmission OFDM	48
Tableau 2-3 : Caractéristiques des canaux TAUPE	51
Tableau 3-1 : Description des échantillons de défauts	76
Tableau 3-2: Gain d'insertion des défauts série pour un percentile de 0.5 et 0.9.....	79
Tableau 3-3 : Gain d'insertion des défauts parallèle pour un percentile de 0.5 et 0.9.....	80
Tableau 3-4 : Gain d'insertion médian pour les divers réseaux étudiés dans la bande HPAV [1.8-30] MHz....	86
Tableau 3-5 : Paramètres de la chaîne de transmission Health monitoring	92
Tableau 3-6 : Comparaison entre ρ_1 , ρ_2 et ρ_{Eu} sur le tronçon [AD] – P_e/P_n infini.....	96
Tableau 3-7 : Comparaison des trois algorithmes de détection en termes de P_e/P_n dans le tronçon [AD] ..	105
Tableau 3-8 : Comparaison des trois coefficients de détection en termes de temps de calcul dans le tronçon [AD]	106
Tableau 3-9 : Performances de ρ_1 dans les 5 canaux	106
Tableau 3-10 : Performances des 4 coefficients dans les 5 canaux	109

Introduction Générale

Dans le contexte des avions plus électriques de nouvelle génération, connus sous la dénomination MEA (More Electrical Aircraft), 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 des câbles et des connexions supplémentaires, avec des conséquences en termes de poids, de fiabilité et de maintenance. Les besoins de communication et la surveillance des réseaux électriques sont ainsi devenus une des priorités du monde de l'aéronautique. Il en est de même pour le domaine automobile. Une voiture peut compter aujourd'hui jusqu'à 80 calculateurs, et les futures évolutions comme les systèmes électroniques X-by-wire (Steer-by-wire, brake-by-wire pour la commande électrique de direction ou du freinage par exemple), qui remplaceront les fonctionnalités mécaniques, les véhicules autonomes, ou les réseaux mobiles ad-hoc VANET (Vehicular Ad-hoc Networks) vont accroître encore les besoins en calculateurs et en communication. En aéronautique, un exemple typique de cette évolution est le système de commande de vol de l'A380. L'introduction d'actionneurs "plus électriques" a conduit à la suppression d'un des 3 circuits hydrauliques parcourant traditionnellement un avion. Grâce à cette innovation, des gains de masse significatifs ont été obtenus.

Dans ce contexte, une solution envisageable pour pallier ces besoins de communication croissants tout en limitant le poids, consiste à combiner la transmission des données avec celle de la puissance et qui est souvent appelée «transmission par courant porteur en ligne» (CPL). Cette technologie est couramment développée dans l'environnement domestique et a été récemment standardisée (IEEE 1901-2010 standard). Depuis les années 2000, de nombreuses études portant sur le CPL permettant la mise en œuvre d'un réseau local à l'intérieur des bâtiments (CPL dit « indoor ») ont été réalisées [1-4]. Après avoir prouvé sa faisabilité et fiabilité dans cet environnement, d'autres études ont été menées cette fois-ci dans le domaine des transports notamment les navires [5,6], les trains [7], les voitures [8] et [9] et surtout les avions [10], [11] et [12]. En aéronautique, mentionnons le projet européen TAUPE [13] où l'utilisation du CPL pour la commande de l'éclairage et les annonces sonores en cabine de l'équipage a été proposée pour démontrer la faisabilité d'une transmission d'information par CPL.

Cependant même si au travers des projets précédents, la faisabilité des communications CPL sur les réseaux électriques embarqués pour les données des systèmes avioniques a été démontrée, il existe encore des verrous scientifiques et technologiques à lever tels que la conformité avec les contraintes de temps réel, celles

du déterminisme (respect strict des temps de latence, des temps de récupération) ou celles issues des exigences de Compatibilité Electromagnétique (CEM). Il est ainsi apparu que les temps de latence liés aux standards CPL pour le domestique utilisés dans le cadre du projet TAUPE ne sont pas bornés impliquant un non-déterminisme de la communication inacceptable pour une application Transport. Il est donc indispensable de modifier la couche physique et la couche MAC (Media Access Control) des standards existants afin de proposer des systèmes conformes aux contraintes de l'environnement aéronautique, même si c'est au prix d'une diminution des débits numériques. Concernant la couche physique, un travail important devra également être mené sur l'aspect synchronisation. En effet, les systèmes CPL se basent en général sur une modulation OFDM qui nécessite une synchronisation horloge et trame précise pour assurer une fiabilité de transmission conforme aux besoins des communications des systèmes avioniques et qui affecte fortement les temps de latence du système.

Dans un domaine connexe, la surveillance de la qualité des réseaux filaires et de leur intégrité est également de première importance. Le terme général de « Health Monitoring » se rapporte ainsi à la surveillance en temps réel de « l'état de santé » des équipements, à la détection des prémices de panne et au déclenchement d'actions de maintenance. Concernant la surveillance des réseaux filaires, les techniques de réflectométrie sont classiquement utilisées mais nécessitent des systèmes et des signaux dédiés. Dans cette thèse, l'idée originale serait donc d'utiliser la technique de communication numérique CPL applicable au domaine des Transports, et de lui adjoindre cette fonctionnalité supplémentaire qu'est la surveillance des réseaux, et notamment la détection des défauts.

Cette thèse est cofinancée par les fonds européens de développement régional "FEDER" dans le cadre du projet ELSAT2020 et par Safran Electrical & Power (SE&P). Elle a été réalisée en étroite collaboration entre la direction technique et innovation SE&P basée à Blagnac et le groupe TELICE de l'IEMN à Villeneuve d'Ascq. Les travaux ont été inspirés des différents résultats obtenus dans le projet européen TAUPE et dans la thèse de Thomas Larhzaoui intitulé "Fiabilisation de la technologie courant porteur en ligne en vue de piloter des actionneurs d'aéronefs" [12]. Un cahier des charges imposé par SE&P sera détaillé dans le deuxième chapitre de la thèse.

Comme nous l'avons indiqué précédemment, ce mémoire comprend deux parties. La première concerne la synchronisation OFDM dans une chaîne de communication CPL pour les données de systèmes avioniques et la seconde traite de la surveillance de l'état du réseau filaire en utilisant la technologie CPL. Concernant la partie sur la synchronisation, l'objectif de l'étude est de fiabiliser le lien CPL en respectant les contraintes de temps de latence imposées par le domaine aéronautique. Nous sommes donc partis du travail de thèse de T. Larhzaoui, qui avait établi le dimensionnement idéal des paramètres du lien CPL au regard des contraintes de temps. Nous adapterons et optimiserons l'algorithme d'estimation aveugle de l'erreur de synchronisation de la fréquence d'échantillonnage qui avait été juste initié dans la thèse de M. Larhzaoui. Les performances de l'estimation et de la correction de l'erreur seront calculées en termes d'erreur quadratique moyenne et de taux d'erreurs binaires (TEB) dans les canaux CPL aéronautiques mesurés dans le projet TAUPE.

Les études menées dans la deuxième partie de ce mémoire concernent la détection de défaut dans les réseaux embarqués à l'aide d'une liaison CPL. L'idée principale est d'utiliser le signal pour la détection de défaut du canal en mesurant précisément la fonction de transfert du réseau d'énergie. Nous chercherons ici à détecter des défauts dans le câblage du réseau tel qu'un défaut suite à un arc électrique ou d'un défaut dans une connectique. Ces défauts seront modélisés par une résistance parallèle, connectée entre les 2 fils du câble CPL, ou par une résistance série sur un des 2 fils. Comme ces travaux sont de nature exploratoire, et qu'il existe peu de ressources bibliographiques traitant de ce sujet, nous nous affranchirons des contraintes du cahier des charges de SE&P, comme la latence, imposé dans la première partie et nous privilégierons un dimensionnement plus classique des paramètres CPL en recourant aux spécifications HPAV [14] proposées par le consortium HomePlug et largement déployées aujourd'hui. En ce qui concerne la fonction de transfert d'un canal suite à un défaut, comme la littérature scientifique est très pauvre en termes de signatures temporelle ou fréquentielle de ces défauts, nous avons réalisé un banc de test dans lequel seront introduits des défauts résistifs sur un réseau arborescent et multifilaire afin d'étudier les modifications qu'ils engendrent sur les caractéristiques électriques globales de ce réseau. Pour détecter le défaut, nous mettrons en place des coefficients de détection de dissemblance entre une fonction de transfert saine et avec défaut. Nous nous intéresserons aussi à la technique du retournement temporel et aux spécifications HPAV2 [15] dans le but d'optimiser les performances des méthodes de détection.

Notons ici que notre thèse ne traitera que de la détection de défaut, et ne traitera pas le problème de la localisation de défaut.

Dans le premier chapitre introductif de cette étude, une étude bibliographique sera présentée afin de situer le système de transmission CPL dans le contexte aéronautique. Nous mettrons l'accent sur l'architecture des réseaux aéronautiques embarqués en nous focalisant sur les aspects puissance et génération d'énergie d'une part et les bus de communication d'autre part. Ensuite, une présentation de la technologie CPL, et des principaux standards existants sera menée.

Dans le deuxième chapitre, nous traiterons des effets de la désynchronisation d'une liaison CPL suite à une erreur de fréquence d'échantillonnage. Tout d'abord nous détaillerons le procédé multiporteuses ainsi que notre outil de simulation d'une chaîne de transmission OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) dimensionnée par le cahier des charges proposé par SE&P. Ensuite, nous proposerons un estimateur aveugle de l'erreur de fréquence d'échantillonnage. Les performances de l'estimation et de la correction de l'erreur de synchronisation seront réalisées dans des canaux multi-trajets CPL aéronautiques. Pour ce chapitre nous utiliserons les canaux mesurés dans le projet TAUPE, et qui représentent le réseau du système d'éclairage et des annonces cabine. Les caractéristiques fréquentielles et temporelles de ces réseaux seront préalablement discutées.

Le troisième chapitre sera consacré à la surveillance des réseaux filaires embarqués, l'objectif étant d'utiliser la communication CPL comme moyen de détection de défaut. Une étude sur les avancées technologiques concernant les méthodes de détection de défaut dans le domaine avionique sera tout d'abord réalisée. Contrairement à la réflectométrie, technologie principalement adressée pour la détection de défaut

dans les câbles et qui se basent sur le traitement des signaux réfléchis sur un canal de transmission, nous nous focaliserons sur l'étude des signaux transmis. En effet, nous souhaitons détecter un défaut sur un câble sur la base d'une comparaison entre les estimations de la fonction de transfert du canal sain, et celles du canal avec défaut et qui sont déduites des caractéristiques des signaux CPL émis et reçus. Afin de disposer de mesures de canaux avec et sans défaut, un banc de test représentatif d'un harnais multibranches a été conçu. Les caractéristiques du banc ainsi que les équipements spécifiques utilisés seront décrits. Plusieurs coefficients de détection de défauts seront ensuite proposés. Afin d'éviter des cas de fausse alarme ou d'absence de détection, des seuils de détection seront discutés. Les différents coefficients de détection proposés et les seuils seront comparés et éprouvés en présence de bruit blanc en termes de puissance émise, et fiabilité de détection.

Enfin, le dernier chapitre résumera les résultats obtenus dans les deux chapitres précédents et dressera les perspectives de cette étude.

Les références bibliographiques de cette introduction générale sont données en fin du chapitre 1.

Chapitre 1 : Systèmes embarqués avioniques et CPL

1.1 Introduction

Les Airbus A380 et Boeing 787 ont ouvert la voie de l'avion plus électrique et modulaire et la stratégie des futurs programmes avion maintient ce cap. Plusieurs raisons expliquent cette volonté :

- D'abord, l'objectif permanent de réduire la masse globale de l'avion et donc sa consommation de carburant. En effet, un réseau électrique constitue un gain de masse par rapport à un système hydraulique. De plus, l'utilisation des systèmes électriques à la place des circuits hydrauliques donne de la flexibilité de conception. Cela permet ainsi d'optimiser les architectures des systèmes et les dispositifs électroniques de l'avion. Des travaux sur les composants électriques moins lourds ont été réalisés dans le domaine des véhicules électriques [16, 17] et l'aéronautique pourrait aussi en profiter.
- De même, la maintenance des systèmes promet d'être plus efficace car avec les systèmes électriques, la détection des pannes que ce soit pour les machines [18] ou le câblage [19] devient plus facile et rapide.

Dans le paragraphe suivant, nous allons aborder le sujet de l'électrification des avions en étudiant les trois sources d'énergie possibles (hydraulique, pneumatique et électrique) afin de comprendre l'évolution vers l'avion plus électrique. Dans un second temps, nous nous focaliserons sur les systèmes de transmission de données dans un avion avant d'étudier une méthode capable de combiner la transmission de puissance et celle de données.

1.2 Sources et génération d'énergie dans un avion

Au début de l'histoire de l'aéronautique, l'électricité n'avait pas beaucoup de place dans l'avion. Les énergies mécanique, pneumatique et hydraulique étaient majoritairement exploitées dans les aéronefs. Aujourd'hui la tendance est à l'utilisation d'énergie électrique. Ces évolutions ont progressivement basculé vers l'avion "plus électrique" aussi connu sous la dénomination "More Electrical Aircraft" (MEA). Cette tendance est soulignée dans la Figure 1-1 qui affiche l'évolution des besoins en énergie électrique.

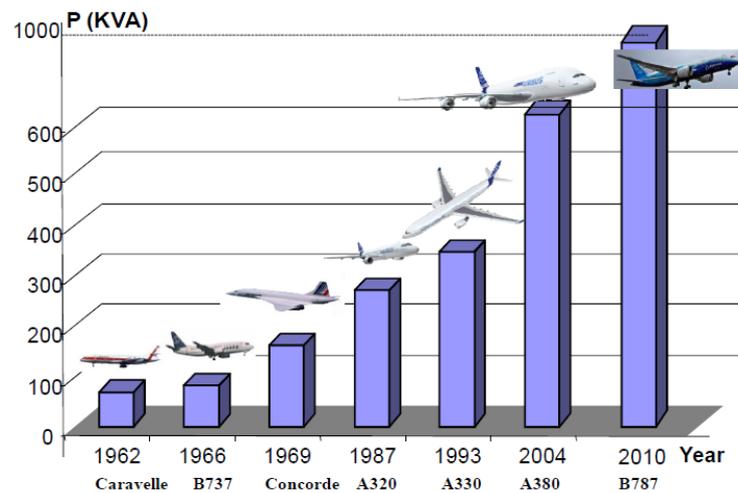


Figure 1-1 : Evolution des besoins en énergie électrique [20]

Jusque l'avènement de l'A380 ou B787, les avions conventionnels étaient équipés des quatre sources d'énergie embarquées [12] avec une utilisation limitée de l'énergie électrique [21]. La Figure 1-2 illustre la répartition de l'utilisation de ces énergies au sein d'un avion.

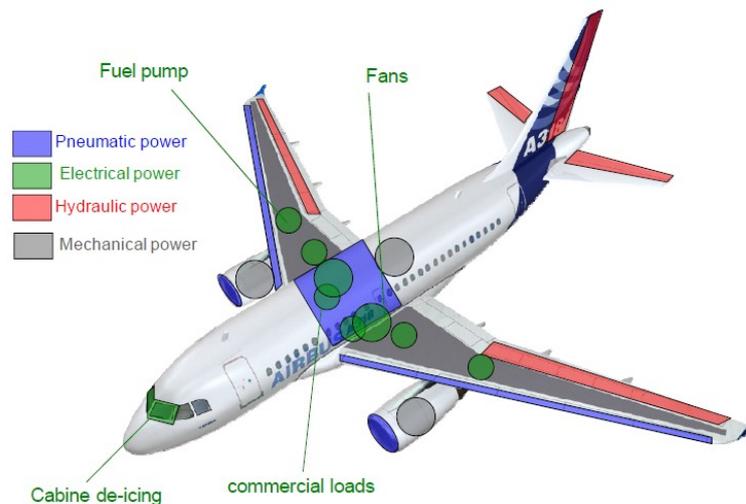


Figure 1-2 : Répartition géographique des énergies au sein d'un avion conventionnel [20]

L'énergie mécanique produite par les turboréacteurs est distribuée à un boîtier de transmission ou «accessory gearbox». Il entraîne mécaniquement les pompes à carburant, les pompes de lubrification, les pompes hydrauliques et les générateurs électriques. L'énergie pneumatique est obtenue par prélèvement d'air sur les compresseurs du moteur et permet la pressurisation et la climatisation de la cabine et le cockpit.

L'énergie hydraulique est obtenue par un entraînement mécanique des pompes hydrauliques à partir des moteurs à réaction. Elle pilote les actionneurs de commandes de vol, du train d'atterrissage ainsi que le freinage [22]. Similairement, l'énergie électrique est obtenue par l'entraînement mécanique d'alternateurs connectés aux

moteurs. A l'origine, elle était destinée aux calculateurs et instruments de navigation, mais vise maintenant à assurer l'ensemble des fonctions mentionnées précédemment.

Nous allons dans le paragraphe suivant décrire les sources primaires d'énergie des avions.

1.2.1 Les sources primaires d'énergie

1.2.1.1 Turboréacteurs

Les réacteurs sont les principales sources d'énergie d'un avion. Ils permettent la propulsion de l'avion en vol et aussi le roulage au sol dit "Taxiing". Sur les avions civils, les turboréacteurs sont de taille importante comme on peut voir sur la famille des Airbus A320 à A380 à la Figure 1-3 sur la photo de droite. La poussée est produite par l'éjection de gaz à grande vitesse vers l'arrière. Les petits avions comme ATR42/ATR72 sont plutôt équipés de turbopropulseurs : dans ce cas, le turboréacteur entraîne une hélice située à l'avant du réacteur comme sur la photo de gauche de la Figure 1-3.



(a)



(b)

Figure 1-3 : Illustrations des types de moteurs : (a) turbopropulseur avec hélice [23], (b) turboréacteur (Rolls Royce Trent 900) sur l'A380 [24]

Il existe deux familles de turboréacteurs "simple flux" et "double flux" [25]. Dans le cas du simple flux, la totalité de l'air qui entre par l'avant du réacteur est comprimé et mélangé avec du carburant qui s'enflamme et ressort à grande vitesse par la tuyère. Pour le double flux, une partie seulement de l'air qui entre suit le parcours complet (flux primaire) tandis que l'autre partie passe par le premier étage du réacteur et ressort accéléré en entourant le flux primaire. La majeure partie de la poussée est procurée par le flux secondaire.

1.2.1.2 Réacteur auxiliaire

Le réacteur auxiliaire (ou *Auxiliary Power Unit* en anglais–APU) sert à produire de l'énergie électrique, afin d'alimenter le réseau de bord lorsque les réacteurs principaux sont arrêtés. Cette turbine alimentée en kérosène est installée à l'arrière de l'avion comme illustré sur la Figure 1-4.

Elle fournit de l'énergie pneumatique et électrique à l'ensemble de l'avion et assure aussi le démarrage des moteurs de l'avion.



Figure 1-4 : Répartition des sources d'énergie électrique au sein d'un avion

1.2.1.3 RAT

La turbine RAT (Ram Air Turbine) est une éolienne notée sur la Figure 1-4. Elle est déployée en cas de besoin extrême, entraînée par le flux d'air dû à la vitesse de déplacement de l'avion, pour procurer de l'énergie hydraulique et électrique. Située sous le fuselage, elle permet d'alimenter les systèmes essentiels pour poser l'avion au sol en urgence. A partir de l'A380, l'éolienne pilote directement une génératrice électrique sans passer par une pompe hydraulique.

1.2.1.4 Groupe de parc

Les prises de parc situées sous le nez de l'avion, illustrées sur la Figure 1-4, permettent de connecter l'avion sur le réseau électrique de l'aéroport. L'avion est ainsi alimenté au sol sans recourir à l'APU ou à ses moteurs.

1.2.2 Le réseau électrique embarqué au sein d'un avion

Dans les années 50, le premier avion civil long courrier, consommait environ 27 kW avec une distribution électrique de 28 V en continu. Deux décennies plus tard, avec la commercialisation de l'A300, la consommation augmente à 250 kW avec une distribution différente. Au réseau 28 V DC est ajouté un réseau 115 V triphasé à 400 Hz qui devient ainsi le réseau électrique principal. Avec l'arrivée de l'A320, la consommation reste stable mais cet appareil est doté du système "Fly by Wire" avec des commandes de vol électriques. Cette technologie est alors vite reprise par les autres avionneurs [26]. Généralement pour les avions moyen et long courriers, le réseau primaire est alternatif et le sous-réseau est alimenté en courant continu. Chaque réacteur est couplé à un générateur ou *Integrated Drive Generator* (IDG) qui permet la génération électrique 115/200 V AC. Dans un avion commercial, il existe 2 bus alternatifs principaux et chaque générateur alimente un des bus. Les deux réseaux fonctionnent de manière totalement indépendante. Cependant un générateur peut prendre en charge l'alimentation de l'autre bus si l'IDG associé ne fonctionne pas. Le réseau continu 28 V DC est obtenu à partir du réseau alternatif à l'aide de plusieurs blocs transformateurs-redresseurs.

En ce qui concerne l'avion plus électrique, l'Airbus A380 marque de nombreuses avancées technologiques par rapport aux avions conventionnels comme les disjoncteurs

électroniques, la puissance de secours totalement électrique et une fréquence variable sur le réseau à courant alternatif. L'architecture de l'avion est composée de deux circuits hydrauliques et de deux circuits électriques indépendants dite "2H+2E" comme on peut le voir sur la Figure 1-5. Les notations utilisées dans la Figure 1-5 seront explicitées dans les paragraphes suivants.

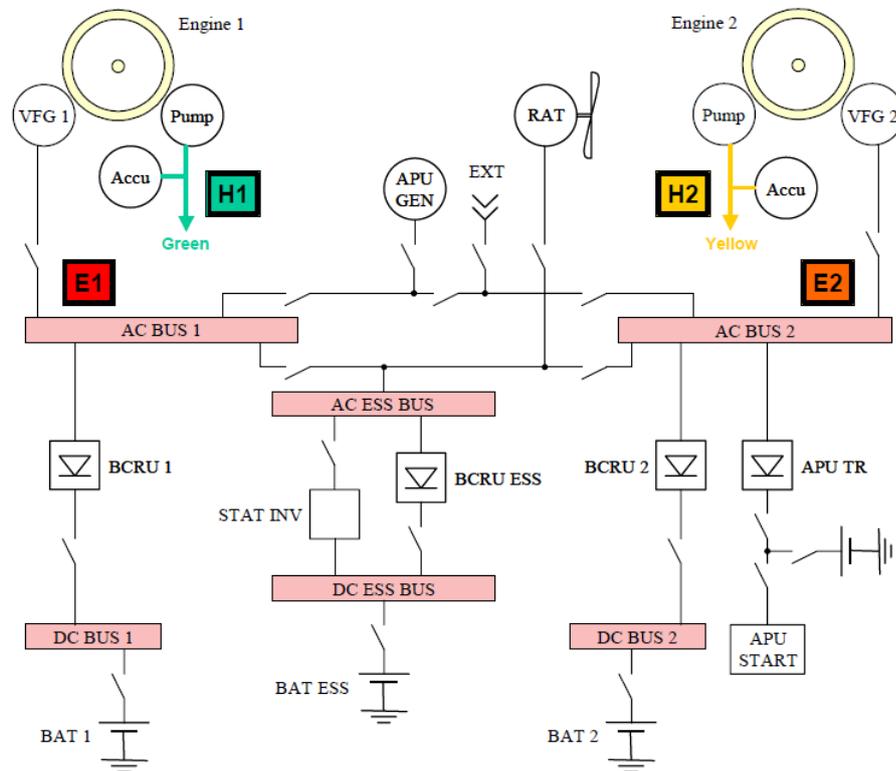


Figure 1-5 : Architecture "plus électrique" inspirée d'un Airbus A380 [22]

1.2.2.1 Réseau AC

Avant l'A380, le réseau alternatif des avions était à une fréquence fixe de 400 Hz mais maintenant, une fréquence variable de 360 Hz à 800 Hz est utilisée. L'IDG est remplacé par le Variable Frequency Generator (VFG). Avec la suppression du système de régulation mécanique de vitesse, la fréquence variable permet de réduire les dimensions et la masse des génératrices. En contrepartie du gain de masse, les équipements doivent supporter des variations de fréquence importantes, ce qui est rendu possible grâce à l'évolution de l'électronique de puissance avec l'utilisation des moteurs synchrones autopilotés. Chaque réacteur est couplé avec un VFG qui alimente sa propre barre bus principale. Ce dernier est un élément conducteur sur lequel d'autres circuits peuvent se connecter. De plus, la source de secours RAT est désormais électrique et permet en cas d'urgence d'alimenter le bus AC afin de conserver les fonctions essentielles, comme la fourniture de puissance aux commandes de vol.

1.2.2.2 Réseau DC

Il est constitué d'une alimentation 28 V. Le réseau de l'A380 comprend une fonction *No Break Power Transfer* (NBPT) qui permet d'éviter des coupures de courant sur ce réseau. Cette fonction est obtenue par un couplage permanent des batteries aux

barres DC. Des batteries ou *Battery Charger Rectifier Unit* (BCRU) remplacent les blocs transformateurs-redresseurs utilisés dans les précédents avions.

1.3 Systèmes de communications avioniques

Le système avionique est défini comme étant un ensemble de moyens logiciels et électroniques embarqués. Les systèmes sont soumis à des contraintes temps réel et de criticité [25]. Ces systèmes, composés de calculateurs commandant des équipements physiques par des bus de données, doivent réaliser un ensemble de tâches pour assurer le bon fonctionnement de l'avion. Depuis l'avènement de l'avionique jusqu'à aujourd'hui, plusieurs architectures se sont succédé pour répondre aux besoins de l'évolution des systèmes avioniques et sont listées ci-dessous [27, 28] :

1. *Architecture centralisée* : Dans cette architecture avionique originelle, les applications embarquées sont gérées par un calculateur unique central. Le dysfonctionnement de ce calculateur peut entraîner des conséquences critiques dans l'exécution de certaines tâches. Ainsi pour régler les problèmes liés à l'architecture centralisée, les avionneurs ont défini l'architecture fédérale.
2. *Architecture fédérale* : les équipements embarqués sont repartis dans l'avion à proximité des capteurs. Le but de cette répartition est non seulement de gagner en temps de traitement de l'information puisque le traitement de la donnée est réparti entre les équipements, mais aussi de réduire la longueur des câbles qui les interconnectent et ainsi gagner du poids. Les contrôles des équipements sont centralisés autour de plusieurs calculateurs [29] plus puissants que ceux utilisés en architecture centralisée. Chaque calculateur contrôle un ensemble d'équipements bien définis et peut exécuter une seule application à un moment donné. L'architecture favorise l'utilisation des bus réseaux du type MIL-STD-1553B [30] destinés aux avions militaires. C'est une architecture simple et tolérante aux fautes.
3. *Architecture répartie* : Cette architecture est similaire à l'architecture fédérale mis à part qu'il n'existe plus de contrôle centralisé des communications. Elle est principalement utilisée sur l'A320 et l'A340 ainsi que sur le Boeing 777. Des systèmes terminaux ou Line Replaceable Unit (LRU) permettent un regroupement et une uniformisation de certains équipements compatibles au sein d'un seul équipement. Dans cette architecture, il n'existe plus de contrainte sur le moyen de communication entre les équipements, contrairement à l'architecture fédérale qui imposait des bus de communication. Un avantage de cette architecture est la facilité de maintenance car si un LRU est défaillant, il est remplacé par un autre. Cependant les LRU ne partagent pas de ressources et l'accroissement des applications embarquées implique une augmentation du nombre de LRU et des interconnexions qui a un effet sur le poids et la maintenance de l'avion.
4. *Integrated Modular Avionics (IMA)* : Cette architecture est la plus récente et est déployée sur les avions A380, A350 et A400M d'Airbus et le Dreamliner B787 de Boeing pour répondre aux besoins de l'avionique et pallier aux problèmes de

pois et de maintenance liés à l'architecture répartie. L'architecture IMA est basée sur les normes ARINC 653 [31] et ARINC 651[32] et est issue des projets européens de recherche PAMELA [33] et VICTORIA [34]. Similaire à l'architecture répartie, l'IMA n'impose pas de moyen de communication entre les composants avioniques. Ainsi la solution adoptée par Airbus a été de développer un réseau de communication à haut débit appelé Avionics Full Duplex switched Ethernet (AFDX) correspondant à l'implémentation de la partie 7 de la norme ARINC 664. Le système global illustré à la Figure 1-6 comprend les 6 fonctions avions, que sont les systèmes cockpit, contrôle de vol, moteur, énergie, fuel et atterrissage et cabine. Chaque fonction avion est gérée par des calculateurs, représentés ici par des rectangles reliés entre eux par les concentrateurs notés S_i, le réseau AFDX redondant étant noté en rouge et bleu sur la figure.

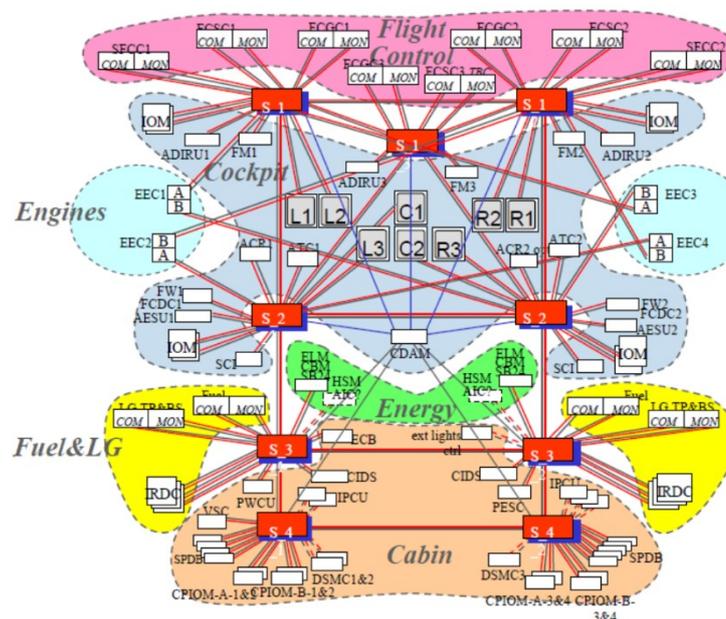


Figure 1-6 : Architecture IMA déployée sur l'Airbus A380 [35]

Pour Airbus, l'architecture IMA est implémentée de façon à apporter une nouvelle organisation des réseaux embarqués dans le système avionique. L'AFDX est utilisé comme réseau cœur entre les sous-systèmes. Il peut persister des bus spécifiques pour une éventuelle redondance du réseau AFDX concernant les sous-systèmes critiques, ou pour les communications entre équipements d'un sous-système. Nous illustrons sur la Figure 1-7, l'organisation de l'IMA autour du réseau AFDX. Dans cette architecture répartie, les LRU sont des équipements disposant de leurs propres ressources. L'IMA regroupe ces équipements embarqués sous forme de modules standardisés appelés Line Replaceable Module (LRM). Il existe trois types de LRM: le Core Processing Module (CPM) pour les calculs, l'Input/Output Module (IOM) qui joue le rôle de pont de communication entre sous-systèmes hétérogènes et le GateWay Module (GWM) jouant le rôle de pont de communication entre plusieurs LRM.

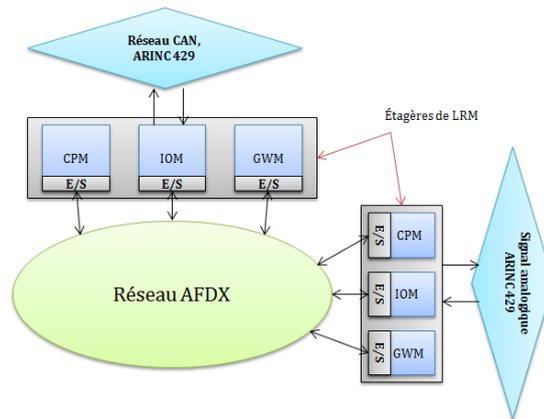


Figure 1-7 : Organisation des réseaux dans l'architecture IMA

Les LRM sont généralement regroupés sur des racks et communiquent entre eux, au travers des bus spéciaux de type ARINC 659 [27]. Dans les paragraphes suivants, nous présentons succinctement ces différents réseaux avioniques en prenant le réseau de communication d'Airbus dit ADCN (Aircraft Data Communication Network) comme exemple.

1.3.1 Les réseaux avioniques de l'ADCN

Dans les avions d'Airbus (A350, A380 et A400M), le réseau avionique embarqué est connu sous le nom de l'ADCN. Sa topologie diffère entre les différents avions mais reste calquée sur l'architecture IMA. Il existe actuellement trois réseaux embarqués temps réel dans l'ADCN de l'A380 : les bus ARINC 429, les bus CAN et le réseau cœur AFDX [35]. Dans la suite de ce mémoire nous nous focaliserons sur ces trois réseaux.

1.3.1.1 Le bus ARINC 429

Standardisé par la norme ARINC [36], ce bus est un média de communication numérique unidirectionnel. Il définit à la fois une architecture, une interface électrique et un protocole pour transmettre des données numériques. Le bus de données ARINC 429 a été développé il y a plus d'une trentaine d'années et est utilisé dans plusieurs avions comme les Boeing 737, 747, 757, 767 et les Airbus A330 et A340. C'est un bus de communication unidirectionnel n'ayant qu'un seul émetteur et pouvant avoir jusqu'à 20 récepteurs. La Figure 1-8 illustre le schéma structurel d'un réseau ARINC 429.

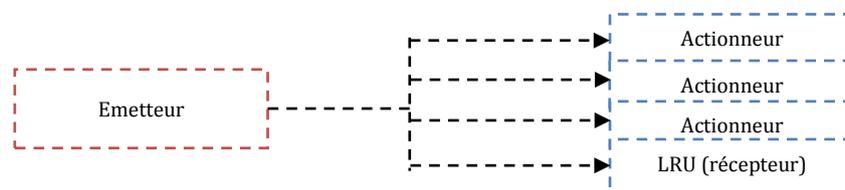


Figure 1-8 : Schéma structurel du réseau ARINC 429

Comme c'est un bus ayant un seul émetteur, il n'y a aucun risque de collision durant l'envoi des données. Il existe deux vitesses de transmission de 12.5 kbit/s et 100 kbit/s. Toutes les trames envoyées sont d'une longueur de 32 bits avec 19 bits de données. Les avantages principaux de l'ARINC 429 sont sa simplicité et sa fiabilité.

Cependant on peut noter un débit de communication faible et une communication point à point et unidirectionnelle. Une augmentation de fonctionnalités conduit ainsi à une augmentation du câblage entre les équipements.

1.3.2 Le bus CAN

Le bus Controller Area Network (CAN) a été conçu par BOSCH principalement pour le domaine d'automobile. Il a été standardisé par ISO 11898 et ISO 11519 [35] et a un débit maximal d'environ 1 Mbit/s en pratique. L'adaptation de la version CAN 2.0B pour l'aéronautique est connue sous le nom de ARINC 825. Dans ce contexte, ce bus permet d'interconnecter des composants tels que les LRU, des capteurs et des IOM. Dans un réseau CAN, les équipements sont directement connectés au bus "medium". L'accès au bus est basé sur le protocole CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) [37] en half duplex, c'est à dire que les données peuvent être envoyées dans les 2 sens du bus mais pas simultanément. Le bus CAN est un bus multi émetteurs à priorité. Les collisions sont évitées en attribuant des priorités à chacun des messages transmis et en utilisant un système de bit récessif/dominant. La longueur maximale d'un bus CAN dépend de la vitesse de transmission choisie avec un débit maximum de 1 Mbit/s.

1.3.3 Le réseau AFDX

L'Avionics Full Duplex Switched Ethernet (AFDX) constitue une des évolutions technologiques majeures de l'avionique de l'A380 et est défini par l'ARINC 664 [38]. Le concept AFDX a été normalisé avec la contribution de plusieurs industriels : Boeing, Airbus, Honeywell et Rockwell Collins. Il a été conçu pour utiliser les médias Ethernet, mais avec les caractéristiques de l'ARINC 429, ce qui implique des communications en point à point, une connaissance de la bande passante, la redondance des données et du réseau. Ces caractéristiques sont définies pour offrir un déterminisme du système de communication. Ce type de bus est donc un bus Ethernet auquel un certain nombre de modifications ont été appliquées afin de créer une norme pour l'avionique. Il est full duplex avec un débit de 100 Mbit/s. Le réseau AFDX est un réseau commuté car les équipements terminaux chargés de l'émission et de la réception des données s'organisent autour de commutateurs qui s'occupent d'acheminer le message d'un terminal à un autre. La transmission de données sur un réseau AFDX passe par la réservation d'un lien virtuel "Virtual link" comme illustré à la Figure 1-9.

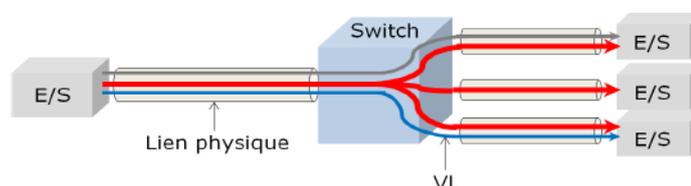


Figure 1-9 : Liens virtuels sur les liens physiques [35]

Chaque lien virtuel possède 2 paramètres: la Bandwidth Allocation Gap (BAG) qui est l'intervalle minimal entre la transmission de 2 trames sur le même lien virtuel et la taille maximale d'une trame pouvant être transmise sur le lien virtuel.

L'utilisation de liens virtuels permet de garantir les temps de transmission ainsi que le déterminisme du réseau. Le réseau AFDX prévoit une topologie en étoile avec un maximum de 24 terminaux appelés "End-System" reliés à un commutateur. Comme nous l'avons précisé précédemment, le réseau est redondé et cette redondance est gérée par des commutateurs. Il y a donc deux réseaux distincts sur lesquels une même trame est envoyée comme on le voit sur la Figure 1-10. Les terminaux émettent les mêmes messages sur les deux réseaux en parallèle et à la réception, les destinataires traitent le premier des deux messages arrivé sans erreur.

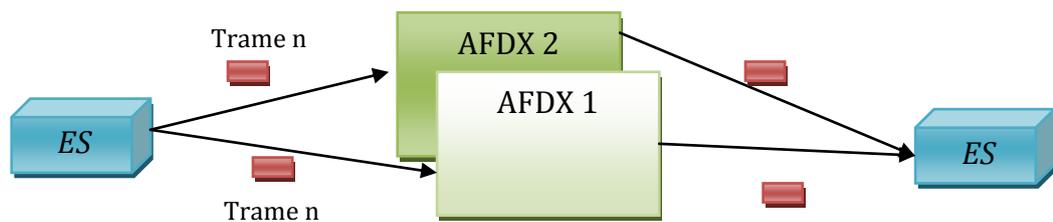


Figure 1-10 : Réseau AFDX redondé

Les spécifications des couches physiques et de liaison des 3 réseaux décrits précédemment sont résumées dans le tableau 1-1.

Tableau 1-1 : Comparatifs entre les trois différents réseaux embarqués

	ARINC 429	CAN	AFDX
Date	1977	1991	1997
Utilisation	Airbus A310/320/330/340 Boeing 727-767	Airbus A320/340/380/350/400M	Airbus A380/350/400M Boeing 787 Dreamliner
Topologie	Point à point	CSMA/CA	Bus simple ou en étoile
Encodage	Bipolaire RZ	NRZ (Non retour à zéro)	Manchester
Support	Paires torsadées unidirectionnelles	Paires torsadées blindées bidirectionnelles	2 paires torsadées
Débit	100 kbit/s	1 Mbit/s	100 Mbit/s
Longueur des mots	32 bits	0 à 64 bits	46 à 1500 octets
Contrôle d'erreur	1 bit de parité	CRC (Cyclic redundancy code)	CRC

Dans cette partie, nous avons décrit le contexte des systèmes avioniques civils. Nous avons ensuite mis l'accent sur l'architecture de dernière génération appelée IMA (Integrated Modular Avionics), implémentée dans les avions d'Airbus comme l'A380, ainsi que sur les réseaux embarqués temps réel du modèle ADCN (Aircraft data Communication Network). Après avoir présenté la génération d'énergie et la communication dans les aéronefs, nous allons dans la partie suivante nous focaliser sur une technologie capable de combiner la transmission de puissance et de données sur le même support de transmission.

1.4 Introduction à la technologie CPL

Dans cette partie, nous dresserons tout d'abord un état de l'art de la technologie CPL sur les réseaux d'énergie basse et moyenne tension. Après avoir présenté le principe de la transmission et l'historique du CPL, nous donnerons quelques exemples d'applications CPL dans les systèmes embarqués.

1.4.1 Principe et historique du CPL

La technologie CPL, ou en anglais PLC (Power Line Communication), vise à utiliser le réseau électrique pour transmettre des données à haut ou bas débit. Le câble électrique est le support physique de la transmission de données. Si la fonction principale du réseau électrique est de transmettre l'énergie électrique, par exemple basse tension (en France, 230 V/50 Hz) ou moyenne tension (20 kV), avec le CPL, on transmet à la fois de l'énergie électrique et de l'information sur le même câble au lieu d'utiliser un autre câble dédié uniquement à la transmission des données. On vient donc superposer au signal électrique 50 Hz, un signal haute fréquence.

En 1897, un premier brevet concerne une technique de mesure à distance des compteurs électriques en utilisant le câble de puissance comme support de communication et est déposé par le britannique Edward Davy (British Patent N° 24833). Cependant, on constate que l'intérêt pour les CPL débute il y a une soixantaine d'années. En effet, dans les années 50, le réseau électrique n'est utilisé que comme lien unidirectionnel à la fréquence de 10 Hz pour la commande de lumière en ville et la télécommande de relais. Il faut attendre les années 1990 pour que les premières applications bidirectionnelles dans la bande Cenelec [39] apparaissent. Ces applications dans la bande de fréquences de [3-148] kHz étaient destinées principalement à la télérelève des compteurs. En 1997, les premiers tests de communications bidirectionnelles sur le réseau électrique par Ascom (Suisse) et Norweb (UK) sont réalisés. En 2000, les premières expérimentations en France par EDF R&D et Ascom [40] sont effectuées. En mars 2000, des grands groupes industriels notamment ceux représentant les producteurs d'électricité se réunissent pour former l'alliance HomePlug afin de définir les normes et spécifications CPL. De cette alliance, sont nées les premières spécifications CPL Homeplug 1.0 en 2001 avec un débit de 14 Mbits/s. Aujourd'hui, les spécifications les plus récentes proposent un débit de l'ordre du Gbit/s.

Il existe deux différents types de réseau CPL dépendant du niveau de tension électrique et de l'application visée. Les technologies dites "Outdoor" utilisent le réseau basse tension (230V/50 Hz) et moyenne tension (20 kV) et concernent la distribution de services aux abonnés. Ces technologies sont utilisées par les opérateurs et fournisseurs électriques. Par contre, les technologies dites "Indoor", utilisent le réseau basse tension et visent l'utilisation du réseau électrique domestique comme un réseau privé local. Avec un débit inférieur à 50 kbit/s, les CPL "bas débit" utilisent la bande de fréquence de 3 à 148 kHz. On peut citer la domotique et les smart grids comme usage des réseaux bas débit en prenant comme exemple le compteur Linky [4] de Enedis. Les technologies CPL dites "haut débit" utilisent la bande de fréquence de 1 à 100 MHz permettant d'atteindre des débits bruts de 1 Gbits/s au niveau de la couche physique pour des applications internet et multimédia entre autres.

On peut aussi classer les types de technologies CPL suivant leur bande de fréquence. Le Tableau 1-2 présente la bande de fréquence et le débit théorique selon le type de technologie CPL. Les CPL "Ultra Narrow Band" opèrent dans la bande de 300 Hz à 3 kHz et offrent des débits très faibles. Ces systèmes ont été dimensionnés pour la communication à longue distance, comme par exemple la relève automatique des compteurs à distance. La technologie CPL "Narrow Band" concerne les systèmes fonctionnant dans la bande de fréquence de 3 à 500 kHz et est principalement utilisée pour la domotique. Nous nous focaliserons sur la catégorie "Broadband" dans la partie suivante dont la bande de fréquence s'étend de 1.8 à 86 MHz.

Tableau 1-2 : Bandes de fréquence et débits des différentes technologies CPL

Type	Bande de fréquence	Débit	Applications
Ultra Narrow Band	0.3 - 3.0 kHz	1 à 10 bit/s	Télérelève
Narrow Band	3 - 500 kHz	500 kbit/s	Smart Grid
Broadband	1.8 - 86 MHz	Du Mbit/s au Gbits/s	Réseau local

1.4.2 Les CPL à bande large et les standards HomePlug

Depuis les années 2000, le CPL Broadband pour le réseau domestique a connu des progrès significatifs. Des consortiums industriels ont permis de mettre au point des spécifications opérant jusqu'à une fréquence maximale de 30 MHz atteignant des débits de l'ordre de 200 Mbit/s. Parmi les spécifications, on trouve le HD-PLC spécifié par le groupe CEPCA, la spécification HomePlug AV du groupe HomePlug Alliance et le système propriétaire du groupe *Universal Powerline Alliance* (UPA).

Plus récemment, l'IEEE a développé le standard IEEE 1901 [41, 42], couvrant les systèmes large bande résidentiels et d'accès. Le groupe HomePlug Alliance a développé la spécification HomePlug AV2 avec une bande de fréquence étendue à 86 MHz. Ainsi les spécifications Homeplug AV2 et ITU-T G.9963 permettent des débits maximums de l'ordre de 2 Gbps. Le Tableau 1-3 présente l'évolution des spécifications produites par le groupe HomePlug Alliance.

Tableau 1-3 : Evolution des spécifications du groupe HomePlug Alliance

	HomePlug 1.0	HomePlug AV	HomePlug AV 2.0
Année d'introduction	2001	2005	2012
Débit maximal	14 Mbit/s	200 Mbit/s	1 Gbit/s
Code correcteur	Concaténé	Turbo code	Turbo code
Bande de fréquence	4 : 21 MHz	2 : 28 MHz	2 : 86 MHz
Taille maximale de Modulation	DQPSK	QAM 1024	QAM 4096

La Figure 1-11 résume l'architecture générale du standard HPAV avec deux parties principales, l'une traitant des données à transmettre "Data Plane" et l'autre du contrôle d'accès au réseau "Control Plane".

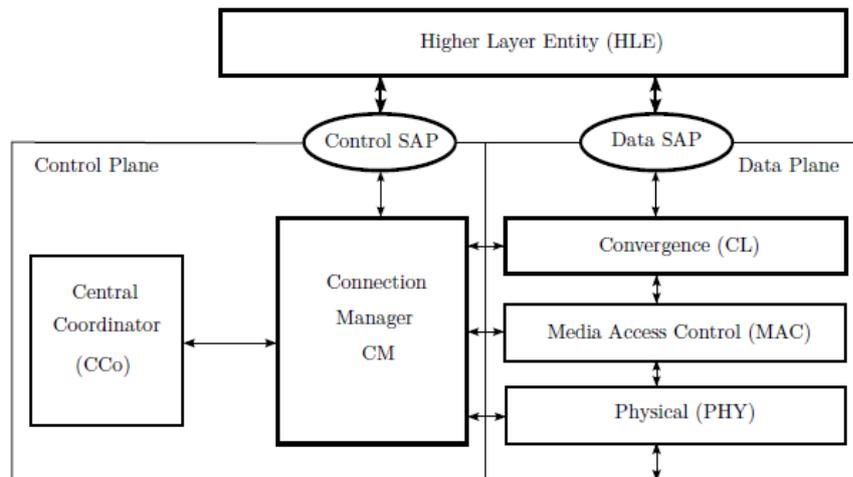


Figure 1-11 : Architecture HPAV [43]

Le standard HPAV met en place une méthode d'accès hybride au réseau basée sur du CSMA/CA et TDMA, le coordinateur central ou "Central Coordinator-Cco" étant responsable de cet accès. Le cycle de communication sur le réseau est partagé en trois phases temporelles, une phase "Beacon", une phase "CSMA/CA" et une phase "Contention free" avec accès TDMA. Le coordinateur utilise la phase Beacon afin d'effectuer des contrôles des différents nœuds présents sur le réseau et des techniques d'accès. Il permet aussi une synchronisation en utilisant les cycles du courant alternatif du réseau électrique et une estimation du canal.

Dans la partie suivante, nous discutons de l'intérêt du CPL pour le domaine de l'embarqué, et de l'aéronautique en particulier. Une présentation de notre étude sera aussi réalisée.

1.4.3 Intérêt de l'utilisation CPL en aéronautique

1.4.3.1 De l'indoor vers l'embarqué

L'utilisation de la technique des courants porteurs en ligne dans le domaine des transports semble être une solution intéressante pour offrir une communication fiable avec des débits élevés tout en réduisant le nombre de câbles de communication. Le CPL pour les systèmes embarqués a déjà fait l'objet de plusieurs études dans le domaine académique et industriel, un état de l'art étant présenté dans cette section.

Dans certains véhicules automobiles, avec l'augmentation des systèmes électroniques, on assiste à une croissance du nombre de câbles utilisés, le poids moyen des câbles étant passé d'environ 4 kg à 90 kg au cours des 50 dernières années [44]. De plus, des protocoles de communication différents sont embarqués au sein des véhicules, comme le LIN, CAN, MOST, et FLEXRAY [45] et bientôt Ethernet. Différentes études ont été menées afin de montrer la faisabilité des CPL sur les réseaux véhicules automobiles [46-48]. Ces études ont montré qu'il n'était pas possible d'utiliser les standards CPL domestiques directement dans le monde automobile. En effet les réseaux électriques véhicules sont denses, arborescents et multifilaires. De même les contraintes CEM [47] sont beaucoup plus fortes qu'en environnement domestique. De nombreuses études [47-51] concernant le support de propagation ont été réalisées afin d'obtenir des résultats

en termes de gain d'insertion moyen, de paramètres S ou de mesure de bruit, parfois en fonction de l'état du moteur. Afin de démontrer la faisabilité des communications CPL, des mesures utilisant des modems déployés en indoor avec modulation multiporteuses ont été effectuées [52]. Il a été démontré que des débits de plus de 10 Mbit/s pouvaient être atteints sur les réseaux automobiles.

Concernant les réseaux électriques embarqués au sein des avions, on constate le même accroissement du nombre des câbles avec 1 tonne de câble pour l'A320 et jusqu'à 7 tonnes pour l'A380 pour 500 km de câbles. La faisabilité des CPL a été démontrée dans des projets précédents [11-13]. Le projet TAUPE (Transmission in Aircraft on Unique Path Wires) propose ainsi d'utiliser le système d'éclairage cabine pour la transmission de données numériques [10, 13]. La modélisation des canaux sous le logiciel CRIPTE [53] a été réalisée ainsi que des mesures de fonction de transfert et de débit en utilisant des modems inspirés du standard Homeplug AV. Ces premières études ont montré, qu'en mode d'injection différentiel, en théorie, les spécifications HPAV permettent d'atteindre pour des équipements distants de 20 m, un débit de 65 Mbit/s, et pour les plus distants (40 m) un débit de 15 Mbit/s en respectant les contraintes CEM de la norme DO-160 [54], c'est à dire un courant de mode commun de 20 dB μ A/kHz. Des expérimentations réelles avec des prototypes réalisés au laboratoire ont confirmé ces résultats. Il a été aussi montré qu'il n'était pas possible d'utiliser les standards Homeplug en l'état dans l'aéronautique puisqu'il ne respectait pas les contraintes CEM, de temps réel, et de déterminisme imposées par l'aéronautique.

Dans [11], la caractérisation d'un canal de propagation sur un réseau triphasé entre un onduleur et un actionneur est étudiée afin de tester la faisabilité d'un lien CPL. Les mesures sont réalisées sur la bande de fréquence [1-50] MHz avec des coupleurs inductifs et capacitifs. Dans [12], l'auteur étudie le CPL appliqué aux commandes de vol, et un dimensionnement de la couche PHY et MAC d'une transmission CPL est proposé. Ce dimensionnement permet de respecter un débit utile de 10 Mbit/s, un temps de latence de 10 ms et le gabarit de la norme DO-160 [54] qui précise entre autre les contraintes pour les équipements embarqués sur aéronefs en émission conduite.

1.4.3.2 Présentation de l'étude

Pour fiabiliser les communications CPL dans le domaine de l'aéronautique, un travail d'optimisation de la couche PHY et MAC du système de communication permettant de satisfaire les contraintes de temps réel est nécessaire. Dans des travaux précédents [12] réalisés en collaboration avec SE&P, un dimensionnement de la chaîne de transmission et de ses paramètres répondant aux contraintes temps réel de l'avionique avait été proposé. Cependant une problématique de synchronisation persistait avec le traitement de l'erreur de fréquence d'échantillonnage. Ainsi la fiabilisation du lien CPL avec traitement de l'erreur de synchronisation s'est avérée nécessaire et fait l'objet du deuxième chapitre. C'est pourquoi dans un premier temps, nous avons d'abord développé un outil de simulation d'une chaîne de communication OFDM dont le dimensionnement suit les préconisations de [12]. Un algorithme de synchronisation fréquentielle répondant aux attentes et contraintes aéronautiques sera étudié en présence de défaut de synchronisation et permettra ainsi de fixer les paramètres de la chaîne et du protocole de transmission. Afin de tester notre algorithme dans un canal représentatif d'un réseau avionique, le système combinant l'éclairage et la

communication de données (son, indication lumineuse, appels inter-équipage) dans la cabine d'un aéronef a été identifié comme le cas d'application de notre étude. Ce système d'éclairage cabine noté CLS (Cabin Lighting System) a été choisi parce que l'architecture du réseau de câblage très arborescent permet d'envisager par l'utilisation du CPL des réductions de poids et de la complexité du réseau filaire. Les performances seront exprimées en fonction du rapport entre la puissance du signal CPL et celle du bruit.

Le troisième chapitre adressera la problématique de la surveillance de l'état de santé du réseau grâce à la liaison CPL. Comme ces études sont exploratoires, on s'est affranchi du dimensionnement SE&P, et nous avons privilégié le standard et le dimensionnement de la chaîne HPAV. De même, comme il existe peu de données sur les défauts électriques et de mesures de fonction de transfert en présence de défaut, nous utiliserons un banc de test que nous avons réalisé. Ensuite nous définirons des stratégies permettant de détecter un changement du canal dû à un défaut de la ligne. On se focalisera sur la définition de seuils de détection pour éviter les cas de fausses alarmes ou de non détection.

1.5 Bibliographie

- [1] V. Degardin, " *Analyse de la fiabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension* ", thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2002.
- [2] A. Maiga, " *Stratégies d'allocation de ressources dans des contextes mono et multiutilisateurs pour des communications à très haut débit sur lignes d'énergie* ", Thèse de doctorat, INSA de Rennes, 2010.
- [3] R. Nizigiyimana, " *Diagnostic de réseaux électrique et communication par cpl* ", thèse de doctorat, Université François-Rabelais de Tours, 2014.
- [4] M. Ait Ou Kharraz, " *Caractérisation du réseau basse tension dans la bande de fréquence utilisée par les courants porteurs en ligne en bande étroite* ", thèse de doctorat, Université Paris-Saclay, 2017.
- [5] M. Antoniali et al., " *Measurements and analysis of PLC channels in a cruise ship* ", IEEE ISPLC 2011, pp. 102-107, 2011.
- [6] S. Barmada, L. Bellanti, M. Raugi, and M. Tucci, " *Analysis of Power-Line Communication Channels in Ships* ", IEEE Trans. On Vehicular Technology, vol. 59, no. 7, pp. 3161-3170, September 2010.
- [7] S. Barmanda et al., " *Design of a PLC system onboard trains: selection and analysis of the PLC channel* ", ISPLC, 2008, pp. 13-17, Avril 2008.
- [8] M. Olivas Carrion, " *Communications sur le réseau d'énergie électrique d'un véhicule modélisation et analyse du canal de propagation* ", thèse de doctorat, Université de Lille, 2006.
- [9] P. Tanguy, " *Etude et optimisations d'une communication a haut débit par courant porteur en ligne pour l'automobile* ", thèse de doctorat, INSA de Rennes, 2012.
- [10] V. Degardin et al., " *Theoretical approach to the feasibility of power line communication in aircrafts* ", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.62, no.3, pp. 1362-1366, mars 2011.
- [11] K. Kilani, " *Faisabilité des courants porteurs en ligne sur un câble triphasé entre un onduleur MLI et un moteur pour des applications avioniques* ", thèse de doctorat, Université de Lille, 2013.
- [12] Thomas Larhzaoui, " *Fiabilisation de la technologie courant porteur en ligne en vue de piloter des actionneurs d'aéronefs* ", thèse de doctorat, INSA de Rennes, 2014.
- [13] V. Dégardin et al., " *Power line communication in aircraft: channel modelling and performance analysis* ", 8th International Caribbean Conference on Devices, Circuits and Systems (ICCDCS), pp. 1-3, mars 2012.
- [14] HOMEPLUG AV2, « HomePlug AV Specification, Version 2.0 », Document technique, HomePlug Alliance, janvier 2012.
- [15] HomePlug Av specification, Version 1.1, May 21, 2007.

- [16] H. Zhang, C. Saudemont, B. Robyns, M. Petit, "Comparison of Technical Features between a More Electric Aircraft and a Hybrid Electric Vehicle", IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), September 3-5, Harbin, Chine, 2008.
- [17] E. Foch, « *L'avion tout électrique, une rupture technologique crédible* », La revue 3EI n°64, Mars 2011
- [18] S. Savin, S. Ait-Amar, S. Duchesne, D. Roger, "Health monitoring of electrical motors: proposition of a new principal based on impedance spectrum analyses", Conference More Electric Aircraft, Bordeaux, 2012.
- [19] M.K. Smail, L. Pichon, M. Olivas, F. Auzanneau, M. Lambert, "Reconstruction of faulty wiring networks using reflectometry response and genetic algorithms", IJAEM 2011, volume 35, pp.39-55.
- [20] X. Roboam, "New trends and challenges of electrical networks embedded in more electrical aircraft", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp 26-31, 27-30, Juin 2011.
- [21] H. Ounis, "Conception intégrée par optimisation multicritère multi niveau d'un système d'actionnement haute vitesse pour l'avion électrique", thèse de doctorat, INP Toulouse, 2016.
- [22] 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", Journées du Club EEA "Avion et Electricité", 2004.
- [23] <http://www.air-cosmos.com/bourget-2013-safran-veut-toujours-developper-un-moteur-pour-turbopropulseur-regional-19646>.
- [24] <http://www.air-cosmos.com/le-trent-900-motorisera-les-50-derniers-a380-d-emirates-32715>.
- [25] P. Louvel, Systèmes Electroniques Embarqués et Transports, Dunod, 2006.
- [26] The Avionics Handbook, CrC Press, 2001.
- [27] Hussein Charara, « *Évaluation des performances temps réel de réseaux embarqués avioniques* », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [28] Jérôme GRIEU, « *Analyse et évaluation de techniques de commutation Ethernet pour l'interconnexion des systèmes avioniques* », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.
- [29] John C. Goclowski. Digital avionics information system (dais) : Impact of dais concept on life cycle cost supplement. Distributed by ERIC Clearinghouse, 1981.
- [30] MIL-SRD-1553. MIL-STD-1553B Specification : Aircraft Internal Time Division Command/Response Multiplex Data Bus, U.S. Department of Defense, Aeronautical Systems Division, 1978.
- [31] Avionics application software standard interface. ARINC specification 653 (part 1), 2006.

- [32] Design Guidance for Integrated Modular Avionics. ARINC specification 651, 1991.
- [33] J. Huysseune, P. Palmer, "*NEVADA – PAMELA – VICTORIA, Toward the definition of new aircraft electronics*", Invited paper Aeronautics days, Hamburg, 2001.
- [34] Projet européen de recherche victoria. <http://www.euoproject-victoria.org>.
- [35] G.A. Kemayo, "*Évaluation et validation des systèmes distribués avioniques*", thèse de doctorat, INP Toulouse, 2014.
- [36] ARINC 429, Aeronautical Radio Inc. ARINC specification 429. Digital Information Transfer System (DITS) parts 1, 2, 3, 2001.
- [37] D. Paret, *Le bus CAN*, Dunod, 1996.
- [38] ARINC 664, Aircraft Data Network, Part 7 : Deterministic Networks.,2003.
- [39] <https://www.cenelec.eu/>
- [40] Ministère de l'Économie, des Finances et de l'industrie, Guide de bonnes pratiques pour le recours aux CPL sur les réseaux publics de distribution d'électricité.<http://archives.entreprises.gouv.fr/2012/www.industrie.gouv.fr/pdf/cpl.pdf>
- [41] IEEE 1901, « IEEE standard for broadband over power line networks : Medium access control and physical layer specifications », Document technique, IEEE, février 2011.
- [42] S. Galli et O. Logvinov, « *Recent Developments in the Standardization of Power Line Communications within the IEEE* », IEEE Communications Magazine, vol. 46, no 7, pages 64–71, juillet 2008.
- [43] L. Yonge, J. Abad, K. Afkhamie, et al., « *An Overview of the HomePlug AV2 Technology*», Journal of Electrical and Computer Engineering, vol. 2013, no 892628, mars 2013.
- [44] T. Tuoriniemi, "*Automotive Power Line Communication: A New Wiring Topology for Powertrain Sensor Network*", Sweden, 2013.
- [45] Dr C. Temple, editor, "*FlexRay International Workshop*", Detroit, March 2003
- [46] P. Tanguy, F. Nouvel and P. Maziéro, "*Power Line Communication standards for in-vehicle networks*", Proceedings of the IEEE Conference Intelligent Transport system Telecommunication ITST 2009, 978-1-4244-5347- 4/09, 20-22 October 2009, pp. 533 537.
- [47] M. Lienard, M. Carrion, V. Degardin, and P. Degauque, "*Modeling and Analysis on In-vehicle power line communication channels*", Proceeding of IEEE Transaction on Vehicular Technology, vol 57, N°2, 2008, pp. 670-679.
- [48] T. Benzi, T. Facchinetti, T. Nolte and L. Almeida, "*Towards the power line alternative in automotive applications*", Proceedings of Factory Communication Systems, Dresden, 21-23 May 2008, pp. 259-262.
- [49] M. Mohammadi, L. Lampe L and al, "*Measurement study and transmission for in-vehicle power line communication*", Proceedings of IEEE Power Line

Communications and Its Applications ISPLC 2009, Dresden, 29- March -1 April 2009, pp. 73–78.

- [50] Ana Belén Vallejo-Mora, Juan José Sánchez-Martínez, Francisco Javier Cañete, José Antonio Cortés, Luis Díez, "*Characterization and Evaluation of In-Vehicle Power Line Channels*", Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM) 2010, December 2010, Miami, EE.UU., 2010.
- [51] S. Barmada, M. Raugi, M. Turchi, "*Powerline communication in a full electric vehicle*", Proceedings of IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, Rio de Janeiro , 28-31 March 2010, pp. 331-336.
- [52] N. Bahrani, V. Gaudet, "*Measurements and Channel Characterization for in vehicle Power Line Communications*" Power Line Communications and its Applications (ISPLC), 2014 18th IEEE International Symposium, Glasgow, March 30 2014- April 2 2014, pp.64-69.
- [53] CRIPTE Code Users Manual, version 4.0, distribue par l'ONERA, juin 2005.
- [54] DO-160, Environmental conditions and test procedures for airborne equipment, Standard, 2007.

Chapitre 2 : Dimensionnement et synchronisation du système OFDM

2.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, un état de l'art de la transmission de l'énergie électrique et de la transmission des données dans un avion a été réalisé. Nous avons indiqué que la technologie CPL a fait ses preuves dans le domaine de la domotique et de la boucle locale. Nous avons évoqué plusieurs études de faisabilité d'une communication CPL menées dans le domaine aéronautique, mais il a aussi été conclu qu'il restait des verrous scientifiques à lever concernant la couche physique et la couche liaison pour rendre la technologie CPL compatible avec les contraintes de fiabilité de la transmission, de déterminisme, du temps réel et de CEM de l'avionique.

Ce second chapitre porte sur la fiabilisation de la liaison CPL et en particulier sur le problème de synchronisation de la fréquence d'échantillonnage. En effet, dans le cadre de notre collaboration avec SE&P, notre étude s'inscrit dans la continuité de travaux initiés avec la thèse de T. Larhzaoui dont l'objectif était de dimensionner et de fiabiliser la chaîne de transmission CPL en vue de piloter des actionneurs d'aéronefs. Notre partenaire SE&P s'est inspiré des spécifications du standard HPAV pour développer des plateformes de simulation et d'expérimentation afin d'éprouver le lien CPL, certains paramètres de ce lien ayant été affinés à partir des conclusions de la thèse de T. Larhzaoui. Cependant l'aspect synchronisation du récepteur restait à fiabiliser.

Dans la plupart des systèmes CPL, la transmission de données est réalisée au moyen du procédé multiporteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Les avantages de ce procédé sont nombreux comme nous le verrons dans la suite de ce chapitre cependant il reste très sensible aux erreurs de synchronisation. En effet les transmissions CPL sont asynchrones et la synchronisation n'est pas parfaite entre les oscillateurs de l'émetteur et du récepteur. Ce chapitre se concentrera donc principalement sur l'erreur de la fréquence d'échantillonnage, qui affecte l'orthogonalité des sous-porteuses et provoque des interférences inter porteuses.

Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord décrire la chaîne de transmission CPL d'une manière générale avant de se concentrer sur les paramètres de la chaîne CPL issus de la thèse de T. Larhzaoui. Comme la technologie CPL est basée sur le procédé OFDM,

nous nous focaliserons sur les différentes étapes de ce procédé et les différentes techniques d'égalisation temporelle et fréquentielle. Un cahier des charges imposé par SE&P sera détaillé dans cette partie de la thèse. Afin de quantifier les performances de la transmission CPL en termes de taux d'erreurs binaires, nous avons développé la chaîne de transmission CPL avec l'outil de simulation MATLAB. Pour établir ces performances, nous avons utilisé des canaux de transmission issus du projet TAUPE et représentatifs de notre cahier des charges. Les premières simulations validant notre outil et notre démarche seront discutées.

Dans un second temps, nous allons nous concentrer sur la problématique des erreurs de synchronisation et dont les différents types seront rappelés. Ensuite, on focalisera notre étude sur l'erreur de fréquence d'échantillonnage et de fenêtrage. Tout d'abord l'erreur de synchronisation sera modélisée dans le domaine temporel et l'impact de l'erreur sera évalué. Ensuite nous proposerons un algorithme d'estimation de l'erreur de synchronisation afin de la compenser à la réception. Finalement les performances de l'estimation de l'erreur seront présentées en termes de taux d'erreurs binaires dans des canaux multi-trajets.

2.2 Chaîne de transmission CPL

Les télécommunications actuelles sont confrontées à une demande croissante pour des transmissions haut débit et fiables. Ainsi pour faire face aux perturbations électromagnétiques et aux trajets multiples, la technique de modulation OFDM est largement utilisée aujourd'hui. En effet le WiFi (avec les normes IEEE 802.11), les systèmes cellulaires de quatrième génération (3GPP, LTE [1]), et bientôt de cinquième génération [2], WiMAX IEEE 802.16 [3], de télévision numérique terrestre (DVB: Digital Video Broadcasting), ou les transmissions sur les paires téléphoniques (ADSL ou Asymmetric Digital Subscriber Line) et la transmission sur câble électrique par courant porteur en ligne [4] utilisent le procédé OFDM.

Nous allons dans un premier temps présenter le principe général de la transmission OFDM avant de détailler la chaîne de transmission utilisée, et son dimensionnement imposé par SE&P.

2.2.1 Principe de la transmission d'un signal OFDM

L'OFDM est une technique de modulation multiporteuses avec recouvrement efficace de canaux. C'est un procédé qui consiste à répartir un train binaire à haut débit en N sous-canaux orthogonaux modulés à bas débit. L'idée principale dans la formation du signal OFDM est l'usage d'un multiplexage fréquentiel de sous-porteuses sous certaines conditions d'orthogonalité.

2.2.1.1 Notion d'orthogonalité

L'orthogonalité est la propriété fondamentale qui permet de transmettre des signaux d'informations multiples dans un même canal et les détecter sans interférence. On définit ainsi l'orthogonalité de deux fonctions réelles $g(t)$ et $h(t)$ dans l'intervalle $[a,b]$ par la relation suivante:

$$\int_a^b g(t).h(t)dt = 0 \quad (2.1)$$

Concernant la modulation multiporteuses, les fonctions orthogonales sont les N sous porteuses $s_k(t)$ transmises durant une durée T_u et qui peuvent se mettre sous la forme suivante:

$$s_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi \frac{k}{T_u} t) & 0 < t < T_u \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{pour } k \in [1, N] \text{ et } f_k = \frac{k}{T_u} \quad (2.2)$$

La Figure 2-1 représente un spectre OFDM comportant $N = 4$ sous-porteuses avec $\Delta f = 1/T_u$ et qui s'étale sur $B = N\Delta f$, montrant ainsi le recouvrement efficace des canaux ou sous-porteuses. Le maximum de chaque sous-porteuse correspond à un "zéro" des autres sous-porteuses.

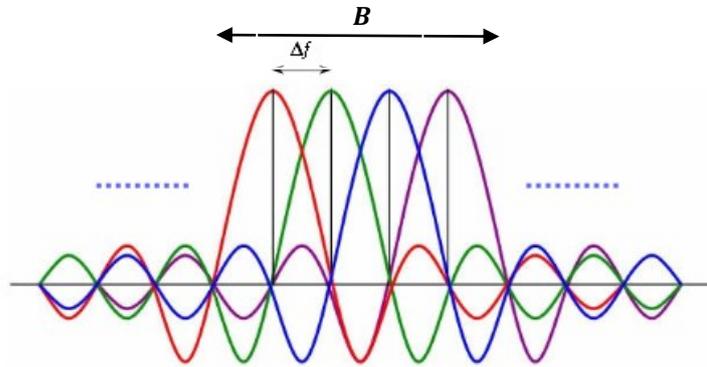


Figure 2-1: Spectre d'un signal OFDM

Conserver l'orthogonalité des sous-porteuses est primordial en OFDM. Nous verrons dans les sections suivantes qu'un décalage fréquentiel entre l'émetteur et le récepteur peut entraîner une perte d'orthogonalité et ainsi des dégradations fortes des performances de la liaison à cause de l'interférence entre symboles (ISI, *Inter Symbol Interference*) ou des interférences entre porteuses (ICI, *Inter Carrier Interference*).

2.2.1.2 Modulation des sous-porteuses et expression du signal OFDM

Chaque sous-porteuse est modulée suivant une modulation QAM ou PSK pendant une durée T_u . Soit q un nombre de bits à transmettre alloué à chaque sous-porteuse, alors la taille de la modulation M-QAM est telle que $M = 2^q$. Chaque symbole modulé est représenté par un nombre complexe X_k .

Dans les spécifications HPAV, la modulation peut être de 1024-QAM soit 10 bits par sous porteuse. Dans le cadre de ces études, la modulation QPSK a été utilisée. La sous-porteuse $s_k(t)$ de fréquence $f_k = \frac{k}{T_u}$ s'écrit alors sous la forme suivante dans l'intervalle de temps $[0, T_u]$, avec une amplitude A_k et une phase φ_k , issue de la constellation QPSK:

$$s_k(t) = A_k \sin(2\pi f_k t + \varphi_k) \quad (2.3)$$

Dans le domaine complexe, la sous-porteuse modulée complexe s'écrit alors :

$$\underline{s}_k(t) = X_k e^{j2\pi f_k t} \quad (2.4)$$

Avec $X_k = A_k e^{j\varphi_k}$, correspondant au symbole associé à un point de la constellation QPSK. Les N sous porteuses étant émises en simultanée, le signal OFDM complexe, noté $s(t)$ peut s'écrire dans l'intervalle de temps $[0, T_u]$:

$$\underline{s}(t) = \sum_{k=1}^N X_k e^{j2\pi f_k t} \quad (2.5)$$

Prenons en compte maintenant un échantillonnage du signal avec une période $T_e = T_u/N$. A chaque instant $t = nT_e$ avec $n \in (1, N)$ on aura le signal échantillonné suivant noté $s(nT_e)$:

$$\underline{s}(nT_e) = \sum_{k=1}^N X_k e^{j2\pi \frac{k}{T_u} nT_e} \quad (2.6)$$

Compte tenu de la relation entre T_u et T_e , on obtient l'équation suivante:

$$\underline{s}(n) = s(nT_e) = \sum_{k=1}^N X_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (2.7)$$

s est appelé symbole OFDM et apparait comme la transformée de Fourier inverse et discrète des symboles X_k . Si on introduit les symboles X_k associés à la modulation QPSK, dans un module de IFFT, on obtient en sortie, l'ensemble des symboles complexes $\underline{s}(n)$ du signal en bande de base. Lors de la réception, il suffit d'effectuer la transformée de Fourier discrète sur les symboles reçus.

2.2.1.3 Insertion du préfixe cyclique

Un canal de transmission n'est pas parfait et est susceptible de générer des interférences. En OFDM, il existe deux types d'interférences : les interférences entre sous-porteuses (ICI) et les interférences entre symboles (ISI). La présence des multi trajets dans un canal de transmission est un facteur qui contribue à l'apparition des interférences entre symboles.

Afin de lutter contre ces interférences, il est nécessaire d'ajouter un intervalle de garde de durée Δ entre deux symboles OFDM consécutifs. Cet intervalle de garde est appelé préfixe cyclique (CP) car il est une copie de la dernière partie du symbole OFDM et permet ainsi de se prémunir des ICI. La durée totale du symbole transmis est alors $T_s = T_u + \Delta$. Pour éliminer complètement les ISI, il faut que la durée du CP soit plus grande que le retard maximum (T_m) de propagation dans un canal à trajets multiples soit $\Delta \geq T_m$. La Figure 2-2 illustre la protection contre les interférences entre symboles OFDM assurée par le CP.

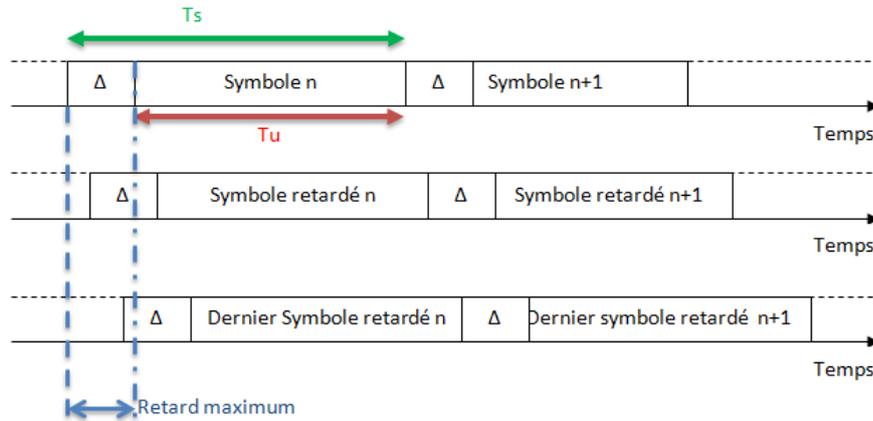


Figure 2-2 : Illustration de la protection contre les ISI assurée par le CP

L'insertion d'un préfixe cyclique au début de chaque symbole provoque une diminution du débit utile. Si une modulation QPSK est utilisée sur l'ensemble des N sous-porteuses, le débit utile peut être calculé ainsi :

$$D_{utile} = 2 \frac{N}{T_u + \Delta} \quad (2.8)$$

Le préfixe cyclique est ajouté à l'émission après l'opération de IFFT et est retiré à la réception avant le module de la FFT.

2.2.1.4 L'égalisation fréquentielle

Le canal est dit sélectif en fréquence si sa réponse en fréquence dépend de la fréquence sur la bande passante considérée. La bande de cohérence B_c est définie comme la largeur de bande pour laquelle deux composantes fréquentielles du canal peuvent être considérées comme décorrélées. Un canal sélectif en fréquence peut être caractérisé de deux façons:

- Le retard maximal de la réponse impulsionnelle du canal, T_m , est grand devant le temps symbole T_s du signal à transmettre,
- La bande de cohérence du canal B_c est faible devant la bande passante du signal B à transmettre.

L'idée d'un système multiporteuses est de rendre T_s beaucoup plus grand que le retard maximal du canal et de décomposer la bande passante du signal B en N sous-canaux Δf inférieurs à la bande de cohérence du canal. Ainsi, nous avons des sous-canaux non sélectifs en fréquence ce qui simplifie la partie égalisation.

En effet, soit $s(t)$ le signal OFDM transmis avec le préfixe cyclique, $r(t)$ le signal reçu, $h(t)$ la réponse impulsionnelle du canal et $n(t)$ le bruit du canal, on peut écrire:

$$r(t) = h(t) \otimes s(t) + n(t) \quad (2.9)$$

Avec \otimes représentant la convolution. Si on suppose que les interférences ISI et ICI sont annulées grâce à l'insertion du préfixe cyclique, le symbole reçu $Y_{k,n}$ après l'opération de la FFT, correspondant au symbole émis $X_{k,n}$ du symbole n et de la sous-porteuse k , est donné par la relation suivante :

$$Y_{k,n} = H_k X_{k,n} + N_{k,n} \quad (2.10)$$

Avec H_k la réponse fréquentielle à la $k^{\text{ème}}$ sous porteuse et $N_{k,n}$ un échantillon de bruit. Ainsi pour corriger les distorsions du signal introduites par le canal et retrouver $X_{k,n}$, un égaliseur est introduit après le module FFT. Les coefficients C_k de cet égaliseur peuvent être obtenus grâce à une séquence d'entraînement, constituée de N_T symboles OFDM connues du récepteur. L'égaliseur calcule pour chaque sous-porteuse k , une valeur moyenne de H_k notée \hat{H}_k estimée sur N_T symboles afin de réduire l'influence du bruit. Ainsi nous avons:

$$\hat{H}_k = \frac{1}{N_T} \sum_{n=1}^{N_T} \frac{Y_{k,n}}{X_{k,n}} \quad \text{avec } 1 \leq k \leq N \quad (2.11)$$

L'égaliseur peut se réduire à un filtre inverse de la fonction de transfert s'il est basé sur le critère de "Zero Forcing" avec les coefficients C_k :

$$C_k = \frac{1}{\hat{H}_k} \quad \text{avec } 1 \leq k \leq N \quad (2.12)$$

Cette technique d'égalisation est mise en œuvre dans la chaîne de transmission OFDM qui est présentée dans la section suivante.

2.2.2 Caractéristiques du système OFDM

Dans un premier temps, un travail d'optimisation de la couche PHY et MAC du système de communication permettant de satisfaire les contraintes de temps réel et de compatibilité électromagnétique est nécessaire. Comme ce travail de thèse est réalisé en collaboration avec SE&P et dans la continuité des études de [5], certaines caractéristiques du lien de communication ont été imposées et sont résumées dans le Tableau 2-1. Ces caractéristiques ont été définies pour respecter les contraintes temporelles des systèmes avioniques, et notamment un temps de latence de 10 ms.

Tableau 2-1 : Caractéristiques de la chaîne de transmission OFDM SE&P

Paramètres de la couche physique	Valeurs
Fréquence d'échantillonnage	75 MHz
Période d'échantillonnage	13.3 ns
Bande passante totale	[0 - 37.5] MHz
Nombre de sous-porteuses	512
Espacement inter sous-porteuse	73.24 kHz
Ordre de modulation	4 (QPSK)

Le système combinant l'éclairage et la communication de données (son, indication lumineuse, appels inter-équipage) dans la cabine d'un aéronef a été identifié comme le cas d'application de notre étude. Ce système d'éclairage cabine noté CLS (Cabin Lighting System) a été choisi parce que l'architecture du réseau de câblage très arborescent permet d'envisager par l'utilisation du CPL des réductions de poids et de la complexité

du réseau filaire. Ainsi les performances attendues de notre communication sont un débit de 10 Mbit/s, un taux d'erreurs binaires cible de 10^{-12} et un temps de latence de l'ordre de 10 ms.

Concernant le taux d'erreurs, cette valeur indicatrice exprime une application sécuritaire, et c'est pourquoi un indice faible de modulation a été choisi. Cependant comme nous nous focaliserons sur la synchronisation dans ce chapitre, ce TEB ne sera pas réellement visé dans nos performances d'autant plus qu'aucun codage de canal n'a été mis en place. Il existe d'ailleurs des abaques caractérisant les performances de certains codages de canal, comme les codes de Reed-Solomon, qui expriment le TEB de sortie en fonction du TEB d'entrée [6]. Ainsi, par exemple, si le TEB d'entrée est de 10^{-3} , avec un code de RS (256,224) sur des symboles de 8 octets, un TEB de sortie de 10^{-12} peut être atteint. C'est pourquoi dans la suite de ce chapitre, les comparaisons de performances en termes de TEB se limiteront à des TEB de l'ordre de 10^{-3} à 10^{-5} , permettant ainsi des temps de calculs raisonnables pour notre outil de simulation.

Le schéma de la Figure 2-3 résume les différents traitements numériques décrits précédemment et présente les modules de la chaîne de transmission OFDM, qui sont implémentés dans notre outil de simulation.

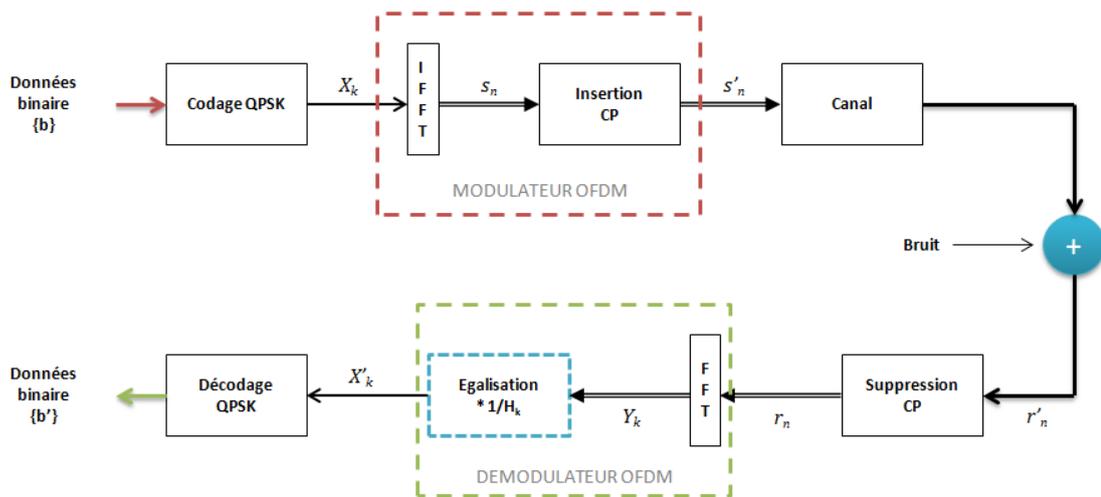


Figure 2-3 : Schéma de la transmission OFDM

Pour la suite de l'exposé, on notera $\{s\}$ l'ensemble des éléments s_n du symbole OFDM dans le domaine temporel pour $1 \leq n \leq N$ et $\{X\}$ l'ensemble des éléments X_k du symbole OFDM dans le domaine fréquentiel pour $1 \leq k \leq N$.

Supposons que l'on veuille transmettre les bits de données $\{b\}_{1:R}$ de durée T_b ou de débit binaire $\Gamma_b = 1/T_b$. Cette série de données est transformée en une série de symboles complexes X_k par le codeur M-QAM ou M-PSK de durée $2T_b$. Comme défini dans le cahier des charges du Tableau 2-1, notre choix s'est porté sur la modulation QPSK. Les symboles QPSK sont transmis ensuite au module IFFT et avec l'application de la transformée de Fourier inverse, on obtient à la sortie le symbole OFDM $\{s\}_{1:N}$. Un préfixe cyclique, qui est une copie des L derniers symboles s_n , est ajouté au début du symbole OFDM. Le symbole OFDM comporte alors $N+L$ échantillons d'une durée totale $T_s = (N+L) \cdot 2T_b$.

A la réception, les opérations inverses sont réalisées. On notera $\{r'\}$ l'ensemble des symboles à l'entrée du récepteur, $\{r\}$ celui des N symboles r_n après suppression du préfixe cyclique. On applique ensuite la transformée de Fourier discrète afin de recevoir les symboles $\{Y\}$. X'_k est issu de l'égalisation qui permet de corriger les effets du canal et après décodage, on obtient les données binaires $\{b'\}$. Le codage de canal n'a pas été mis en œuvre dans cette étude.

Le Tableau 2-2 résume les caractéristiques de notre chaîne de transmission, notée TELICE, qui s'appuie sur les préconisations de SE&P. Nous avons ajouté pour comparaison les caractéristiques issues des spécifications HPAV et HPAV2 largement utilisées dans le CPL indoor. On note ainsi une durée totale du symbole et une taille de IFFT beaucoup plus faibles dans notre chaîne pour respecter les temps de latence. De même l'utilisation d'une modulation QPSK privilégie la fiabilité de la transmission à un débit très important. On rappelle que le cas d'utilisation prévoit un débit maximal de 10 Mbit/s.

Tableau 2-2 : Caractéristiques de la chaîne de transmission OFDM

Paramètres couche PHY	TELICE	HPAV	HPAV 2
Fréquence d'échantillonnage	37.5 MHz	75 MHz	100 MHz
Temps d'échantillonnage	26.6 ns	13.3 ns	10 ns
Bande Passante utile	[4.6 - 32.8] MHz	[1.8 - 30] MHz	[1.8 - 84] MHz
Nombre de sous porteuses	512	1536	4096
Sous-porteuses utiles	384	1155	3455
Espacement inter porteuses	73.242 kHz	24.414 kHz	24.414 kHz
Indice de modulation	4 (QPSK)	10	12
Débit cible (avec codage de canal)	10 Mbit/s	200 Mbit/s	1 Gbit/s
Taille IFFT	512	3072	4096
Taille de préfixe cyclique (durée)	32 (853 ns)	5,56 μ s; 7,56 μ s ; 40,96 μ s	5,56 μ s; 7,56 μ s ; 40,96 μ s
Durée totale du symbole OFDM	14.5 μ s	43.5 μ s	43.5 μ s

Dans les différentes configurations proposées dans le tableau, la taille du préfixe cyclique est imposée par le standard. Dans le paragraphe suivant nous allons donc caractériser les canaux utilisés dans la suite de cette étude afin de dimensionner judicieusement ce préfixe.

2.2.3 Description et caractérisation des canaux TAUPE

Le projet européen TAUPE, est un projet qui a rassemblé académiques et industriels du domaine aéronautique autour de la thématique de fiabilisation de la technologie CPL [7] pour des applications sur les systèmes avioniques. Durant ces travaux, un banc de mesure représentatif du réseau électrique du système d'éclairage, de sonorisation et d'affichage de la cabine a été réalisé et des mesures de fonction de transfert ont été conduites. Ainsi dans ce système, 14 unités d'éclairage correspondant

aux différentes lampes réparties à l'intérieur de la cabine sont alimentées par une unité de distribution d'énergie électrique et sont commandées à distance par l'équipage via un autre réseau dédié. Les fils spécifiques dédiés à la transmission de la commande pourraient être supprimés et la transmission pourrait se faire via le réseau électrique en utilisant le CPL.

Le schéma de la Figure 2-4 nous montre l'architecture du système choisi avec une transmission CPL via une ligne de câble bifilaire et une injection en mode différentiel. Le réseau électrique est composé d'une ligne courte de longueur maximale 17.97 m où sont connectées 4 unités d'éclairage (LS) et d'une ligne longue de longueur maximale de 42.75 m où sont connectées les 10 autres unités. Une transmission entre l'unité de distribution (EPU) et les différentes unités d'éclairage a été envisagée. L'impédance des modems CPL est modélisée par une résistance de 100Ω . La fonction de transfert $H(f)$ entre l'unité de distribution et les unités d'éclairage est calculée dans une gamme de fréquence allant de 100 kHz à 50 MHz.

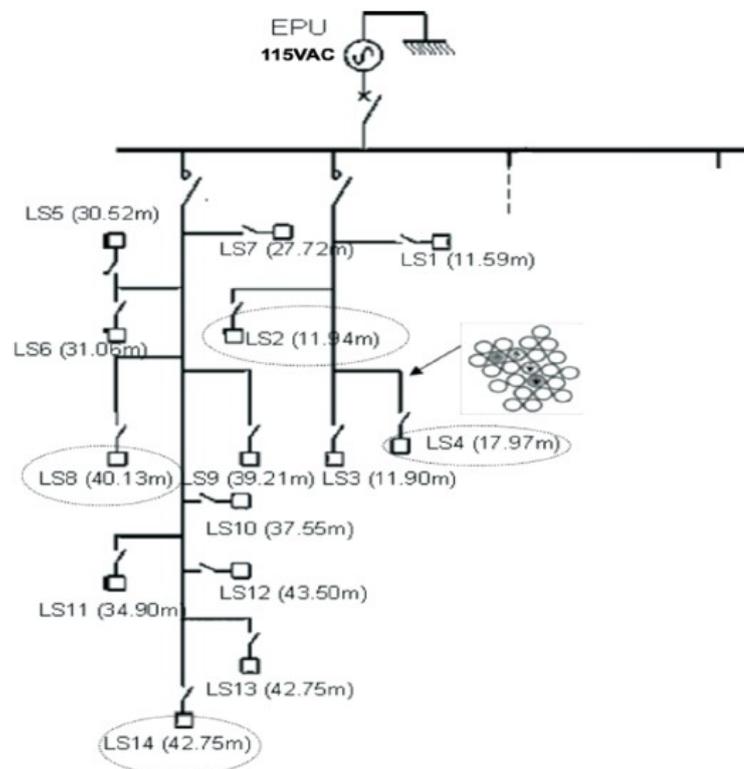


Figure 2-4 : Schéma de l'architecture du réseau modélisé [7]

Trois exemples de gain d'insertion sont illustrés sur la Figure 2-5 dans la bande [0.1-37.5] MHz. Le canal 1 représente la liaison entre l'EPU et l'unité d'éclairage 2 située sur la ligne courte à une distance de 11.94 m de l'EPU. Le canal 2 est la liaison entre l'EPU et l'unité d'éclairage 4 située sur la ligne courte à une distance de 17.97 m. Enfin le canal 3 représente la liaison entre l'EPU et l'unité d'éclairage 8 située sur la ligne longue à une distance de 40.13 m. Les atténuations moyennes calculées dans la bande de transmission [4.6-32.8] MHz pour les canaux 1, 2 et 3 sont respectivement de 11.5, 16 et 24.2 dB, les atténuations maximales étant de 15.4, 20 et 28.3 dB.

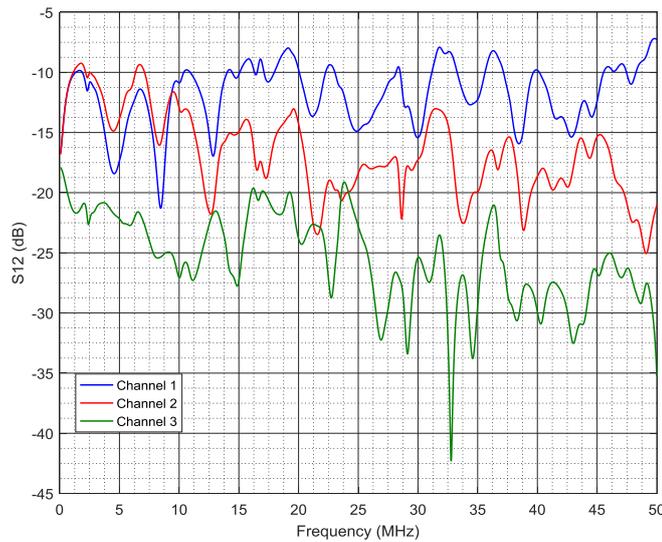


Figure 2-5 : Gain d'insertion des 3 canaux TAUPE étudiés

Compte tenu des réflexions multiples sur la ligne dues à des dérivations, désadaptations des charges terminales entre autre, des "échos" successifs vont se produire, correspondant à chaque trajet possible. La réponse impulsionnelle h est donc composée de plusieurs impulsions élémentaires, appelées des "taps" [4] comme indiqué dans l'équation 2.13.

$$h(t) = \sum \alpha_m \delta(t - \tau_m) \quad (2.13)$$

où α_m et τ_m caractérisent le facteur d'atténuation et le retard de propagation du $m^{\text{ème}}$ tap.

De cette réponse impulsionnelle du canal, on peut directement obtenir le profil de puissance $P(t)$ défini comme étant le carré du module de $h(t)$. A partir de $P(t)$, on peut définir le retard maximal τ_x à X dB, comme étant la durée pendant lequel l'énergie des multitrajets décroît de X dB par rapport au trajet de puissance maximale. On peut ainsi calculer le retard maximal τ_x à -20 dB qui est égal à 266 ns pour le canal 1. La Figure 2-6 présente le profil de puissance de ce canal.

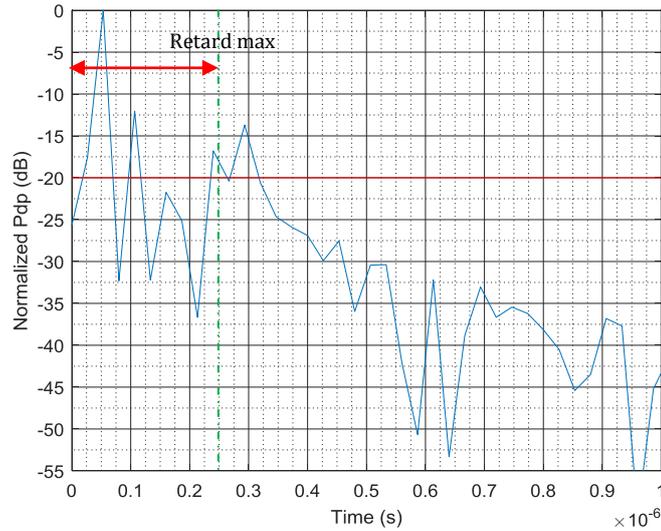


Figure 2-6 : Profil de puissance normalisé du canal 1

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

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_m p(\tau_m) \tau_m}{\sum_m p(\tau_m)} \quad (2.14)$$

Enfin l'étalement des retards σ_τ est la racine carrée du moment centré de second ordre du profil et peut être calculé à partir des expressions suivantes:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - \bar{\tau}^2} \quad (2.15)$$

$$\tau^2 = \frac{\sum_m p(\tau_m) \tau_m^2}{\sum_m p(\tau_m)} \quad (2.16)$$

Le Tableau 2-3 suivant résume les caractéristiques des 3 canaux présentés à la figure 2-5 dans la bande passante utile de notre chaîne de transmission de [4.6-32.8] MHz.

Tableau 2-3 : Caractéristiques des canaux TAUPE

Canaux TAUPE	Retard Max	Retard moyen	Etalement des retards
Canal 1	266 ns	103 ns	73 ns
Canal 2	267 ns	135 ns	86 ns
Canal 3	480 ns	222 ns	104 ns

Afin d'éviter les ISI et ICI, le préfixe cyclique est dimensionné de sorte que sa longueur soit plus grande que celle du retard maximal des canaux. Nous avons réduit la taille du préfixe CP égal à 32 échantillons d'une durée de 853 ns. Nous étudierons dans

la suite l'égalisation fréquentielle et déterminerons le nombre N_T de symboles d'entraînement.

2.2.4 Performances dans un canal multi-trajets avec estimation du canal

Les coefficients de l'égaliseur sont obtenus via une estimation du canal réalisée grâce à une séquence d'entraînement composée de N_T symboles pilotes. La Figure 2-7 illustre le formatage d'une trame d'émission composée d'un entête de N_T symboles pilotes (ou Training Sequence TS) suivi de plusieurs symboles de données.



Figure 2-7 : Format de la trame d'émission avec N_T symboles pilotes

La Figure 2-8 montre les résultats de l'étude paramétrique menée sur le nombre N_T de symboles pilotes dans un canal multi-trajets. Le canal taupe n° 2 sert d'exemple de canal multi trajet dans cette étude. Les coefficients de l'égaliseur sont calculés grâce à une moyenne sur les N_T symboles. Différentes valeurs de N_T sont expérimentées et les résultats sont exprimés en termes de taux d'erreurs binaires en fonction du rapport entre la puissance d'émission P_e et la puissance du bruit additif gaussien P_n . Comme on pouvait s'y attendre, plus le nombre de symboles pilotes augmente, plus le TEB converge vers le TEB théorique, quel que soit le rapport P_e/P_n .

Dans l'ensemble de cette thèse, les performances seront évaluées en fonction du rapport P_e/P_n , pour ne pas dépendre de l'atténuation du canal qui peut varier fortement avec la fréquence.

Dans la suite de cette thèse, notre format de trame d'émission comportera 10 symboles d'entraînement. Cette valeur semble être un bon compromis entre les performances en termes de taux d'erreurs, le temps de calcul, et la perte de débit utile occasionnée par l'envoi de symboles pilotes. De plus c'est le nombre de symboles pilotes utilisé dans les standards HPAV et HPAV2.

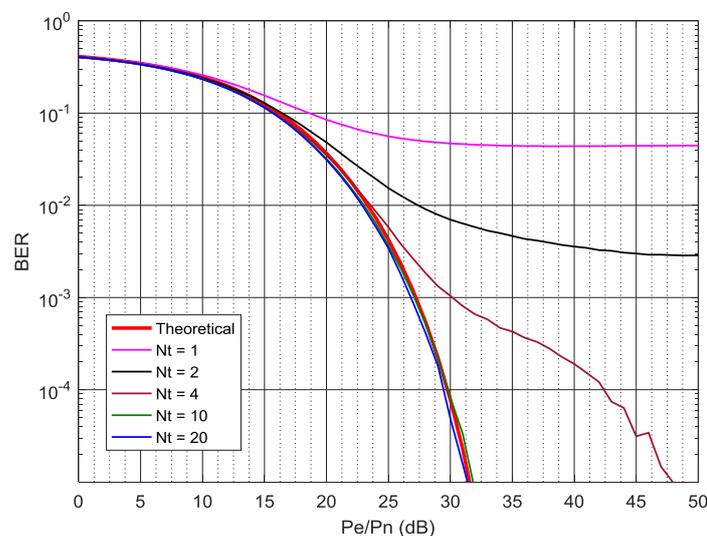


Figure 2-8 : Performances de l'estimation du canal dans un environnement multi trajets

Dans cette section, la synchronisation a été supposée idéale, et dans le paragraphe suivant on se focalisera sur les problèmes de synchronisation des procédés multiporteuses.

2.3 La synchronisation dans les systèmes OFDM

Un des inconvénients majeurs du procédé OFDM est sa forte sensibilité aux erreurs de synchronisation. En effet les transmissions CPL sont asynchrones et la synchronisation n'est pas parfaite entre les oscillateurs de l'émetteur et du récepteur. Ce décalage entre les oscillateurs locaux induit 3 types d'erreurs de synchronisation à la réception : l'erreur sur la fenêtre de calcul de la FFT, l'erreur sur la fréquence porteuse et l'erreur sur la fréquence d'échantillonnage des signaux.

Dans ce chapitre, les différents types d'erreurs de synchronisation sont dans un premier temps rappelés. Ensuite, on focalisera notre étude sur l'erreur de fréquence d'échantillonnage puisque le CPL ne requiert pas de synchronisation de la fréquence porteuse pour la transposition en fréquence, et que l'erreur sur la fenêtre FFT est bien maîtrisée. Ainsi l'erreur de synchronisation sera introduite dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel et l'impact de l'erreur sera évalué sur les performances de la liaison. Ensuite des algorithmes seront mis en œuvre pour estimer l'erreur de synchronisation et compenser cette erreur à la réception.

2.3.1 Les différentes erreurs de synchronisation

Dans cette partie, les trois types d'erreurs de synchronisation sont résumés.

2.3.1.1 Erreur de décalage de la fréquence porteuse ou Carrier Frequency Offset (CFO)

Le décalage de fréquence porteuse peut s'avérer très complexe et les études sur le sujet sont nombreuses [8-10]. Cependant, comme aucune transposition fréquentielle n'est effectuée par l'émetteur au moyen d'une fréquence porteuse, cette erreur n'est pas traitée.

2.3.1.2 Erreur de décalage de la fenêtre temporelle ou Symbol Timing Offset (STO)

Dans les systèmes numériques basés sur l'envoi non continu de trames, la première étape de la synchronisation temporelle consiste à déterminer le début de chaque trame. Dans la plupart des systèmes, la détermination du début de trame s'effectue à l'aide de séquences d'apprentissage constituées de plusieurs symboles connus du récepteur. Le récepteur calcule alors le produit de corrélation entre la séquence d'apprentissage et les données reçues. Le produit de corrélation présente un pic au début de la séquence d'apprentissage. Connaissant la structure des trames, le récepteur en déduit le début de la trame.

Pour le procédé OFDM, rappelons que le symbole OFDM est composé des N échantillons en sortie du bloc IFFT en émission. Une erreur de synchronisation temporelle est donc une erreur de localisation du début d'un symbole, et donc du positionnement de la fenêtre de la FFT en réception. On distingue deux cas de décalage de fenêtre FFT :

- Cas fenêtre FFT en avance

– Cas fenêtre FFT en retard

Une représentation de ces 2 cas de décalage est donnée dans la Figure 2-9. On observe ainsi 3 symboles OFDM avec le positionnement des préfixes cycliques, recopie des derniers éléments du symbole OFDM. On distingue le positionnement de la fenêtre idéale, celui de la fenêtre en avance et celui de la fenêtre en retard. Dans le cas du fenêtrage en avance, comme la transformée de Fourier discrète est cyclique [11], un décalage en avance va simplement introduire une rotation de phase du signal dans le domaine fréquentiel. Cette erreur sera corrigée par l'égalisation. Dans le cas du fenêtrage en retard, il y a apparition d'interférence inter porteuse et interférence inter symbole.

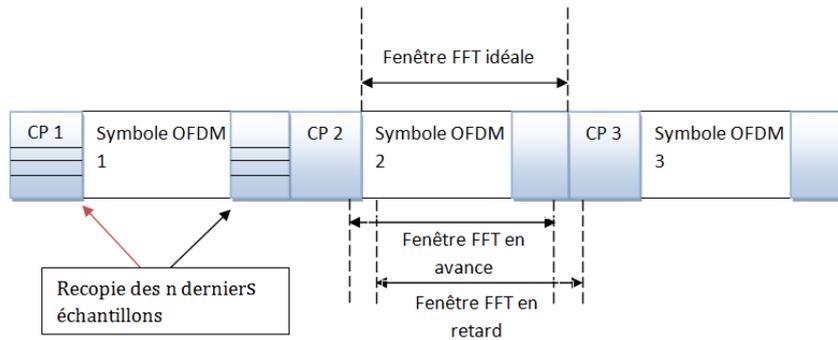


Figure 2-9 : Dérive fenêtre FFT dû à un décalage temporel

Dans la littérature, ce sujet a été largement développé [5, 11]. Parmi les différents algorithmes, on trouve Schmidl et Cox [12], Shi et Serpedin [13], qui ont proposé des estimateurs pour déterminer le début de la trame et le temps symbole au moyen de symboles pilotes. La synchronisation temporelle peut aussi s'effectuer en aveugle (sans symbole pilote) grâce au préfixe cyclique [14].

a) La solution Schmidl et Cox

La solution Schmidl et Cox consiste à transmettre deux symboles y successifs et de réaliser l'autocorrélation Γ_{sc} entre les deux séquences reçues.

$$\Gamma_{sc}(\tilde{\theta}) = \frac{\sum_{q=\tilde{\theta}}^{\tilde{\theta}+\frac{N}{2}-1} y[q+N/2]y^*[q]}{\sum_{q=\tilde{\theta}}^{\tilde{\theta}+\frac{N}{2}-1} |y[q+N/2]|^2} \quad (2.17)$$

Le début de la trame est estimée à l'instant $\hat{\theta}$ qui maximise la fonction d'autocorrélation (2.17):

$$\hat{\theta} = \mathbf{arg\,max}_{\tilde{\theta}} |\Gamma_{sc}(\tilde{\theta})| \quad (2.18)$$

Le récepteur calcule en permanence la valeur de l'autocorrélation. Dès que celle-ci dépasse un seuil, le récepteur estime que la trame débute. Ensuite, l'instant exact du début de la trame est évalué par l'équation (2.18).

b) Synchronisation temporelle aveugle

Une méthode est proposée par Van de Beek [14] dans laquelle on utilise le préfixe cyclique de taille N_{cp} pour effectuer la synchronisation temporelle des trames OFDM au

récepteur. Il n'est pas nécessaire d'utiliser de séquences d'entraînement et la synchronisation peut être effectuée à chaque symbole OFDM.

Si on note $y[i]$ le $i^{\text{ème}}$ symbole reçu, le récepteur calcule l'intercorrélacion entre la suite des N_{cp} échantillons $y[i]$ en partant de l'échantillon d'indice p , et la suite N_{cp} échantillons $y[i]$ en partant de l'échantillon d'indice $p+N$.

$$\Gamma_{cp}(p) = \sum_{q=0}^{N_{cp}-1} y[p+q]y^*[p+q+N] \quad (2.19)$$

Comme le préfixe cyclique (N_{cp} premiers échantillons) est la recopie des N_{cp} derniers échantillons du symbole OFDM, l'estimateur 2.19 présente un pic périodique à la période $N+N_{cp}$, chaque pic correspondant aux débuts des symboles OFDM. Afin de réduire l'influence du bruit, il est préférable de réaliser cette opération sur plusieurs symboles OFDM consécutifs et de faire un moyennage.

2.3.1.3 Erreur de fréquence d'échantillonnage ou SFO

L'erreur de fréquence d'échantillonnage vient du décalage entre la fréquence d'échantillonnage f_e du signal émis et la fréquence de l'oscillateur local du récepteur. Le signal émis est échantillonné à la période $T_e (=1/f_e)$, et le signal reçu est échantillonné à la période $T_e'=(1+\epsilon_f)T_e$ avec ϵ_f l'erreur de fréquence d'échantillonnage. L'erreur de fréquence d'échantillonnage est caractérisée par ϵ_f .

$$\epsilon_f = \frac{\delta_f}{T_e} \quad (2.20)$$

Avec δ_f l'écart de période d'échantillonnage dû au décalage de fréquence des oscillateurs.

En électronique, le ppm (partie par millions) est fréquemment utilisé pour exprimer la dérive d'un paramètre en fonction d'une grandeur physique. Ainsi pour simuler une erreur de x ppm, si Δf est la valeur de la variation de fréquence en Hertz (Hz), et f la fréquence d'échantillonnage, alors on obtient :

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{x \text{ ppm}}{10^6} \quad (2.21)$$

Prenons comme exemple, $f = 37.5$ MHz et $x = 50$ ppm. On peut calculer la dérive fréquentielle Δf .

$$\Delta f = \frac{f * x \text{ ppm}}{10^6} \quad (2.22)$$

$$\Delta f = (37.5 * 50) \text{ Hz}$$

On aura une variation de notre fréquence d'échantillonnage de ± 1875 Hz.

Une erreur de fréquence d'échantillonnage va introduire une dérive de la fenêtre FFT, et des atténuations et rotations de phase des symboles à la réception. De nombreuses études bibliographiques [15-26] ont été menées. Nous nous sommes focalisés sur la mise en œuvre des algorithmes de Crussière [11] et Larhzaoui [5] qui avaient été pressentis dans des études précédentes concernant la fiabilisation des CPL dans le domaine aéronautique.

2.3.2 Simulation et impact d'une erreur de fréquence d'échantillonnage

Dans ce paragraphe, nous décrivons les deux modèles numériques d'introduction d'une erreur de fréquence d'échantillonnage dans notre outil de simulation de la chaîne de transmission. La première méthode consiste à modéliser le décalage de fréquence d'échantillonnage à l'aide d'équations dans le domaine fréquentiel. La seconde solution, dans le domaine temporel, requiert l'utilisation d'une fonction permettant de ré-échantillonner le signal reçu en interpolant les données. Ensuite l'impact d'une erreur de fréquence d'échantillonnage est quantifié.

2.3.2.1 Modélisation de l'erreur SFO dans le domaine fréquentiel

L'approche fréquentielle consiste à modéliser le ré-échantillonnage temporel dans le domaine fréquentiel à l'aide des équations mathématiques. L'équation du $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM reçu dans le domaine temporel, après suppression du préfixe cyclique, peut s'écrire de la manière suivante [11]:

$$r^m = F^{-1}(\varepsilon_f)HX^m + b^m \quad (2.23)$$

Avec ε_f l'erreur de fréquence d'échantillonnage, $F^{-1}(\varepsilon_f)$ la matrice inverse de Fourier F modifiée par le défaut d'échantillonnage, la matrice $F(\varepsilon_f)$ a la forme suivante:

$$F(\varepsilon_f) = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{1} & \dots & \mathbf{1} \\ \mathbf{1} & e^{-j2\frac{\pi(1+\varepsilon_f)}{N}} & \dots & e^{-j2\frac{\pi(1+\varepsilon_f)(N-1)}{N}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{1} & e^{-j2\frac{\pi(1+\varepsilon_f)(N-1)}{N}} & \dots & e^{-j2\frac{\pi(1+\varepsilon_f)(N-1)^2}{N}} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$H = \text{diag}(Fh^T)$ où $h = (h_1 h_2 \dots h_n \ 0 \dots 0)$ est le vecteur des coefficients du canal, X^m le vecteur du $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM de constellation à l'émission et b^m le vecteur de bruit blanc gaussien.

Ainsi le vecteur Y^m des symboles après la FFT est défini comme:

$$Y^m = FF^{-1}(\varepsilon_f)HX^m + Fb^m \quad (2.25)$$

D'après les équations de [11], chaque composante fréquentielle utile subit une atténuation et une rotation de phase proportionnelle à l'indice de la sous-porteuse. A cela s'ajoute un terme d'ICI qui dépend de la réponse fréquentielle du canal de propagation. On peut expliciter le signal utile reçu comme:

$$Y^m = A(\varepsilon_f)\phi\left(\frac{N-1}{N}\varepsilon_f\right)HX^m + \Xi_{ICI}(\varepsilon_f) + Fb^m \quad (2.26)$$

Avec $A(\varepsilon_f) = \text{diag}([A_0 \dots A_{N-1}])$ et $A_k = \frac{1}{N} \frac{\sin(\pi k \varepsilon_f)}{\sin(\frac{\pi k \varepsilon_f}{N})}$,

$$\phi(x) = \text{diag}([1 \ e^{j2\pi x} \ \dots \ e^{j2\pi(N-1)x}]),$$

$$\text{et } \Xi_{ICI}(\varepsilon_f) = Z(\varepsilon_f)HX^m \quad \text{avec}$$

$$z_{k,l;k \neq l}(\varepsilon_f) = \frac{1}{N} e^{j\pi \frac{N-1}{N}(l(1+\varepsilon_f)-k)} \frac{\sin(\pi(l(1+\varepsilon_f)-k))}{\sin(\frac{\pi(l(1+\varepsilon_f)-k)}{N})}$$

Les équations décrites ci-dessus peuvent être utilisées pour simuler une erreur de fréquence d'échantillonnage dans une communication OFDM. Les inconvénients de cette méthode sont la complexité et le temps de calcul nécessaire. Nous avons donc décidé de modéliser l'erreur dans le domaine temporel. Cette méthode est détaillée dans le paragraphe suivant.

2.3.2.2 Modélisation de l'erreur SFO dans le domaine temporel

La modélisation de l'erreur dans le domaine temporel est réalisée avec la fonction *resample* du logiciel Matlab qui permet par interpolation d'échantillonner à une fréquence différente de la fréquence originale des signaux. La Figure 2-10 montre le taux d'erreurs binaires en fonction du rapport de puissance signal sur bruit réalisé sur 80 symboles dans un canal gaussien pour différentes valeurs d'erreur SFO. La période d'échantillonnage à l'émission est de 26.7 ns, les périodes échantillonnage à la réception sont de 26.6665, 26.6664, 26.6662 et 26.6661 ns correspondant aux erreurs respectives de 5, 10, 15 et 20 ppm. On observe ainsi sur les courbes la dégradation des performances dues à l'erreur de synchronisation.

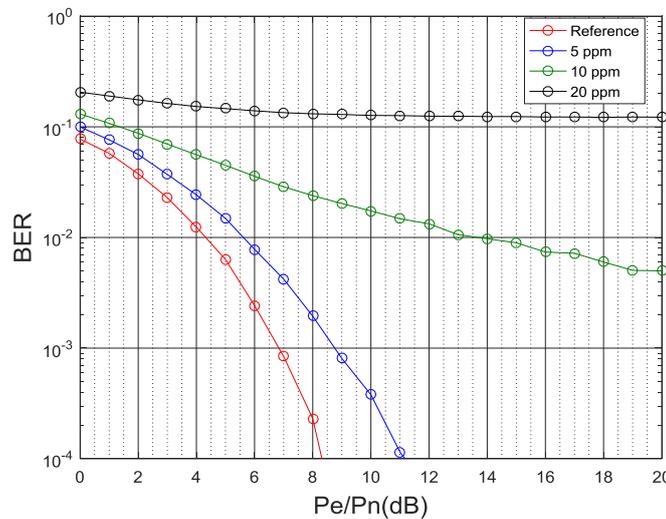


Figure 2-10 : Performances de la liaison pour différentes erreurs de synchronisation dans un canal gaussien

La Figure 2-11 présente le diagramme de constellation des signaux reçus pour 2 valeurs d'erreurs de synchronisation. Les deux simulations ont été réalisées pour une valeur Pe/Pn de 30 dB. On note ainsi sur les diagrammes l'impact en termes de déphasage de l'erreur de synchronisation d'un symbole OFDM sur toutes les fréquences du spectre.

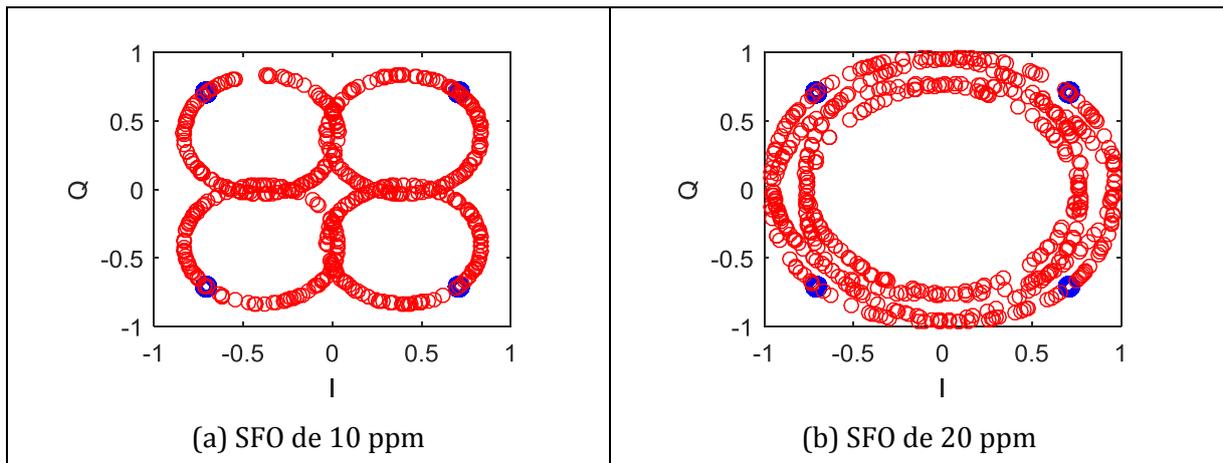


Figure 2-11 : Constellation QPSK (a) erreur de 10 ppm et (b) erreur de 20 ppm

2.3.3 Estimation et correction de l'erreur de SFO

Dans cette partie, nous nous focaliserons sur l'erreur de décalage de fréquence d'échantillonnage. Tout d'abord, nous posons le périmètre d'utilisation de notre méthode de correction du décalage. Ensuite, après avoir discuté et présenté un estimateur de ce décalage fréquentiel, nous présentons les performances de la correction de ce décalage dans différents canaux multi trajets.

2.3.3.1 Périmètre de l'erreur de SFO

Cette partie a pour but de borner l'erreur de SFO en tenant compte de la structure de la trame de communication. Le schéma de la Figure 2-12 illustre le principe de la dérive en présence d'une erreur de SFO sur une trame composée de n symboles OFDM. On rappelle que T_e et T_e' sont les périodes d'échantillonnage respectivement à l'émission et à la réception. Chaque symbole OFDM est composé de λ échantillons temporels initialement échantillonnés à la période T_e , avec $\lambda = N + L$. A la réception, les symboles OFDM sont échantillonnés à la période T_e' et à la réception du premier symbole OFDM, on observe une erreur de $\delta_1 = \lambda (T_e - T_e')$. L'erreur d'échantillonnage va alors se propager tout au long des symboles reçus suivants et à la réception du $n^{\text{ème}}$ symbole OFDM, on observe une erreur de $\delta_n = n\lambda (T_e - T_e')$.

Si la dérive de l'erreur devient plus grande que la durée d'un échantillon d'un symbole OFDM, alors on obtient une erreur de positionnement de la fenêtre FFT et les dégradations des performances sont importantes. Cependant des solutions spécifiques pour ce type d'erreur de synchronisation (STO) ont déjà été proposées. C'est pourquoi, dans notre étude, nous nous limiterons à l'erreur de SFO sans erreur de positionnement temporel de la fenêtre.

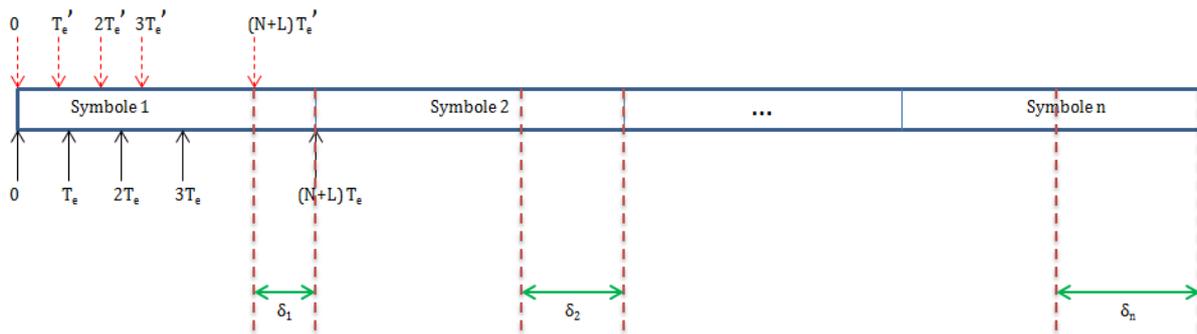


Figure 2-12 : Principe de la dérive en présence d'une erreur d'échantillonnage

Dans notre cas pratique, un symbole OFDM comprend 544 échantillons incluant le préfixe cyclique, sa durée totale étant de $14.5 \mu\text{s}$. La durée d'un échantillon est de 26.7 ns . Avec une erreur de 10 ppm , l'erreur δ_1 pour un symbole est alors de 0.145 ns . On en déduit que l'erreur sera plus grande que la durée d'un échantillon à partir du 185^{ème} symbole comme on le voit sur la Figure 2-13, qui présente la dérive de l'erreur théorique en fonction du nombre de symboles OFDM pour une erreur de 10 ppm .

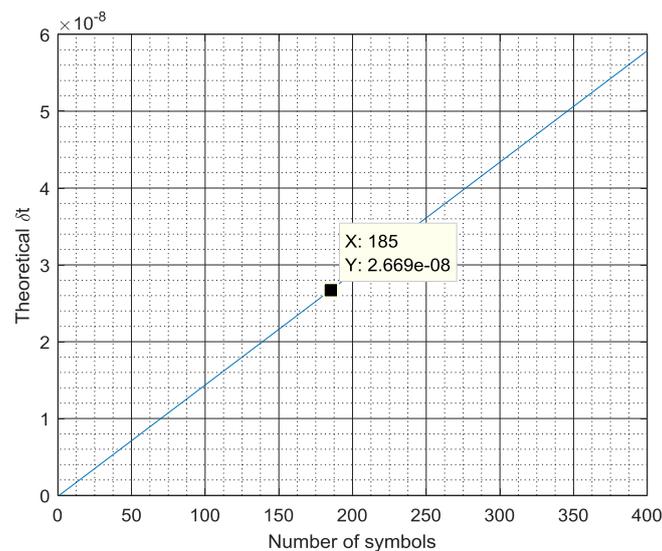


Figure 2-13 : Retard théorique pour une erreur de 10 ppm en fonction du symbole émis

Dans la suite de l'étude, comme nous souhaitons nous concentrer sur l'erreur de SFO avant la dérive de la fenêtre temporelle, nous présenterons les résultats uniquement jusqu'au 80^{ème} symbole.

2.3.3.2 Estimation aveugle de l'erreur de synchronisation SFO

On propose d'étudier un algorithme qui permet d'estimer le retard subi ε_{est} pour chaque symbole OFDM. Nous nous sommes focalisés sur la mise en œuvre des algorithmes de Crussière et Larhzaoui qui avaient été présentés dans des études précédentes concernant la fiabilisation des CPL dans le domaine aéronautique. M. Crussière a proposé un algorithme permettant à la fois d'estimer la dérive de la fenêtre et les atténuations et déphasages en utilisant les symboles pilotes CPL. M. Larhzaoui a adapté cet algorithme pour estimer la dérive de la fenêtre en mode aveugle, c'est-à-dire

grâce aux symboles de données reçus. Il a ainsi calculé le biais et la variance de l'estimateur. Grâce à l'estimation du décalage de la fenêtre FFT, il a figé le formatage des données en super trames de 20 symboles, pour la bonne correction du décalage de la fenêtre jusqu'à une erreur de 20 ppm. Nous proposons ici d'adapter l'algorithme en mode aveugle (sans symboles pilotes) pour estimer cette fois-ci les atténuations et déphasages des symboles reçus et d'évaluer ses performances dans des canaux aéronautiques.

Pour estimer le décalage temporel subi par un symbole, on va estimer dans le domaine fréquentiel le déphasage entre les signaux induit par l'erreur de fréquence d'échantillonnage. Une solution classique consiste à calculer la différence de phase entre les signaux émis et les signaux reçus pendant une phase d'initialisation sur des symboles pilotes. Nous proposons dans cette étude un estimateur de phase aveugle qui calcule la différence de phase sur des signaux de données. Le principe de l'estimateur est présenté à la Figure 2-14. On calcule ainsi $\Delta\phi$, la différence de phase entre X' le symbole reçu après égalisation et X'' le symbole reçu décodé (QPSK), puis recodé (QPSK).

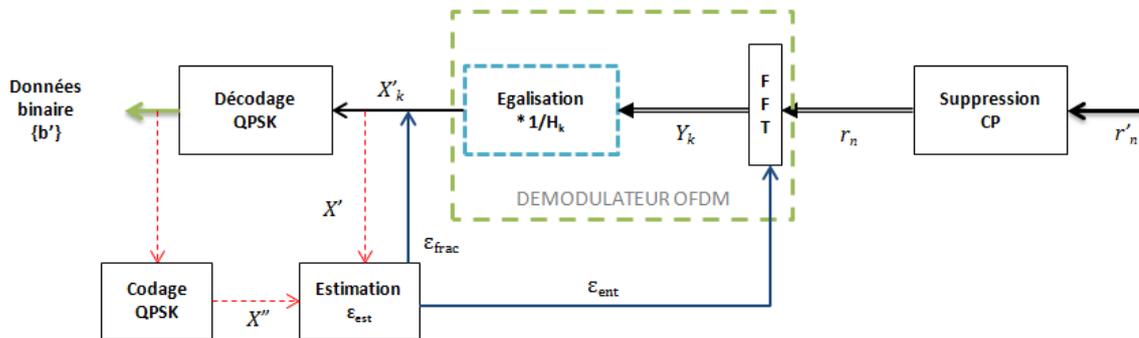


Figure 2-14 : Principe de l'algorithme d'estimation aveugle

La Figure 2-15 présente la différence de phase $\Delta\phi=\{\Delta\phi_k\}$ pour chaque fréquence k des sous-porteuses d'un symbole OFDM pour un rapport P_e/P_n de 30 dB et une erreur de 10 ppm en présence de bruit blanc.

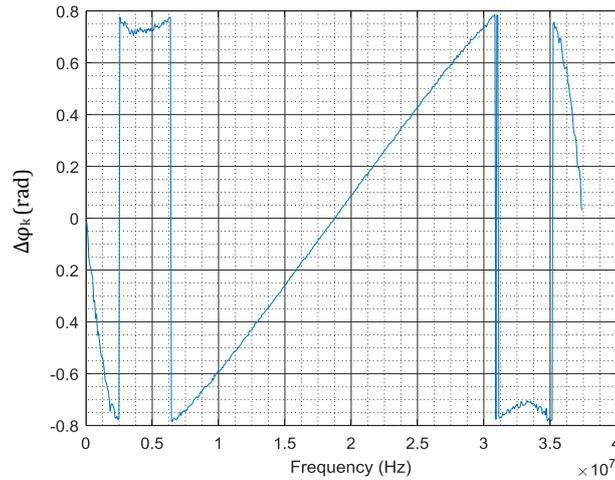


Figure 2-15 : Différence de phase entre X' et X'' pour P_e/P_n de 30 dB - à 10 ppm

Sur cette figure, on observe que la différence de phase présente une pente linéaire au centre du spectre et que les sous-porteuses en début et fin du spectre subissent des sauts de phase conséquents dus aux difficultés d'estimation aux extrémités du spectre et à la présence de bruit. Il faut alors appliquer un algorithme de dépliement de la phase afin de pouvoir réaliser le calcul du coefficient de la pente de la droite pour obtenir le retard subi par le symbole OFDM.

On se propose pour estimer ε_{est} d'utiliser une méthode de régression linéaire pour affiner l'estimation et se prémunir du bruit. Cette méthode a été proposée dans la thèse de Crussière [Cru] et l'expression de l'estimateur est donnée ci-dessous :

$$\varepsilon_{est} = \frac{1}{2\pi} \frac{\sum_{k \in N_I} k \Delta\phi_k}{\sum_{k \in N_I} k^2 \Delta f} \quad (2.27)$$

Avec Δf , l'espacement inter porteuse, $\Delta\phi_k$ la différence de phase entre X' le symbole issu de l'égalisation et X'' celui issu de la remodulation et N_I un intervalle de sous-porteuses judicieusement choisi parmi les sous-porteuses actives.

Une étude paramétrique sur le nombre de sous-porteuses actives nécessaire à l'estimation a été menée. La Figure 2-16 montre l'erreur quadratique moyenne de l'estimateur ε_{est} calculée selon l'expression (2.27) avec $N_I=16, 32, 64$ et 128 sous-porteuses pour une erreur de 10 ppm et rapport P_e/P_n de 30 dB. On observe ainsi que l'erreur diminue jusque $N_I=64$ puis augmente à nouveau pour $N_I=128$. A partir de $N_I=128$, les fréquences les plus élevées sont d'avantage impactées par l'erreur de SFO, et sont aussi plus victimes du fenêtrage fréquentiel du à la forme d'onde rectangulaire des symboles OFDM dans le domaine temporel. Nous fixerons donc $N_I=64$ dans la suite, qui représente un bon compromis entre la précision et le temps de calcul de l'estimation.

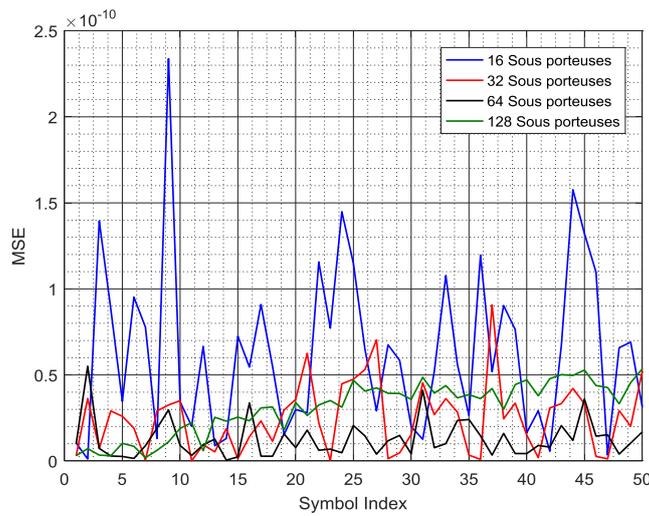


Figure 2-16 : Erreur quadratique moyenne pour différentes valeurs de N_1 avec $P_e/P_n=30$ dB et une erreur SFO de 10 ppm

La Figure 2-17 illustre l'estimation du retard en utilisant 64 sous-porteuses dans les 3 canaux TAUPE et on peut voir que l'estimation du retard à un rapport P_e/P_n de 30 dB est bien en accord avec la courbe théorique.

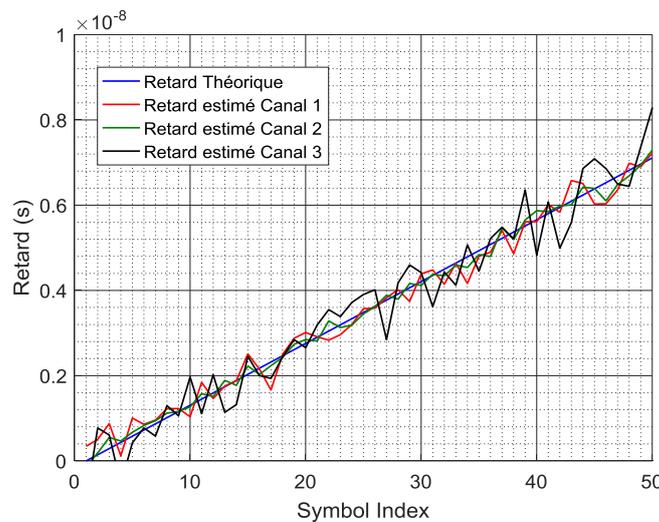


Figure 2-17 : Performance de l'estimation SFO dans les 3 canaux TAUPE

L'estimateur ε_{est} admet une partie entière et une partie fractionnaire. La partie entière représente le décalage de la fenêtre temporelle et la partie fractionnaire représente le déphasage des signaux. Comme notre étude adresse l'erreur de SFO avant la dérive de la fenêtre temporelle, nous étudierons les performances de l'estimateur uniquement sur sa partie fractionnaire.

La figure 2-18 présente les résultats de l'estimation cumulée de l'erreur de SFO pour plusieurs rapports P_e/P_n et pour 10 ppm d'erreur en fonction du numéro de symboles OFDM reçus dans le canal 1. Sur cette figure, nous avons présenté la courbe du retard théorique en bleu qui augmente naturellement avec l'indice du symbole. On voit clairement que pour les rapports P_e/P_n inférieurs à 20 dB, l'estimation du retard est

inexacte. En effet pour ces faibles rapports P_e/P_n , la différence de phase calculée entre X' et X'' ne permet pas toujours d'observer une pente et ainsi provoque des erreurs sur l'estimation. Par contre, pour un rapport supérieur à 20 dB, on observe que les courbes estimées et théorique sont pratiquement similaires. On arrive ainsi à l'aveugle à estimer le retard subi symbole par symbole suite à une erreur de synchronisation. Notons que l'estimateur est performant tant que le retard estimé est inférieur à 26 ns, soit un échantillon temporel, pour un rapport de 40 dB, et inférieur à 22 ns pour un rapport de 30 dB. Comme on peut l'observer sur la Figure 2-18, à partir du 185^{ème} symbole OFDM, les estimations sont erronées quel que soit le rapport P_e/P_n .

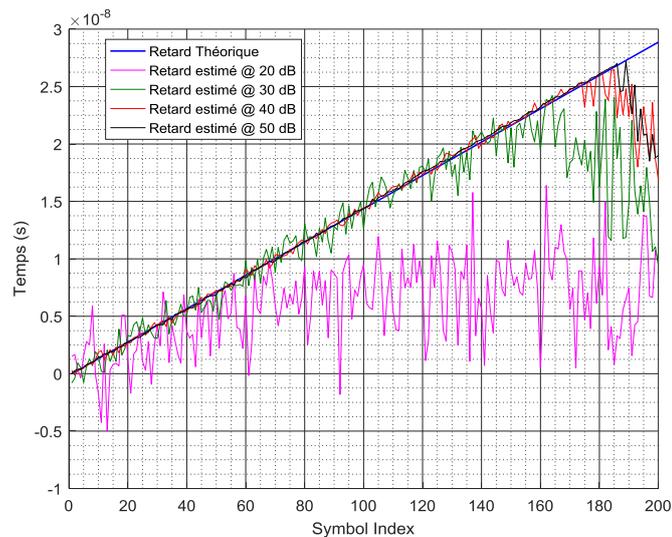


Figure 2-18 : Performance de l'estimation des retards pour différents rapports P_e/P_n à 10 ppm

La Figure 2-19 présente les mêmes résultats que précédemment mais sous une autre forme grâce à l'erreur quadratique moyenne de l'estimation.

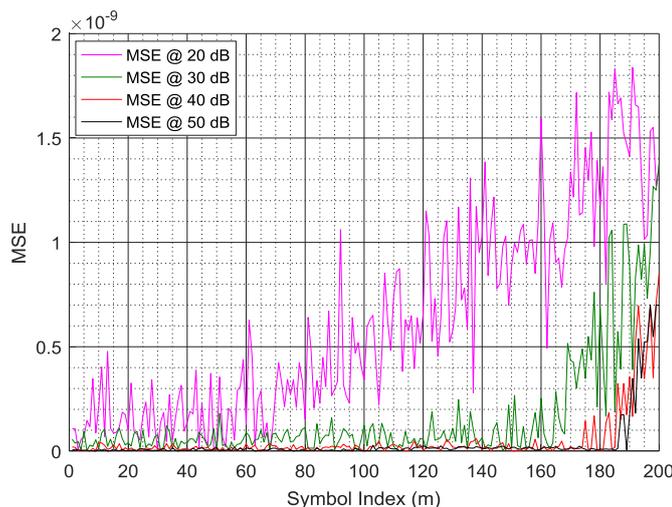


Figure 2-19 : Erreur quadratique moyenne pour différents rapports P_e/P_n à 10 ppm

Sur la Figure 2-20, l'erreur quadratique moyenne est calculée pour un rapport P_e/P_n de 30 dB et pour différentes valeurs d'erreur de SFO. On peut ainsi constater que

l'erreur est très petite quelle que soit la valeur de l'erreur de SFO tant que l'estimation du retard ne dépasse pas un échantillon temporel. On observe clairement que pour des valeurs de 10 ppm et 20 ppm, l'erreur quadratique décroche brutalement dès qu'on dépasse un échantillon de dérive FFT, soit respectivement 185 symboles et 92 symboles OFDM.

Pour éviter en pratique ces erreurs dues au dépassement d'un échantillon de dérive de FFT, on peut déterminer le nombre maximal de symboles OFDM à transmettre sur le canal dans une trame d'émission comme définie à la Figure 2-7. Une trame d'émission serait alors composée d'un entête de N_T symboles pilotes pour réaliser la synchronisation temporelle, suivi de 185 ou 92 symboles de données, respectivement pour des erreurs de SFO de 10 et 20 ppm.

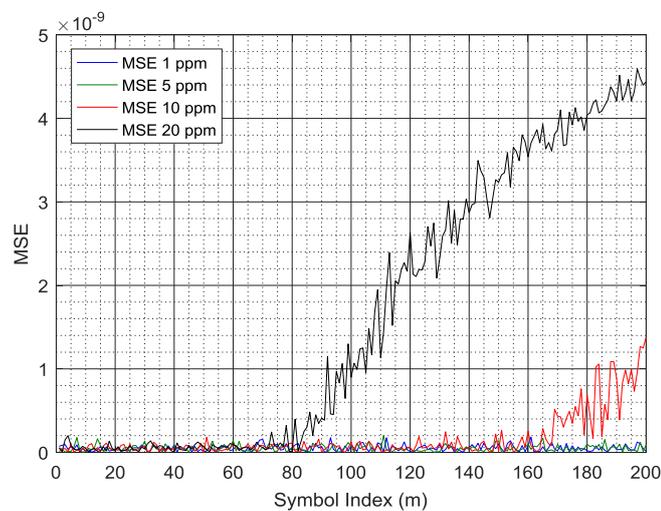


Figure 2-20 : Erreur quadratique moyenne pour différents ppm à $P_e/P_n=30$ dB

A l'issue de ces résultats, et dans la suite de ce chapitre, nous dimensionnons les tests de simulation sur 80 symboles de données pour une erreur de 10 ppm pour mesurer uniquement les performances de notre estimateur sur la correction des signaux à la réception.

2.3.3.3 Performances de la correction de l'erreur de fréquence d'échantillonnage

Cette partie est consacrée aux performances des algorithmes d'estimation et de correction dans les canaux CPL illustrés précédemment. Les performances sont données en termes de taux d'erreurs binaires (ou *Bit Error Rate* – BER) en fonction du rapport P_e/P_n entre la puissance du signal émis et la puissance du bruit. La correction consiste simplement à égaliser les signaux reçus grâce à l'estimation aveugle du retard présentée dans le paragraphe précédent.

Cette étude est réalisée sur les 80 premiers symboles de données avec une erreur de fréquence d'échantillonnage de 10 ppm dans des canaux multi-trajets. On rappelle ici qu'aucun codage de canal n'a été entrepris dans les simulations, et que la même modulation QPSK est réalisée sur l'ensemble des sous-porteuses.

La Figure 2-21 présente les résultats obtenus dans le canal 1. La courbe rouge est la courbe de référence obtenue sans erreur de fréquence d'échantillonnage. Les courbes

bleue et verte présentent respectivement les résultats obtenus sans et avec correction de l'erreur de fréquence d'échantillonnage. Les résultats tendent vers les résultats de référence et montre que la correction opère efficacement. Avec la correction proposée, on atteint un TEB de 10^{-3} à un rapport P_e/P_n de 25 dB, soit 1.5 dB de plus de la référence.

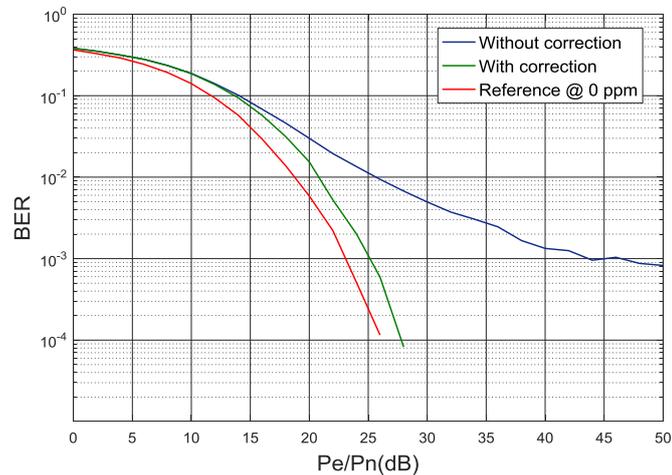


Figure 2-21 : Performances de correction dans le canal 1

La Figure 2-22 illustre les performances de la correction proposée dans le canal 2 et 3. On note qu'un taux d'erreurs de 10^{-3} est atteint avec la correction pour un rapport de 29 dB dans le canal 2 et un rapport de 41 dB dans le canal 3, soit entre 2 et 3 dB de plus que la référence. Le canal 3 est le canal le plus long avec une distance entre émetteur-récepteur de 40.13 m et avec une atténuation maximale de 42.2 dB.

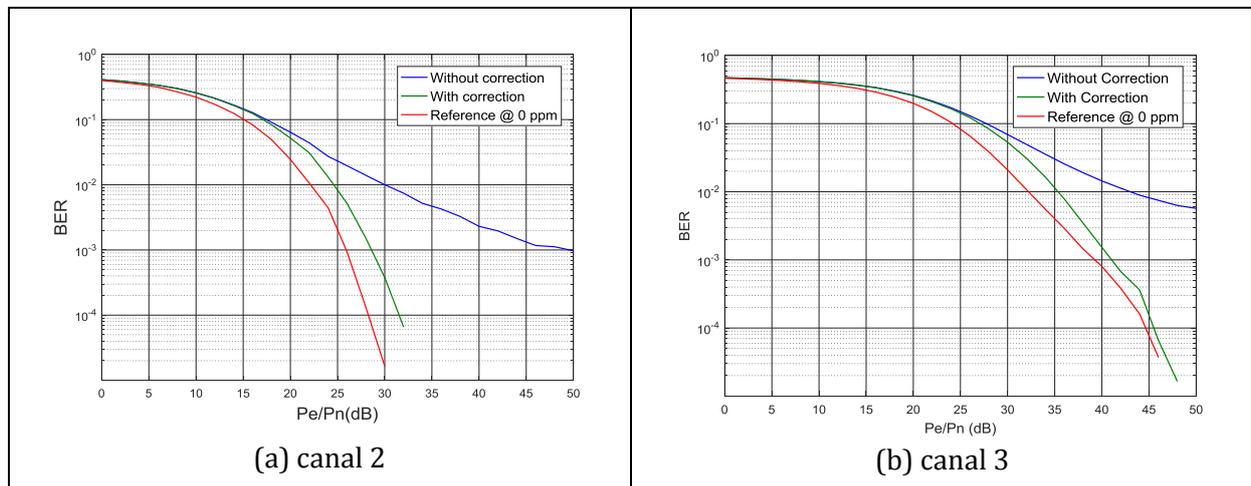


Figure 2-22 : Performance de correction dans les canaux 2(a) et 3(b)

2.4 Conclusion

Ce chapitre a présenté tout d'abord les bases des modulations multiporteuses. Ces modulations ont pour objectif de transmettre des données sur un canal sélectif en fréquence sans pour autant générer des interférences entre symboles, en décomposant le canal large bande en sous-bandes étroites non sélectives en fréquence. Certains

paramètres de notre chaîne de transmission OFDM ont été imposés par le cahier des charges défini par SE&P, seuls le préfixe cyclique et la séquence d'entraînement restaient à dimensionner. Nous avons élaboré un outil de simulation de chaîne de communication OFDM qui permet de mesurer les performances d'un lien CPL en termes de taux d'erreurs binaires en fonction de la puissance du signal émis. Nous avons décrit les canaux CPL mesurés lors d'un précédent projet. Ces canaux ont été utilisés dans notre chaîne de communication afin de tester l'effet d'une erreur de fréquence d'échantillonnage et par la suite éprouver les algorithmes d'estimation de l'erreur.

Nous nous sommes intéressés aux problèmes de sensibilité à la désynchronisation du procédé OFDM. Nous avons décrit les trois types d'erreurs de synchronisation et présenté des algorithmes de synchronisation spécifiques à l'OFDM. Nous nous sommes ensuite focalisés sur l'impact d'une erreur de fréquence d'échantillonnage. Nous avons proposé un estimateur aveugle de l'erreur utilisant le maximum de vraisemblance et se basant sur le déphasage des symboles reçus. L'estimateur s'est montré efficace quelle que soit l'erreur testée jusque 20 ppm et tant que le retard cumulé ne dépasse pas la durée d'un échantillon. Rappelons que la dérive de la fenêtre FFT n'est pas traitée dans cette thèse. Pour cela, nous avons proposé le dimensionnement d'une trame d'émission composée d'un entête de N_T symboles pilotes pour réaliser la synchronisation temporelle, suivi de 185 ou 92 symboles de données, respectivement pour des erreurs de SFO de 10 et 20 ppm.

Grâce à notre estimateur aveugle, ne nécessitant pas de symboles pilotes, une correction du déphasage des symboles QPSK reçus a été intégrée et les performances de notre système avec correcteur de l'erreur SFO ont été calculées à l'aide de notre outil de simulation. Nous avons montré les performances de la correction dans les canaux CPL aéronautiques. Quel que soit le canal testé, pour atteindre un taux d'erreurs de 10^{-3} avec la correction, un rapport P_e/P_n ne doit être supérieur que de 2 à 3 dB par rapport au cas de référence sans erreur de synchronisation.

Cette partie conclut les études réalisées sur l'erreur de fréquence d'échantillonnage et la synchronisation OFDM. La chaîne de communication CPL mise en place dans cette partie sera utilisée dans le chapitre suivant avec des paramètres différents. En effet, comme nous traitons de la surveillance du réseau filaire, un sujet plus exploratoire, nous avons souhaité nous affranchir du cahier des charges spécifiques de SE&P et utiliser un paramétrage plus classique de notre chaîne de communication.

2.5 Bibliographie

- [1] Dahlman E, Parkvall S, Skold J,G : LTE/LTE-Advanced for mobile broadband, Academic press, Amsterdam, mars 2011.
- [2] <https://5g-ppp.eu/white-papers/>
- [3] Andrews J.G, Ghosh A, Muhamed R, Fundamentals of Wimax: understanding broadband wireless networking, Prentice Hall, Boston, 2007.
- [4] V. Degardin, " *Analyse de la fiabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension* ", thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2002.
- [5] Thomas Larhzaoui, " *Fiabilisation de la technologie courant porteur en ligne en vue de piloter des actionneurs d'aéronefs*", thèse de doctorat, INSA de Rennes, 2014.
- [6] B. Sklar, Digital Communications: Fundamentals and Applications, second editions, 2001.
- [7] V. Dégardin et al., " *Power line communication in aircraft: channel modelling and performance analysis* ", 8th International Caribbean Conference on Devices, Circuits and Systems (ICCDACS), pp. 1-3, mars 2012.
- [8] Moose P H, " *A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction*", IEEE transaction on communications, vol 42, pp 2908-2914, octobre 1994.
- [9] T. Pollet, P. Spruyt et M. Moenneclaey, « *The BER performance of OFDM systems using non-synchronized sampling* », Global Telecommunications Conference, vol. 1, pp. 253-257, décembre 1994.
- [10] T. Pollet et M. Moenneclaey, " *Synchronizability of OFDM signals* ", In Proc. IEEE Global Communications Conference, vol. 3, pp. 2054-2058, novembre 1995.
- [11] Matthieu Crussière, " *Etude et optimisation de communications à haut débit sur lignes d'énergie : Exploitation de la combinaison OFDM/CDMA* ", Thèse de doctorat, 2006
- [12] T.M Schmidl., D.C Cox., " *Robust frequency and timing synchronization for OFDM*", IEEE communication letters, vol 45, p 1613-1621, 1997.
- [13] Shi K, Serpedin E, " *Coarse frame and carrier synchronization of OFDM systems: a new metric and comparison*", IEEE transaction on wireless communications, vol3, p 1271-1284, juillet 2004.
- [14] Van De Beek J.J, Sandell M, Borjesson P.O, " *ML estimation of timing and frequency offset in OFDM systems*", IEEE transaction on signal processing, vol 45, p 1800-1805, 1997.
- [15] Bouziane, R.; Milder, P.A.; Kilmurray, S.; Thomsen, B.C.; Pachnicke, S.; Bayvel, P.; Killey, R.I., " *Blind symbol synchronisation in direct-detection optical OFDM using virtual subcarriers*", IEEE Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2014, pp: 1 – 3.
- [16] Think H. Pham, Suhaib A. Fahmy, and Ian Vince McLoughlin, " *Low-Power Correlation for IEEE 802.16 OFDM Synchronization on FPGA*", IEEE Transactions On Very Large Scale Integration (Vlsi) Systems, vol. 21, no. 8, aout 2013, page 1549-1553.

- [17] Junchao Chen, Yingchun Li, Yingxiong Song, Qianwu Zhang, "Cost-effective sampling clock synchronisation scheme with its implementation in optical orthogonal frequency division multiplexing systems", IET Communications, 2014, p639-645.
- [18] Viemann, A.; Waadt, A.; Spiegel, C.; Kocks, C.; Burnic, A.; Jung, P.; Bruck, G.H.; Kim, J.; Lim, J.; Lee, H.W. , "Implementation-friendly synchronisation algorithm for DVB-T2", Electronics Letters, 2010, Vol 46, Issue 4, Pages: 282 – 283.
- [19] Bruno, J.S.; Almenar, V.; Valls, J.; Corral, J.L., "Low-complexity time synchronization algorithm for optical OFDM PON system using a directly modulated DFB laser", IEEE journal of Optical Communications and Networking, 2015, Vol 7, Pages: 1025 – 1033.
- [20] Ming Chen; Jing He; Lin Chen, "Real-time optical OFDM long-reach PON system over 100 km SSMF using a directly modulated DFB laser", IEEE Journal of Optical Communications and Networking, 2014, Vol 6, p 18 – 25.
- [21] Rui Deng; Jing He; Ming Chen; Yi Liu; Lin Chen, "Real-Time LR-DDO-OFDM Transmission System Using EML With 1024-Point FFT", IEEE Photonics Technology Letters, 2015, Vol 27, Pages: 1841 – 1844.
- [22] Wei Li; Yue Zhang; Li-Ke Huang; Maple, C.; Cosmas, J., "Implementation and Co-Simulation of Hybrid Pilot-Aided Channel Estimation With Decision Feedback Equalizer for OFDM Systems", IEEE Transactions on Broadcasting, 2012, Vol. 58, p 590 – 602.
- [23] Lele, C. ; Siohan, P. ; Legouable, R. ; Javaudin, J.-P., "Preamble-based channel estimation techniques for OFDM/OQAM over the powerline ", ISPLC 2007, Pisa, Italy, p 59-64.
- [24] Matic, D.; Petrochilos, N.; Trindade, A.; Schoute, F.; Comon, P.; Prasad, R., "OFDM synchronisation based on the phase rotation of sub-carriers" , Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000, volume 2, P 1260 - 1264 .
- [25] Williams, C.; Beach, M.A.; McLaughlin, S., "Robust OFDM timing synchronization", Electronics Letters, 2005, Vol 41, Pages: 751 – 752.
- [26] Chen, N.; Tanaka, M.; Heaton, R., "OFDM timing synchronization under multi-path channels", Vehicular Technology Conference, 2003, Pages: 378 - 382

Chapitre 3 : Méthodes de détection pour la surveillance des réseaux filaires

3.1 Introduction

Les systèmes de câblage sont les supports physiques de la distribution de l'énergie électrique, des signaux de commande ou bien encore d'informations à travers l'avion. L'apparition de certains défauts peut alors avoir des conséquences catastrophiques dans le cas de systèmes critiques comme en 1996 et en 1998 lors des crashes des vols TWA 800 et SWISSAIR, pour lesquels les câbles ont été mis en cause [1]. Face à la complexité croissante du système électrique, l'augmentation des tensions d'alimentation et l'apparition du besoin d'un réseau pour le retour de courant sur les avions composite, les nouvelles recommandations des autorités de régulation comme l'agence américaine Federal Aviation Agency et l'agence européenne European Aviation Safety Agency, demandent de considérer le câblage électrique avion comme un système à part entière, connu sous la dénomination Electrical Wiring Interconnection System (EWIS).

De nos jours en avionique, l'inspection visuelle reste la technique la plus répandue pour détecter les défauts de câblage dus à des échauffements locaux des câbles, ou des dégradations des isolants [2]. Bien que cette technique ne requiert pas de systèmes de mesure, elle reste très couteuse en temps et ne permet pas de contrôler la totalité des câbles. Elle reste limitée à la recherche des défauts visibles de l'extérieur, et ne peut être utilisée quand les câbles sont regroupés, blindés ou dans les zones difficiles d'accès. De plus cette technique ne peut être réalisée qu'une fois l'avion au sol. C'est pourquoi depuis quelques années, de nombreuses techniques de détection et de localisation ont été proposées, basées notamment sur la réflectométrie.

L'objectif de ce chapitre est de proposer et de comparer plusieurs méthodes de détection de défaut dans un câble électrique aéronautique utilisant le signal CPL. En effet, après avoir fiabilisé la liaison CPL dans un environnement avionique au chapitre précédent, l'idée est d'utiliser la technique de communication numérique CPL applicable au domaine de l'avionique, afin de lui adjoindre une fonctionnalité supplémentaire qu'est la surveillance des réseaux, et notamment la détection des défauts. Dans un premier temps, une étude concernant les différents types et causes de défauts sur les câbles a été menée. La bibliographie sur les caractéristiques de défauts tels que leurs modèles ou leurs signatures étant relativement limitée, nous nous sommes tournés vers

la réalisation d'un banc de test avec différents échantillons de défauts afin de bénéficier de mesures de canaux représentatifs. Nous détaillerons ainsi les différents types de défauts étudiés et le banc de test réalisé. Dans un troisième temps, nous présenterons l'état de l'art sur les méthodes de diagnostic existantes telles que la réflectométrie classique avec l'utilisation de signaux multi porteuses ou les études préliminaires utilisant les signaux CPL pour détecter le vieillissement des câbles. Enfin, dans la dernière partie des méthodes de détection de défaut basées sur la transmission CPL seront proposés et leurs performances seront comparées dans les canaux mesurés sur le banc de test.

3.2 Les câbles en aéronautique

Les avions les plus récents ont vu la prolifération des systèmes électriques entraînant une augmentation importante du besoin de transport d'énergie, comme le montre la Figure 3-1.

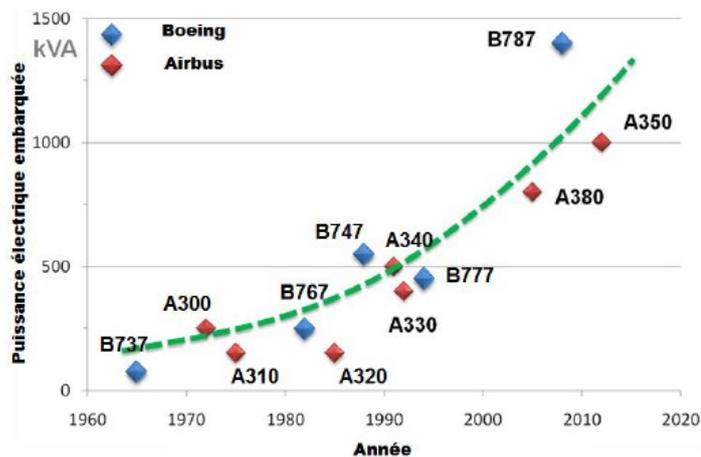


Figure 3-1: Evolution de la puissance électrique embarquée [1]

Dans les années 1950, les premiers biréacteurs au monde avec la Caravelle SE 210, consommaient environ 27 kW et embarquaient près de 100 km de câbles. L'ensemble de ses commandes étaient hydrauliques et mécaniques. Dans les années 80, la consommation de l'Airbus A320, doté du premier système de vol électrique numérique, "Fly-by-Wire", a atteint 320 kW. Ces dernières années, avec l'A380, le nombre de kilomètres n'a cessé d'augmenter pour atteindre les 500 km avec une puissance embarquée de presque 800 kW. Cette croissance augmente la probabilité des pannes due à la défaillance du réseau électrique et augmente le temps nécessaire pour inspecter le réseau. Des méthodes efficaces de détection de défauts s'avèrent donc nécessaires.

3.2.1 Les éléments de défaillance en aéronautique

Plusieurs programmes d'inspection d'avions en service ont permis d'établir des bases de données répertoriant les défauts observés sur avion ainsi que leur fréquence d'apparition. La Figure 3-2 illustre la répartition des composants contribuant à des accidents dans les avions selon l'AFSA (Air Force Safety Agency). On constate que les câbles sont majoritairement responsables des accidents, suivis du générateur et des connecteurs [3].

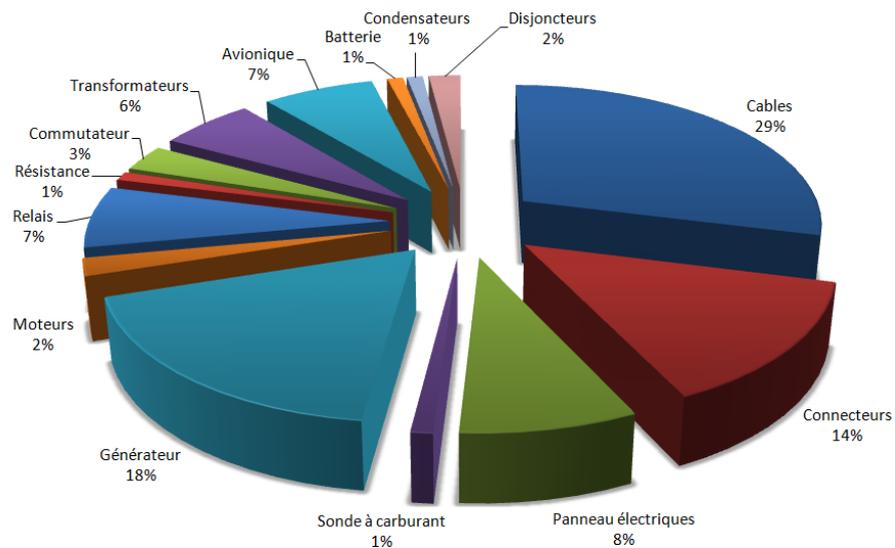


Figure 3-2: Répartition des composants contribuant aux accidents d'avions [4]

Afin de lutter contre ces défaillances, une bonne connaissance des éléments susceptibles de les créer, leurs types ou origines peut nous fournir des informations utiles pour leur diagnostic. Ainsi la Figure 3-3 illustre l'évaluation des défauts recensés suivant la base de données de l'US NAVY [5] qui détaille les défauts de câblage relevés lors des opérations de maintenance. Cette figure montre que les défauts les plus fréquemment rencontrés sont l'effet du frottement des câbles (37%), le court-circuit (18%) et le circuit ouvert (11%).

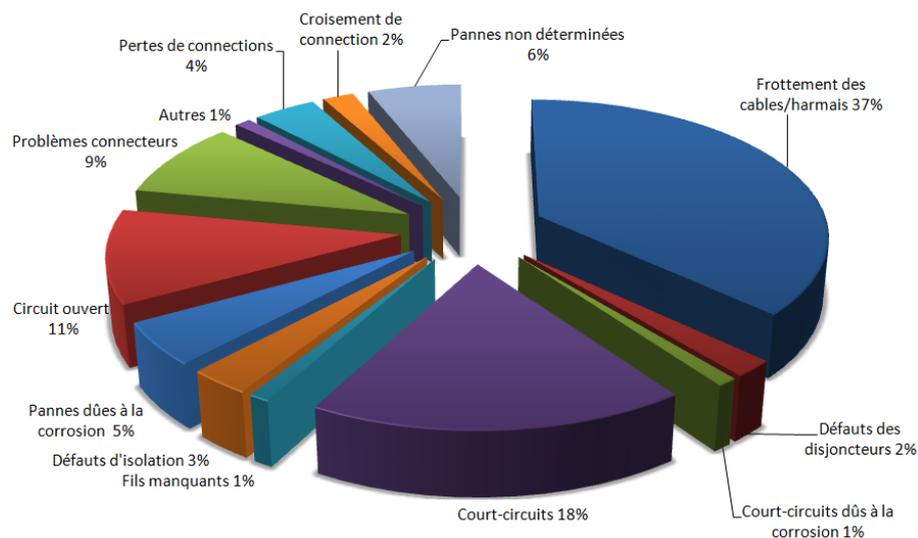


Figure 3-3 : Répartition des défauts dans les câbles aéronautiques selon US NAVY [6]

La dégradation des harnais électriques est causée principalement lors de leur installation, des opérations de maintenance ou de nettoyage et par l'environnement comme les vibrations, l'humidité, la chaleur, ou la contamination chimique. Deux exemples de dégradation sont donnés à la Figure 3-4 et illustrent respectivement l'effet

des vibrations mécaniques produisant un frottement des câbles et l'effet d'une tension excessive.



Figure 3-4: Fissure et effet du frottement des câbles (a) et effet d'une tension excessive (b) [6]

3.2.2 Les catégories de défauts

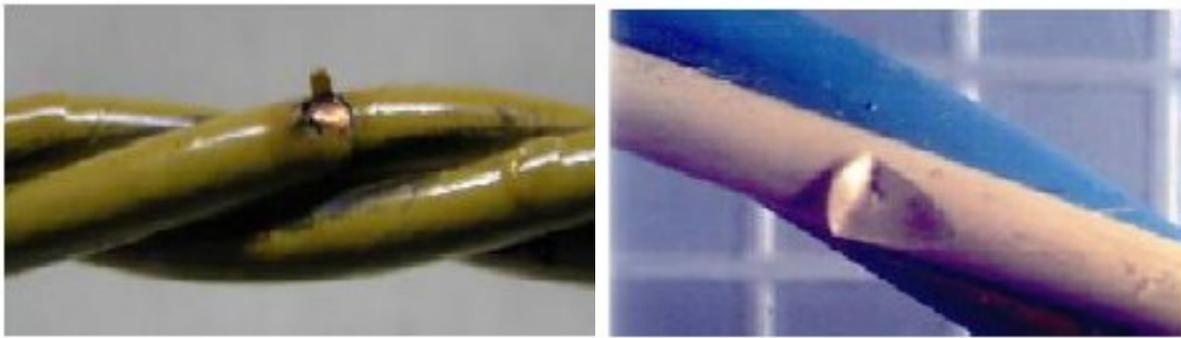
Selon leur sévérité, les défauts dans les câbles peuvent être répartis en deux familles: les défauts francs et les défauts non francs. Un défaut franc traduit un circuit ouvert, comme illustré à la Figure 3-5, ou un court circuit.



Figure 3-5: Exemple d'un circuit ouvert [7]

Le circuit ouvert se manifeste par la rupture du conducteur suite à des dommages mécaniques ou des mouvements violents du câble. Le court circuit est la conséquence de la mise en liaison à faible résistance d'au moins deux conducteurs suite à des isolations endommagées.

Les autres type de défauts, appelés non francs, ne conduisent pas à des pannes graves car ils n'empêchent pas la circulation d'énergie ou d'information mais peuvent évoluer en défauts francs à long terme suite à des agressions mécaniques, des contraintes environnementales ou encore un vieillissement du câble. La Figure 3-6 illustre deux exemples de défauts non francs.



(a)

(b)

Figure 3-6: Exemple de perte d'isolant (a) et défaut d'écrasement (b) [7]

Il est donc important de diagnostiquer au plus tôt les défauts non francs. Pour établir des techniques de diagnostic, la connaissance de l'impact du défaut au sein d'un réseau est indispensable. La bibliographie sur le sujet étant relativement faible, nous avons décidé de construire un banc de test représentatif du domaine d'application afin de simuler un défaut suite à un arc électrique ou dans une connectique par des résistances séries ou parallèles. Différentes valeurs de résistance seront ainsi introduites afin d'étudier les performances des méthodes de détection proposées. Nous présentons dans la section suivante les étapes suivies pour la construction du banc de test et sa caractérisation.

3.3 Banc de test de détection de défaut

Un banc de test de détection de défaut a été réalisé au laboratoire IEMN pour mesurer la transmission des signaux à travers un réseau multifilaire et arborescent en présence de défauts et évaluer le potentiel de la technologie CPL. Ce banc a été construit de manière à être facilement manipulable, reproductible et représentatif d'un réseau multifilaire aéronautique.

Le banc illustré à la Figure 3-7 est composé de trois tronçons [AD], [DB] et [DC] connectés grâce à une terminaison virtuelle (VT), de longueurs respectives 9.5 m, 12 m et 9.5m. Cette terminaison standardisée aéronautique permet de changer de topologie du banc passant d'un réseau PAP (Point à Point) à un réseau plus complexe en Y. Chaque tronçon est formé d'un câble bifilaire torsadé de type DRB 18 couramment utilisé en aéronautique et de 6 monofilaires AWG14. Les diamètres du conducteur et sur l'isolant du DRB 18 sont respectivement de 1.2 mm et de 1.6 mm. Ceux du conducteur et sur isolant des monofilaires sont respectivement de 1.1 mm et de 2.3 mm.

Sur le premier tronçon [AD], des connecteurs ont été positionnés en E et F pour faciliter la fixation d'un échantillon de câble présentant un défaut. La longueur des échantillons est de 2.5 m et le point E se situe à 3m du point A. Les défauts testés se situent toujours au milieu de l'échantillon de câble au niveau du point D1. La distance AD1 est donc égale à 4.25 m. Les échantillons de défauts peuvent aussi être positionnés sur le tronçon [DC] entre les connecteurs G et H, le point G se situant à 2.5 m du point D.

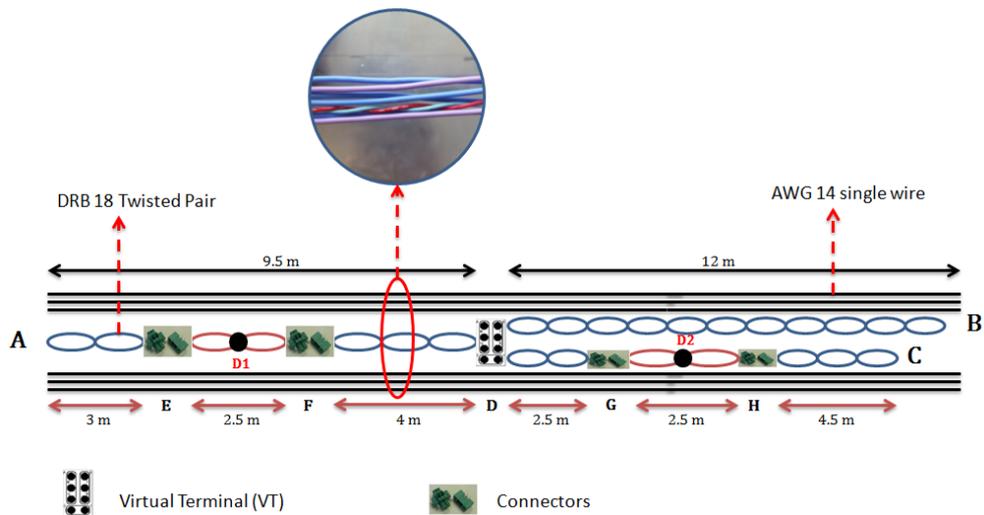
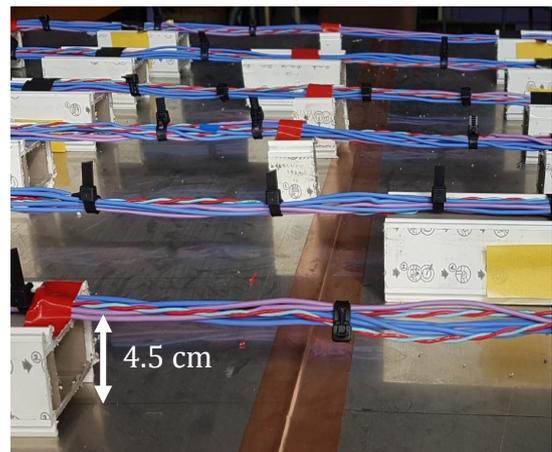


Figure 3-7: Schéma du banc de test de détection de défaut

La Figure 3-8 présente une photo du banc, où on peut noter que les tronçons de câbles sont placés au-dessus d'un plan de masse en aluminium à une hauteur de 4,5 cm et la distance entre chaque partie rectiligne de câble est de 15 cm.



(a)



(b)

Figure 3-8: (a) photos du banc complet, (b) zoom sur le banc

Ce banc de test est complété, pour la partie d'instrumentation, d'un analyseur de réseau vectoriel E5071C (ou VNA Vector network Analyser) 4 ports et de baluns North Hills 0300BB. L'analyseur, fonctionnant dans la bande de fréquence de 9 kHz à 8,5 GHz, est utilisé pour mesurer la fonction de transfert du réseau entre 2 points grâce au paramètre S_{21} dans la bande maximale des CPL [0,1-100] MHz. Cette fonction de transfert sera ensuite intégrée à notre outil de simulation de chaîne de transmission CPL pour simuler le réseau électrique et ainsi tester les performances de nos coefficients de détection et qui sont basés sur la modification de la fonction de transfert du canal lorsqu'un défaut se produit.

Les baluns sont connectés à chacun des 2 ports 50Ω de l'analyseur et fonctionnent dans la bande [0,1, 100] MHz. Ils ont un rôle de symétriseur et permettent une

adaptation d'impédance 50/100 Ω , l'impédance caractéristique du bifilaire étant d'environ 120 Ω . Les baluns peuvent être positionnés aux points A, B ou D du banc. La chaîne complète de mesure est donnée à la Figure 3-9. Avant chaque mesure entre 2 points du réseau, un calibrage est nécessaire afin que les baluns et la connexion balun/VNA utilisés n'influent pas sur la mesure du réseau. Un calibrage 2 ports est réalisé dans notre cas.

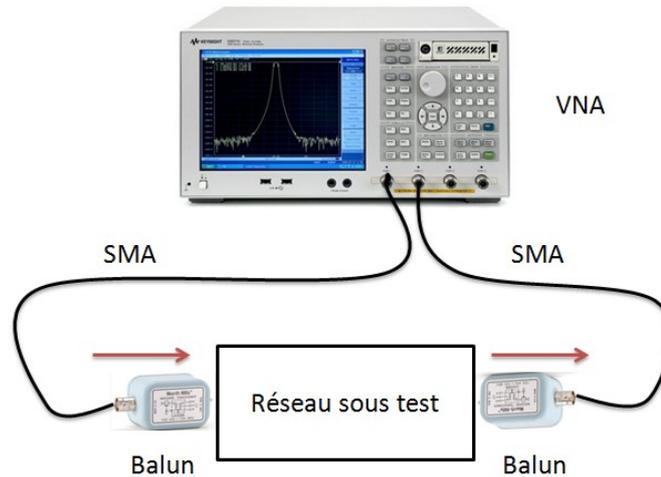


Figure 3-9: Schéma de la chaîne de mesure complète

Plusieurs configurations de défauts, de points d'injection et de réception, ou bien encore de topologies de réseau ont été testées dans une bande de fréquence de 100 kHz à 100 MHz sur 4000 points, correspondant à un pas fréquentiel de 24.975 kHz. La bande de fréquence correspond à l'étendue du spectre fréquentiel le plus large utilisable avec le standard HomePlug AV2 [8]. On distinguera dans les analyses le réseau PAP (Point à point) qui correspond au réseau entre les points A et D quand les branches DB et DC sont retirées, et les réseaux Y correspondant au réseau entre les point A et B ou A et C.

La section suivante décrit les différents échantillons de défauts pris en compte dans cette étude.

3.3.1 Mise en œuvre des échantillons de défauts

Plusieurs échantillons de défauts ont été réalisés avec le câble DRB18. Ces échantillons sont composés d'un tronçon de DRB18 de longueur 2,5 m, au milieu duquel un défaut localisé a été introduit pour simuler un défaut suite à un arc électrique [9] ou un défaut dans une connectique. Ceux-ci sont divisés en deux familles : les défauts francs (circuit ouvert et court circuit) et les défauts non francs. Un défaut non franc a été représenté par une résistance soudée en série sur un des conducteurs (défaut série ou de connectique) ou soudée en parallèle entre les 2 conducteurs (défaut parallèle ou d'arc). Le Tableau 3-1 présente les différents échantillons de défauts réalisés dans notre étude. Les valeurs des résistances ont été choisies afin d'avoir des défauts de différentes sévérités.

Tableau 3-1 : Description des échantillons de défauts

Description	Famille de défaut	Illustration
Pas de défaut	Echantillon sain	
Circuit ouvert (un conducteur entièrement sectionné)	Franc	
Court circuit (le court circuit est réalisé en enlevant l'isolant sur quelques mm et en soudant les deux conducteurs)	Franc	
Résistance de 5Ω , 50Ω et $5k\Omega$ connecté en série sur l'un des conducteurs	Non franc	
Résistance parallèle de 5Ω , 50Ω , 500Ω et $5k\Omega$ entre les 2 conducteurs	Non franc	

Les défauts francs peuvent être facilement reproduits par un court-circuit ou un circuit ouvert. Cependant comme nous l'avons vu dans la partie 1.2, il existe aussi des défauts d'écrasement, de fissure de l'isolant ou de partie sectionnée d'un câble, qui, s'ils ne sont pas traités rapidement, peuvent évoluer en défauts francs et générer des défaillances importantes pour le système. Pour ces types de défauts, il n'existe pas à notre connaissance de modèles électriques dans la littérature, et nous avons choisi de représenter un défaut par une impédance résistive locale en parallèle ou en série. On peut tout de même signaler que dans les publications les défauts non francs sont souvent modélisés en modifiant les paramètres primaires de câble (RLGC) à condition toute fois que la longueur du défaut ne soit pas négligeable par rapport à la longueur d'onde. On peut mentionner les travaux d'A. Manet [6] à propos de modèles de défauts pour les câbles coaxiaux. Dans notre étude, les défauts ont tous été supposés ponctuels donc simulés par une résistance série ou parallèle.

3.3.2 Analyse des éléments constitutifs du banc

Dans un premier temps, nous avons mesuré de manière progressive les paramètres S_{21} du banc au fur et à mesure de sa construction pour voir l'impact de ses éléments constitutifs.

Tout d'abord nous présentons sur la Figure 3-10 une comparaison entre les mesures de S21 du câble bifilaire DRB18 seul et du câble DRB18 avec les 6 monofilaires adjacents sur le tronçon [AB], les monofilaires n'étant pas chargés. Le connecteur en D et la branche DC ne sont pas encore connectés. Les gains d'insertion sont relativement similaires entre 100 kHz et 100 MHz.

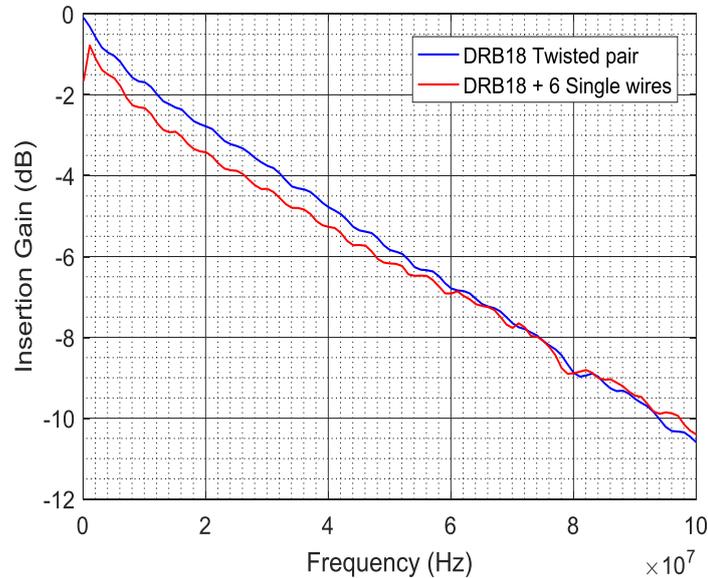


Figure 3-10: Variation du gain d'insertion pour le DRB18 seul et le DRB18 avec 6 monofilaires sur le tronçon [AB]

On représente sur la Figure 3-11 les gains d'insertion mesurés suite à l'introduction successive des éléments du banc (VT, connecteurs et branches). Ainsi on peut observer le gain mesuré du bifilaire seul (courbe notée AB), puis celui du bifilaire avec l'ajout du connecteur VT en D, lorsque le tronçon AB a été sectionné en 2 parties AD et DB (courbe notée AB+VT). L'introduction du connecteur avionique VT n'introduit qu'une faible atténuation supplémentaire, de l'ordre de 1 dB et qui ne se fait sentir que pour des fréquences supérieures à 40 MHz. Ensuite on peut observer en vert l'effet de la deuxième branche DC au réseau (courbe notée ABC +VT). On constate alors une atténuation d'environ 3 dB à 100 kHz, puisque l'autre branche est aussi connectée sur 100 Ohm.

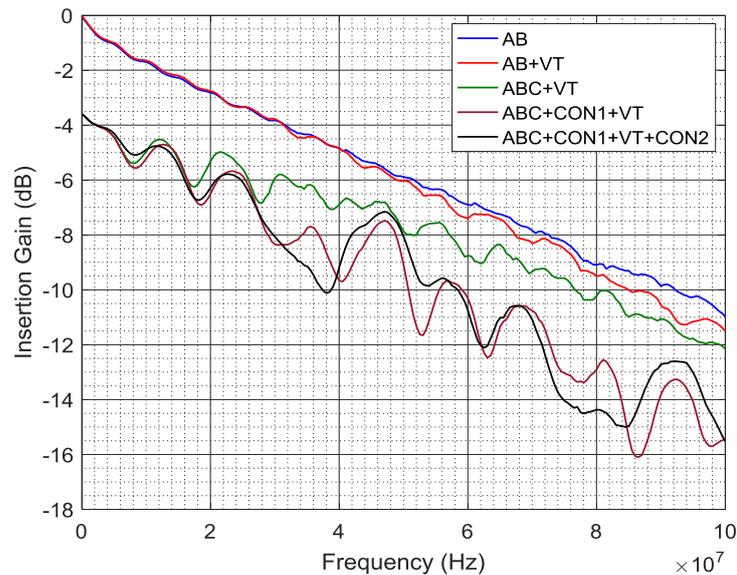


Figure 3-11 : Evolution du S21 avec l'ajout des éléments du banc de mesure

Les courbes notées 'ABC + CON1+VT' et 'ABC + CON1+VT+CON2' présentent les résultats de gain lorsque les connecteurs pour fixer respectivement les défauts en [EF] et [GH] ont été ajoutés au banc. On constate que ces connecteurs ont une influence sur le gain à partir de 30 MHz. L'introduction des quatre connecteurs au point E, F, G et H atténue le signal mesuré de l'ordre de 2 à 4 dB à partir de 30 MHz.

Dans la suite les résultats des gains suite à l'insertion d'un défaut seront d'abord analysés sur le réseau point à point [AD], puis sur les réseaux en Y entre A et B et entre A et C.

3.3.3 Analyse des mesures de transmission sur le tronçon Point à Point [AD]

Cette partie est consacrée à l'analyse des mesures du S21 réalisées sur le tronçon point à point [AD] du réseau de test, quand le VT au point D est déconnecté et remplacé par le balun. Les différentes configurations de défauts positionnés entre les points E et F sont étudiées. Dans un premier temps, une analyse fréquentielle portant sur les atténuations des signaux est conduite. Dans un deuxième temps, une analyse temporelle des caractéristiques temporelles de la réponse impulsionnelle du réseau est abordée.

3.3.3.1 Analyse fréquentielle

La Figure 3-12 illustre les gains d'insertion, représentant la valeur absolue du paramètre S21, sur une longueur de 9.5 m avec les défauts se situant à environ 4.25 m du port d'injection, (s) et (p) signifiant respectivement défaut en série et en parallèle.

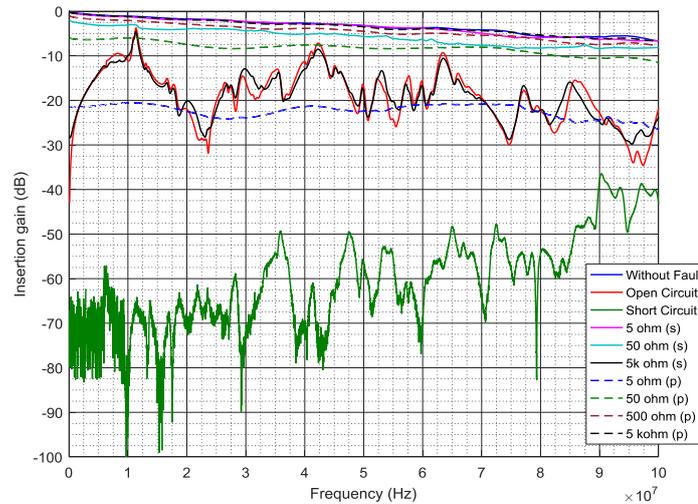


Figure 3-12: Gain d'insertion pour les différents défauts sur le segment [AD]

Un court-circuit provoque un impact fort sur le gain d'insertion avec des atténuations atteignant 70 dB par rapport au cas sans défaut. On constate de nombreux évanouissements dans le cas d'un circuit ouvert, d'un court-circuit et d'un défaut résistif de $5\text{ k}\Omega$ connecté en série. Les autres défauts causent moins d'évanouissements et les canaux sont presque plats mais avec des atténuations différentes. Le Tableau 3-2 et le Tableau 3-3 donnent les gains médians (50% percentile) et pour un percentile à 90% dans les deux bandes HomePlug dédiées aux CPL, [1.8-30] MHz et [1.8-86] MHz respectivement pour les défauts connectés en série et en parallèle. La sévérité du défaut augmente progressivement dans chaque tableau présenté ci-dessous.

On constate qu'en circuit ouvert, on obtient un signal à la réception non négligeable alors qu'en court-circuit de fortes atténuations sont obtenues. Ces résultats ont été corroborés par une modélisation numérique sur CRIPTE, code de calcul de l'ONERA basé sur la théorie des lignes de transmission.

Tableau 3-2: Gain d'insertion des défauts série pour un percentile de 0.5 et 0.9

	Bande HPAV		Bande HPAV2	
	0.5 percentile	0.9 percentile	0.5 percentile	0.9 percentile
No Fault	-1.5 dB	-2.0 dB	-2.9 dB	-5.3 dB
5 Ω (s)	-1.8 dB	-2.1 dB	-2.9 dB	-5.8 dB
50 Ω (s)	-3.9 dB	-4.1 dB	-5.2 dB	-8.1 dB
5 $\text{k}\Omega$ (s)	-16.7 dB	-23.7 dB	-17.5 dB	-23.6 dB
Circuit ouvert	-16.2 dB	-25.8 dB	-17.6 dB	-25 dB

Tableau 3-3 : Gain d'insertion des défauts parallèle pour un percentile de 0.5 et 0.9

	Bande HPAV		Bande HPAV2	
	0.5 percentile	0.9 percentile	0.5 percentile	0.9 percentile
No Fault	-1.5 dB	-2.0 dB	-2.9 dB	-5.3 dB
5 kΩ (p)	-1.6 dB	-2.2 dB	-3 dB	-5.1 dB
500 Ω (p)	-2.5 dB	-3.4 dB	-4 dB	-6 dB
50 Ω (p)	-6.6 dB	-8.4 dB	-8 dB	-9.1 dB
5 Ω (p)	-21.4 dB	-24 dB	-21.6 dB	-23.8 dB
Court circuit	-69 dB	-79.6 dB	-63 dB	-74 dB

On constate sur les deux tableaux, que le défaut d'impédance série de 5 Ω ou parallèle de 5 k Ω ont des valeurs de gain très proches du cas sans défaut (<0.3 dB). Ces 2 valeurs constituent des points d'attention pour les stratégies de détection présentées dans les sections suivantes.

3.3.3.2 Analyse temporelle

Dans un premier temps, nous analysons et comparons la réponse impulsionnelle des S21 en présence d'un défaut franc et non franc. En appliquant la transformée de Fourier inverse sur le paramètre S21 mesuré dans la bande [100 kHz-100 MHz], nous obtenons la réponse impulsionnelle du réseau. La Figure 3-13 montre cette réponse impulsionnelle pour 3 configurations de défauts avec une résolution temporelle de 10 ns. L'axe temporel a été converti en distance en le multipliant par la vitesse de propagation v dans le câble bifilaire mesurée à $2.12 \cdot 10^8$ m/s. Une résolution spatiale de 2.12 m est alors obtenue.

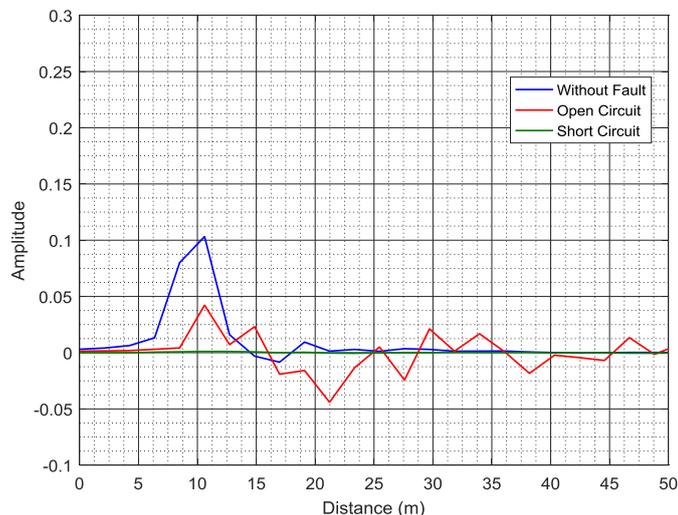


Figure 3-13 : Réponse impulsionnelle du réseau [AD] avec défaut franc

Sur la Figure 3-13, on constate un pic pour le cas sans défaut à une distance de 10.61 m qui devrait correspondre à la fin de la ligne. Soulignons que le segment [AD] est d'une longueur de 9.5 m. Cette différence est à attribuer à notre résolution spatiale trop insuffisante. La présence d'un circuit ouvert dans le circuit montre juste une diminution

de l'amplitude du pic mais la distance reste identique à celle du cas sans défaut. Par contre pour le cas de court circuit, on ne détecte rien, le signal reçu étant fortement atténué.

Compte tenu de la faible résolution spatiale, il est difficile d'interpréter les échos secondaires successifs des réponses impulsionnelles qui peuvent être dus à des réflexions multiples sur les défauts et les baluns, aux phénomènes de couplage, ou bien à la désadaptation des charges terminales.

On constate ainsi qu'une bande passante de 100 MHz n'est pas suffisante pour avoir une réponse impulsionnelle assez fine. Nous avons alors appliqué la technique du zéro padding[10] en augmentant artificiellement la fréquence maximale à 500 MHz. La nouvelle résolution spatiale est alors de 0.4 m. La Figure 3-14 présente la réponse impulsionnelle du réseau AD pour les défauts francs et le câble sain avec zéro padding sur une distance de 25 m. Le pic est constaté à 9.4 m. On note cependant des oscillations avant et après le pic causées par l'implémentation du zéro padding.

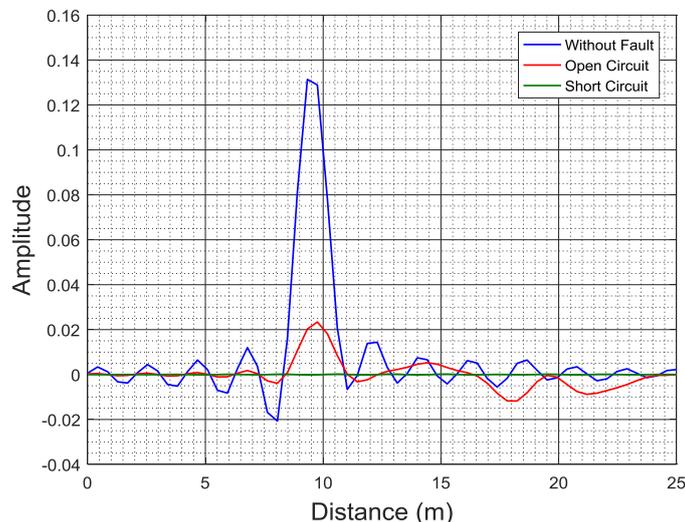


Figure 3-14 : Réponse impulsionnelle du réseau [AD] avec défaut franc avec zéro padding

La Figure 3-15 montre la réponse impulsionnelle du réseau [AD] en présence de défauts non francs connectés en série. Un pic est observé pour l'ensemble des défauts à une distance équivalente à la longueur de la ligne de transmission [AD]. L'amplitude du pic, quant à elle, décroît inversement avec la valeur du défaut résistif. Le même comportement est à noter sur la Figure 3-16 qui montre la réponse impulsionnelle en présence de défauts résistifs connectés en parallèle.

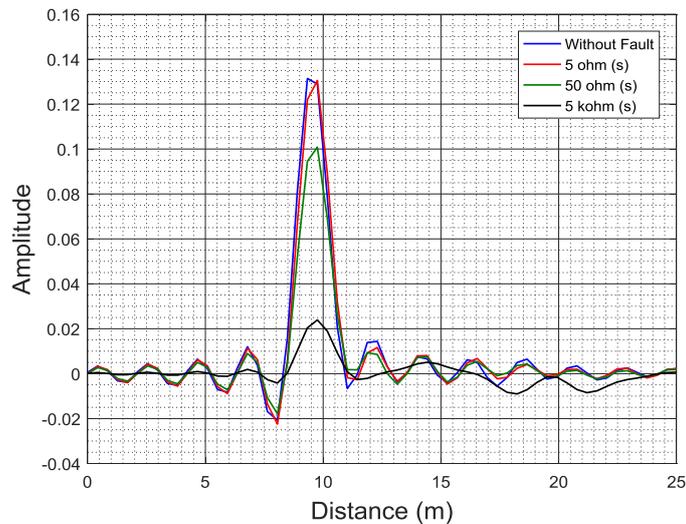


Figure 3-15 Réponse impulsionnelle du réseau [AD] avec défauts non francs connectés en série

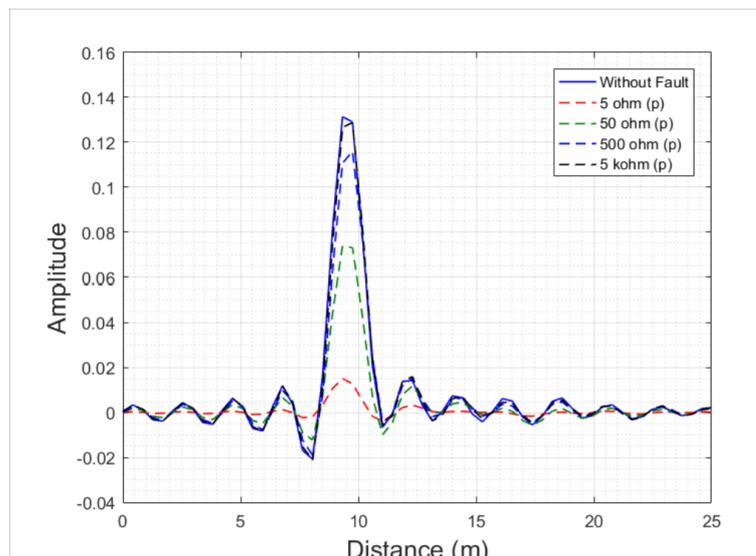


Figure 3-16: Réponse impulsionnelle du réseau [AD] avec défauts non francs connectés en parallèle

A l'instar de l'analyse fréquentielle, il apparaît difficile de dissocier le cas d'un défaut série de 5Ω ou d'un défaut parallèle de $5 \text{ k}\Omega$ d'un cas sain en observant les réponses impulsionnelles calculées.

3.3.4 Analyse des mesures de transmission du réseau en Y

Dans cette partie, une analyse des mesures du paramètre S_{21} réalisées dans différentes configurations du réseau complet est conduite. Le balun 1 est placé en A, comme le montre la Figure 3-17, qui rappelle la topologie du banc. Le second balun peut être placé en B ou en C, et une charge adaptée de 100Ω ferme la deuxième branche en C ou B. Les défauts peuvent se positionner dans les tronçons EF ou GH.

Dans un premier temps, une analyse fréquentielle portant sur les atténuations des signaux est menée. Dans un deuxième temps, une analyse temporelle portant sur les

caractéristiques de la réponse impulsionnelle du réseau (amplitudes, et trajets multiples) est réalisée.

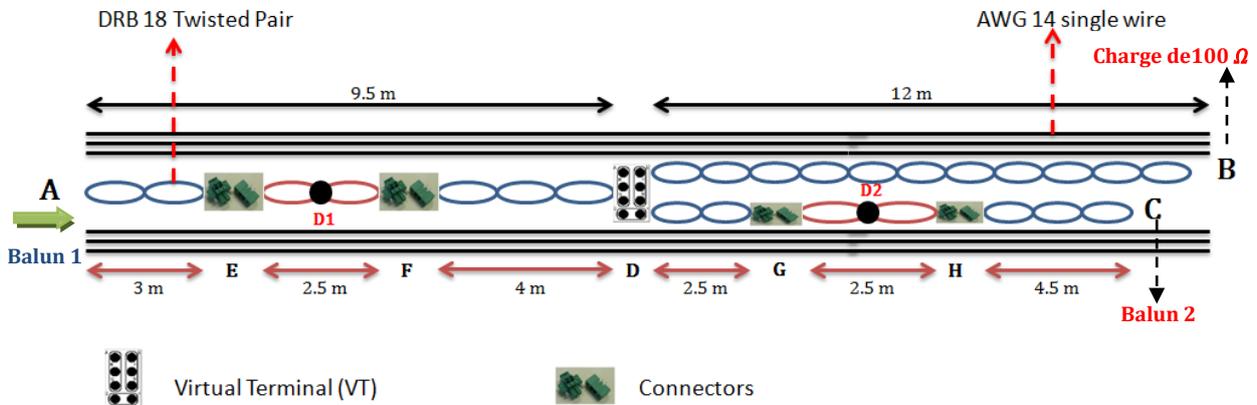


Figure 3-17 : Banc de mesure avec emplacement des baluns

La Figure 3-18 présente les gains d'insertion du canal [AC] mesurés en présence de défauts, quand le second balun est positionné en C, dans la bande [0.1-100] MHz. Le point B est adapté sur 100 Ω.

Les cadrans supérieurs et inférieurs de la Figure 3-18 concernent les résultats quand le défaut est positionné respectivement en D1 à une distance de 4.25 m et en D2 à une distance de 13.25 m du point d'injection A. Tout d'abord, quelle que soit la position du défaut en D1 ou D2, le changement d'impédance dû au défaut est observable sur l'allure du gain. On peut cependant déjà relever les cas des défauts 5 Ω (série), 500 Ω (p) et 5 kΩ (p) qui possèdent des gains d'insertion relativement proches du cas sans défaut. On note aussi que les résultats sont très similaires pour ce canal que le défaut se trouve en D1 ou en D2, c'est-à-dire avant ou après la branche [DB].

Le Tableau 3-4 résume les gains médians pour les différents défauts dans la bande passante HomePlug AV [1.8-30] MHz. Les échantillons de défaut sont classés par ordre de sévérité dans les deux cas série et parallèle. Les valeurs pour le réseau point à point ont été rappelées dans la première colonne. Ainsi sur ces gains médians, on constate pour le réseau [AC] une différence maximum de 2 dB entre les positions de défaut, quel que soit le défaut à l'exception toutefois du court circuit.

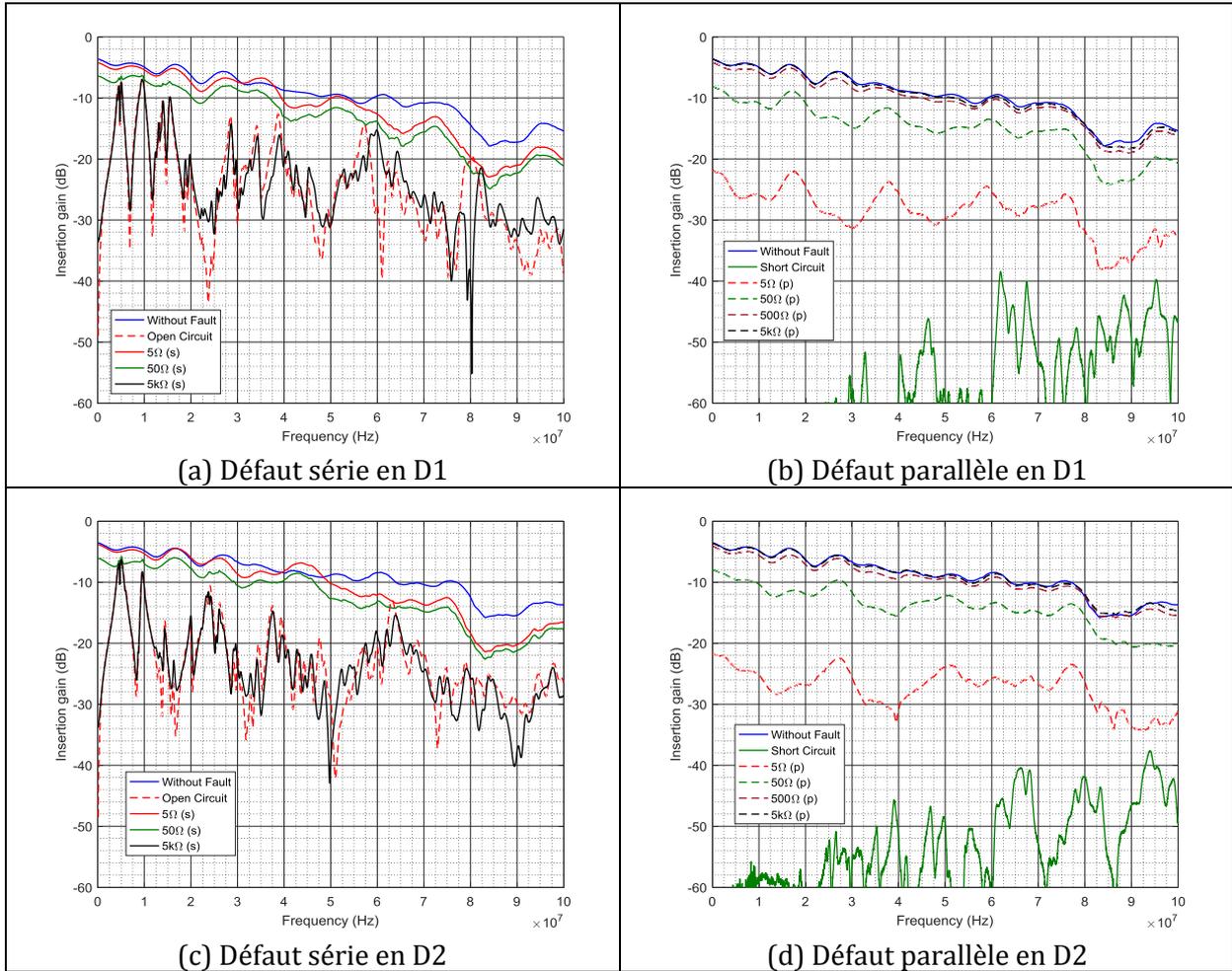


Figure 3-18 : Gain d'insertion du réseau [AC]
(a) défaut série en D1 (b) défaut parallèle en D1 (c) défaut série en D2 (d) défaut parallèle en D2

La Figure 3-19 présente les gains d'insertion du canal [AB] en présence de défauts, quand le second balun est positionné en B, le point C étant adapté sur 100Ω .

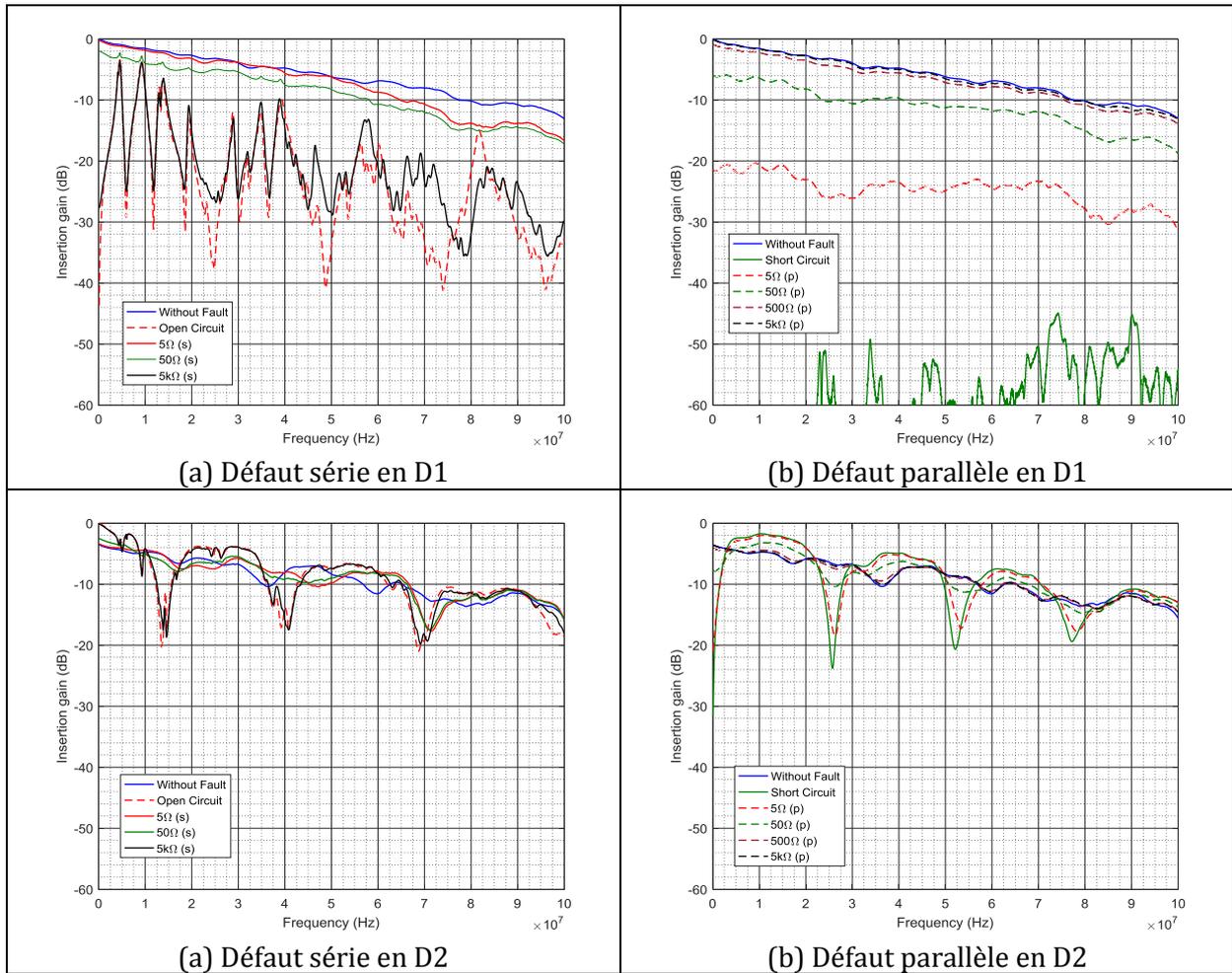


Figure 3-19 : Gain d'insertion du réseau [AB]
(a) défaut série en D1 (b) défaut parallèle en D1 (c) défaut série en D2 (d) défaut parallèle en D2

Quand le défaut se situe au point D1, on constate qu'on obtient des gains pratiquement identiques aux cas précédents sur le tronçon [AB]. On constate sur les gains médians, présentés dans le tableau 3-4, une différence d'environ 3 dB à la faveur du tronçon [AB] ; cette différence est probablement due à la présence des connecteurs sur le tronçon [DC]. Par rapport au cas du câble sain, l'atténuation supplémentaire occasionnée par la présence d'un défaut varie entre 0.5 dB pour les défauts non francs et 66 dB pour le cas du court circuit.

Quand le défaut se situe au point D2, comme les défauts se situent sur une branche indirecte vue du canal [AB], le point B visualise des impédances ramenées différentes des impédances précédentes qui étaient sur la branche directe et les résultats sont donc très différents de ceux obtenus sur le tronçon [AC]. En effet, on constate, que quel que soit le défaut, par rapport au cas du câble sain, l'atténuation supplémentaire occasionnée par la présence d'un défaut varie entre 0 et 3 dB sur les gains médians.

En outre, quand le défaut est positionné en D2, on observe des évanouissements fréquentiels importants pouvant atteindre 20 dB d'atténuation et du à la dérivation de la branche [DC] vue de la branche directe [AB]. En effet, dans le cas d'une ligne sans perte

contenant des dérivation en circuit ouvert, les fréquences d'évanouissements f sont données par l'équation suivante :

$$f = \frac{nv}{4l} \quad (3.1)$$

Avec v la vitesse de propagation dans le câble bifilaire, et l la longueur de la dérivation en circuit ouvert.

Ainsi, dans le cas du défaut série en circuit ouvert ou de $5 \text{ k}\Omega$, on se retrouve dans le cas d'une dérivation en circuit ouvert de longueur 3.75 m, et on obtient des fréquences d'évanouissement multiples impaires de 14.13 MHz en appliquant la formule (3.1) et qui sont proches de la valeur déduite des mesures et égale à 13.44 MHz.

De même, dans le cas du défaut parallèle en court circuit ou de valeur 5Ω , on se trouve dans le cas d'une dérivation en court circuit de longueur 3.75 m, menant à des fréquences d'évanouissement multiples de 28.26 MHz en théorie, la valeur mesurée étant de 25.51 MHz.

Tableau 3-4 : Gain d'insertion médian pour les divers réseaux étudiés dans la bande HPAV [1.8-30] MHz

	Réseau [AD]	Réseau [AC]		Réseau [AB]	
	Défaut en D1	Défaut en D1	Défaut en D2	Défaut en D1	Défaut en D2
No Fault	-1.5 dB	-5.8 dB	-5.3 dB	-2.7 dB	-5.7 dB
5 Ω (s)	-1.8 dB	-6.8 dB	-5.6 dB	-3.2 dB	-5.8 dB
50 Ω (s)	-3.9 dB	-8.2 dB	-7.4 dB	-5.1 dB	-5.9 dB
5 kΩ (s)	-16.7 dB	-21.7 dB	-19.3 dB	-18.4 dB	-4.3 dB
Circuit ouvert	-16.2 dB	-21 dB	-19.3 dB	-18.9 dB	-4.2 dB
5 kΩ (p)	-1.6 dB	-5.9 dB	-5.5 dB	-2.8 dB	-5.8 dB
500 Ω (p)	-2.5 dB	-6.8 dB	-6.2 dB	-3.5 dB	-5.7 dB
50 Ω (p)	-6.6 dB	-11.7 dB	-11 dB	-8.2 dB	-4.7 dB
5 Ω (p)	-21.4 dB	-26.2 dB	-25 dB	-23.1 dB	-5.8 dB
Court circuit	-69 dB	-72.6 dB	-60 dB	-69 dB	-3 dB

Nous représentons sur la Figure 3-20 la réponse impulsionnelle du S21 mesurée sur le réseau AB, et avec zero padding jusqu'à 500 MHz, avec des défauts parallèles et le court circuit au point D2. C'est un cas particulier car il présente une sélectivité fréquentielle comme on a pu le voir précédemment et menant donc à des réflexions comme on peut le constater dans le domaine temporel. On note un premier pic à environ 22 m qui correspond à la longueur électrique de la ligne AB et des réflexions importantes à 30 m, puis à 38 m, provenant du point D2 de la branche DC.

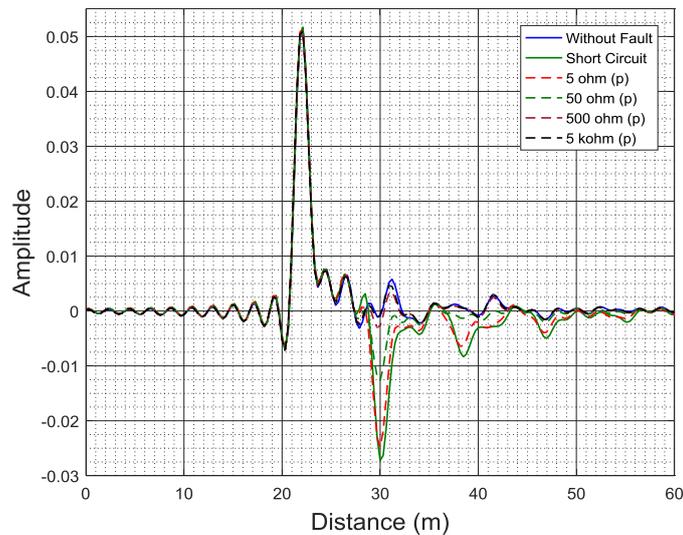


Figure 3-20 : Réponse temporelle du S21 au point B avec défaut connecté en parallèle

Ces différentes analyses ont montré que l'observation dans le domaine fréquentiel du paramètre S21 permettait de détecter un défaut par comparaison avec un S21 d'un réseau sain. C'est cette observation qui sera la base de nos coefficients de détection présentés dans la suite de ce chapitre. Mais tout d'abord nous résumerons l'état de l'art des méthodes de diagnostic des câbles dans le paragraphe suivant.

3.4 Etat de l'art des méthodes de diagnostic des câbles

Les diverses méthodes de diagnostic des défauts qui ont été étudiées se différencient par leur principe de mesure, de traitement et la nature du défaut que l'on désire diagnostiquer. Nous avons déjà mentionné précédemment la méthode d'inspection visuelle [2], qui peut être complétée par la méthode d'inspection par rayon X [11, 12]. Celle-ci nécessite des équipements lourds et coûteux qui doivent être positionnés au plus près du câble. Elle permet cependant de connaître l'état de l'isolant ainsi que celui des conducteurs situés à l'intérieur du câble.

La méthode la plus étudiée aujourd'hui pour le diagnostic des défauts est la réflectométrie. Utilisée depuis 1950 [13] dans les câbles ou dans les réseaux de télécommunication, cette technique est basée sur le principe du radar qui consiste à envoyer un signal dans le milieu à diagnostiquer et à étudier le signal réfléchi. Nous détaillerons dans la partie suivante les différentes techniques de réflectométrie, puis celles utilisant les courants porteurs.

3.4.1 Les différentes techniques de réflectométrie

Le principe de la réflectométrie repose sur la propagation d'une forme d'onde électromagnétique dans le câble et sur l'exploitation des ondes réfléchies causées par les discontinuités d'impédance. Elle consiste à injecter un signal de test dans le réseau de câbles électriques à tester et à analyser le signal réfléchi en présence de défaut. Comme illustré sur la Figure 3-21, le signal se propage dans le réseau et lorsqu'il rencontre une discontinuité ou une variation d'impédance, une partie de l'énergie est réfléchi vers le point d'injection. L'analyse du signal réfléchi à partir du coefficient de réflexion, qui est

le rapport entre le signal réfléchi et le signal émis, permet de remonter à certaines caractéristiques du réseau [13, 14].

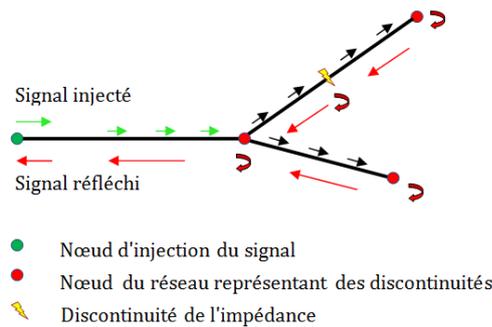


Figure 3-21: Principe de la réflectométrie sur un réseau Y

Plusieurs techniques de mesure [15] existent pour le diagnostic par réflectométrie et occupe essentiellement deux domaines d'analyse : la réflectométrie dans le domaine temporel aussi connue comme TDR (Time Domain Reflectometry) [16] et la réflectométrie dans le domaine fréquentiel ou FDR (Frequency Domain Reflectometry)[13]. Pour chacun de ces domaines il existe des méthodes dérivées telles que la réflectométrie dans le domaine temporel par séquence directe ou STDR (Sequence Time Domain Reflectometry) [17, 18], par étalement de spectre ou SSTDR (Spread Spectrum Time Domain Reflectometry) [19] et la réflectométrie multiporteuses comme MCTDR (Multi Carrier Time Domain Reflectometry)[20] et OMTDR (Orthogonal Multitone Time Domain Reflectometry)[1]. Les méthodes STDR et SSTDR reposent sur le même principe que la réflectométrie classique sauf que le type de signal injecté est différent. La réflectométrie TDR est basée sur l'injection d'un signal sous forme d'une impulsion gaussienne ou d'un échelon de tension. Le signal mesuré au point d'injection est principalement constitué de multiples échos retardés dans le temps. Chaque écho représente le temps d'aller retour entre le point d'injection et la discontinuité rencontrée. L'analyse du réflectogramme qui s'obtient par calcul de la corrélation entre le signal réfléchi et le signal injecté, permet de localiser la discontinuité à condition que la vitesse de propagation soit connue. La STDR consiste à injecter un signal binaire pseudo aléatoire de faible amplitude qui interfère peu avec des signaux utiles potentiellement présents sur le câble. La SSTDR est une évolution de la STDR pour laquelle la séquence pseudo aléatoire est préalablement modulée par une fréquence porteuse avant d'être injectée sur le réseau.

Les réflectométries MCTDR et OMTDR sont des méthodes de réflectométrie multiporteuses dans le domaine temporel. A l'injection, le signal de test est modélisé par une somme de sinusoides afin de pouvoir contrôler son occupation spectrale et de manière à ne pas interférer avec les signaux utiles transmis sur le réseau. Un module de post-traitement se basant sur l'algorithme Clean [21] est utilisé afin d'analyser le réflectogramme et ainsi localiser les défauts. Ces méthodes permettent de diagnostiquer les réseaux avec des systèmes en fonctionnement, tout en se conformant aux contraintes de compatibilité électromagnétique. Ces deux méthodes se différencient par la génération du signal multiporteuses, la méthode OMTDR [1] utilisant la modulation OFDM.

Pour le domaine fréquentiel, concernant la FDR, un signal particulier est injecté dans le réseau. Ce signal est appelé "chirp" et est de la forme

$$x(t) = a(t)\exp(i\varphi(t)) \quad (3.2)$$

Où $a(t)$ est une amplitude dont l'évolution est lente par rapport aux oscillations de la phase $\varphi(t)$.

Il existe ainsi plusieurs techniques de réflectométrie dans le domaine fréquentiel notamment FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) [22], PDFDR (Phase Detection Frequency Domain Reflectometry) [22], SWR (Standing Wave Reflectometry) [23] et MSR (Mixed Signal Reflectometry)[24]. Ces techniques reposent sur la mesure de la fréquence, de la phase ou de l'amplitude afin de déterminer la position d'une discontinuité d'impédance.

3.4.2 Diagnostic de défaut par transmission CPL

Les études concernant l'utilisation de la technologie CPL pour le diagnostic des câbles électriques ne sont pas nombreuses. On peut ainsi trouver dans la littérature, les travaux réalisés par une équipe de l'Université de Howard, Washington DC [25], qui s'est intéressée à l'utilisation du CPL pour détecter des défauts intermittents au niveau du câblage. Ils ont utilisé une solution CPL basée sur une puce de STMicroelectronics dont la fréquence de modulation est de 132.45 kHz. Les défauts intermittents ont été simulés en utilisant des interrupteurs et en faisant frotter les câblages au niveau des connectiques. La méthode de mesure de défauts est basée sur l'analyse de différents taux d'erreurs de la liaison en présence du défaut. Différents cas de tests ont été étudiés en fonction de l'alimentation du réseau, de la présence et du type de défaut.

Les conclusions de cette étude concernent la mise au point d'un indicateur de taux d'erreurs permettant la détection de défauts intermittents de frottement mais impliquant que les données envoyées de l'émetteur soient connues du récepteur. Dans un cas de défauts non francs, on peut imaginer que l'on obtiendra une faible variation des valeurs du taux d'erreurs, ce qui nécessitera l'envoi d'un grand nombre de trames pour distinguer les taux d'erreurs du câble endommagé de ceux du câble sain.

Une seconde étude [26] utilisant la technologie CPL pour détecter les défauts de vieillissement d'un câble particulier moyenne tension trifilaire est décrite dans ce paragraphe. Ainsi un modèle physique de vieillissement de câble, dit "Water Treeing" (WT) a été appliqué pour dégrader les câbles. Ce modèle affecte l'épaisseur de l'isolant et modifie les paramètres primaires du câble. Le principe de détection repose sur l'observation de la fonction de transfert du canal dans la gamme de fréquence 100 kHz - 35 MHz. Une comparaison entre les fonctions de transfert idéales d'un câble sain et d'un câble vieilli, basée sur des coefficients d'aplatissement et d'asymétrie, a permis de caractériser le vieillissement dans le cas d'un réseau à 3 branches de longueur totale 250 m. Les études ont été réalisées sur des fonctions de transfert simulées, aucune estimation des fonctions de transfert par un signal CPL n'a été testée.

Dans des travaux plus avancés [27], les auteurs montrent que grâce au Machine Learning, ils arrivent à prédire l'âge d'un câble suite à son vieillissement. Dans la partie suivante, nous allons nous focaliser sur la présentation des méthodes de détection que nous proposons et les résultats obtenus dans différentes configurations de réseau.

3.5 Méthodes de détection de défaut

Dans une section précédente, nous avons analysé les caractéristiques des canaux déduites des mesures du S_{21} réalisées à l'analyseur de réseau sur notre banc de test. Mais en pratique, dans le cas d'une transmission par CPL, la fonction de transfert est estimée par des symboles ou porteuses pilotes. Cette estimation de la fonction de transfert peut être alors impactée par le canal lui-même et notamment par le bruit et par le nombre de sous-porteuses pilotes ou symboles pilotes et leur répartition.

Notre objectif est de proposer une méthode capable de détecter un changement de canal de transmission en comparant les estimations de la fonction de transfert d'un canal sain et d'un canal avec défaut. Nous nous focaliserons tout d'abord sur l'estimation de la fonction de transfert et la détection de défaut dans le réseau point à point [AD] puis nous généraliserons sur le réseau plus complexe avec une branche.

Dans un premier temps, nous évaluerons l'impact d'un défaut sur les performances d'une liaison CPL. Ensuite on détaillera les différentes méthodes de détection qui seront évaluées dans cette thèse. Afin d'éviter les cas d'absence de détection ou de fausse alarme, nous définirons des seuils de détection. Nous évaluerons les performances des méthodes dans un premier temps sur le réseau point à point [AD] puis sur le réseau en Y. Ces études porteront sur un système CPL basé sur les spécifications HPAV, c'est-à-dire dans la bande [1.8-30] MHz, mais nous évaluerons aussi l'effet d'une augmentation de la bande de fréquence avec les spécifications HPAV2 dans la bande [1.8-84]. Nous étudierons aussi l'impact possible du retournement temporel pour optimiser la probabilité de détection.

3.5.1 Caractéristiques du système OFDM

Dans cette étude, nous nous sommes affranchis des contraintes du cahier des charges de SE&P, comme la latence, et nous avons choisi de recourir aux spécifications HPAV, largement étudiées et utilisées dans le CPL indoor.

La Figure 3-22 présente les blocs principaux du standard HomePlug AV. Si on se concentre sur la partie transmission de données utiles ou « Payload », le codage du canal est constitué d'un embrouilleur, d'un turbocode et d'un entrelaceur. La technique de transmission utilisée est la windowed OFDM qui fait un multiplexage en fréquence en utilisant 1536 sous-porteuses orthogonales dans la bande de [1 : 37.5] MHz. L'ordre de modulation de chaque sous-porteuse dépend du rapport signal à bruit (SNR) dans chaque sous-canal et peut atteindre la valeur de 10, soit la modulation 1024 QAM. Pour lutter contre les interférences inter-porteuses et inter-symboles, un préfixe cyclique de 5,56 μ s, 7,56 μ s ou 40,96 μ s peut être utilisé. Afin de respecter un gabarit de transmission, seules 1155 sous-porteuses sont utilisées entre la 74^{ème} et la 1228^{ème} et 238 sous-porteuses supplémentaires sont éteintes pour ne pas interférer avec les différentes bandes de radioamateurs ou autres applications utilisant la même bande.

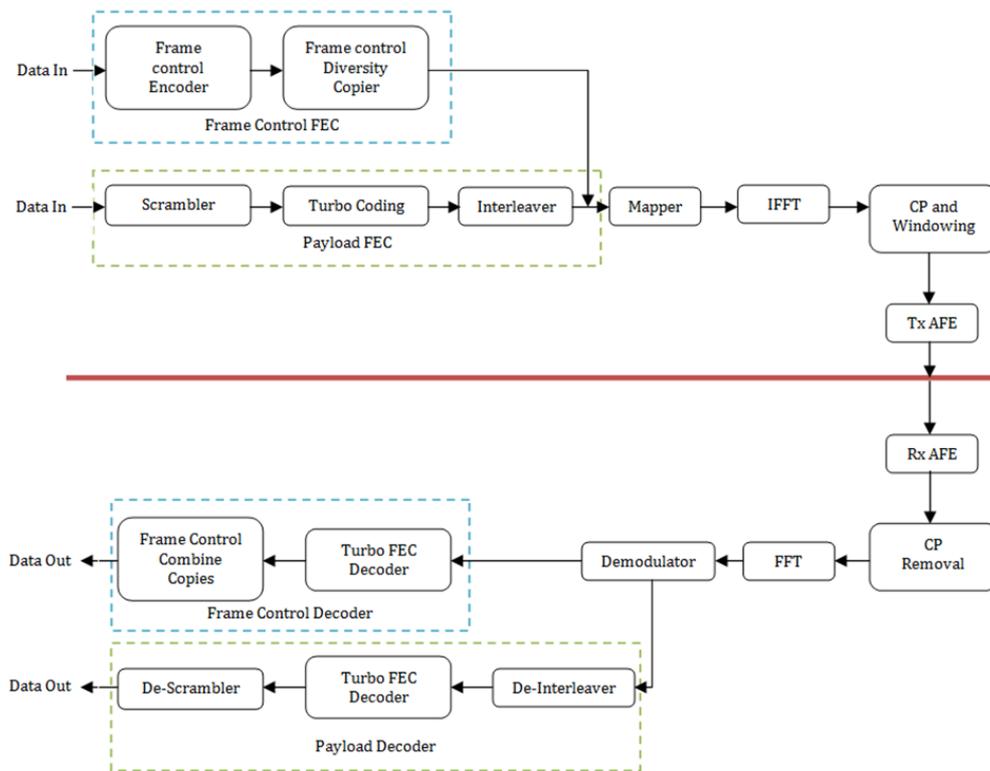


Figure 3-22: Synoptique de la couche PHY de l'HPAV

Pour notre cas d'étude, nous avons simplifié les spécifications, en retirant la partie codage de canal, et en utilisant la modulation QPSK pour privilégier la robustesse du lien plutôt que son débit. Le Tableau 3-5 rappelle les paramètres de la chaîne de communication.

Le préfixe cyclique est fixé grâce à une analyse temporelle sur les canaux présentés précédemment. Comme au chapitre précédent, nous avons calculé le retard moyen et le retard maximal des différentes topologies sans défaut en Y du banc. Nous avons pris un seuil de 20 dB par rapport au trajet direct pour le calcul de retard maximal, et nous avons obtenu des valeurs de retards maximums inférieurs à 300 ns, nos canaux étant peu sélectifs en fréquence. Le préfixe cyclique le plus petit proposé de 5.56 μ s dans HPAV est donc largement surdimensionné pour notre étude. Nous avons privilégié le débit de l'information en choisissant de réduire le préfixe d'au moins d'un facteur 2, avec une durée de 2.56 μ s, soit 96 échantillons.

Comme le principe de la détection de défaut repose sur une comparaison des fonctions de transfert des canaux sains et endommagés qui sont estimées à la réception, on rappelle qu'à la réception de notre chaîne de transmission figure après la FFT un module d'estimation de la fonction de transfert à l'aide de symboles pilotes et un module d'égalisation. L'estimateur de la fonction à la sous-porteuse k est obtenu au moyen de N_T symbole pilotes :

$$\hat{H}_k = \frac{1}{N_T} \sum_{n=1}^{N_T} \frac{Y_{k,n}}{X_{k,n}} \quad (3.3)$$

Avec $Y_{k,n}$ le symbole reçu après l'opération de la FFT, correspondant au symbole émis $X_{k,n}$ de la trame n et de la sous-porteuse k . Nous avons fixé $N_T = 10$, comme cela a été discuté au chapitre 2.

L'égaliseur peut se réduire à un filtre inverse de la fonction de transfert s'il est basé sur le critère de "Zero Forcing" [28] avec les coefficients C_k :

$$C_k = \frac{1}{\hat{H}_k} \quad \text{avec } 1 \leq k \leq N \quad (3.4)$$

Tableau 3-5 : Paramètres de la chaîne de transmission Health monitoring

Paramètres couche PHY	HPAV
Fréquence d'échantillonnage	37.5 MHz
Temps d'échantillonnage	26.6 ns
Bande Passante utile	[1.8 - 30] MHz
Nombre de sous porteuses	1536
Sous-porteuses utiles	1155
Espacement inter porteuses	24.414 kHz
Indice de modulation	2 (QPSK)
Débit cible (avec codage de canal)	40 Mbit/s
Taille IFFT	1536
Taille de préfixe cyclique (durée)	96 (2.56 μ s)
Durée totale du symbole OFDM	43.5 μ s

3.5.2 Impact d'un défaut résistif sur la liaison CPL

La réponse impulsionnelle mesurée dans le cas du réseau AD avec un défaut en D1 est introduite dans notre simulateur de liaison CPL-HPAV. La Figure 3-23 présente les courbes de taux d'erreurs binaires (TEB) en présence d'un défaut série quand l'égalisation est adaptée au canal sain, c'est-à-dire sans défaut. Les TEB sont calculés en fonction du rapport entre la puissance d'injection P_e et la puissance du bruit P_n exprimé en dB et dans la bande HPAV.

L'égalisation étant adaptée au cas sain, l'introduction d'un défaut dans le canal cause une diminution des performances de la liaison. Par exemple, pour atteindre un TEB de 10^{-4} , des rapports de 12 dB et 15 dB sont nécessaires respectivement dans les cas sans défaut et avec un défaut série de 50 Ω , soit un besoin supplémentaire de puissance de 3 dB à l'émission.

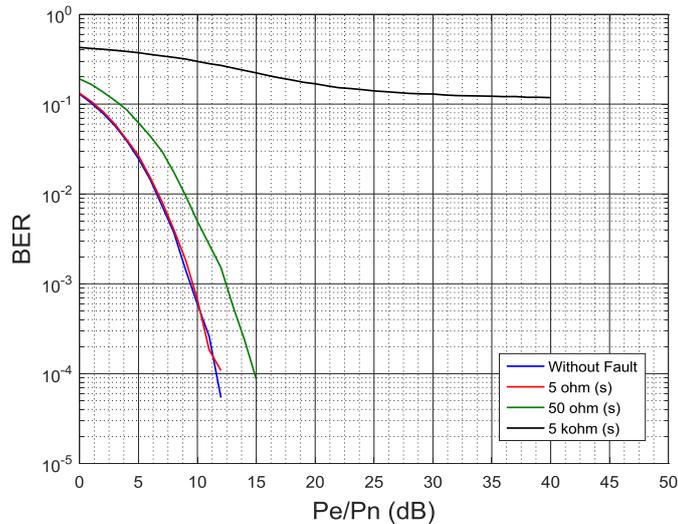


Figure 3-23: Effet de l'introduction d'un défaut série sur le taux d'erreurs binaires en fonction du rapport P_e/P_n (dB)

La Figure 3-24 présente les courbes de TEB en fonction du rapport P_e/P_n pour les défauts résistifs connectés en parallèle. Pour atteindre un TEB de 10^{-4} , un rapport P_e/P_n de 12 dB est nécessaire dans le cas sans défaut, quand des rapports de 13 et 17 dB sont requis respectivement pour un défaut parallèle de 500Ω et 50Ω , soit une différence de 1 dB et 5 dB respectivement. On peut noter que ces valeurs sont très proches de la différence de gains d'insertion médians observés dans le tableau 3.2.

On note que dans le tronçon [AD], un rapport P_e/P_n de 12 dB est suffisant pour cibler un TEB de 10^{-4} dans le cas sans défaut et sans codage de canal. Connaissant les abaques des codages en blocs, on peut facilement atteindre un TEB de 10^{-12} avec un codage de canal. Ce gain de puissance d'émission de 12 dB par rapport au bruit fixe donc un ordre de grandeur minimal pour les études suivantes sur les moyens de détection et de surveillance du réseau dans le tronçon point à point.

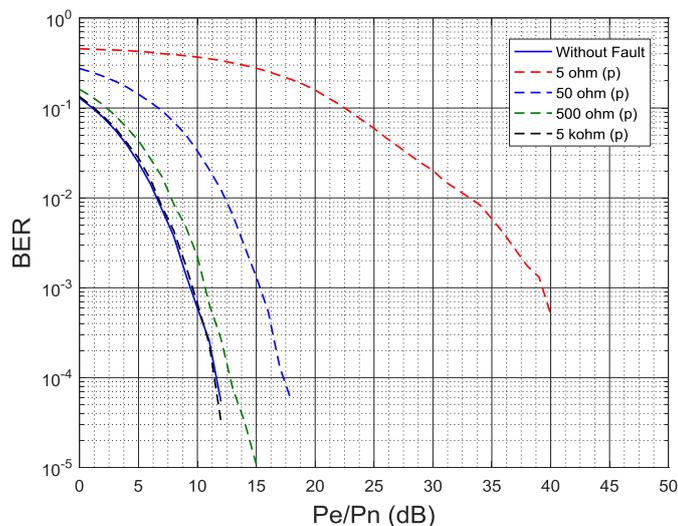


Figure 3-24: Effet de l'introduction de défaut parallèle sur le taux d'erreurs binaires en fonction du rapport P_e/P_n (dB)

Si on se place maintenant dans les topologies de réseau en Y (canal AB et AC), nous avons calculé les performances en termes de TEB en fonction du rapport P_e/P_n dans les cas sans défaut. Et quel que soit le tronçon, un rapport P_e/P_n de 15 dB est suffisant pour cibler un TEB de 10^{-4} sans codage de canal. Ce gain en puissance de 15 dB nous donne un ordre de grandeur pour les tronçons en Y.

3.5.3 Présentation des coefficients de détection

Nous proposons dans cette section, quatre coefficients de détection basés sur la comparaison entre les fonctions de transfert d'un réseau sain et d'un réseau avec défaut. Les trois premiers coefficients utilisent la corrélation et le calcul d'une distance euclidienne des fonctions de transfert estimées grâce à des séquences d'entraînement ou symboles pilotes, quand le quatrième coefficient exploite les symboles de données reçus.

3.5.3.1 Coefficients de détection basés sur la corrélation

La corrélation est une statistique qui caractérise l'existence ou l'absence d'une relation entre deux échantillons. Le coefficient de corrélation permet de quantifier cette relation. Ainsi le degré de corrélation, comme nous le verrons plus loin, se mesure sur une échelle de 0 à 1 ; 0 signifiant une absence totale de corrélation entre les deux mesures, alors que 1 signifie une corrélation parfaite. La première équation 3.5 donnée ci-dessous, quantifie une comparaison du câble sain et du câble avec défaut. Cette corrélation sera nommée ρ_1 dans la suite de ce document.

$$\rho_1 = \frac{\left| \sum_k^N \hat{H}_k^{healthy} * \hat{H}_k^{*faulty} \right|}{\sum_k^N \left| \hat{H}_k^{healthy} \right|^2} \quad (3.5)$$

Avec $\hat{H}_k^{healthy}$ et \hat{H}_k^{faulty} les estimés respectifs des fonctions de transfert du canal sans défaut et avec défaut à la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse et N le nombre de sous-porteuses actives.

Dans cette première équation, le coefficient ρ_1 est normalisé par rapport à la variance du câble sans défaut. Une deuxième proposition, à l'équation 3.6, prend en compte cette fois-ci dans sa normalisation les variances des 2 estimés et est appelée ρ_2 .

$$\rho_2 = \frac{\left| \sum_k^N \hat{H}_k^{healthy} * \hat{H}_k^{*faulty} \right|}{\sqrt{\sum_k^N \left| \hat{H}_k^{healthy} \right|^2} * \sqrt{\sum_k^N \left| \hat{H}_k^{faulty} \right|^2}} \quad (3.6)$$

Une comparaison en termes de performance sera présentée dans les paragraphes suivants. Ces deux versions du coefficient sont basées sur la corrélation d'estimés de la fonction de transfert.

3.5.3.2 Coefficient de détection basé sur la distance Euclidienne

On propose également de mettre en œuvre une méthode de détection basée sur le calcul de la distance euclidienne entre les fonctions de transfert des canaux sain et avec défaut. Au lieu d'utiliser la valeur absolue de la distance, on suggère d'introduire une valeur moyenne de cette distance calculée sur chaque sous-porteuse k et normalisée par la valeur de $\hat{H}_k^{healthy}$ afin d'avoir des valeurs entre 0 et 1. L'équation 3.7 qu'on nommera ρ_{Eu} décrit la proposition de calcul de la distance Euclidienne relative.

$$\rho_{Eu} = 1 - \frac{1}{N} \sqrt{\sum_k^N \left| \frac{\hat{H}_k^{healthy} - \hat{H}_k^{faulty}}{\hat{H}_k^{healthy}} \right|^2} \quad (3.7)$$

Les trois premiers coefficients présentés précédemment s'appuient sur les estimés du canal calculés grâce aux symboles pilotes. Un dernier coefficient est présenté dans le paragraphe suivant et se base cette fois-ci sur les symboles de données reçus.

3.5.3.3 Coefficient de détection basé sur les symboles de données

Nous proposons avec ce coefficient inspiré de [29] de sonder en continu les variations fréquentielles et temporelles du canal. Cette méthode de détection est conçue pour une transmission OFDM quand la taille de la constellation est identique sur chaque sous-porteuse comme dans notre cas. Mais elle peut aussi être adaptée au cas des tailles de constellations différentes, mais cela nécessite une légère modification du coefficient. Ainsi la détection des variations du canal est réalisée en calculant ρ_{data} défini par l'expression suivante pour le $n^{\text{ème}}$ symbole OFDM :

$$\rho_{data} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left| \left(\frac{Y_{k,n}}{\hat{H}_k} \right) \right|^2 \quad (3.8)$$

Avec N le nombre de sous-porteuses actives et $Y_{k,n}$ le symbole reçu à la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse du $n^{\text{ème}}$ symbole, et \hat{H}_k l'estimation du coefficient du canal à la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse.

En l'absence de bruit et pour une estimation parfaite, la somme en (3.8) tend vers 1 si la constellation du signal est choisie telle que la puissance moyenne du symbole est égale à 1 et si le nombre de sous-porteuses est suffisamment important. Si un changement de canal se produit entre deux estimations, une chute de ρ_{data} se produit.

3.5.4 Mise au point des méthodes de détection dans le réseau point à point [AD]

Cette partie est consacrée aux performances des méthodes de détection dans le cadre du réseau point à point [AD], le réseau point à point sans l'insertion du connecteur VT et des 2 branches [DB] et [DC]. Les paramètres de S21 mesurés sur le réseau [AD] en présence ou non de défaut ont été introduits dans notre chaîne de transmission CPL dans la bande HPAV [1.8-30] MHz afin d'avoir des estimations de la fonction de transfert du canal en fonction du rapport P_e/P_n . Ces estimations ont été utilisées dans les coefficients proposés précédemment afin d'analyser leurs performances en présence de bruit blanc gaussien.

3.5.4.1 Etude préliminaire en l'absence de bruit

Dans cette étude préliminaire, nous comparons les trois premiers coefficients présentés précédemment et qui s'appuient sur des estimations du canal par le système CPL en réception. Nous comparons ainsi les performances idéales des coefficients quand les estimés des canaux sont obtenus quand le rapport P_e/P_n est infini. Pour ces calculs, les nombres N de sous-porteuses actives et N_T de symboles pilotes sont fixés respectivement à 1155 et 10.

Le Tableau 3-6 présente les différentes valeurs des trois coefficients ρ_1 , ρ_2 et ρ_{Eu} basés uniquement sur les fonctions de transfert estimées sur le segment [AD]. Les coefficients sont exprimés en termes de pourcentage.

Tableau 3-6 : Comparaison entre ρ_1 , ρ_2 et ρ_{Eu} sur le tronçon [AD] - P_e/P_n infini

Echantillons	$\rho_1(\%)$	$\rho_2(\%)$	$\rho_{Eu}(\%)$
Sans défaut	100	100	100
Circuit ouvert	16.9	70.1	19.7
Court circuit	0.1	24.9	0.4
5 Ω (s)	97.4	99.6	96.8
50 Ω (s)	75.6	99.6	75.3
5 k Ω (s)	17.3	75.5	19.3
5 Ω (p)	10.8	97.1	11.4
50 Ω (p)	55.8	99.5	57
500 Ω (p)	87.2	99.9	87.1
5 k Ω (p)	98.1	99.9	97.6

Les valeurs obtenues pour ρ_1 et ρ_{Eu} sont relativement proches quel que soit le défaut envisagé. Le coefficient ρ_2 présente des caractéristiques différentes. On constate que la plupart des valeurs concernant les défauts non francs représentés par une résistance sont au dessus de 75% de corrélation, ce qui le rend beaucoup moins discriminatoire dans notre cas que les deux autres coefficients.

Cette étude préliminaire nous permet ainsi d'éliminer le coefficient ρ_2 dans la suite de notre étude sur le réseau [AD]. Elle conforte aussi une conclusion déjà établie précédemment, en montrant que les 2 défauts les plus difficiles à détecter sont l'impédance de 5 Ω en série et de 5 k Ω en parallèle, dont les valeurs de coefficients sont très proches des valeurs de corrélation parfaite.

3.5.4.2 Etude du coefficient de détection ρ_1 en présence de bruit et définition d'un intervalle de détection

Dans le paragraphe précédent, nous avons déterminé les coefficients de détection dans le cas d'estimation parfaite du canal en l'absence de bruit. Cependant, en pratique, les transmissions CPL sont soumises à différents types de bruit, qui peuvent entacher l'estimation du canal, et donc impacter le calcul des coefficients de détection.

Dans une étude préliminaire, nous souhaitons connaître la distribution des valeurs que peut prendre le coefficient ρ_1 en l'absence de défaut mais en présence du bruit. C'est pourquoi nous avons réalisé une statistique en simulant 1000 calculs du coefficient ρ_1 dans le cas d'un canal sans défaut, et pour différents valeurs de niveau de bruit. La procédure est la suivante:

- i. Une série de 1000 estimations successives de $H_k^{healthy}$ est déterminée, chacune se basant sur une moyenne de 10 séquences d'entraînement
- ii. Parmi les 1000 $H_k^{healthy}$, une estimation est prise aléatoirement en référence et notée $(\hat{H}_k^{healthy})_1$
- iii. 1000 coefficients de ρ_1 sont déduits de (3.5) en remplaçant $\hat{H}_k^{healthy}$ et \hat{H}_k^{faulty} par $(\hat{H}_k^{healthy})_1$ et $(\hat{H}_k^{healthy})_j$, les indices 1 et j se référant aux valeurs de la première et de la j^{ème} estimation

La procédure est répétée pour des valeurs de $Pe/Pn = 10, 20, 30$ et 40 dB. Les résultats sont présentés sous la forme de distribution cumulative des valeurs de ρ_1 à la figure 3-25. On observe ainsi que les distributions des valeurs de ρ_1 sont fortement dépendantes du canal de transmission (bruit et fonction de transfert). La valeur théorique de 100 % pour un câble sain ne peut pas être obtenue dans le cas de faibles rapports Pe/Pn .

Nous avons reporté sur la Figure 3-25 (la courbe en pointillé noir) la valeur théorique de ρ_1 obtenue en cas de présence d'un défaut de $5 \text{ k}\Omega$ en parallèle et égale à 0.98 issue du tableau 3.6. On observe alors que pour $Pe/Pn = 10$ dB, les valeurs de ρ_1 sont très inférieures à cette valeur théorique, pouvant ainsi indiquer qu'il y a un défaut dans le canal alors qu'il n'y en a pas. Nous serions ici dans un cas de fausse alarme.

Ces valeurs théoriques ne permettent donc pas de décider dans le cas d'un faible rapport signal à bruit de l'apparition d'un faible défaut non franc. Cela montre l'importance de définir des seuils de détection différents selon le canal, c'est-à-dire selon le rapport Pe/Pn afin d'éviter des cas de fausse alarme ou de non détection.

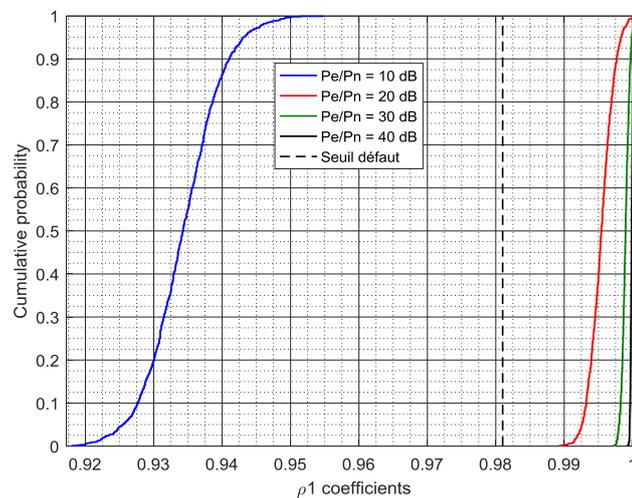


Figure 3-25 : Distribution cumulative pour le cas sain pour différents rapport de Pe/Pn

Pour définir notre seuil de détection, nous supposons que le canal est invariant dans le temps et que seul le bruit provoque une variabilité des estimations de la fonction de transfert.

Pour calculer la valeur d'un seuil qui exprimera une valeur limite pour une certaine probabilité de détection, nous montrons dans un premier temps que nos

statistiques suivent une loi normale. En effet si l'on observe la densité de probabilité des valeurs de ρ_1 pour un rapport de puissance de 30 dB, on observe que celle-ci s'approche d'une loi normale de moyenne 0.998 et d'écart type 5.94×10^{-5} . La Figure 3-26 présente les deux densités de probabilité de la distribution ρ_1 et de la distribution de la loi normale ajustée. Le test de Kolmogorov-Smirnov à la probabilité de 99 % réalisé sur les 2 distributions présentées confirme que les échantillons suivent bien la même loi.

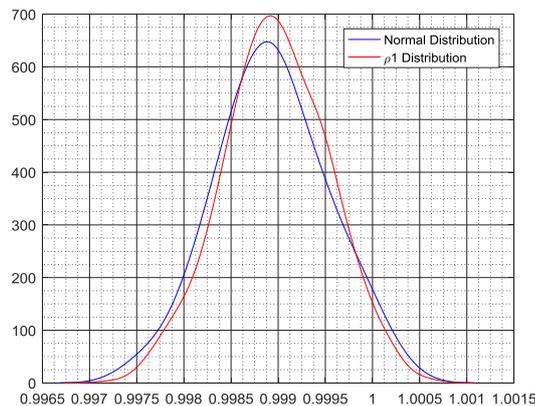


Figure 3-26 : Densité de probabilité des valeurs de ρ_1 pour $P_e/P_n=30$ dB

Si l'on se réfère à une loi normale, on peut définir des intervalles de confiance en fonction de la moyenne et l'écart type comme on le montre sur la Figure 3-27. La règle empirique ou la règle des trois sigmas [30] indique que pour une loi normale, 99.7 % des valeurs se situent dans un intervalle de $[\mu-3\sigma, \mu+3\sigma]$.

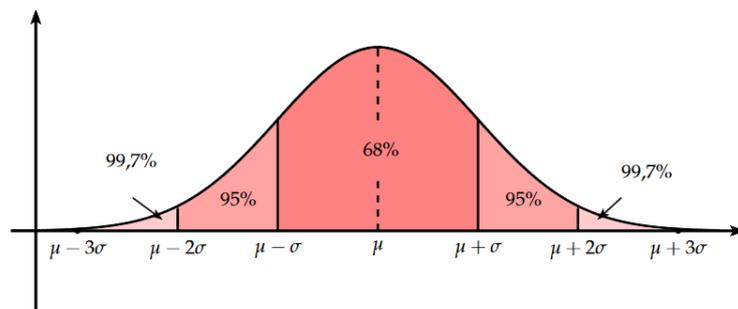


Figure 3-27 : Intervalles de confiance pour une loi normale

Nous proposons donc d'appliquer cet intervalle à nos calculs de ρ_1 avec la méthode de détection suivante :

- Quand les valeurs de ρ_1 sont comprises dans notre intervalle, cela signifie que l'on ne détecte pas de changement de canal avec une probabilité de 99.7 %
- Quand les valeurs de ρ_1 n'appartiennent pas à l'intervalle, cela signifie qu'il y a un changement de canal, et donc une détection de défaut.

On peut proposer une méthode de détection à décision souple, pour laquelle un nombre N_p de valeurs de ρ_1 seraient successivement calculées, et la décision porterait sur le plus grand nombre. Ce principe de décision souple ne garantit pas la présence certaine d'un défaut. Dans le cas d'une méthode de détection à décision dure, il

faudrait que toutes les valeurs soient en dehors de l'intervalle pour décider d'une détection de défaut. La méthodologie de détection dure proposée et basée sur le coefficient ρ_1 est résumée dans le cadran de gauche de la figure 3-28. Nous avons distingué la phase de référence, au cours de laquelle est déterminé l'intervalle de confiance, de la phase de détection, au cours de laquelle la décision de détection d'un défaut est prise si l'ensemble des valeurs de ρ_1 n'appartiennent pas à l'intervalle de confiance.

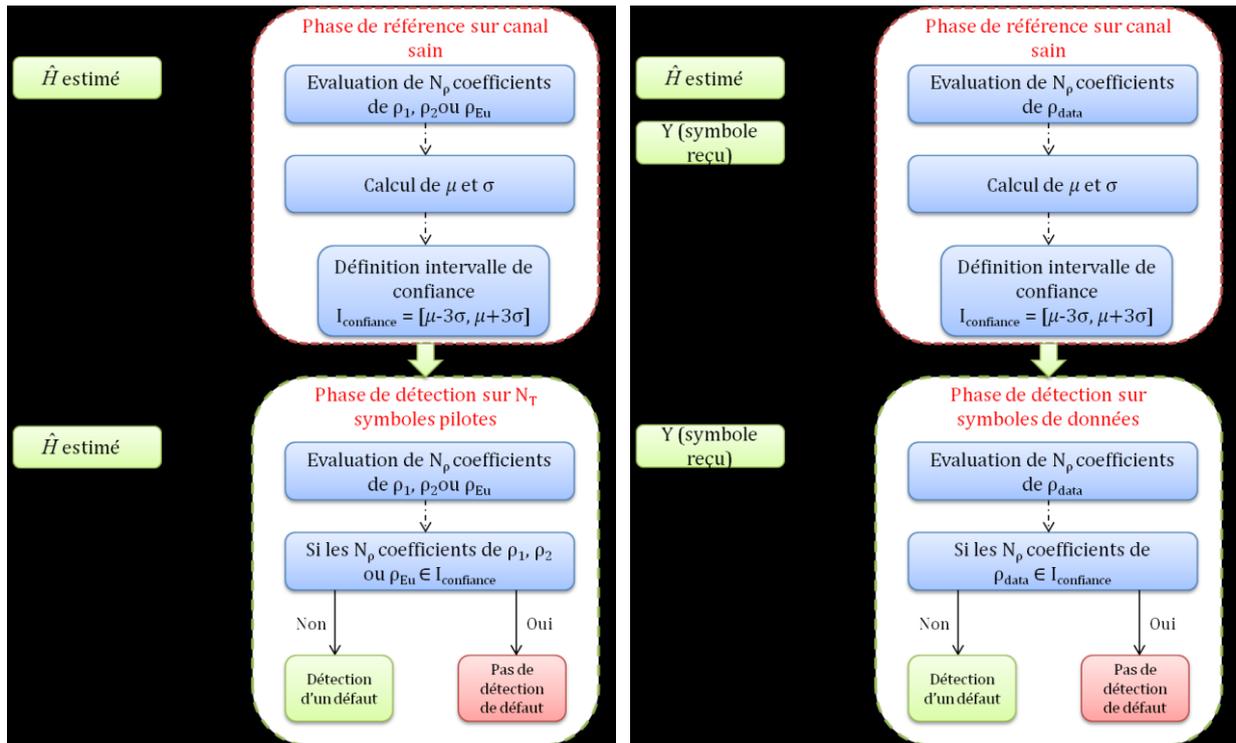


Figure 3-28 : Méthode de détection dure proposée à partir des 4 coefficients de détection

La Figure 3-29 montre un exemple des bornes de l'intervalle (ou seuils de détection) calculées pour ρ_1 dans le réseau point à point [AD] sans défaut en fonction du rapport P_e/P_n et calculées sur un ensemble de 1000 valeurs. Comme on pouvait s'y attendre, les valeurs des bornes convergent vers 1 pour les rapports P_e/P_n les plus élevés.

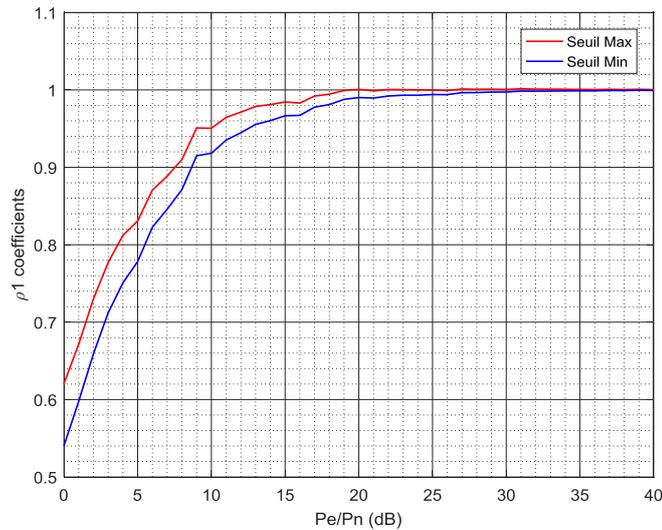


Figure 3-29 : Seuils de détection de ρ_1 pour le réseau point à point [AD] en fonction du rapport P_e/P_n

Pour évaluer la pertinence de ces bornes, nous allons éprouver ces seuils en présence des défauts les moins sévères, c'est-à-dire avec une impédance de 5Ω connectée en série ou $5 \text{ k}\Omega$ connectée en parallèle. On calcule ainsi, pour chaque rapport P_e/P_n compris entre 0 et 40 dB, 1000 valeurs de ρ_1 en présence de ces défauts.

La Figure 3-30 présente ainsi un exemple de résultats pour les rapports P_e/P_n de 5, 10 et 20 dB, donnant la distribution cumulative des valeurs de ρ_1 et les seuils minimums respectifs de détection pour un défaut de 5Ω en série dans le cadran (a) et $5 \text{ k}\Omega$ en parallèle dans le cadran (b). Ainsi par exemple, pour le cadran de gauche, et pour un rapport P_e/P_n de 5 dB, 10% des valeurs de ρ_1 sont inférieures à la borne minimale de 0.78 ; nous sommes ainsi dans un cas de non détection de défaut. Par contre, pour $P_e/P_n=20$ dB, 100 % des valeurs de ρ_1 sont inférieures à la borne minimale de 0.98 et donc dans 100% des cas, le coefficient permet la détection de l'apparition du défaut.

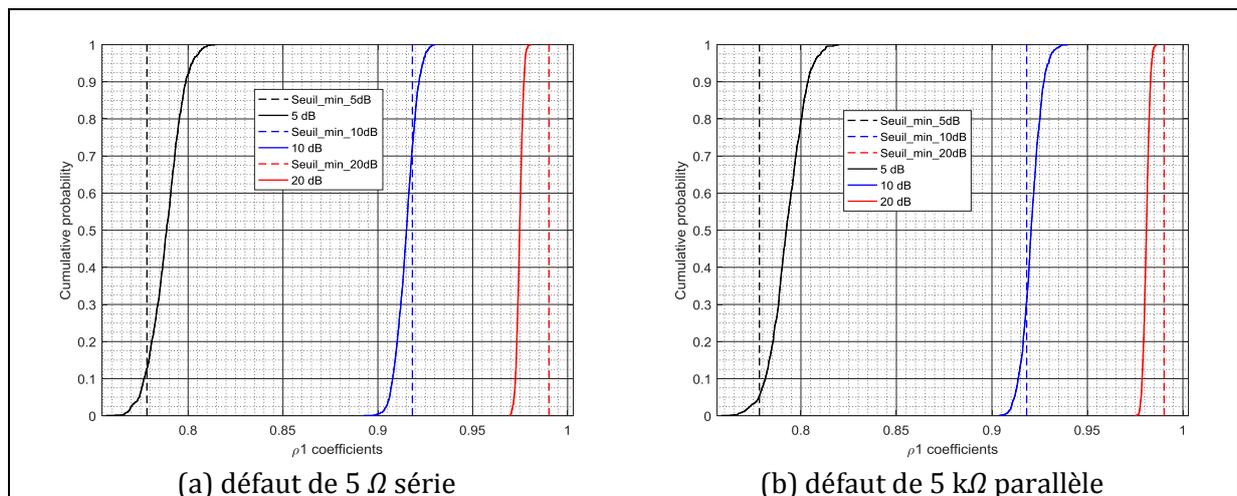


Figure 3-30 : Distribution cumulative de ρ_1 pour des défauts de 5Ω (s) et $5 \text{ k}\Omega$ (p) - Tronçon [AD]

Les courbes de la Figure 3-31 présentent le pourcentage des valeurs de ρ_1 n'appartenant pas à l'intervalle de confiance, et donc la probabilité de bonne détection d'un défaut dans le cas d'un défaut non franc peu sévère. Dans la suite de ce chapitre, cette probabilité sera appelée taux de détection.

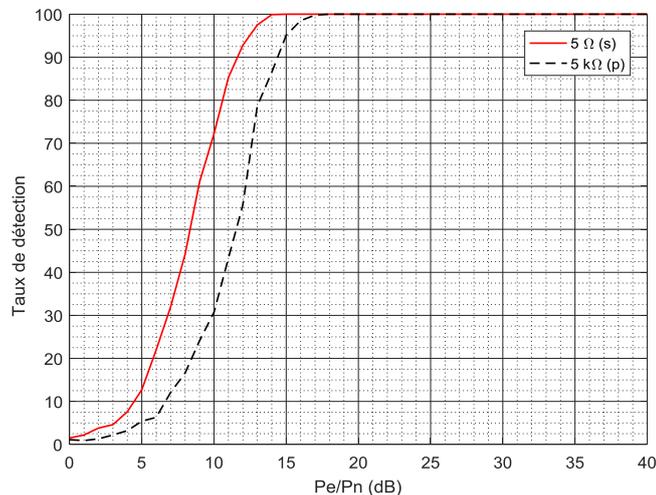


Figure 3-31 : Taux de détection de ρ_1 en fonction du rapport P_e/P_n - Tronçon [AD] canal fixe

Pour un défaut de 5Ω en série, on constate une probabilité de 75 % de bonne détection pour un faible rapport P_e/P_n de 10 dB, et qui atteint 100 % à 15 dB. Pour un défaut de $5 k\Omega$ en parallèle, les performances sont légèrement plus faibles, puisqu'il faut un rapport P_e/P_n de 18 dB, pour atteindre 100% de bonne détection.

Pour les autres défauts, on constate que 100 % des valeurs de ρ_1 sont inférieures à notre seuil quel que soit le rapport P_e/P_n supérieur à 0 dB.

Commentaire sur le calcul de l'intervalle de confiance

Pour déterminer notre intervalle de confiance, nous avons considéré que les câbles étaient fixes et inamovibles, rendant la fonction de transfert du canal figée. Cependant on peut aussi considérer dans le domaine des transports, dans les phases de maintenance ou à cause des vibrations de l'appareil, que des câbles soient changés ou subissent de légères modifications topologiques (écartement des fils du câble par exemple) modifiant légèrement la fonction de transfert du canal. Pour modéliser ces modifications du canal, nous avons mesuré la fonction de transfert de 4 échantillons différents de câbles bifilaires torsadés DRB 18. Pour chacun des 4 échantillons, nous avons modifié aléatoirement la position des câbles au sein du toron pour obtenir 3 états différents. On a ainsi pu obtenir 12 fonctions de transfert du réseau point à point [AD] dans la bande de fréquence de 100 kHz à 100 MHz. La Figure 3-32 montre le gain d'insertion pour ces 12 fonctions de transfert mesurées. On observe des changements de l'ordre 2 dB maximum à partir de 25 MHz.

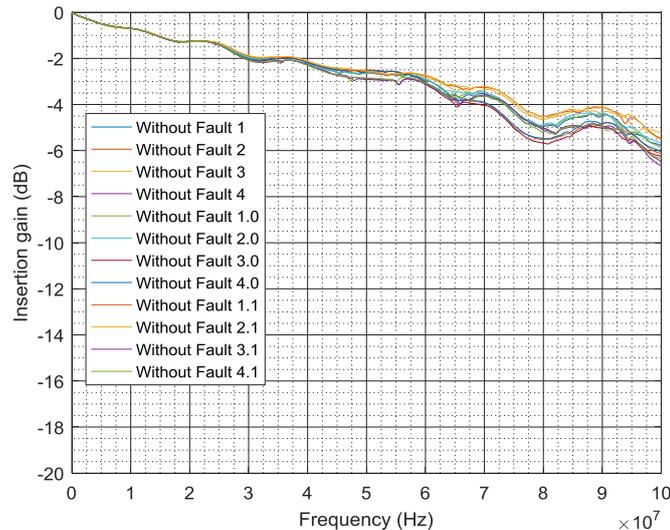


Figure 3-32 : Gain d'insertion des canaux sans défaut – Tronçon [AD]

Pour calculer les valeurs des bornes de détection qui exprimeront un intervalle de confiance pour une certaine probabilité de détection, et comme nous ne disposons que de 12 mesures de S_{21} , nous calculons pour chacune des 12 fonctions de transfert 100 valeurs de ρ_1 selon la procédure établie en début du paragraphe 3.5.3.2. On obtient alors un ensemble de 1200 valeurs de ρ_1 sur laquelle sont calculés nos seuils de $\mu-3\sigma$ et $\mu+3\sigma$. Cette procédure est renouvelée pour chaque rapport P_e/P_n .

Une fois que les bornes de l'intervalle de confiance sont déterminées, nous testons ces seuils en présence des défauts les moins sévères, comme l'impédance de 5Ω connectée en série ou celle de $5 k\Omega$ connectée en parallèle. On calcule alors 1000 valeurs de ρ_1 en présence de ces défauts en fonction du rapport P_e/P_n et on extrait les valeurs qui n'appartiennent pas à l'intervalle. Les courbes de la Figure 3-33 présentent la probabilité que les valeurs de ρ_1 soient à l'extérieur de l'intervalle de confiance fixé, et ainsi la probabilité de bonne détection d'un défaut dans le cas d'un défaut non franc peu sévère. Pour des rapports P_e/P_n inférieurs à 10 et 15 dB respectivement dans les cas 5Ω et $5 k\Omega$, on observe une instabilité des résultats dus au faible rapport sur bruit. Cependant on observe une bonne détection supérieure à 60% des cas, et une détection garantie à partir de 10 ou 15 dB selon le défaut observé.

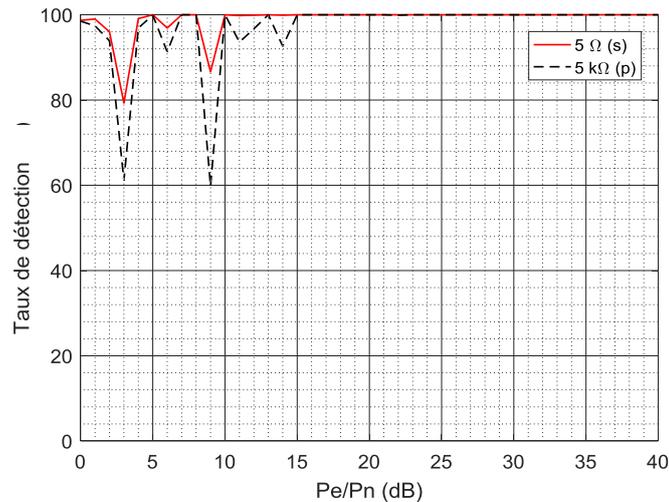


Figure 3-33 : Taux de détection de ρ_1 en fonction du rapport P_e/P_n – Tronçon [AD] canal variable

Bien que nous disposions seulement de 12 mesures de S_{21} différentes, cette étude donne un ordre de grandeur concernant la variabilité d'un réseau qui subirait des vibrations mécaniques ou des aléas de maintenance. Une étude paramétrique intensive serait donc nécessaire pour conforter ces résultats. Dans la suite de cette étude, nous ne conserverons que le cas d'un réseau fixe.

3.5.4.3 Comparaison des méthodes de détection sur le réseau [AD]

Dans cette partie, la même démarche a été suivie pour déterminer les seuils de détection des coefficients ρ_{Eu} et ρ_{data} . Seule l'hypothèse de réseau fixe a été conservée pour comparer les performances. Les procédures de détection utilisant les coefficients ρ_{Eu} et ρ_{data} sont résumées à la figure 3-28.

La Figure 3-34 présente la probabilité de bonne détection des coefficients pour un défaut série de 5Ω et parallèle de $5\text{ k}\Omega$ dans le cadran de gauche et de droite respectivement pour les algorithmes ρ_{Eu} et ρ_{data} . On note ainsi que pour le coefficient ρ_{Eu} , des rapports P_e/P_n de 22 dB et 26 dB sont nécessaires pour atteindre les 100 % de bonne détection respectivement pour un défaut de 5Ω en série et de $5\text{ k}\Omega$ en parallèle.

Dans le cas du coefficient ρ_{data} , une série de 1000 symboles a été transmise pour déterminer l'intervalle de confiance de la même manière que celle utilisée pour les coefficients précédents. Une deuxième série de 1000 symboles a été transmise pour calculer ρ_{data} pour chaque défaut. Sur le cadran de droite de la Figure 3-34, on note qu'un rapport P_e/P_n de 14 dB et 16 dB est nécessaire pour atteindre les 100 % de bonne détection respectivement pour un défaut de 5Ω en série et de $5\text{ k}\Omega$ en parallèle.

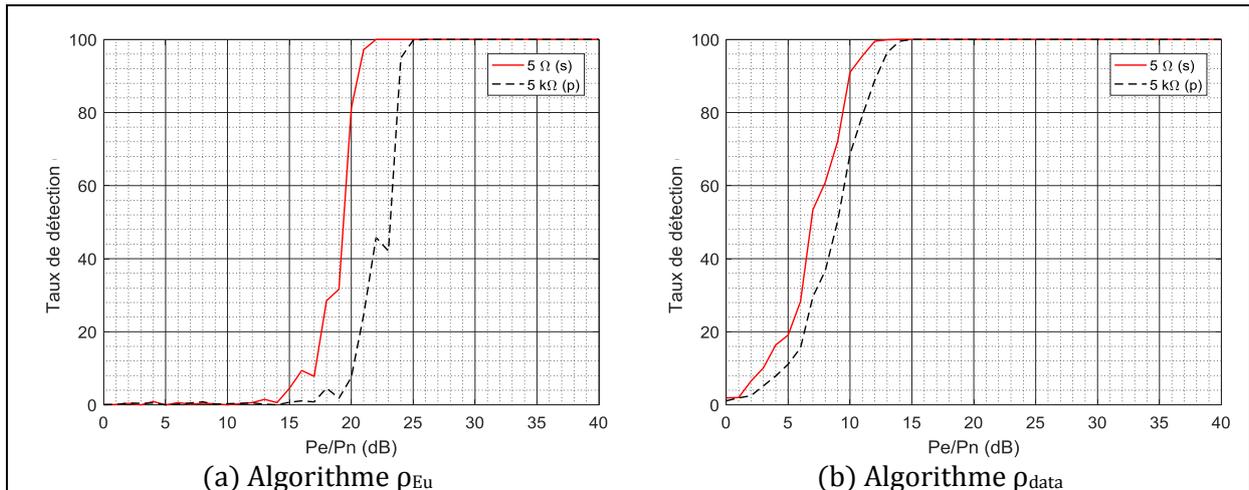


Figure 3-34 : Taux de détection pour les coefficients ρ_{Eu} et ρ_{data} Tronçon [AD].

Pour les autres défauts, on montre que les coefficients permettent une parfaite détection quel que soit le rapport signal à bruit supérieur à 0 dB. La Figure 3-35 présente un exemple de valeurs de ρ_{data} calculées sur un symbole OFDM émis pour des rapports P_e/P_n variant de 10 à 40 dB. On note que l'ensemble des défauts sont détectables quel que soit le rapport P_e/P_n , à l'exception des 2 défauts les moins sévères. Pour ces deux derniers, nous avons établi lors de la statistique précédente, que le rapport requis était de 14 dB.

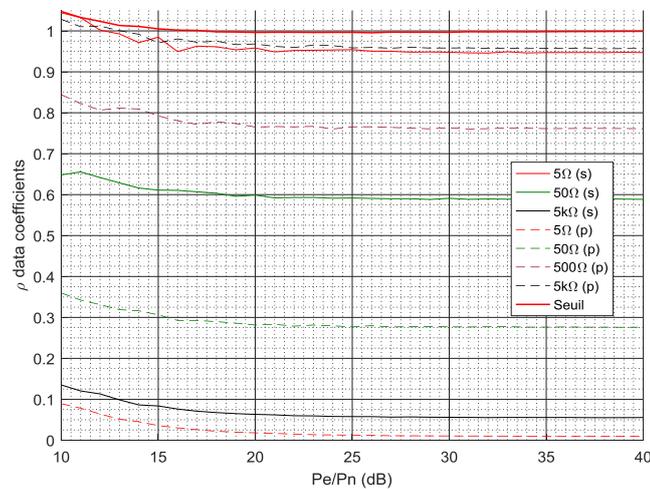


Figure 3-35 : Valeurs de ρ_{data} en fonction de P_e/P_n (dB) pour un symbole OFDM

La Figure 3-36 compare les taux de détection en fonction du rapport P_e/P_n pour les 3 coefficients ρ_1 , ρ_{Eu} et ρ_{data} concernant les deux défauts les moins discriminants. Les taux de détection sont calculés sur 1000 simulations.

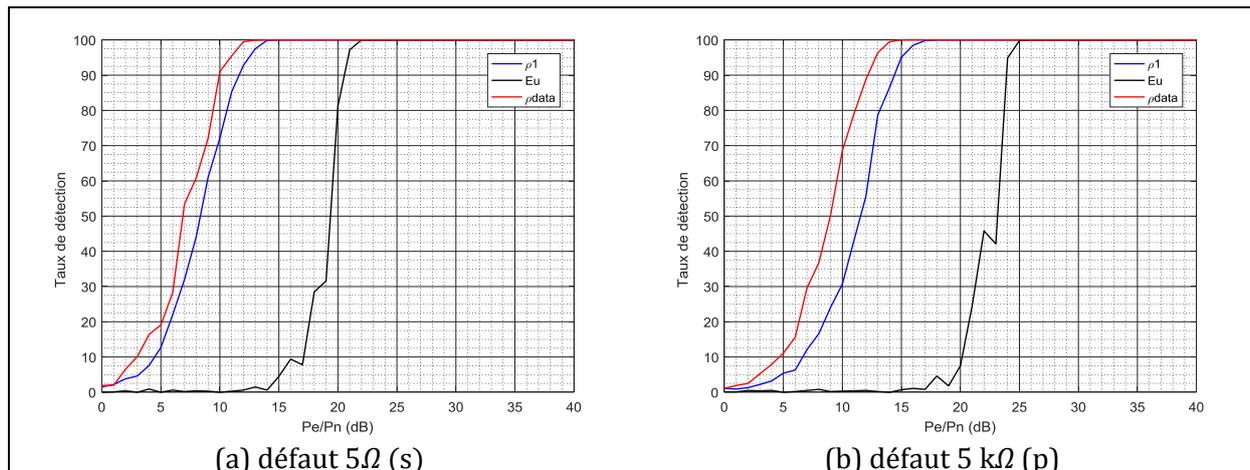


Figure 3-36 : Taux de détection en fonction du rapport P_e/P_n (a) défaut 5Ω (s) et (b) défaut $5k\Omega$ (p)

Nous constatons ainsi que dans les deux cas de défauts, les coefficients ρ_1 et ρ_{data} sont les plus efficaces dans le réseau point à point à 2 dB près. On observe aussi que le coefficient ρ_{Eu} nécessite un gain de puissance supplémentaire de 10 dB environ pour obtenir des performances similaires aux deux autres coefficients. A faible rapport P_e/P_n , les estimations des fonctions de transfert sont très impactées par le bruit, et la différence $|\hat{H}_k^{Healthy} - \hat{H}_k^{Faulty}|$ à la fréquence k peut alors être très importante, rendant le coefficient ρ_{Eu} inefficace.

Le Tableau 3-7 résume les performances des méthodes de détection, pour une décision dure, en termes du rapport P_e/P_n minimum nécessaire pour atteindre un taux de détection de 100 % pour les deux défauts les moins discriminants. Ce tableau nous montre ainsi que la méthode se basant sur les données ρ_{data} est la plus performante sur le réseau [AD].

Dans ce canal [AD], nous avons montré qu'un rapport P_e/P_n minimal de 12 dB était nécessaire pour cibler un TEB de 10^{-4} . Il faudrait ainsi une puissance à l'émission supplémentaire de 4 dB pour que le coefficient proposé ρ_{data} permette de détecter les défauts non francs les moins sévères avec 99.7% de chance que la détection soit correcte, puisque c'est à cette probabilité-ci que nous avons déterminé notre intervalle de confiance.

Tableau 3-7 : Comparaison des trois algorithmes de détection en termes de P_e/P_n dans le tronçon [AD]

défauts	ρ_1	ρ_{Eu}	ρ_{data}
5 Ω (s)	15 dB	22 dB	14 dB
5 $k\Omega$ (p)	18 dB	26 dB	16 dB

Un autre critère de performance comme le temps de calcul du coefficient de détection a été évalué. Le Tableau 3-8 indique le temps de calcul pour chaque coefficient réalisé sous Matlab sur un ordinateur de bureau. Ces temps de calcul sont bien sûr indicatifs et dépendent de l'implémentation du coefficient et des ressources matériel disponibles. Cependant, les résultats montrent nettement que le coefficient ρ_{data} est le moins complexe et propose un temps de calcul 30 fois inférieur aux deux autres.

Tableau 3-8 : Comparaison des trois coefficients de détection en termes de temps de calcul dans le tronçon [AD]

	ρ_1	ρ_{Eu}	ρ_{data}
Temps de calcul	2.7 ms	2.9 ms	94 μ s

Dans cette partie, les méthodes de détection de défaut du canal ont été mises en œuvre et comparées à l'aide du réseau point à point [AD]. La pertinence d'un intervalle de détection a été éprouvée en fonction du rapport signal à bruit. Dans le paragraphe suivant, les performances des méthodes de détection sont calculées dans un réseau plus complexe, pourvu d'une branche supplémentaire.

3.5.5 Performances des méthodes de détection proposées dans un réseau Y

Les études menées précédemment ont montré des résultats très satisfaisants quand le défaut se situe sur le tronçon principal [AD]. Nous allons maintenant généraliser l'étude à d'autres canaux plus complexes. Effectivement nous disposons de deux autres tronçons [AB] et [AC] avec deux possibles positions pour le défaut en D1 ou en D2 avec des variations du gain d'insertion totalement différentes comme on a pu le voir dans le paragraphe 3.3.5.

Dans un premier temps, les études ne concernent que la méthode de détection basée sur le coefficient ρ_1 . Nous avons réalisé la même démarche quel que soit le réseau étudié, et les résultats sont résumés dans le Tableau 3-9 où nous avons indiqué les rapports P_e/P_n requis pour disposer de 100% de bonne détection pour tous les défauts testés. Nous avons rappelé à la première colonne les résultats obtenus pour le réseau point à point [AD]. Le symbole '++' a été utilisé pour signifier une détection garantie à partir d'un rapport de puissance de 0 dB. Le symbole '+' a été utilisé pour signifier une détection 100 % fiable à partir d'un certain rapport de puissance noté entre parenthèse.

Tableau 3-9 : Performances de ρ_1 dans les 5 canaux

	Réseau [AD]	Réseau [AC]		Réseau [AB]	
	Défaut en D1	Défaut en D1	Défaut en D2	Défaut en D1	Défaut en D2
5 Ω (s)	+ (15 dB)	+ (8 dB)	+ (13 dB)	+ (11 dB)	+ (20 dB)
50 Ω (s)	++	++	++	++	+ (22 dB)
5 kΩ (s)	++	++	++	++	+ (20 dB)
Circuit ouvert	++	++	++	++	+ (20 dB)
5 kΩ (p)	+ (18 dB)	+ (27 dB)	+ (24 dB)	+ (22 dB)	+ (39 dB)
500 Ω (p)	++	+ (8 dB)	+ (7 dB)	+ (4 dB)	+ (39 dB)
50 Ω (p)	++	++	++	++	+ (55 dB)
5 Ω (p)	++	++	++	++	+ (22 dB)
Court circuit	++	++	++	++	+ (31 dB)

Le Tableau 3-9 nous montre que tant que le défaut se présente sur le trajet direct de transmission du signal (Réseau [AD], [AC] et [AB] avec défaut en D1), les capacités de détection du coefficient ρ_1 sont pleinement satisfaisantes. Par contre quand le défaut se situe sur un trajet indirect, comme pour le cas du réseau [AB] avec défaut en D2, la méthode n'est capable de distinguer les défauts qu'à partir d'un rapport de puissance

relativement important, 20 dB pour les défauts série et jusque 30 à 40 dB pour les défauts parallèle.

Ce résultat est imputable à la particularité de la fonction de transfert en présence de défaut parallèle sur une branche indirecte. En effet le gain en présence de défaut parallèle est supérieur au gain sans défaut dans une large bande, et cela fait mécaniquement augmenter les valeurs de ρ_1 qui ainsi se rapprochent de l'intervalle de confiance, dégradant donc la probabilité de détection de la méthode. C'est pourquoi nous avons testé le coefficient ρ_2 dont la normalisation fait intervenir les 2 gains avec et sans défaut. La Figure 3-37 compare les 2 coefficients dans le réseau [AB] avec les défauts en D2. On observe ainsi que le coefficient ρ_2 est plus performant dans ce type de réseau avec des détections garanties pour des rapports de puissance moins élevés que dans le cas de ρ_1 .

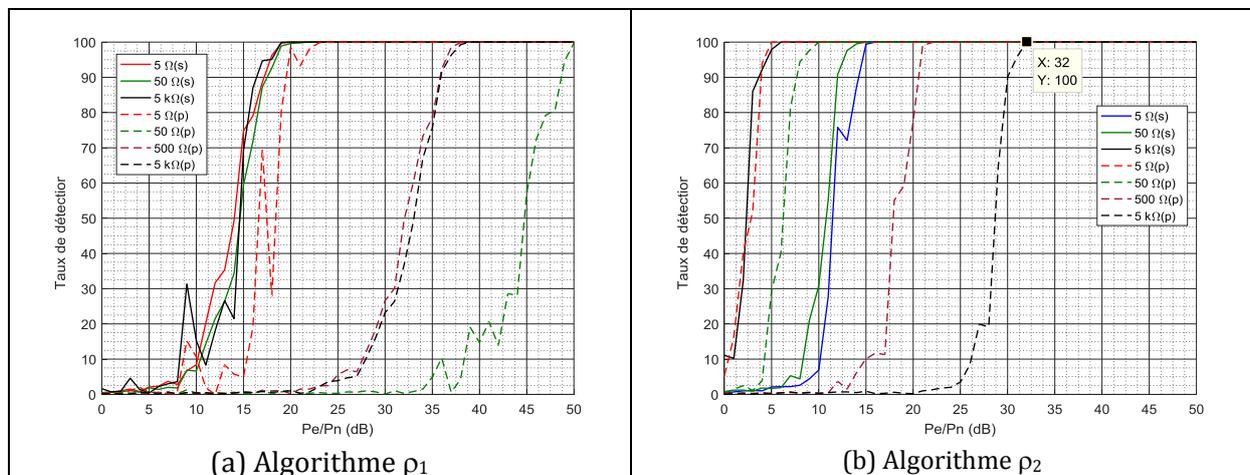


Figure 3-37 : Taux de détection des méthodes basées sur ρ_1 et ρ_2 sur le réseau [AB] avec défaut en D2

La Figure 3-38 compare les taux de détection pour les 4 coefficients ρ_1 , ρ_2 , ρ_{data} , et ρ_{Eu} pour différentes topologies du banc et les 2 défauts les moins discriminants. Les colonnes de gauche et de droite sont respectivement dédiées au défaut série de 5 Ω et au défaut parallèle de 5 k Ω . On note ainsi qu'à l'exception de 2 cas particuliers – cadrans d et f, les 2 coefficients ρ_1 , et ρ_{data} possèdent les meilleures performances avec un gain en puissance d'émission de 10 dB à 15 dB par rapport à la puissance nécessaire pour les coefficients respectifs ρ_{Eu} et ρ_2 .

Concernant les cadrans d et f, dans ces cas particuliers, le coefficient ρ_{Eu} semble se dégager par rapport aux 3 autres. Cependant on constate que le gain n'est que de 3 et 5 dB par rapport respectivement au coefficient ρ_1 et ρ_{data} dans le cas (d), et de 5 et 2 dB par rapport respectivement au coefficient ρ_1 et ρ_{data} dans le cas (f).

Ainsi ρ_1 et ρ_{data} sont les 2 coefficients qui présentent des performances équivalentes ou très supérieures aux 2 autres selon les topologies. Entre ces 2 coefficients, le coefficient ρ_{data} ne repose que sur des symboles reçus, et ne pénalise pas le débit utile de la transmission, contrairement à ρ_1 qui nécessite l'estimation régulière de la fonction de transfert du canal et donc des symboles pilotes. Notons qu'il est plus performant en termes de temps de calcul, puisqu'il permet un gain de calcul d'un facteur 30 par rapport aux autres coefficients.

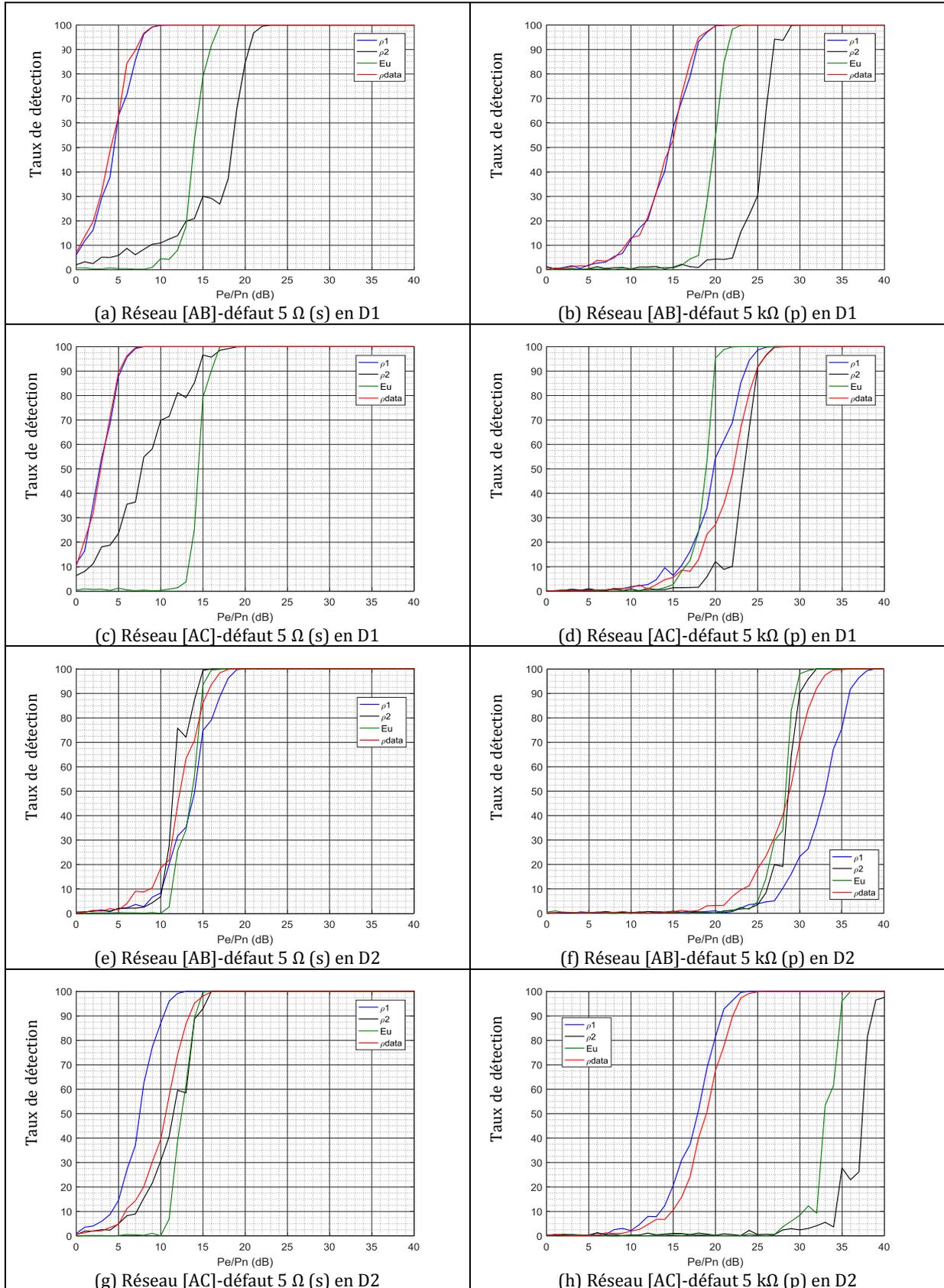


Figure 3-38: Taux de détection des 4 méthodes de détection par rapport au P_e/P_n pour les défauts série de 5Ω et les défauts $5\text{ k}\Omega$ parallèle

Une proposition de mise en œuvre serait l'utilisation concomitante et redondante des 2 coefficients ρ_1 et ρ_{data} pour plus de fiabilité avec une utilisation systématique du coefficient ρ_{data} pendant la transmission d'information pour une surveillance continue du réseau et une utilisation du coefficient ρ_1 pendant l'envoi de trames pilotes pour une surveillance ponctuelle du canal.

Le Tableau 3-10 résume les performances des 4 coefficients pour 4 défauts dans l'ensemble des réseaux testés dans le cadre d'une décision dure exigeant un taux de détection de 100%.

Dans les canaux à 3 branches [AC] et [AB], nous avons montré qu'un rapport P_e/P_n minimum de 15 dB était nécessaire pour cibler un TEB de 10^{-4} . A cette valeur de puissance, dans le cas d'une détection dure, c'est-à-dire pour un taux de détection de 100%, les 2 coefficients ρ_1 et ρ_{data} permettent de détecter à 2 dB près un défaut de 5 Ω en série, quand le défaut est sur le trajet direct.

Dans le canal [AD], nous rappelons que nous avons montré qu'un rapport P_e/P_n minimal de 12 dB était nécessaire pour cibler un TEB de 10^{-4} . Il faudrait ainsi une puissance à l'émission supplémentaire de 4 dB pour que l'algorithme proposé ρ_{data} permettent de détecter les défauts non francs les moins sévères avec 99.7% de chance que la détection soit correcte, puisque c'est à cette probabilité-ci que nous avons déterminé notre intervalle de confiance.

Tableau 3-10 : Performances des 4 coefficients dans les 5 canaux

		Réseau [AD]	Réseau [AC]		Réseau [AB]	
		Défaut en D1	Défaut en D1	Défaut en D2	Défaut en D1	Défaut en D2
5 Ω (s)	ρ_1	+ (15 dB)	+ (8 dB)	+ (13 dB)	+ (11 dB)	+ (20 dB)
	ρ_2	+ (30 dB)	+ (20 dB)	+ (16 dB)	+ (23 dB)	+ (16 dB)
	ρ_{Eu}	+ (22 dB)	+ (18 dB)	+ (15 dB)	+ (17 dB)	+ (18 dB)
	ρ_{data}	+ (14 dB)	+ (8 dB)	+ (17 dB)	+ (10 dB)	+ (19 dB)
5 k Ω (p)	ρ_1	+ (18 dB)	+ (27 dB)	+ (24 dB)	+ (22 dB)	+ (39 dB)
	ρ_2	+ (32 dB)	+ (27 dB)	+ (40 dB)	+ (30 dB)	+ (32 dB)
	ρ_{Eu}	+ (26 dB)	+ (23 dB)	+ (36 dB)	+ (24 dB)	+ (32 dB)
	ρ_{data}	+ (16 dB)	+ (29 dB)	+ (26 dB)	+ (21 dB)	+ (36 dB)
Court circuit	ρ_1	++	++	++	++	+ (31 dB)
	ρ_2	++	++	++	++	+ (5 dB)
	ρ_{Eu}	+2 dB	+4 dB	+6 dB	+2 dB	+ (3 dB)
	ρ_{data}	++	++	++	++	+ (2 dB)
Circuit ouvert	ρ_1	++	++	++	++	+ (20 dB)
	ρ_2	++	++	++	++	+ (6 dB)
	ρ_{Eu}	+4 dB	+6 dB	+6 dB	+2 dB	+ (6 dB)
	ρ_{data}	++	++	++	++	+ (4 dB)

3.5.6 Première optimisation : Effet du retournement temporel

Le retournement temporel (RT) est une technique permettant de focaliser une onde dans l'espace et dans le temps en faisant revivre à une onde son passé. Les premiers travaux sur le sujet ont été publiés par Mathias Fink en 1992[31] et font état d'un principe selon lequel il est possible de recréer une impulsion acoustique générée

par une source. Des études concernant le retournement temporel ont été réalisées dans plusieurs domaines parmi eux, l'acoustique, les télécommunications, l'imagerie médicale [32], le diagnostic filaire [33] le retournement temporel dans le cadre d'un système de réflectométrie pour améliorer la détection de défaut et la localisation dans un cadre distribué.

3.5.6.1 Application du retournement temporel dans les systèmes de télécommunication

La Figure 3-39 présente le schéma d'un système de communication utilisant le retournement temporel.

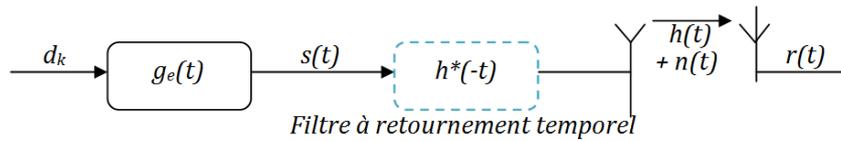


Figure 3-39: Schéma d'un système de communication utilisant le RT

L'application du retournement temporel consiste à appliquer un filtre sur le signal à émettre $s(t)$. Sur le diagramme, d_k représente le symbole à émettre, $g_e(t)$ représente le filtre d'émission, $h(t)$ représente la réponse impulsionnelle du canal, $n(t)$ le bruit additionnel du canal et $r(t)$ représente le signal reçu.

Le filtre appliqué est constitué de la réponse impulsionnelle du canal retournée dans le temps et conjuguée noté $h^*(-t)$. Cela implique que le canal h doit être connu à l'émission.

En réception, le signal reçu devient alors dans le domaine temporel :

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) \otimes h^*(-t) \otimes h(t) + n(t) \\ &= s(t) \otimes \Gamma_h(t) + n(t) \end{aligned} \quad (3.9)$$

Où $\Gamma_h(t)$ est l'autocorrélation de la réponse impulsionnelle du canal, $n(t)$ représente le bruit additif gaussien, $*$ représente la conjugaison et \otimes le produit de convolution.

Si $R(f)$, $S(f)$, $H(f)$ et $N(f)$ sont les transformées de Fourier respectivement de $r(t)$, $s(t)$, $h(t)$ et $n(t)$, dans le domaine fréquentiel, on obtient alors :

$$\begin{aligned} R(f) &= S(f) \cdot H^*(f) \cdot H(f) + N(f) \\ &= S(f) \cdot |H(f)|^2 + N(f) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Ainsi pour notre système de transmission basé sur la technique multiporteuses OFDM, on aura une combinaison OFDM/RT. La Figure 3-40 reprend notre chaîne de communication OFDM et le RT peut être appliqué soit dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel.

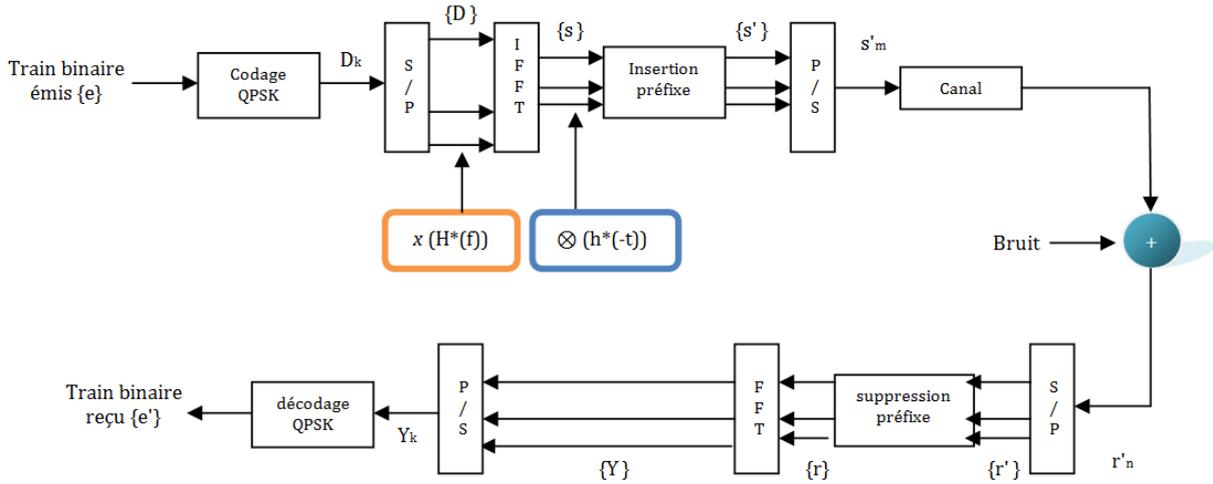


Figure 3-40 : Schéma de chaîne de transmission avec Retournement temporel

Dans le domaine temporel comme expliqué dans le paragraphe précédent, il suffit d'appliquer un filtre après l'étape de l'IFFT (en bleu). Le signal reçu dans notre cas devient:

$$r(t) = s(t) \otimes h^*(-t) \otimes h(t) + n(t) \quad (3.11)$$

L'implémentation du RT dans le domaine temporel nécessite un redimensionnement de la taille du préfixe cyclique [34]. En raison de l'opération de convolution linéaire, les symboles OFDM subissent un canal équivalent deux fois plus long que la taille du canal L_h . Par conséquent, la durée du préfixe cyclique doit être au moins égale à $2L_h - 1$.

Dans le domaine fréquentiel avec la FFT sur 1536 points, il consiste à multiplier les symboles fréquentiels(en orange) par la réponse fréquentielle conjuguée du canal. Le signal reçu devient pour la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse et la $n^{\text{ème}}$ trame OFDM:

$$\begin{aligned} Y_{k,n} &= D_{k,n} \cdot H_k^* \cdot H_k + N_{k,n} \\ &= D_{k,n} \cdot |H_k|^2 + N_{k,n} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Ainsi, le récepteur ne nécessite pas d'égalisation de phase. Dans nos simulations, nous avons implémenté le retournement temporel dans le domaine fréquentiel. Afin de ne pas modifier la puissance d'émission des symboles, un point à retenir durant l'implémentation est le fait de normaliser le filtre RT. Le filtre RT à l'émission dans le domaine fréquentiel revient donc à multiplier les symbole $D_{k,n}$ par le coefficient C_k :

$$C_k = \frac{H_k^*}{|H_k|} \quad (3.13)$$

3.5.6.2 Application du retournement temporel au réseau en Y

Afin de voir l'effet du retournement temporel sur la détection de défaut, nous avons adapté le coefficient ρ_{data} à notre chaîne. Ainsi l'expression de ρ_{data} adapté devient :

$$\rho_{data}^{RT} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left| \left(\frac{Y_{k,n}}{|H_k|} \right) \right|^2 \quad (3.14)$$

Sur la figure 3-41, on compare les performances dans le cas d'un défaut de 5 k Ω parallèle situé au point D2 sur le réseau AB. Cette configuration de défaut et de topologie a été choisie car elle permet de bénéficier d'un canal relativement sélectif en fréquence, ce qui permet au retournement temporel d'être efficace. De plus le défaut de 5 k Ω est le plus difficile à détecter comme l'a montré le tableau 3-11.

La Figure 3-41 illustre une comparaison des taux de détection des coefficients ρ_{data} dans le cas classique (sans retournement temporel) et avec le retournement temporel. On note que les deux courbes sont très similaires et que dans le canal choisi, le retournement temporel n'apporte aucune amélioration sur la méthode de détection.

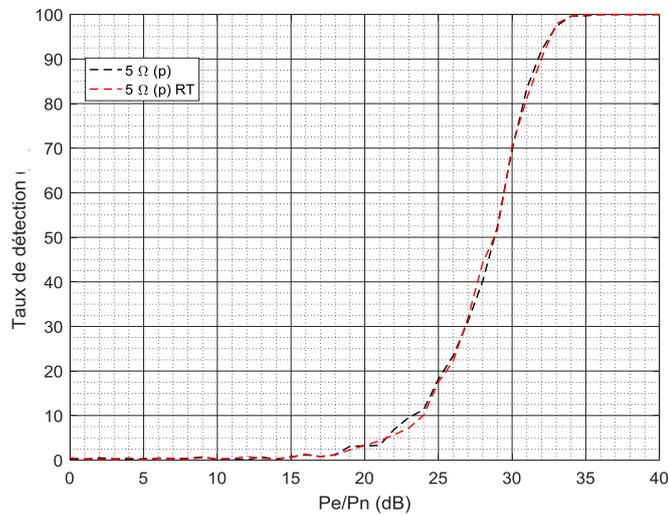


Figure 3-41: Performance du retournement temporel dans le réseau AB

Pour comprendre ce phénomène, nous traçons les réponses impulsionnelles retournées et classique du canal sans défaut, du canal avec le défaut en court-circuit et du canal avec le défaut de 5 k Ω (p) sur la Figure 3-42. On peut ainsi observer que le retournement temporel n'améliore pas la qualité de la réponse impulsionnelle, car le canal ne possède pas suffisamment de trajets multiples.

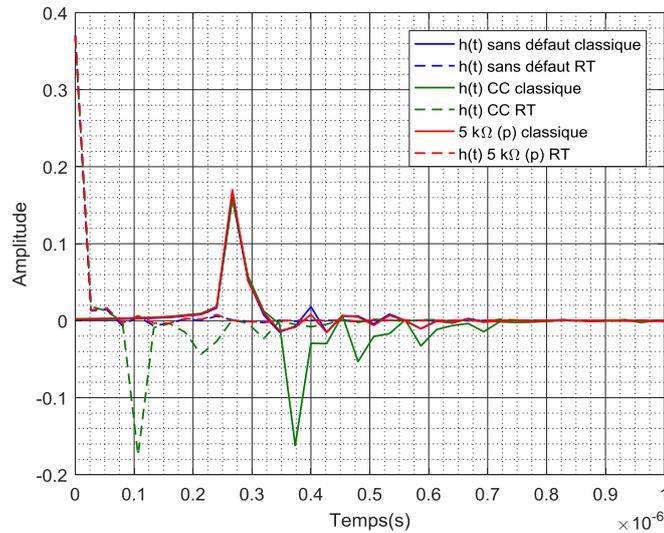


Figure 3-42: Comparaison des réponses impulsionnelles avec retournement temporel

3.5.7 Seconde optimisation : Effet de l'augmentation de la bande de fréquence

Nous avons jusqu'ici testé les méthodes de détection dans la bande de fréquence de [1.8 - 30] MHz. L'objectif de cette partie est d'analyser l'effet d'une augmentation de la bande passante sur ces méthodes en utilisant le standard HPAV2, évolution de la technologie HomePlug AV avec une bande passante de 86 MHz.

Dans cette partie, nous allons considérer le réseau Y avec le défaut au point D1 et le récepteur au point C. Afin de faire une comparaison, le taux de détection de ρ_1 et ρ_{data} seront calculés dans les 2 bandes de fréquences pour les 2 défauts les moins sévères. La Figure 3-43 illustre cette comparaison. On constate que des gains de 3 et 10 dB sont obtenus à la faveur de HPAV2 respectivement pour un défaut de 5Ω (s) et $5\text{ k}\Omega$ (p).

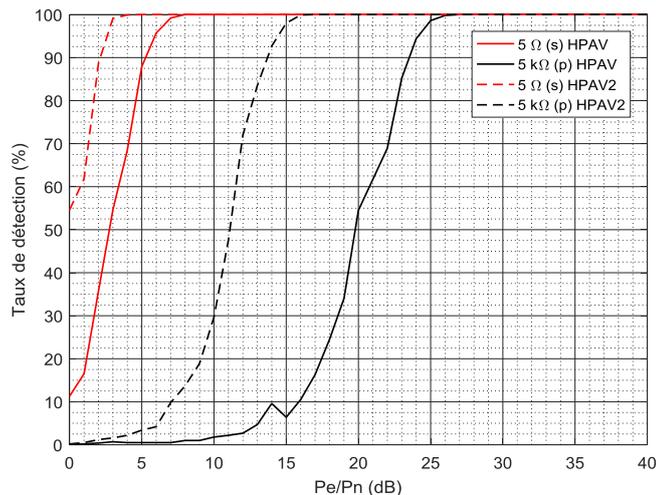


Figure 3-43 : Comparaison de ρ_1 entre HPAV et HPAV2 - réseau [AC]

La Figure 3-44 illustre la comparaison avec ρ_{data} et on constate que des gains de 1 et 9 dB sont obtenus en faveur de HPAV2 pour un défaut de 5Ω (s) et $5\text{ k}\Omega$ (p) respectivement.

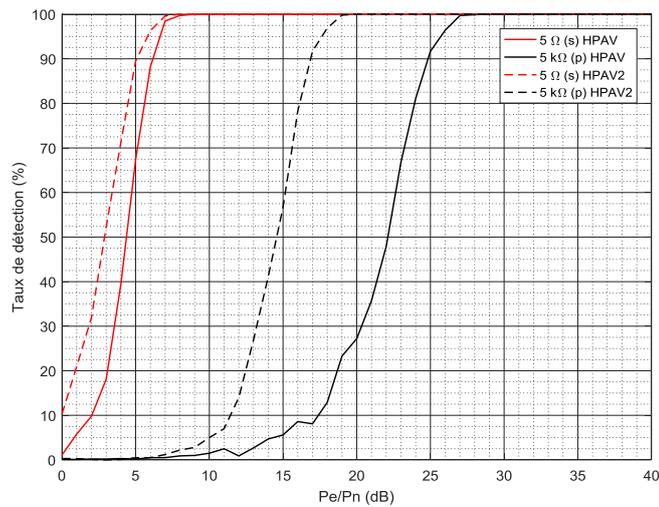


Figure 3-44 : Comparaison de ρ_{data} entre HPAV et HPAV2- réseau [AC]

Les résultats des autres méthodes ont démontré des résultats similaires, c'est à dire une amélioration des taux de détection avec l'augmentation de la bande de fréquence.

3.6 Conclusion

Nous avons tout d'abord présenté l'état de l'art des stratégies du diagnostic des réseaux filaires et mis en évidence les avantages et inconvénients de différentes techniques. Dans cette étude, nous nous sommes intéressés aux possibilités d'utiliser une transmission CPL pour assurer en plus une fonction de détection de défauts.

L'idée de base de la surveillance de réseau par un signal CPL proposée dans ce chapitre est de quantifier une différence entre la fonction de transfert d'un canal sain et celle d'un canal endommagé par le biais de différents coefficients

Nous avons mis en œuvre un banc de mesure représentatif d'un réseau aéronautique arborescent et multifilaire ainsi que des échantillons de défauts du câble francs et non francs pour disposer de mesures de fonction de transfert réalistes. Nous sommes focalisés sur des défauts de type résistif modélisant des défauts suite à un arc électrique ou des défauts de connectiques.

Quatre coefficients de détection ont été proposés sur la base de corrélation, de distance euclidienne ou de rapport et à l'aide de symboles pilotes ou de symboles de données. Ces 4 coefficients ont été testés dans les différents canaux mesurés sur le banc de test et pour différentes valeurs de rapport puissance d'émission sur puissance de bruit dans la bande HPAV [1.8-30] MHz. La méthode de détection proposée a fait appel à des intervalles de confiance adaptés au canal et à la puissance d'émission des signaux CPL. Ces intervalles de confiance permettent d'éviter les erreurs de détection et les fausses alarmes. Les 4 coefficients ont donné des résultats différents selon les topologies du réseau, et 2 coefficients ρ_{data} et ρ_1 se sont nettement dégagés.

Nous avons montré que les valeurs de ces coefficients étaient différentes en fonction du défaut testé, il serait donc possible d'associer la valeur du coefficient à la criticité du défaut, et d'adapter les procédures de maintenance.

Nous avons proposé une stratégie de détection basée sur l'utilisation concomitante et redondante des 2 coefficients ρ_1 et ρ_{data} pour plus de fiabilité avec une utilisation systématique du coefficient ρ_{data} pendant la transmission d'information pour une surveillance continue du canal et une utilisation du coefficient ρ_1 pendant l'envoi de trames pilotes pour une surveillance ponctuelle du canal.

Enfin, nous avons testé deux améliorations possibles des techniques avec l'augmentation de la bande de fréquence jusque 86 MHz, comme dans les spécifications HPAV2, et l'usage du retournement temporel. L'augmentation de la bande de fréquence a amélioré les performances des méthodes de détection de 3 à 10 dB sur la puissance d'émission. Par contre, l'impact du retournement temporel n'a pas été concluant, les canaux testés n'étant pas suffisamment sélectifs en fréquence.

3.7 Bibliographie

- [1] W. Ben Hassen, "*Etudes de stratégies de diagnostic embarqué des réseaux filaires complexes*", thèse de doctorat, INP Toulouse, 2014.
- [2] L. Crittenden and G. Slenski. "*Managing Electrical Connections Systems and Wire Integrity on Legacy Aerospace Vehicles*". In IFAA PI/Engineer Workshop, 2001.
- [3] B. Portwood, "*Aircraft Wiring Service History*", chez NBAA Conference, 2003.
- [4] G. Slensky. "*Aircraft Wiring System Integrity Initiatives. Technical report*", Air Force Research Laboratory, AFRL/MLSA WPAFB, OH 45433, 2007.
- [5] K. R. Wheeler, D. A. Timucin, I. X. Twombly, K. F. Goebel, and P. F. Wysocki. "*Aging Aircraft Wiring Fault Detection Survey*". Technical Report V.1.0, NASA Ames Research Center, Moffett Field CA 94035, Juin 2007.
- [6] Labinal Power Systems, "*Harness BITE : Analyse des mécanismes de dégradations des défauts et leurs effets électriques*", Technical Report interne D2.1R1, 2008.
- [7] A. Manet, "*Etude de défauts non francs sur des câbles en vue du diagnostic*", thèse de doctorat, Université Paris-Est 21 Juin 2016
- [8] HOMEPLUG AV2, "*HomePlug AV Specification, Version 2.0*", Document technique, HomePlug Alliance, janvier 2012.
- [9] V. Degardin, L. Kone, F. valensi, P. laly, M. Lienard, P. Degauque, "*Characterization of the high-frequency conducted electromagnetic noise generated by an arc tracking between DC wires* ", IEEE Trans. Electromagn. Compat. 58, 4 (2016) 1228-1235.
- [10] Steven M. Kay, *Modern Spectral Estimation : Theory & Application*, Prentice-Hall signal processing series, 2010.
- [11] J. Schonfeld, O. Greulich, A. Patterson-Hine, L. Lee, J. Cockrell, and L. Hofland, "*Wire integrity research (wire) research study*", NASA, 2000.
- [12] L. El Sahmarany, "*Méthodes d'amélioration pour le diagnostic de câble par réflectométrie*", thèse de doctorat, Université Blaise Pascal- Clermont-Ferrand II, juin 2013.
- [13] Projet WHMS, "*Analyse préliminaire des méthodes de test sol applicables aux câblages électriques*", Doc 7, Latelec Groupe, 2008.
- [14] Mostafa Kamel Smail, Lionel Pichon, Marc Olivas, Fabrice Auzanneau, and Marc Lambert. "*Reconstruction of faulty wiring networks using reflectometry response and genetic algorithms. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*", 35(1) :39-55, janvier 2011.
- [15] C. Furse, Y.C.Chung, C.Lo, and P.Pendayala, "*A critical comparison of reflectometry methods for location of wiring faults*", Smart Structures and systems, vol.2, pp. 25-46, 2006.
- [16] L. Abboud, A. Cozza, L.Pichon, "*A non-iterative method for locating soft faults in complex wire networks*", IEEE Trans. On vehicular technology, pp. 1010- 1019, Mars, 2013.

- [17] R. Isermann, "*Fault-Diagnosis System*", Springer, Berlin, 2006.
- [18] V. Taylor and M. Faulkner. "*Line monitoring and fault location using spread spectrum on power line carrier. Generation, Transmission and Distribution*", IEEE Proceedings-, 143(5) :427-434, 1996.
- [19] P. Smith, C. Furse, and J. Gunther. "*Analysis of spread spectrum time domain reflectometry for wire fault location*", Sensors Journal, IEEE, 5(6) :1469-1478,2005.
- [20] A. Lelong, "*Méthodes de diagnostic filaire embarqué pour des réseaux complexes*", thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille (2012).
- [21] A. Lelong, L. Sommervogel, N. Ravot, and M. O. Carrion, "*Distributed reflectometry method for wire fault location using selective average*", IEEE sensors, vol. 10, no. 2, pp. 300-310, Feb. 2010.
- [22] C. Furse et al., "*Frequency-domain reflectometry for on-board testing of aging aircraft wiring*", IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 45, n° 12, p. 306-315, May 2003.
- [23] P. J. Medelius et H. J. Simson, "*Non-intrusive impedance-based cable tester*".US Patent Brevet 5977773, Nov 1999.
- [24] P. Tsai, Y. C. Chung et C. Furse, "*Mixed-signal reflectometer for location of faults on aging wiring*", IEEE Sensors Journal, vol. 15, n° 16, p. 1479 - 1482, Dec 2005.
- [25] C.Kim, "*Detection and location of intermittent faults by monitoring carrier signal channel behaviour of electrical interconnection system*", proceedings of 2009 IEEE electric ship technologies symposium p.449-455, Avril 20-22, 2009, Baltimore, MD.
- [26] L. Forstel, L. Lampe, "*Grid Diagnostics: Monitoring cable aging using power line transmission*", IEEE ISPLC 2017, Madrid.
- [27] Y. Huo, G. Prasad, L. Atanackovic, L. Lampe and V. C.M. Leung, "*Grid surveillance and diagnostics using Power Line Communications*", in IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), Manchester, England, Avril 2018.
- [28] J.Sahoo, L.P. Mishra, S. Panda, M.N. Mohanty, "Channel equalization using zero forcing technique in rayleigh fading channel", in IEEE International Conference on Information Technology, Décembre 2015.
- [29] V. Degardin, "*Analyse de la fiabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension*", thèse de doctorat, Université des sciences et technologies de Lille, décembre 2002.
- [30] G.Upton, I. Cook, "*A Dictionary of Statistics*", 3rd Edition, Oxford University Press, 2014.
- [31] M. Fink, "*Time reversal of ultrasonic fields. I. Basic principles*", IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol. 39, no 5, pages 555 - 566, Sept.1992.

- [32] N. Ravot, F. Auzanneau, Y. Bonhomme, M. Olivas, and F. Bouillault, "*Distributed reflectometry-based diagnosis for complex wired networks*", Proc. EMC Workshop :Safety, Reliability, Security Commun. Trans. Syst. (2007).
- [33] L. Abboud, "*Time Reversal techniques applied to wire fault detection and location in wire networks*", thèse de doctorat, supélec, 2012.
- [34] T. Dubois, "*Application du Retournement Temporel aux systèmes multi-porteuses : propriétés et performances*", thèse de doctorat, Université de INSA Rennes, Février 2013.

Conclusion générale et perspectives

Ce travail de thèse s'inscrit dans le contexte de l'avion plus électrique et dans la problématique de l'accroissement des besoins en réseaux électriques et de communication. La première partie des études concerne la fiabilisation du lien CPL sous contraintes aéronautiques, la deuxième partie traitant de la surveillance des réseaux électriques.

Nous avons donc d'abord étudié un système de transmission par courant porteur en ligne appliqué au système d'éclairage et de sonorisation de la cabine d'un aéronef. La problématique étant de fiabiliser un lien CPL, un algorithme aveugle de synchronisation de l'erreur de fréquence d'échantillonnage ou SFO (Sampling Frequency error) a été proposé. Comme cette étude est la continuité de précédents travaux menés par SE&P, nous sommes partis d'une chaîne de transmission CPL dont les paramètres tels que la taille de FFT, le nombre de sous-porteuses, la modulation, la fréquence d'échantillonnage avaient été définis pour se conformer aux spécifications et contraintes aéronautiques. Ces contraintes ont été déterminées en accord avec SE&P et fixaient un débit de 10 Mbit/s, un temps de latence de 10 ms, un TEB cible de 10^{-12} et le respect du gabarit de la norme DO-160.

Pour étudier et tester les algorithmes de synchronisation, des canaux de propagation issus du projet TAUPE ont été mis à notre disposition. Une étude de ces canaux a permis d'affiner certains paramètres de notre chaîne de transmission comme le préfixe cyclique. Un outil de simulation de chaîne de transmission CPL a été mis en œuvre, et les canaux TAUPE ont été modélisés dans le domaine temporel et implémentés dans notre outil.

Nous avons proposé un algorithme pour corriger l'erreur de fréquence d'échantillonnage qui peut introduire une dérive de la fenêtre FFT, des atténuations et rotations de phase des symboles à la réception, dégradant les performances de la liaison. Nous nous sommes focalisés sur la correction des atténuations et rotations de phase des symboles à la réception, tout en estimant que la dérive de la fenêtre FFT était maîtrisée par d'autres algorithmes bien connus. Cet algorithme aveugle permet d'estimer le retard subi ϵ_{est} par chaque symbole OFDM grâce aux symboles associés aux données reçues et permet ensuite de corriger l'atténuation et le déphasage des signaux. Dans les différentes topologies de canaux, nous avons montré que l'estimateur est efficace tant que le retard estimé ne dépassait pas la durée d'un échantillon de symbole OFDM. Nous proposons ainsi dans notre cas de dimensionner une trame d'émission composée de 10 symboles pilotes suivis de 185 ou 92 symboles de données, respectivement pour des erreurs de SFO de 10 et 20 ppm. Nous avons démontré l'efficacité de l'algorithme en calculant les performances de la correction de phase dans les canaux CPL aéronautiques. Quel que soit le canal testé, pour atteindre un taux d'erreurs de 10^{-3} avec la correction, le

rapport P_e/P_n ne doit être supérieur que de 2 à 3 dB par rapport au cas de référence sans erreur de synchronisation.

La technologie CPL permet de transmettre à la fois des signaux utiles et l'énergie électrique. Dans la seconde partie de la thèse, nous proposons donc d'adjoindre la fonctionnalité de détection de défaut au CPL. Un premier atout du CPL est d'utiliser un procédé multiporteuses permettant d'adapter facilement son spectre d'émission et d'éviter les interférences avec d'autres systèmes utilisant la même bande de fréquence. Cela permet ainsi l'usage du CPL pour la surveillance des réseaux quand l'appareil est en vol et les systèmes de vol en fonctionnement.

Pour détecter un défaut au moyen d'un signal CPL, nous avons proposé d'estimer la fonction de transfert du réseau d'énergie et de détecter toutes les variations de celles-ci. Il est apparu judicieux de construire un banc de test, en collaboration avec notre partenaire industriel, afin de réaliser des mesures de fonction de transfert sur des réseaux sains et des réseaux avec défauts. Ce banc est représentatif d'un harnais aéronautique avec différents échantillons de défauts. Le câblage multifilaire du banc est constitué d'un câble bifilaire pour la transmission du signal CPL, et de 6 monofilaires. Le banc est constitué de 3 branches de ce câblage de longueur 9.5 m, 10.5 m et 13.5 m connectées entre elles. Nous avons focalisé notre étude sur la détection d'un défaut suite à un arc électrique, modélisé par une résistance parallèle, donc connectée entre les 2 fils du bifilaire, ou d'un défaut dans une connectique modélisé par une résistance série. Différentes valeurs de résistances ont été choisies pour disposer d'un ensemble de défauts, du défaut non franc le plus léger (quelques ohms en série ou quelques kohms en parallèle) ou défauts francs (circuit ouvert ou court-circuit). Le banc de test construit a permis de simuler différentes topologies de réseau comme un réseau point à point ou un réseau complexe en Y (avec défaut sur la branche directe ou sur la branche indirecte) et de tester les méthodes de détection de défaut.

Nous avons proposé quatre coefficients de détection basés sur la corrélation, sur le calcul de la distance euclidienne des fonctions de transfert et finalement un coefficient de détection aveugle basé sur les symboles CPL reçus. L'objectif de l'étude a été d'éprouver et de comparer ces algorithmes en termes de performance de détection en fonction de la puissance d'émission. Pour cela, les résultats ont été présentés en termes du taux de détection en fonction du rapport puissance d'émission sur puissance du bruit, le bruit étant modélisé par un bruit blanc gaussien.

La méthode de détection a d'abord été mise au point sur un réseau simple, point à point de 9.5 m, puis éprouvée sur 4 topologies de réseau en Y. Grâce à une statistique basée sur 1000 tests, nous avons défini les bornes d'un intervalle de confiance permettant de décider si une variation de la fonction de transfert correspondait effectivement à un défaut, et ceci pour éviter des cas de fausse alarme et augmenter les probabilités de détection. Sur les 4 coefficients, 2 coefficients, l'un basé sur les symboles reçus et l'autre sur la corrélation se sont nettement dégagés, en offrant des performances avec un gain en puissance d'émission de l'ordre de 10 dB à 15 dB par rapport à la puissance nécessaire pour les 2 autres coefficients. S'il fallait ne retenir qu'un coefficient, notre choix se porterait sur celui basé sur les symboles reçus car il est directement calculé à partir des données reçues et ne nécessite pas de symboles pilotes. L'analyse se faisant sur chaque symbole OFDM reçu, il permet de suivre en permanence

l'état du câble. Il permet aussi un gain de calcul d'un facteur 30 par rapport aux autres coefficients qui sont basés sur une estimation du canal.

Les valeurs de ce coefficient sont proportionnelles à la sévérité du défaut, ce qui pourrait servir aux procédures de maintenance et à sa planification, en prenant en compte, par exemple en cas de défauts non sévères, la dégradation des valeurs du coefficient sur plusieurs vols.

Nous avons proposé une stratégie de détection basée sur l'utilisation concomitante et redondante de 2 coefficients de corrélation ρ_1 et ρ_{data} pour plus de fiabilité avec une utilisation systématique de coefficient ρ_{data} pendant la transmission d'information pour une surveillance continue du canal et une utilisation du coefficient ρ_1 pendant l'envoi de trames pilotes pour une surveillance ponctuelle du canal.

Une amélioration possible de ces précédentes techniques a été proposée grâce à une augmentation de la bande de fréquence jusque 86 MHz. L'augmentation de la bande de fréquence a amélioré les performances des méthodes de détection de 3 à 10 dB sur la puissance d'émission. Une technique de RT a également été testée mais n'a pas apporté d'amélioration significative du procédé de détection, compte tenu de la faible sélectivité fréquentielle des canaux et de la faible bande passante des signaux CPL.

Concernant les perspectives de cette thèse, on peut distinguer deux aspects, un premier aspect sur la poursuite des études théoriques et un second aspect sur la mise en œuvre de ce travail de thèse.

Le premier aspect concerne la poursuite des études théoriques sur la surveillance des réseaux filaires. Nous avons réalisé des simulations en prenant comme hypothèse le bruit blanc gaussien. L'étude du bruit ne faisant pas partie de la thèse, si on disposait de mesure de bruit réel sur avion, il serait intéressant de voir son impact sur l'efficacité de nos méthodes de détection en modélisant ce bruit dans notre outil de simulation.

Le coefficient ρ_{data} basé sur les symboles reçus a été testé dans notre outil de simulation avec une modulation QPSK sur l'ensemble des sous-porteuses. Même si cette modulation a été choisie pour des raisons de robustesse de transmission en environnement aéronautique, une généralisation du coefficient aux modulations M-QAM serait intéressante pour tester la méthode de détection sur les spécifications classiques HPAV en environnement domestique.

Nous avons obtenu des résultats non concluants avec le retournement temporel car les canaux n'étaient pas suffisamment sélectifs en fréquence. Il serait alors intéressant de modifier le banc de test en lui ajoutant progressivement plusieurs branches par l'intermédiaire de VT judicieusement disposés afin d'obtenir des canaux sélectifs et tester l'apport éventuel du retournement temporel sur les performances de la méthode.

Une modélisation d'un réseau et des défauts par le biais d'un code de calcul comme CRIPTE pourrait être envisagée afin de réaliser un réseau complexe et de tester statistiquement les performances des méthodes de détection en fonction des paramètres du réseau (longueur, nombre de branches, charge terminale, ...). Des défauts localisés autres que des défauts ponctuels pourraient être aussi envisagés.

Nous nous sommes concentrés sur l'aspect de détection de défauts. Pour envisager une localisation avec les signaux CPL, il faudrait affiner l'estimation de la fonction de transfert. On pourrait envisager la mise en œuvre d'algorithmes haute résolution ou des méthodes d'estimation de canal parcimonieux, ou bien encore l'utilisation de CPL distribués sur les différentes branches du réseaux

Le second aspect concerne la mise en œuvre de ce travail de thèse. En effet, pour parfaire la démonstration de la fiabilité de la technologie CPL adaptée à l'environnement aéronautique, il serait utile d'implanter le procédé de synchronisation sur la chaîne de communication et le prototype de SE&P. Dans un contexte similaire, nous avons à notre disposition un système de génération et d'acquisition de signaux au laboratoire. L'objectif dans un futur proche est d'utiliser ce système afin de transmettre des signaux CPL et d'évaluer expérimentalement les méthodes de détection de défaut sur notre banc de test. Cette mise en œuvre nous permettrait de voir l'impact de la conversion numérique, du couplage, du bruit réel sur les performances des algorithmes. Nous pourrions aussi évaluer les performances de nos méthodes de détection sur d'autres échantillons de défauts comme des défauts d'isolation, d'écrasement ou de vieillissement.

Productions scientifiques

1. N. Lallbeeharry, V. Dégardin et C. Trebosc, " *Estimation et correction de l'erreur de fréquence d'échantillonnage dans les systèmes CPL sur les réseaux électrique*", Revue 3EI Numéro 89, juillet 2017
2. N. Lallbeeharry, R. Mazari, V. Dégardin, M. Lienard and C. Trebosc, " *Blind Estimation of OFDM Sampling Frequency Offset and Application to Power Line Communication in Aircrafts*", Proceedings of VEHITS 2018, pp 357-362, Portugal, Mars 2018.
3. N. Lallbeeharry, R. Mazari, V. Dégardin and C. Trebosc, " *PLC applied to fault detection on in vehicle power line*", IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications, Manchester, April 2018.
4. N. Lallbeeharry, V. Dégardin, C. Trebosc and P. Degauque, " *Application of PLC to Soft fault detection in wire networks*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Octobre 2018, en cours de soumission.

Annexe A : Régression linéaire

La droite de régression de y en x a pour équation:

$$D_{x|y} : y = ax + b \quad \text{avec} \quad a = \frac{\text{cov}(x, y)}{\sigma_x^2} \quad (\text{A.1})$$

Avec les notations suivantes pour les calculs des différents moments:

Pour les moyennes, on a $\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$ et $\bar{y} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i$

Pour la variance, on note $\sigma_x^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2$

Et enfin la covariance s'écrit: $\text{cov}(x, y) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})$

Dans notre cas, la variable aléatoire x correspond aux fréquences des sous porteuses, soit $[0:N-1]*\Delta f$ avec N le nombre de sous porteuses et la variable y correspondant aux déphasages calculés $\Delta\phi_k$ à la sous porteuse k. D'après l'équation de la régression linéaire, on peut en déduire l'équation (2.32)

$$Dx | y = \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (k\Delta f - \bar{x})(\Delta\phi_k - \bar{y})}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (k\Delta f - \bar{x})^2} \quad (\text{A.2})$$

Si on admet que les moyennes sont négligeables, on obtient:

$$Dx | y = \frac{\sum_{i=1}^N (k\Delta f)(\Delta\phi_k)}{\sum_{i=1}^N (k\Delta f)^2} \quad (\text{A.3})$$

Soit

$$Dx | y = \frac{1}{2\pi} \frac{\sum_{i=1}^N k\Delta\phi_k}{\sum_{i=1}^N k^2 \Delta f} \quad (\text{A.4})$$

Ce dernier est une adaptation de l'équation (2.30) où on prend en compte l'espacement inter porteuse Δf .