



**HAL**  
open science

# Fiabilisation de la technologie courant porteur en ligne en vue de piloter des actionneurs d'aéronefs

Thomas Larhzaoui

► **To cite this version:**

Thomas Larhzaoui. Fiabilisation de la technologie courant porteur en ligne en vue de piloter des actionneurs d'aéronefs. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. INSA de Rennes, 2014. Français. NNT : 2014ISAR0009 . tel-01123745

**HAL Id: tel-01123745**

**<https://theses.hal.science/tel-01123745>**

Submitted on 5 Mar 2015

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

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



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

présentée par  
**Thomas Larhzaoui**  
ECOLE DOCTORALE : Matisse  
LABORATOIRE : IETR

# Fiabilisation de la technologie courant porteur en ligne en vue de piloter des actionneurs d'aéronefs

**Thèse soutenue le 02/07/2014**

devant le jury composé de :

**François-Xavier Coudoux**

Professeur à l'université de Valenciennes / *Président*

**Jean-Pierre Cances**

Professeur au Xlim de Limoges / *Rapporteur*

**Nicolas Ginot**

Maitre de conférences, HDR, à IUT de Nantes / *Rapporteur*

**François Guillot**

Ingénieur en chef R&T avionique et IMA chez Safran / *Examineur*

**Thibaud Lebreton**

Ingénieur R&D chez Safran / *Examineur*

**Virginie Dégardin**

Professeur à l'université de Lille / *Examineur*

**Jean-Yves Baudais**

Chargé de recherche CNRS, à l'IETR de Rennes / *Examineur*

**Pierre Degauque**

Professeur à l'université de Lille / *Co-directeur de thèse*

**Fabienne Nouvel**

Maitre de conférences, HDR, à l'INSA de Rennes / *Directeur de thèse*



---

## Remerciements

Cette thèse a été réalisée en collaboration avec Safran Sagem à Massy, Safran Engineering Services à Toulouse, les laboratoires Télíce de l'IEMN à Lille et IETR à Rennes.

Je tenais tout d'abord à remercier mes collègues de Safran Sagem à Massy qui ont su tout au long de cette thèse apporter leur expertise dans les systèmes aéronautiques. Ainsi, je souhaiterais remercier Marc Pontrucher, Thierry Bickard, François Guillot et Bruno Marchadier. Je tenais aussi à remercier Thibaud Lebreton de Safran Engineering Services pour m'avoir aidé dans la définition et la conception du canal de propagation ainsi que pour avoir piloté la thèse dans sa deuxième partie.

Je voudrais remercier ensuite mes encadrants de l'IEMN de Lille, Pierre Degauque et Virginie Dégardin, pour leur soutien et leur aide tout au long de mes travaux. Je remercie aussi Lamine Koné pour sa grande connaissance de la théorie des lignes multifilaires ainsi que Pierre Laly pour son aide sur les mesures ainsi que sa bonne humeur. Enfin, je remercie les autres personnes du Télíce qui font de ce laboratoire un endroit très chaleureux : Martine Liénard, Davy Gaillot, Éric Simon, Jin, Khaled, Huaqiang, Emmanuelle, Emmanuel et Emmanuel.

Je souhaite également remercier mes encadrants de l'IETR de Rennes. Tout d'abord, je remercie Jean-Yves Baudais pour son aide, sa rigueur scientifique ainsi que ses conseils de typographie. Je remercie aussi très chaleureusement Fabienne Uzel-Nouvel qui a su faire preuve d'excellentes qualités d'encadrement tout au long de ma thèse. Je souhaite aussi remercier Yvan Kokar et François Yven pour leur aide précieuse sur Matlab. Enfin, je souhaiterais remercier les personnes que j'ai côtoyé à l'IETR au cours de ma thèse : Rida, Papa Moussa, Hua, Thierry, Zakaria, Philippe, Pascal, Hiba et tous ceux que j'ai oublié.

Je tiens aussi à remercier l'ensemble des membres de mon jury d'avoir accepté de juger et d'évaluer ces travaux de thèse. Je remercie sincèrement Jean-Pierre Cances professeur au Xlim de Limoge ainsi que Nicolas Ginot maître de conférences, HDR, à l'IUT de Nantes pour leur participation au jury en tant que rapporteurs. Je remercie également François-Xavier Coudoux professeur à l'université de Valenciennes d'avoir pris de son temps et d'avoir participé au jury en tant qu'examineur et président du jury.

Je tiens enfin à remercier ma famille qui m'a soutenue tout au long de ces trois ans ainsi que celle des personnes qui partagent ma vie, 谢谢硕.

---

<b>TABLE DES FIGURES.....</b>	<b>7</b>
<b>LISTE DES TABLEAUX.....</b>	<b>9</b>
<b>SIGLES &amp; ACRONYMES.....</b>	<b>10</b>
<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>12</b>
<b>CHAPITRE I, CPL POUR L'AVIONIQUE.....</b>	<b>15</b>
<b>I. Le Projet Clean sky.....</b>	<b>16</b>
<b>II. Introduction aux réseaux de puissance avion.....</b>	<b>17</b>
2.1 Électrification des avions : pourquoi des réseaux électriques dans les avions ?.....	17
2.2 Génération d'énergie dans un avion.....	19
2.3 Commandes de vol électriques.....	23
2.4 Réseau HVDC.....	28
<b>III. Introduction aux systèmes avioniques.....</b>	<b>29</b>
3.1 Systèmes de tolérance aux fautes.....	29
3.2 Architectures avioniques.....	30
3.3 AFDX.....	32
3.4 Bus de terrain destinés aux commandes de vol.....	33
<b>IV. Introduction générale à la technologie courant porteur en ligne.....</b>	<b>36</b>
4.1 Principe et historique du CPL.....	36
4.2 Standard Homeplug Av.....	38
4.3 Autres standards CPL.....	40
4.4 État de l'art dans les systèmes embarqués.....	40
<b>V. Intérêt de l'utilisation du CPL pour les commandes de vol par rapport aux autres technologies de transmission.....</b>	<b>43</b>
<b>VI. Présentation de l'étude.....</b>	<b>44</b>
6.1 Intérêts du CPL pour les commandes de vol.....	44
6.2 Nécessité de redéfinir la couche physique.....	45
6.3 Définition de l'étude.....	45
<b>VII. Conclusion.....</b>	<b>46</b>
<b>CHAPITRE II, ÉTUDE ET ANALYSE DU CANAL DE PROPAGATION.....</b>	<b>47</b>
<b>VIII. Rappels théoriques sur les lignes de transmission.....</b>	<b>48</b>
8.1 Théorie des lignes de transmission.....	48
8.2 Intérêt de la paire torsadée.....	49
<b>IX. Description des différents canaux de propagation.....</b>	<b>50</b>
9.1 Architecture 1 : topologie point-à-point avec coupleurs capacitifs.....	51

9.2	Architecture 2 : topologie point-à-point avec coupleurs inductifs.....	52
9.3	Architecture 3 : topologie point-à-multipoint avec coupleur inductif .....	53
9.4	Les différents harnais utilisés.....	53
<b>X.</b>	<b>Études préliminaires .....</b>	<b>55</b>
<b>XI.</b>	<b>Mesure et analyse de la fonction de transfert.....</b>	<b>59</b>
11.1	Principe des mesures de fonctions de transfert .....	59
11.2	Configurations mesurées .....	59
11.3	Résultats .....	60
11.4	Analyse des caractéristiques du canal.....	63
<b>XII.</b>	<b>Mesures de bruit .....</b>	<b>67</b>
12.1	Présentation générale des bruits présents sur les réseaux électriques.....	67
12.2	Description des mesures de bruit .....	68
12.3	Résultats .....	69
<b>XIII.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>71</b>

## **CHAPITRE III, DIMENSIONNEMENT DU SYSTEME OFDM ET DE CODAGE DE CANAL.72**

<b>XIV.</b>	<b>État de l'art des technologies de communications numériques utilisées dans les systèmes CPL.....</b>	<b>73</b>
14.1	Codage de canal .....	74
14.2	Principe général de l'OFDM.....	77
14.3	Préfixe cyclique.....	82
14.4	Égalisation.....	83
14.5	Synchronisation.....	83
14.6	Extinction des sous-porteuses .....	84
14.7	Sous-porteuses pilotes .....	85
14.8	Allocation binaire.....	85
14.9	LP-OFDM .....	85
14.10	Intérêt de l'OFDM pour le CPL.....	85
<b>XV.</b>	<b>Étude paramétrique .....</b>	<b>87</b>
15.1	Spécifications relatives à la qualité des communications .....	87
15.2	Démarche générale .....	88
15.3	Contraintes électromagnétiques.....	90
15.4	Durée du symbole OFDM.....	91
15.5	Contraintes de réalisation .....	93
15.6	Compatibilité avec les bus de terrain .....	95
15.7	Calcul de capacité et de débit .....	95
15.8	Optimisation des paramètres OFDM .....	100
<b>XVI.</b>	<b>Simulation d'une chaîne de transmission .....</b>	<b>103</b>
16.1	Schéma synoptique de la chaîne .....	103
16.2	Définition du $E_b/N_0$ .....	104
16.3	Influence du préfixe cyclique .....	104
16.4	Dimensionnement du codage convolutif.....	105
16.5	Dimensionnement du système de codage Reed-Solomon .....	106
16.6	Optimisation du TEB .....	107
16.7	Point de fonctionnement .....	109
16.8	Temps de traitement des décodeurs.....	110

---

16.9	Résumé des caractéristiques de la couche physique .....	112
<b>XVII.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>114</b>
<b>CHAPITRE IV, DIMENSIONNEMENT DU SYSTEME DE SYNCHRONISATION.....</b>		<b>115</b>
<b>XVIII.</b>	<b>Contexte de l'étude .....</b>	<b>116</b>
<b>XIX.</b>	<b>Caractérisation des erreurs de synchronisation .....</b>	<b>117</b>
19.1	Erreur de fréquence porteuse .....	117
19.2	Erreur de fréquence d'échantillonnage .....	117
19.3	Précision requise par les oscillateurs locaux .....	123
<b>XX.</b>	<b>État de l'art des techniques de synchronisation.....</b>	<b>124</b>
20.1	Synchronisation avec porteuses pilotes .....	124
20.2	Synchronisation avec symboles pilotes.....	124
20.3	Synchronisation sur les données .....	125
<b>XXI.</b>	<b>Solutions .....</b>	<b>126</b>
21.1	Procédure générale de synchronisation .....	126
21.2	Initialisation et estimation du canal.....	126
21.3	Phase de suivi .....	126
21.4	Notion de super-trame .....	127
21.5	Synchronisation sur les données.....	127
21.6	Calcul du biais de l'estimateur .....	128
21.7	Calcul de la variance de l'estimateur.....	129
21.8	Amélioration des performances de l'estimateur.....	131
<b>XXII.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>133</b>
<b>CONCLUSION GENERALE &amp; PERSPECTIVES.....</b>		<b>134</b>
<b>PUBLICATIONS.....</b>		<b>138</b>
<b>ANNEXE A. BORNE DE CRAMER-RAO .....</b>		<b>139</b>
<b>ANNEXE B. MAXIMUM DE VRAISEMBLANCE POUR L'ESTIMATION SUR PLUSIEURS SYMBOLES .....</b>		<b>141</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>		<b>142</b>

---

# Table des figures

Figure 1. Cockpit d'une caravelle (1959) [Caravelle] .....	18
Figure 2. Cockpit d'un A380 (2005) [A380] .....	19
Figure 3. Répartition des différentes sources d'énergie [A380_2].....	20
Figure 4. Architecture d'un réseau 2H+2E (A380).....	22
Figure 5. Fock Wolf 190 A-8 (1944) [Fock Wolf].....	23
Figure 6. Commandes de vol [Sagem] .....	24
Figure 7. Actionneur hydraulique .....	25
Figure 8. <i>Electro-hydrostatic actuator</i> .....	25
Figure 9. <i>Electrical back-up hydraustatic actuator</i> .....	26
Figure 10. <i>Electromechanical actuator</i> .....	26
Figure 11. Répartition des réseaux de puissance pour les commandes de vol [Sagem].....	27
Figure 12. Réseau HVDC en mode réparti.....	28
Figure 13. Architecture avionique de l'A400 M [Sagem].....	31
Figure 14. Schéma de connexion entre les bus terrain et l'AFDX [Sagem].....	33
Figure 15. Topologie de l'ARINC 429 [Arinc429].....	34
Figure 16. Topologie du MIL-STD-1553 [MIL-STD-1553] .....	34
Figure 17. Topologie de l'ARINC 825 [Arinc825] .....	35
Figure 18. Système CPL pour une communication type « internet ».....	37
Figure 19. Système CPL pour une commande moteur.....	37
Figure 20. Couche physique du standard Homeplug Av.....	38
Figure 21. Schéma d'une commande moteur classique sur réseau HVDC .....	44
Figure 22. Schéma d'une commande moteur avec CPL sur réseau HVDC .....	45
Figure 23. Sujet de l'étude.....	46
Figure 24. Paradigme de Shannon.....	48
Figure 25. Modélisation d'une ligne électrique au-dessus d'un plan de masse.....	48
Figure 26. Schéma d'une paire torsadée .....	49
Figure 27. Photo du banc Proven .....	50
Figure 28. Architecture point-à-point avec coupleur capacitif.....	51
Figure 29. Architecture point-à-point avec coupleur inductif [Sagem].....	52
Figure 30. Architecture point-à-multipoint avec coupleur inductif [Sagem] .....	53
Figure 31. Connecteur utilisé sur les différents harnais .....	54
Figure 32. Schéma de branchement des harnais.....	54
Figure 33. Schéma de branchement d'un modem .....	55
Figure 34. Photographie du boîtier CPL (modem, convertisseur DC/DC et coupleur).....	56
Figure 35. Profils de courant généré par les charges actives.....	57
Figure 36. Mesures de débit pour les différentes architectures avec différentes charges .....	57
Figure 37. Gain d'insertion (à gauche) et FCD (à droite) pour l'architecture 1 .....	61
Figure 38. Gain d'insertion (à gauche) et FCD (à droite) pour l'architecture 2 .....	61
Figure 39. Gain d'insertion (à gauche) et FCD (à droite) pour l'architecture 3 .....	62
Figure 40. Atténuation moyenne pour différentes bandes de fréquence .....	63
Figure 41. Bande de cohérence en fonction de la bande de fréquence.....	64
Figure 42. Profil de puissance normalisé pour l'architecture 2.....	65
Figure 43. Étalement des retards en fonction de la bande de fréquence.....	66
Figure 44. Bande de cohérence en fonction de l'inverse de l'étalement des retards .....	66
Figure 45. Points de mesure de courant pour l'architecture 2 .....	68
Figure 46. Schéma de la mesure de bruit dans le domaine temporel .....	69
Figure 47. Bruit coté charge ligne +270 V architecture 2 .....	69
Figure 48. Bruit coté source ligne +270 V architecture 2 .....	70
Figure 49. DSC du bruit coté source (à gauche) et coté charge (à droite) sur le +270 V .....	70
Figure 50. Spectrogramme du bruit coté source ligne plus .....	71
Figure 51. Schéma général d'une chaîne de transmission CPL .....	73
Figure 52. Schéma d'un embrouilleur .....	74
Figure 53. Schéma d'un codeur convolutif .....	76
Figure 54. Schéma d'un turbocodeur (à gauche) et d'un turbodécodeur (à droite).....	77



---

Figure 55. Sinus cardinaux orthogonaux en fréquence .....	78
Figure 56. Constellation QPSK (à gauche) et 16-QAM (à droite) .....	79
Figure 57. OFDM avec symétrie hermitienne .....	81
Figure 58. OFDM avec modulation I/Q .....	81
Figure 59. Sinus cardinaux non orthogonaux en fréquence .....	82
Figure 60. Gabarit de puissance américain pour la norme FCC [FCC07].....	84
Figure 61. Démarche générale de dimensionnement .....	89
Figure 62. Courant de mode différentiel (à gauche), courant de mode commun (à droite).....	90
Figure 63. Gabarit de la DO-160 en émissions conduites .....	91
Figure 64. Interférence dans la bande [1 ; 36] MHz.....	93
Figure 65. Temps de traitement d'une FFT en fonction de la fréquence de cadencement .....	94
Figure 66. Capacité des canaux de propagation pour la bande [1;100] MHz.....	96
Figure 67. Influence de la marge de SNR .....	97
Figure 68. Calcul de débit sur la bande [1 ; 100] MHz .....	98
Figure 69. Calcul de débit sur la bande [1 ; 100] MHz .....	99
Figure 70. $R_R$ nécessaire pour atteindre les 10 Mbit/s.....	101
Figure 71. Débit pour un $R_R$ de 25 dB .....	102
Figure 72. Chaîne de simulation .....	103
Figure 73. Taux d'erreur binaire en fonction du $E_b/N_0$ pour différentes tailles de CP.....	105
Figure 74. TEB sans codage pour une modulation QPSK (à gauche) et 16-QAM (à droite).....	105
Figure 75. TEB avec codage pour une modulation QPSK (à gauche) et 16-QAM (à droite) .....	106
Figure 76. Caractéristique de codes Reed-Solomon [Sklar01].....	107
Figure 77. Table de modulation de 256 sous-porteuses pour la configuration 2.....	108
Figure 78. TEB pour une QPSK (à gauche) et 16-QAM (à droite) avec 256 sous-porteuses .....	109
Figure 79. Point de fonctionnement du système à l'entrée du décodeur RS .....	110
Figure 80. Temps de décodage de l'algorithme de Viterbi .....	111
Figure 81. Dégradation du $E_b/N_0$ pour chacune des sous-porteuses .....	119
Figure 82. Impact d'un décalage de la fréquence d'échantillonnage sur le TEB .....	120
Figure 83. Différents cas de placement de la fenêtre FFT .....	121
Figure 84. TEB pour différents cas d'avance de FFT .....	121
Figure 85. Transmission OFDM en continue .....	122
Figure 86. Erreur du au décalage de FFT .....	123
Figure 87. TEB en fonction de l'erreur en ppm .....	124
Figure 88. Système de synchronisation en phase de suivi.....	128
Figure 89. Biais de l'estimateur en fonction du $E_b/N_0$ .....	129
Figure 90. Borne de Cramér-Rao et variance de l'estimateur en fonction de $E_b/N_0$ .....	130
Figure 91. Variance de l'estimateur en fonction du nombre de symboles OFDM M .....	131
Figure 92. TEB en fonction du nombre de symbole OFDM.....	132

---

# Liste des Tableaux

Tableau 1. Commandes de vol primaires .....	24
Tableau 2. Récapitulatif des bus terrains.....	35
Tableau 3. Récapitulatif des caractéristiques du standard Homeplug Av .....	39
Tableau 4. Principaux standards CPL .....	40
Tableau 5. Configurations.....	60
Tableau 6. Spécifications du système CPL .....	88
Tableau 7. Récapitulatif des configurations simulées .....	100
Tableau 8. Caractéristiques de la couche physique .....	112
Tableau 9. Paramètres de simulation.....	116

---

## Sigles & acronymes

AC	Alternative current
ADPSK	Amplitude Differential Phase Shift Keying
ADTDM	Advanced Dynamic Time Division. Multiplexing
AFDX	Avionics full-duplex switched ethernet
APU	Auxiliary power unit
ARINC	Aeronautical radio, incorporated
ASK	Amplitude shift keying
BC	Bande de cohérence
BCR	Borne de Cramér Rao
BM	Bus monitor
BSPK	Binary phase shift keying
CA	Charge active
CAN	Controller Area Network
CC	Code convolutif
CG	Canal gaussien
COTS	Commercial of the self
CP	Cyclic prefix
CPL	Courant porteur en ligne
CRIPTE	Calcul sur réseaux des interactions perturbatrices en topologie électromagnétique
CSD	Constant speed drive
CSMA/CA	Carrier sense multiple access with collision avoidance
CSMA/CD	Carrier sense multiple access with collision detection
DC	Direct current
DHS	Digital home standard
DMT	Discrete multi-tone
DSP	Densité spectrale de puissance
DVB	Digital video broadcasting
EBHA	Electrical back-up hydraulic actuator
ECU	Electronic control unit
EHA	Electro-hydrostatic actuators
EMA	electrical mechanical actuator
ETOPS	Extended range Twin Operations
FADEC	full authority digital engine control
FCC	Federal code regulation
FCD	Fonction cumulative de distribution
FDM	Frequency division multiplexing
FFT	Fast Fourier transform
FPGA	Field-programmable gate array
HVDC	High voltage direct current
ICI	Inter carrier interference
IDG	Integrated drive generator
IMA	integrated modular avionics
IOM	Input-output modul
ISI	Inter symbol interference
LDPC	Low parity density check
LP-OFDM	Linear precoded orthogonal frequency division multiplexing
MAC	Medium access layer
MCU	Motor control unit

---

MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MLI	modulation de largeur d'impulsions
MTBF	mean time between failures
MV	Maximum de vraisemblance
OFDM	Orthogonal frequency division multiplexing
PAM	Phase amplitude modulation
PSK	Phase shift keying
QAM	Quadrature amplitude modulation
QPSK	Quadrature phase shift keying
RAT	Ram air turbine
R <sub>R</sub>	Rejection ration
RS	Reed Solomon
RT	Remote terminal
SNR	Signal to noise ratio
SPI	serial peripheral interface
SSPC	solid state power control
TCM	Trellis code modulation
TDMA	Time division multiple access
TEB	Taux d'erreur binaire
UPA	Universal powerline association
VFG	Variable frequency generator
XOR	Ou exclusif

---

# Introduction

Au cours des dernières décennies, les avionneurs n'ont cessé d'augmenter la quantité d'équipements électriques et électroniques présents dans les avions. D'une part, cette augmentation vient de la demande croissante en équipements électroniques de contrôle et de commande qui ont permis d'améliorer grandement la sécurité des avions grâce à des systèmes comme la gestion des réacteurs ou le pilotage des commandes de vol. D'autre part, du fait des progrès de l'électronique de puissance [Barruel05], on a vu apparaître de plus en plus d'actionneurs électriques. Cette évolution, qui consiste à remplacer les systèmes fluidiques par des systèmes électriques, porte alors le nom d'avion plus électrique. Le principal inconvénient de l'électrification des avions est l'augmentation de la complexité des réseaux électriques. En effet, on peut compter entre 500 km et 800 km de câblages sur un A380. Dans ce contexte, la solution consistant à faire cohabiter les transmissions de données et de puissance au sein de mêmes câbles grâce à la technologie courant porteur en ligne (CPL) pourrait contribuer à réduire la complexité des câblages dans les avions. Nous proposons dans cette étude de nous focaliser sur le système de commande de vol, et ceci pour plusieurs raisons. Premièrement, les commandes de vol sont des systèmes électrifiées depuis plusieurs décennies (1980 pour Airbus), ce qui permet de bénéficier de la maturité des technologies dans ce domaine. Deuxièmement, les distances entre les calculateurs destinés aux commandes de vol et les actionneurs peuvent être relativement longues, une trentaine de mètres, ce qui permet d'envisager une réduction de câblage sensiblement importante. Enfin, le dernier avantage est que, dans cette étude, nous n'allons pas considérer le réseau alternatif de puissance actuellement utilisé pour les commandes de vol mais un nouveau réseau de transmission de puissance continue  $\pm 270$  V (*high voltage direct current*, HVDC). Ce réseau a l'avantage d'être filtré, ce qui limite les perturbations électromagnétiques sur les lignes de puissance. De plus, comme ce réseau n'est pas encore défini, il est possible d'influencer sa conception pour l'adapter à une transmission CPL.

La technologie CPL est quant à elle relativement ancienne puisqu'elle date du 19<sup>e</sup> siècle et était utilisée pour le contrôle de l'éclairage public. Cependant, à l'exception de quelques utilisations anecdotiques, la technologie CPL n'a que peu été utilisée au cours du 20<sup>e</sup> siècle. C'est dans le domaine *indoor* avec les besoins croissants de connexions Internet que la technologie CPL a pris son envol. Depuis les années 2000, plusieurs études portant sur le CPL en milieu *indoor* ont été menées [Dégardin02], [Maiga10] ou [Avril08]. L'un des principaux standards CPL actuels est le standard Homeplug Av qui permet une transmission avec un débit brut maximal de 200 Mbit/s sur la bande [1 ; 30] MHz [Homeplug Av]. Même si d'autres standards ont aussi vu le jour comme les standards HD-PLC ou UPA [HD-PLC], [UPA], ces derniers ont tendance à être regroupés pour définir un standard commun, dans les systèmes *indoor* tout du moins [IEEE P1901]. Après avoir prouvé sa fiabilité dans les systèmes *indoor*, d'autres études ont été menées pour appliquer le CPL dans les systèmes embarqués

---

comme les navires [Barmanda10], [Antoniali11] et [Akinnikawe09], les trains [Barmanda08], les voitures [Carrion06], [Gouret07] et [Tanguy12] ou encore les avions [Taupe11], [Taupe11\_2], [Taupe12] et [Kilani13]. Contrairement aux systèmes *indoor*, les systèmes embarqués sont constamment soumis à des exigences de masse et d'encombrement ce qui fait du CPL une technologie avantageuse. De plus, l'utilisation des systèmes sans fils n'est pas toujours aisée dans les systèmes embarqués. Par exemple, dans un navire, les parois métalliques peuvent fortement atténuer le signal. Concernant le CPL pour l'aéronautique, nous pouvons citer le projet TAUPE, où il a été proposé d'utiliser le système d'éclairage cabine pour la transmission d'information. En ce qui concerne les systèmes critiques, une étude portant sur une transmission CPL entre un onduleur et un actionneur pour train d'atterrissage a été faite dans [Kilani13]. Cependant, à l'heure actuelle aucune étude portant sur l'utilisation de la technologie CPL sur un réseau HDVC pour les commandes de vol n'a été proposée. Notre étude constitue donc la première étape du dimensionnement de la couche physique d'un tel système. Pour ce faire, nous situons dans un premier temps le système CPL dans le milieu aéronautique. Dans un deuxième temps, nous proposons l'étude et la caractérisation du canal de propagation. Ensuite, nous dimensionnons les principaux éléments de communications numériques de la transmission CPL, à savoir le système de transmission multi-porteuse associé à système de codage de canal et le système de synchronisation.

Le premier chapitre de cette étude consiste à situer notre système de transmission CPL dans le milieu aéronautique. En effet, il est nécessaire de définir un certain nombre de concepts intrinsèques au milieu aéronautique qui sont indispensables à la conception de notre système CPL. Dans un premier temps, nous nous focalisons sur les aspects de puissance des réseaux électriques aéronautiques. Nous expliquons de manière générale l'architecture électrique des avions, de la génération d'énergie jusqu'aux actionneurs pour les commandes de vol. Dans un second temps, nous explicitons les éléments relatifs aux transmissions aéronautiques. Nous détaillons les principaux bus de communications en relation avec notre système CPL, les principales architectures avioniques ainsi que la notion de système redondant.

Dans le deuxième chapitre de ce mémoire, nous abordons les mesures et la caractérisation du canal de propagation. Le canal de propagation est constitué d'une paire torsadée ainsi que de deux coupleurs dont le but est de connecter le système de transmission CPL au réseau de puissance tout en assurant l'isolation galvanique. Les mesures de canaux de propagation ont été réalisées sur un banc de test aéronautique sur un réseau HVDC et ont principalement consisté à mesurer la fonction de transfert sur la bande [1 ; 100] MHz ainsi que les bruits.

Le troisième chapitre de ce mémoire concerne la définition du système multi-porteuse et du système de codage de canal. Grâce aux mesures de fonction de transfert, aux spécifications aéronautiques (débit utile de 10 Mbit/s, temps de latence de 167-334  $\mu$ s et taux d'erreur binaire de  $10^{-12}$ ) ainsi qu'aux contraintes matérielles, nous menons une étude paramétrique dans le but de dimensionner le système de transmission multi-porteuse. Ensuite, les paramètres sont intégrés dans une chaîne de

---

transmission Matlab pour vérifier le dimensionnement proposé. Enfin, nous réalisons le dimensionnement du système de codage canal pour répondre aux spécifications aéronautiques.

Dans le quatrième chapitre de ce mémoire nous abordons les aspects de synchronisation. Les communications aéronautiques pour un système comme les commande de vol sont continues, c'est-à-dire qu'en fonctionnement normal, des informations sont constamment transmises même si aucun changement n'est nécessaire. Grâce à cette hypothèse nous pouvons grandement simplifier le système de synchronisation. Pour ce faire, dans cette étude, nous allons proposer un système de synchronisation sur les données reçues.

Puis, nous concluons sur les principaux résultats obtenus et sur les perspectives futures de ce travail

## Chapitre I, CPL pour l'avionique

Ce chapitre a pour but de situer la technologie de courant porteur en ligne (CPL) dans le milieu aéronautique. En effet, le monde de l'aéronautique a subi de profonds changements du fait de l'arrivée des communications numériques. De plus, la technologie CPL est un candidat sérieux pour les communications avioniques.

Après avoir présenté le projet *Clean Sky* qui finance cette thèse, nous aborderons en premier lieu les aspects puissances relatifs aux commandes de vol. Nous commencerons par traiter l'électrification des avions en montrant comment les avionneurs ont été amenés à accroître de manière importante la taille et le nombre des réseaux électriques. Ensuite nous nous focaliserons sur les commandes de vol en expliquant leur fonctionnement général ainsi que les différents actionneurs utilisés. Nous terminerons cette étude du système de puissance avec le réseau continu de haute tension (*high voltage direct current* HVDC) qui constitue le support de communication pour notre système CPL.

En second lieu, nous présenterons les divers aspects de la partie commande. Premièrement, nous expliciterons quelques éléments sur les systèmes tolérants aux fautes qui grâce à différentes redondances, permettent d'être robuste aux erreurs de commande. Le système CPL étant destiné à transmettre des informations de commande, il devra s'intégrer dans cette architecture redondante. Ensuite nous présenterons les architectures avioniques ainsi que l'*avionics full-duplex switched ethernet* (AFDX) qui sont des composantes essentielles des avions modernes. Le dernier paragraphe concernant la partie commande détaillera les bus de terrain qui seront directement en lien avec le système CPL, ceci dans le but de concevoir un système transparent et adaptable aux bus déjà utilisés pour les commandes de vol.

Ensuite, nous allons présenter le fonctionnement, l'état de l'art ainsi que les avantages du CPL par rapport à d'autres technologies dans le cadre d'un système avionique critique. La technologie CPL a la particularité de se situer entre la partie commande et la partie puissance d'un système. Ainsi, dans la suite de ce chapitre nous présenterons ces deux aspects.

Enfin, nous situerons notre système CPL dans l'architecture avionique et définirons la démarche de l'étude.



## I. Le Projet Clean sky

Le projet *Clean Sky* est le projet finançant cette thèse [Clean Sky]. C'est un projet européen de recherche d'un budget de 1,6 milliard d'euros financé à 50 % par la commission européenne et à 50 % par des partenaires privés (EADS, Airbus, Eurocopter, Fraunhofer, Alenia Aermacchi, Agusta Westland, Safran, Thales, SAAB, Dassault aviation, Liebherr, Rolls-Royce) sur la période 2008-2013. Les objectifs de ce projet sont :

- d'accélérer le développement de technologies adaptées à une génération de transports aériens plus propres,
- de garantir une coordination efficace de la recherche aéronautique à l'échelle de l'Europe,
- de permettre la mise en place d'un système de transport aérien innovant et compétitif,
- d'améliorer la production de connaissances de même que l'exploitation des résultats de la recherche.

Du point de vue quantitatif le but est de réduire, d'ici à 2020, les émissions de CO<sub>2</sub> de 50 %, celles des oxydes d'azote NO<sub>x</sub> de 80 % et la pollution sonore de 50 %.

Le projet *Clean Sky* est divisé en 6 démonstrateurs technologiques intégrés :

- Les aéronefs à voilure fixe intelligents ciblés sur les technologies d'ailes ;
- Les avions de transport régional verts (moteurs, gestion de l'énergie et nouvelles configurations silencieuses) ;
- Les giravions verts ciblés sur l'installation de pales et de moteurs innovants, moins bruyants, réduisant les traînées, plus économes en carburant;
- Les systèmes pour des opérations respectueuses de l'environnement ciblés sur les équipements et les architectures ainsi que la gestion thermique ;
- Les moteurs durables et verts ciblés sur le développement de technologies pour des systèmes à basse pression légers et silencieux de même qu'à la réduction des oxydes d'azote (NO<sub>x</sub>) ;
- L'écoconception ciblés sur le cycle de vie des matériaux et des composants (conception, fabrication, entretien et destruction/recyclage).

Les travaux sur les courants porteurs en ligne appliqués aux commandes de vol s'inscrivent dans le démonstrateur « systèmes pour les opérations respectueuses de l'environnement ».

## II. Introduction aux réseaux de puissance avion

L'avion « plus électrique » est le nom donné par le monde aéronautique aux différentes évolutions apportées dans les avions grâce à l'utilisation de l'énergie électrique, et ceci dans le but de réduire les coûts de construction et de possession et, au travers de la diminution de masse, de diminuer la consommation et donc la pollution. Pour ce faire, équipementiers et avionneurs cherchent à remplacer progressivement les systèmes fluidiques par des systèmes électriques.

Dans ce paragraphe nous allons aborder la problématique de l'électrification des avions en expliquant pourquoi il a été nécessaire d'avoir plusieurs types de réseaux d'énergie (hydraulique, pneumatique et électrique) et pourquoi on cherche actuellement à électrifier le maximum de systèmes. Ensuite nous nous intéresserons à la génération des différentes sources d'énergie. Puis nous nous focaliserons sur l'étude des commandes de vol. Enfin nous présenterons les réseaux HVDC et les raisons qui poussent les équipementiers à proposer ce nouveau type de réseaux.

### 2.1 Électrification des avions : pourquoi des réseaux électriques dans les avions ?

Dans un avion on peut classer les différentes sources d'énergie en deux types : premièrement l'énergie propulsive générée par les moteurs et, deuxièmement, l'énergie non propulsive ou de servitude qui sert au fonctionnement de tous les équipements annexes (commandes de vol, instrumentations...) [Barruel05], [Baumann09]. À l'origine, cette dernière était fournie par l'homme qui assurait toutes les fonctions annexes, du démarrage du moteur au contrôle du vol. Avec l'augmentation de la taille des avions et donc de la puissance des charges, il devint nécessaire d'utiliser d'autres énergies que l'énergie humaine pour assurer différentes tâches comme les commandes de vol ou le relèvement des trains d'atterrissage. Ainsi naquirent les premiers réseaux d'énergies avions dont la puissance est généralement générée par le ou les moteurs de propulsion. Ces réseaux sont de trois types : les réseaux hydrauliques (système de freinage...), les réseaux pneumatiques (pressurisation de la cabine, démarrage des moteurs, dégivrage...) et les réseaux électriques (commandes de vol, instrumentations...). Parallèlement aux réseaux d'énergies nécessaires aux actionneurs, la partie commande des avions nécessita de plus en plus de capteurs et autres instruments de vol. Ainsi, comme on peut le voir sur la figure 1 représentant le cockpit d'une caravelle, les instruments de vol ont longtemps été mécaniques et leur nombre n'a cessé d'augmenter depuis les débuts de l'aviation.



Figure 1. Cockpit d'une caravelle (1959) [Caravelle]

L'augmentation du nombre de réseaux d'énergie n'est pas sans inconvénient :

- Pour gérer ces nouveaux systèmes pendant le vol, le nombre de membre d'équipage a augmenté. Ainsi 4 personnes sont nécessaires dans le cockpit pour assurer une liaison transatlantique dans les années 60 : un pilote, un copilote, un navigateur et un chef mécanicien ;
- Alors que, plus que tout autre véhicule, les aéronefs sont soumis à de fortes contraintes de masse et d'encombrements, ces systèmes ont pris une part de plus en plus importante dans les devis de masse et d'encombrement ;
- L'augmentation de la complexité liée à la multiplication des systèmes va à l'encontre de la nécessité d'assurer la sûreté des vols. Cette assurance a un impact direct non seulement sur les coûts de conception mais aussi sur la maintenance.

En ce qui concerne le réseau hydraulique, son utilisation implique une forte augmentation de la masse des organes mécaniques et des fluides embarqués. Les problèmes de fuites et d'usures sont les inconvénients majeurs de ce type de transmission de puissance. Sa complexité a induit des essais de certification nouveaux, des procédures de maintenance strictes, etc. De même, l'utilisation d'instruments de bord mécaniques a certes permis d'exploiter les aéronefs dans des conditions plus difficiles (vol sans visibilité, atterrissage aux instruments, etc.) mais a induit une saturation du cockpit et un niveau de bruit élevé.

Ainsi, dans un souci de fiabilité, de maintenabilité, de flexibilité et de réduction de masse, différents réseaux électriques destinés à différents équipements électriques ont progressivement vu le jour dans le but de remplacer les équipements hydrauliques et mécaniques. Comme le montre le cockpit de l'Airbus A380, figure 2, l'électrification a fortement modifié les conditions d'exploitation des aéronefs.



Figure 2. Cockpit d'un A380 (2005) [A380]

Nous observons ainsi une très forte diminution des instruments de bord au profit d'écrans et la suppression de 2 membres d'équipages. Le chef mécanicien est remplacé par des systèmes électroniques de monitoring et le navigateur par les nouvelles technologies de localisation. Un autre changement important est la transformation du traditionnelle « manche à balais » en joystick dont la première apparition date de l'Airbus A320. En effet, comme sur l'A320, l'A380 n'est plus équipé de commandes de vol toutes hydrauliques qui restituent aux différents organes de direction un effort proportionnel à celui du pilote, mais avec des commandes de vol à commandes électriques dont le pilote ne donne qu'une direction à suivre. L'actionnement des gouvernes est quant à lui géré par des calculateurs prenant en compte non seulement les ordres du pilote, mais aussi diverses informations comme l'altitude, la limite de décrochage, les spécifications aérodynamiques de l'avion, etc.

## 2.2 Génération d'énergie dans un avion

Comme nous l'avons vu précédemment dans un avion, les énergies sont de deux types : l'énergie de propulsion et l'énergie de servitude dont le but est de faire fonctionner les systèmes embarqués. Que l'énergie soit hydraulique, pneumatique ou électrique, cette dernière doit être générée par différentes sources dans le but de garder en fonction les organes indispensables (commandes de vol, instruments de bords ...) y compris lorsque les moteurs de propulsion sont arrêtés (au parking, en panne). La figure 3 nous montre les systèmes de production et de stockage d'énergie : les réacteurs, l'*auxiliary power unit* (APU), la *ram air turbine* (RAT), les batteries et la prise de parc.



La principale source de génération d'énergie des avions est ses réacteurs qui servent à la fois de source d'énergie de propulsion et de source d'énergie de servitude. Une grande innovation apportée par l'électronique est l'utilisation du *full authority digital engine control* (FADEC) qui permet de gérer le fonctionnement du moteur grâce à un calculateur numérique de pleine autorité. Ce dernier a la possibilité d'agir sur tous les paramètres de réglages du moteur (débit carburant, positions des stators, etc.) sur toute leur plage de variation et prend en compte un certain nombre de paramètres comme la densité de l'air, la position des manettes de gaz, la température et la pression des moteurs.

Pour générer l'énergie hydraulique et électrique, un arbre relie le corps haute pression du réacteur à des génératrices hydrauliques et électriques. L'énergie pneumatique est quant à elle directement prélevée sur le compresseur du moteur. En ce qui concerne l'énergie électrique, le système couramment utilisé est l'*integrated drive generator* (IDG) qui fournit une tension de 115 V à une fréquence de 400 Hz. Ce dernier est cependant remplacé par le *variable frequency generator* (VFG) qui fournit une tension de 115 V à une fréquence comprise entre 360 et 800 Hz. L'utilisation d'un réseau alternatif variable vient du fait que le *constant speed drive* (CSD) qui régulait la vitesse de rotation du générateur pour fournir une fréquence fixe de 400 Hz à l'IDG a été supprimé. La suppression du CSD permet de s'affranchir d'un système coûteux (sous-brevet) et dont la fiabilité n'est pas optimale. On peut aussi arguer que cela permet une diminution de masse d'environ 20 % par rapport au CSD. Cependant, cette diminution est à relativiser puisqu'il est alors nécessaire d'ajouter des charges électroniques qui compensent une partie de cette réduction de masse.

L'APU est une turbine à gaz dont le but est de fournir de l'énergie indépendamment du fonctionnement des moteurs. Cette dernière est équipée d'un compresseur, qui permet la pressurisation de l'air de la cabine et le démarrage des moteurs, et d'un boîtier à engrenage dont l'arbre de sortie est connecté à différentes génératrices (pompe à carburant, pompe hydraulique, génératrice électrique). L'APU fonctionne généralement au sol et permet d'économiser du carburant en évitant d'utiliser les moteurs. Si l'APU a reçu le certificat de navigabilité *Extended range twin operations* (ETOPS), elle est capable de fonctionner en vol et notamment en haute altitude (13000 m) et à basse température (-60 °C). De plus, notons que l'APU est démarrée

électriquement grâce aux batteries. Enfin, avec l'augmentation des besoins en puissance électrique et la diminution de la puissance des autres réseaux d'énergie, certaines APU comme sur le Boeing 787 ne fournissent plus que de l'énergie électrique.

La RAT est une éolienne de secours permettant de fournir de l'énergie hydraulique et électrique à l'avion dans un cas critique comme une panne moteur et ainsi permettre à l'avion de se poser en assurant le fonctionnement de systèmes critiques comme les calculateurs ou les commandes de vol.

Les batteries permettent de conserver une source d'énergie électrique en cas de panne moteurs et ainsi de pouvoir alimenter les différents calculateurs et démarrer l'APU.

Les prises de parc permettent de connecter l'avion sur le réseau électrique de l'aéroport.

La figure 4 montre la génération d'énergie hydraulique, pneumatique et électrique de l'A380. C'est une architecture dite « 2H+2E », car elle est constituée de deux réseaux hydrauliques et deux réseaux électriques. Le réseau électrique principal est un réseau alternatif variable 115 V-360/800 Hz. L'intérêt de ce type de réseau alternatif est lié à la masse puisque pour une machine à courant alternatif, la masse est inversement proportionnelle à la fréquence d'utilisation. Par exemple, il est possible de gagner 80% sur la masse d'un alternateur si celui-ci tourne huit fois plus vite (rapport entre 50 Hz et 400 Hz). Cependant une trop forte augmentation de la fréquence va impliquer une technologie bien plus onéreuse du circuit magnétique et l'apparition d'effet de peau. Le choix du 115 V vient quant à lui du réseau électrique américain.

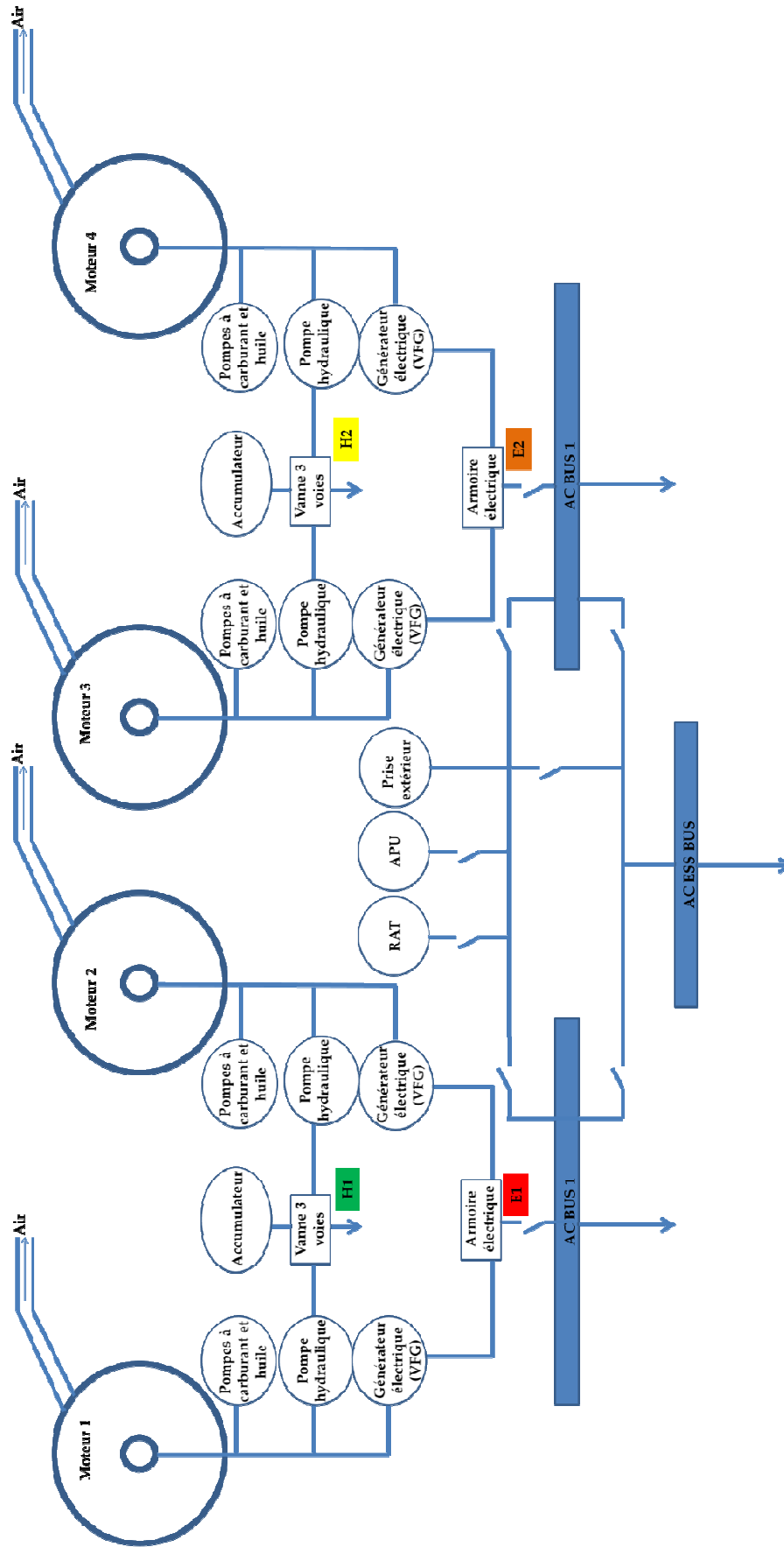


Figure 4. Architecture d'un réseau 2H+2E (A380)

## 2.3 Commandes de vol électriques

Les commandes de vol sont l'un des organes les plus critiques d'un avion. En effet, une anomalie sur ce système peut entraîner directement la perte de l'appareil. C'est pourquoi ces dernières ont toujours fait l'objet d'une attention particulière en termes de réalisation. Dans ce paragraphe nous présentons, après un bref rappel historique, le fonctionnement général des commandes de vol, puis nous détaillons le fonctionnement des différents actionneurs pour commandes de vol, qu'ils soient hydrauliques, électriques ou hybrides.

### 2.3.1 Historique des commandes de vol

À l'origine, les commandes de vol sont actionnées par le pilote à l'aide de câbles. Avec l'augmentation de la taille des avions, les commandes de vol nécessitent l'utilisation d'un système hydraulique lui-même commandé par des câbles. Le premier avion à utiliser un organe de pilotage à actionnement électrique est le Fock Wolf 190 A-8 (1944), représenté sur la figure 5, dont les volets d'intrados étaient actionnés par un vérin électrique.



Figure 5. Fock Wolf 190 A-8 (1944) [Fock Wolf]

Puis vint le premier avion civil équipé de commandes de vol à actionnement hydraulique mais pilotées électriquement par deux circuits électriques indépendants : le Concorde (1969). Notons cependant que le déplacement des organes de pilotage était directement proportionnel aux commandes du pilote. Le premier avion commercial « classique » à être équipé de commandes de vol électriques modernes, c'est-à-dire gérées par calculateurs, est l'A320 (1988). En 1994, Boeing introduit à son tour des commandes de vol électriques dans le Boeing 777.



### 2.3.2 Fonctionnement général des commandes de vol

Les commandes de vol sont un ensemble d'effecteurs qui permettent de contrôler l'évolution de l'avion dans l'espace suivant les trois directions (figure 6) à savoir : le lacet (axe verticale), le roulis (axe horizontale et dans la direction de la marche) et le tangage (axe horizontal et perpendiculaire à la marche). Pour mouvoir les commandes de vol, le pilote agit sur différentes commandes qui sont résumées dans le tableau 1.

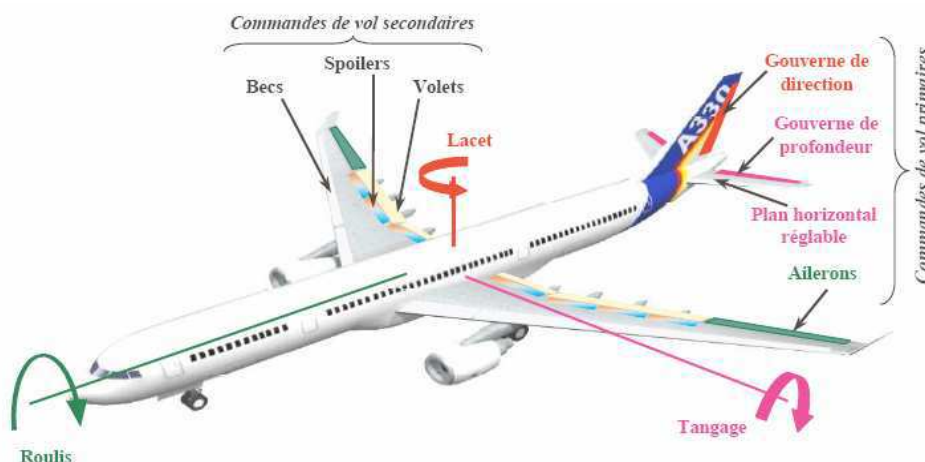


Figure 6. Commandes de vol [Sagem]

Tableau 1. Commandes de vol primaires

Axe de référence	Commande	Gouverne
Tangage	Manche	Profondeur
Roulis	Volant (Boeing), mini stick (Airbus)	Ailerons et spoilers
Lacet	Palonniers	Direction

Les commandes de vol sont de deux types. D'une part, il y a les commandes primaires qui sont utilisées pendant tout le vol et qui permettent de contrôler l'évolution de l'avion autour des trois axes :

- la gouverne de direction pour le lacet,
- les ailerons et spoilers pour le roulis,
- les gouvernes de profondeur et le plan horizontal réglable pour le tangage.

D'autre part, il y a les commandes de vol secondaires qui sont utilisées pendant les phases d'atterrissage et de décollage et qui permettent de modifier la configuration aérodynamique de l'avion :

- les hypersustentateurs (volets et becs) pour l'augmentation de la portance,
- les aérofreins pour la réduction de portance,
- les spoilers utilisés pour faire du roulis lorsqu'ils sont utilisés en différentiel, mais qui peuvent servir aussi d'aérofreins pour accélérer la descente ou après le touché des roues.

### 2.3.3 Actionneur pour commandes de vol

Lorsque que l'on parle de commandes de vol électriques, il faut distinguer les commandes de vol dont la commande est électrique mais dont l'actionnement se fait par des vérins hydrauliques et les commandes de vol dont la commande et l'actionneur sont électriques. Ce mémoire traitant de la partie commande des commandes de vol, nous considérerons par la suite que le terme « commandes de vol électriques » renvoie à des actionneurs commandés électriquement, que l'énergie de puissance soit hydraulique ou électrique.

À l'origine, les actionneurs des commandes de vol étaient uniquement hydrauliques, comme présentés sur la figure 7, et sur un unique réseau de puissance.

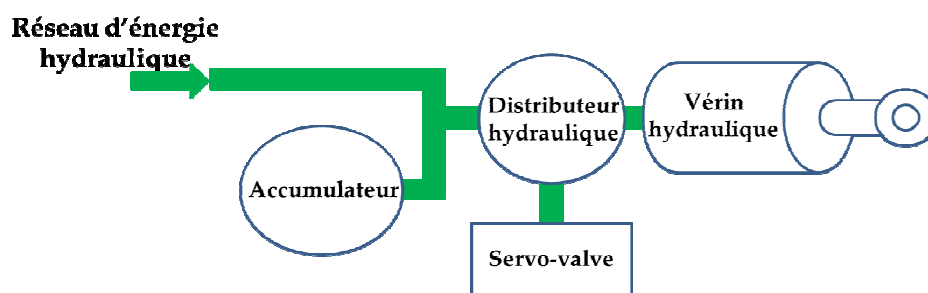


Figure 7. Actionneur hydraulique

Ensuite viennent les actionneurs « électriques » qui peuvent être de différentes conceptions. Premièrement, les *electro-hydrostatic actuators* (EHA), figure 8, sont alimentés par le réseau électrique qui fournit de l'énergie à une pompe hydraulique dédiée et actionnée par un moteur électrique.

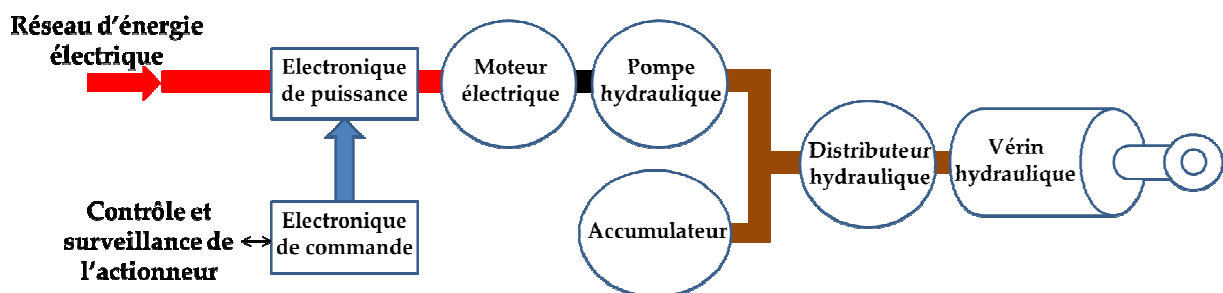


Figure 8. *Electro-hydrostatic actuator*

Deuxièmement, les *electrical back-up hydraulic actuator* (EBHA), figure 9, combinent les deux modes. Ils sont soit alimentés par le système hydraulique sur le même mode que les actionneurs standards, soit alimentés par le réseau électrique en secours, sur le même mode de fonctionnement que les EHA.

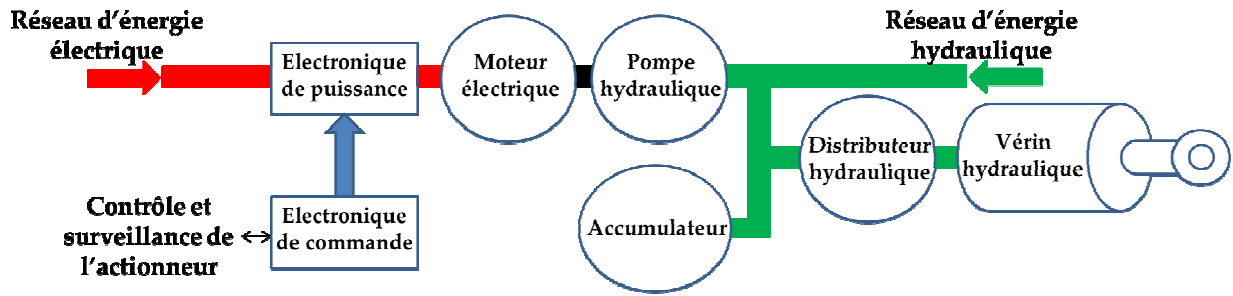


Figure 9. *Electrical back-up hydrostatic actuator*

Enfin, les *electrical mechanical actuator* (EMA), figure 10, sont alimentés directement par le réseau électrique qui actionne un moteur agissant directement sur les éléments mécaniques.

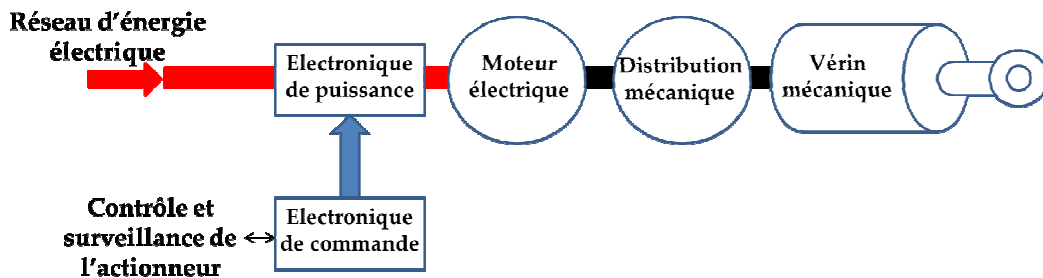


Figure 10. *Electromechanical actuator*

Sur la figure 11 est présentée la distribution de puissance pour les commandes de vol de l'A380 dont les réseaux d'énergie sont de type 2H+2E. À titre d'exemple, les trois voilures d'aileron (I/B, M, O/B) présentes sur une aile sont actionnées par six actionneurs, dont quatre actionneurs sont hydrauliques et deux actionneurs sont électriques. Le code des couleurs, figure 11, des réseaux d'énergie présents dans l'avion A380 est maintenu par rapport à la figure 4. Cela permet ainsi de voir la combinaison choisie pour alimenter ces actionneurs et de constater que ces réseaux d'énergie ne sont pas pris sur les mêmes réacteurs pour une même surface de voilure. Ce croisement garantit une plus grande sûreté de fonctionnement de la voilure en cas de perte d'un ou plusieurs réacteurs.

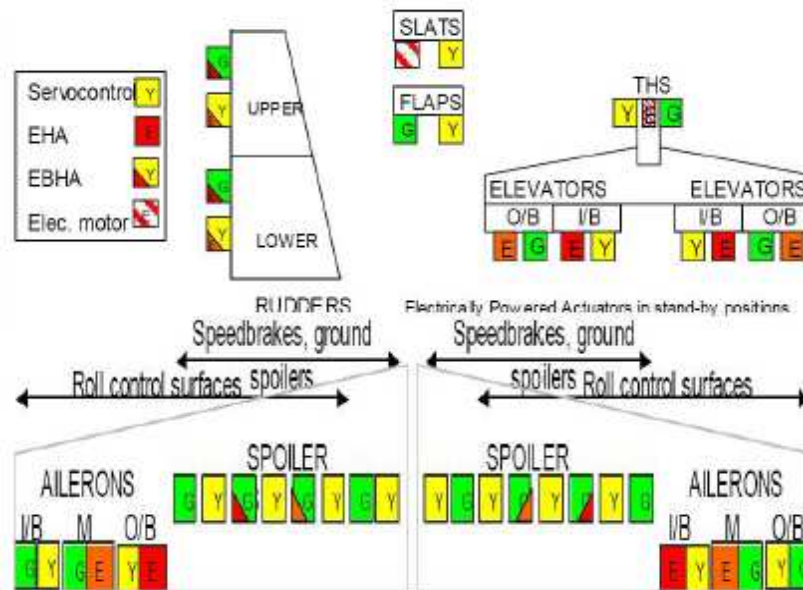


Figure 11. Répartition des réseaux de puissance pour les commandes de vol [Sagem]

Les actionneurs de l'A380 sont répartis sur deux réseaux électriques et deux réseaux hydrauliques. Cette architecture a un impact majeur sur l'évolution des réseaux d'énergie avion. Premièrement, la redondance d'énergie est augmentée puisqu'on passe d'un réseau 3H comme sur l'A320 (trois réseaux hydrauliques) à un réseau « 2H+2E ». La sécurité est encore améliorée grâce à la dissemblance des sources qui évite les défaillances communes sur les systèmes de même nature, comme une erreur de maintenance. De plus, l'utilisation de l'énergie électrique permet une meilleure flexibilité des équipements puisqu'il est plus facile d'isoler et de reconfigurer un réseau électrique. Ensuite, le remplacement des éléments hydrauliques supprime les risques de fuites, permettant ainsi de diminuer le temps moyen entre pannes (*mean time between failures* MTBF) et augmentant ainsi la disponibilité. Enfin, à terme, la généralisation des systèmes électriques permet une réduction de la masse des avions.

## 2.4 Réseau HVDC

Actuellement, l'utilisation de courant continu *high voltage direct current* (HVDC)  $\pm 270$  V DC pour le transport d'énergie vers les actionneurs destinés aux commandes de vol est à l'étude. Même si ces derniers fonctionnent toujours avec un courant alternatif, ce qui oblige à utiliser un onduleur, l'utilisation d'un réseau de puissance continu offre de nombreux avantages :

- Il n'est plus nécessaire de générer une tension parfaitement sinusoïdale aux niveaux des alternateurs ce qui permet de simplifier la géométrie des enroulements de ces derniers ;
- Il y a moins de contraintes sur les harmoniques au niveau de la conversion AC/DC ;
- La protection des disjoncteurs électronique ou *solid state power control* (SSPC) est plus simple puisqu'il n'y a plus d'inversion de polarité ;
- Il n'y a plus besoin de concevoir les architectures des réseaux dans le but d'équilibrer la puissance sur les 3 phases ;
- Il est possible d'utiliser la réversibilité de certaines charges comme les actionneurs de commandes de vol pour générer de l'énergie plutôt que d'utiliser des ballasts rhéostatiques. Cela évite ainsi les problèmes thermiques liés à ce type d'équipement. Notons que si des technologies récupération d'énergie sont utilisées, cela se fera sur le réseau *high voltage direct current reversible network* qui est connecté au réseau HVDC via des disjoncteurs et des filtres. Sur la figure 12 est présentée l'une des possibilités d'architecture HVDC pour les commandes de vol. Notons que, à l'instar d'autres architectures, chacun des actionneurs possède son propre réseau HVDC (réseau en étoile) protégé par un disjoncteur, ce qui garantit une meilleure robustesse par rapport à un réseau de type bus.

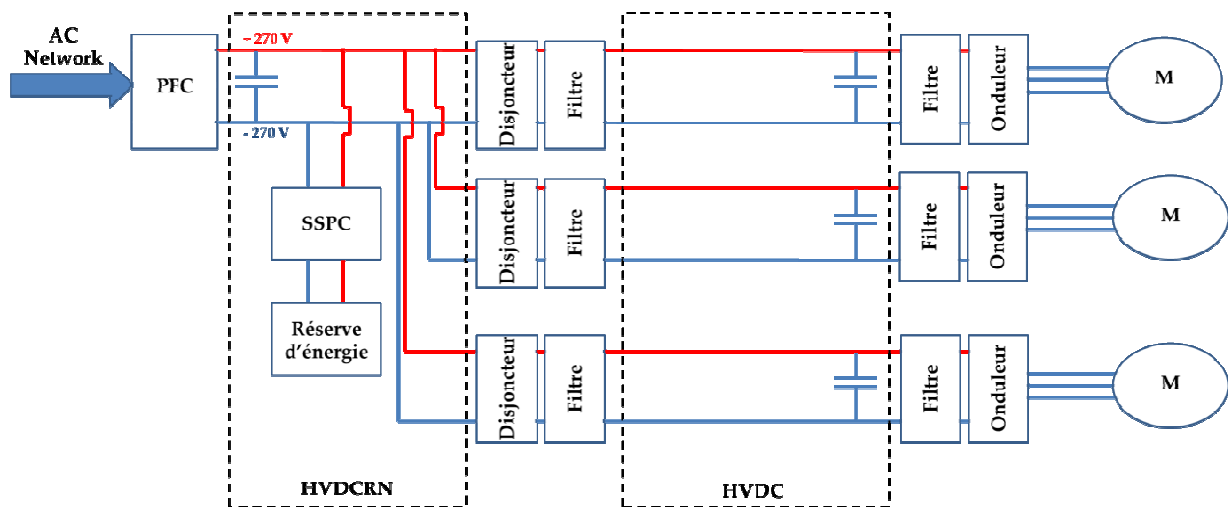


Figure 12. Réseau HVDC en mode réparti

### III. Introduction aux systèmes avioniques

#### 3.1 Systèmes de tolérance aux fautes

De par leur criticité, les commandes de vol sont conçues pour être tolérantes aux fautes. Un système tolérant aux fautes est un système qui nécessite des redondances. Cela consiste à disposer de plusieurs copies du même élément (équipement, processus ou tout autre élément matériel ou logiciel) [Schor89]. On peut classer les redondances en deux types :

- la redondance symétrique : les éléments sont semblables en tout point (doublement d'un bus par exemple),
- la redondance asymétrique ou différentielle : les éléments sont diversifiés (actionnement hydraulique redondé avec un actionnement électrique par exemple).

Pour assurer ces redondances, plusieurs stratégies peuvent être mises en place. Premièrement, la diversification, dont le but est d'utiliser des systèmes matériels ou logiciels qui ne sont pas issus du même processus de développement. Par exemple dans le domaine logiciel, on va concevoir plusieurs variantes d'une même fonction à partir d'une seule spécification fonctionnelle. Deuxièmement, la ségrégation physique, qui vise à répartir les équipements pour que ces derniers ne soient pas alimentés par une seule source que ce soit en termes de puissance ou d'information. Cela permet d'éviter qu'une panne simple immobilise le système. Ainsi, dans un avion, les équipements ne sont ni alimentés par une seule source hydraulique ou électrique, ni placés dans la même zone géographique. Par exemple, les calculateurs sont répartis de sorte qu'une destruction partielle de l'avion ne mette pas hors service une fonction critique ou essentielle. De même, les circuits hydrauliques et électriques ne suivent pas les mêmes chemins, tous comme les bus de communication.

Le dernier élément important dans la redondance est sa gestion. En effet, dans le cas où les différentes variantes d'un système redondant génèrent des sorties différentes il est nécessaire d'identifier quelles sont les variantes qui génèrent la sortie correcte. Pour ce faire il existe deux possibilités : le masquage et la détection/recouvrement.

Le masquage a pour but de rendre le système insensible aux fautes dans la limite définie par les exigences de la fonction. L'une des possibilités consiste à utiliser le vote majoritaire qui définit les données correctes comme les données majoritaires d'un ensemble de données redondantes avec le postulat qu'il y a une minorité de résultats erronés. On utilise le terme masquage car la sortie correcte correspond au meilleur consensus entre résultats des variantes, et les sorties incorrectes sont simplement ignorées. Cela n'empêche pas la mise en place d'une supervision du système redondant, qui détecte les variantes erronées et les signale en vue d'une maintenance corrective qui rendra au système son niveau de redondance d'origine.

La détection/recouvrement consiste à détecter les erreurs et demander une réémission ou une régénération des données. Citons par exemple les codes détecteurs d'erreur qui

permettent de rejeter les messages erronés et de demander une retransmission ou encore d'utiliser les dernières données jugées valides.

Dans les systèmes de commandes de vol, la redondance est utilisée pour la tolérance aux pannes matérielles. Dans les systèmes Airbus, des stratégies hybrides utilisent ces deux types de gestion de redondances.

### 3.2 Architectures avioniques

L'avionique désigne l'ensemble des équipements électroniques, électriques et informatiques qui permettent le pilotage des aéronefs comme les systèmes de navigation, radios, radars. Ces équipements ont pour but :

- de traiter les informations reçues par les capteurs,
- d'informer le pilote sur l'état de fonctionnement de l'avion (information géographiques, pannes...),
- de calculer les lois de commandes,
- de gérer différents systèmes de l'avion comme l'alimentation en air, les réseaux électriques.

C'est l'un des domaines de l'aéronautique qui connaît la plus grande croissance ces dernières années. Par exemple, de 1983 (Airbus A310) à 1993 (Airbus A340), le nombre d'équipements embarqués a augmenté de 50 %. Le coût des systèmes avioniques correspond actuellement à plus de 30 % d'un appareil civil.

Du fait de la grande variété des systèmes avioniques, ces derniers peuvent être classés en 3 catégories suivant leurs degrés de criticité [Grieu04] :

- les systèmes critiques, dont une défaillance peut avoir des conséquences catastrophiques comme la destruction de l'avion ou la perte de vies humaines. On peut citer les commandes de vol électriques qui rendent l'avion ingouvernable en cas de panne. Les systèmes critiques ont ainsi comme caractéristiques d'être de taille et de complexité limitée mais avec de nombreuses redondances et une ségrégation spatiale. Enfin ces systèmes doivent être déterministes et fonctionnent avec des constantes de temps relativement élevées, de l'ordre de 10 ms ;
- les systèmes essentiels, dont une défaillance compromet la mission en cours ou met en danger un nombre limité de vies humaines. Par exemple, sur un biréacteur ou quadriréacteur, un moteur est considéré comme essentiel puisqu'il est toujours possible de piloter l'avion avec une panne sur un moteur. Comme les systèmes critiques, les systèmes essentiels doivent être déterministes mais peuvent être de complexité plus élevée ;
- les systèmes non essentiels, qui ne rentrent pas dans les catégories précédentes mais dont le nombre augmente de plus en plus.

Concernant l'architecture des systèmes avioniques, du fait de la forte augmentation des équipements électriques et électroniques, les architectures ont évolué. Ainsi, en avionique classique, les calculateurs sont placés proches des équipements qu'ils contrôlent. Ces calculateurs sont alors reliés entre eux et au cockpit d'où proviennent

les informations de commandes. Le principal inconvénient de ce type d'architecture est le poids du câblage ainsi que le coût des équipements. Ce type d'architecture est dite architecture fédérée. Avec l'A380 est apparue l'avionique modulaire intégrée (*integrated modular avionics IMA, Arinc 651*). Le but principal de cette nouvelle architecture est de réduire les ressources matérielles et de les regrouper dans différents endroits de l'avion afin de réduire la longueur des câbles. Les différents organes de l'avion sont alors divisés en sous-systèmes comme les commandes de vol, le cockpit... Cependant, contrairement à l'architecture fédérée, les ressources informatiques de ces différents sous-systèmes sont mises en commun. Les principaux avantages de cette architecture sont d'une part son adaptabilité mais aussi sa plus grande facilité de maintenance. Sur la figure 13 est représentée l'architecture avionique d'un A400 M. On y voit les différents sous-systèmes avec les liens entre ces sous-systèmes.

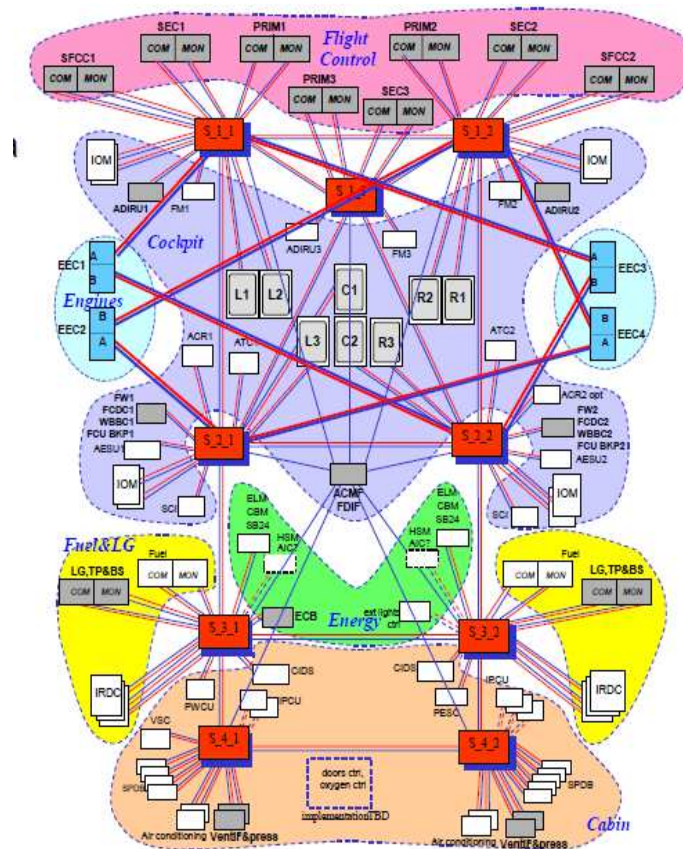


Figure 13. Architecture avionique de l'A400 M [Sagem]



### 3.3 AFDX

L'*avionics full duplex switched Ethernet* (AFDX) est un bus spécialement créé pour l'A380 et défini par l'ARINC 664 [ARINC664]. Il peut fournir un débit de 100 Mbit/s voire 1 Gbit/s. Ce bus réutilise les principes de l'Ethernet [IEEE 802.3] en l'adaptant aux contraintes avioniques. La technologie Ethernet a de plus l'avantage d'être non propriétaire puisque c'est un standard IEEE. De plus, ce type de bus est mature. Il est ainsi possible de réutiliser les études préexistantes, de bénéficier de l'expérience acquise sur ce type de technologie ainsi que des composants matériels existants (*commercial of the self COTS*). Cependant, le problème majeur relatif à l'utilisation de l'Ethernet en avionique est l'indéterminisme de ce bus. En effet, l'Ethernet utilise le système d'accès au canal *carrier sense multiple access with collision detection* (CSMA/CD). Avec cette technique, deux stations écoutent le canal et transmettent quand ce dernier est libre. Lorsqu'une communication entre en collision avec une autre, la station constatant la collision émet un signal de brouillage pour s'assurer que tous les nœuds détectent la collision. Les stations attendent ensuite un temps aléatoire avant de réémettre. Le problème d'accès au médium est donc directement fonction de cet algorithme. Pour pallier à ce problème il a été décidé d'utiliser des commutateurs ou *switch*. Pour ce faire, le réseau est construit en étoile avec un commutateur central dont chacun des ports est relié à un unique équipement. La connexion avec les autres équipements est effectuée en reliant les commutateurs entre eux. Le fait d'utiliser la commutation permet donc de supprimer les risques de collision sauf dans les liaisons point-à-point. D'où l'intérêt d'utiliser des communications bidirectionnelles *full duplex* et ainsi de s'affranchir totalement des algorithmes CSMA/CD. Pour réaliser une liaison *full duplex* des quadrifilaires sont utilisés. Ainsi, deux fils permettent la transmission et deux fils la réception. De plus, pour être déterministe, la latence maximale comme la gigue doivent être déterminées d'un bout à l'autre du système et aucune perte de trames due à la congestion ne doit être tolérée. Par contre, le risque de congestion demeure présent au sein des commutateurs. En effet, la mémoire des commutateurs est limitée et un trafic important peut la saturer. De plus, le stockage des trames dans les commutateurs peut fortement augmenter la gigue. Pour pallier à ces problèmes, la notion de *virtual links* (VL) a été développée. Le principe des VL est la ségrégation des flux c'est à dire que les problèmes d'un flux ne peuvent pas perturber les autres flux. Le but est de garantir une bande passante pour chaque flux, où ce dernier est le seul à pouvoir émettre. Pour ce faire un *slot* temporel est alloué à chaque VL. Cette solution a deux avantages, elle permet d'une part une meilleure sécurité des communications et d'autre part une meilleure compatibilité avec les autres bus avioniques comme l'ARINC 429, ce qui facilite l'implantation de l'AFDX.

### 3.4 Bus de terrain destinés aux commandes de vol

Les bus de terrain sont des bus dont l'utilisation est limitée géographiquement. Dans le cadre de l'aéronautique ces derniers sont utilisés sur un système bien précis comme les commandes de vol ou les trains d'atterrissage et sont ensuite connectés au réseau central ou *backbone* qui à terme devrait être l'AFDX. Sur la figure 14 est illustrée la connexion de 2 bus terrain X et Y au réseau AFDX via l'*input-output module* (IOM). Les bus terrains sont utilisés pour différents systèmes de l'avion, que ces derniers soient critiques ou non.

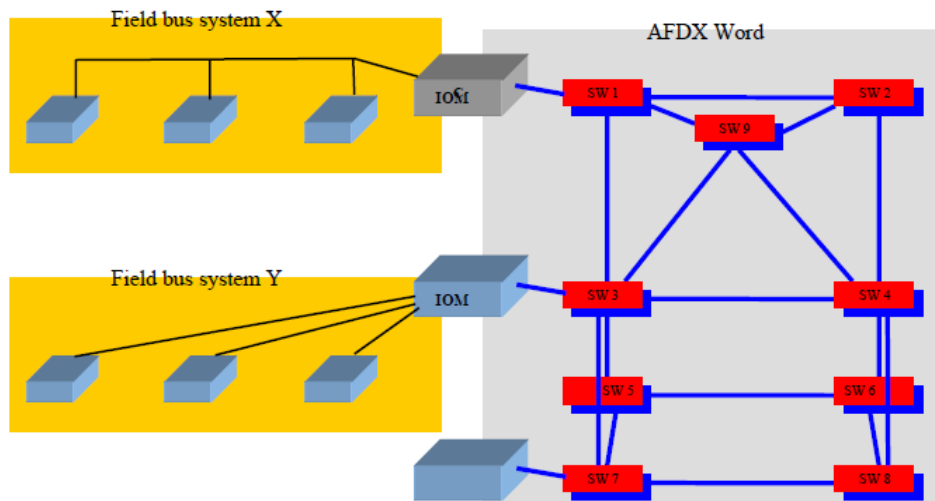


Figure 14. Schéma de connexion entre les bus terrain et l'AFDX [Sagem]

Dans l'avenir, du fait de l'augmentation croissante des besoins avioniques, les bus de terrain vont évoluer vers des technologies plus complexes comme le micro AFDX définis par Airbus. Cependant, dans cette thèse, nous nous limiterons aux bus de terrain utilisés pour les commandes de vol à savoir l'Arinc 429, le MIL-STD-1553 et l'Arinc 825 (CAN). Les commandes de vol étant des systèmes critiques, ces bus ont la particularité d'être robustes, déterministes et à bas débits, de l'ordre du Mbit/s. En effet, les commandes de vol ne nécessitent pas de bus de données complexes mais doivent recevoir une information totalement fiable puisqu'une commande erronée peut avoir des conséquences catastrophiques.

### 3.4.1 ARINC 429

L'Arinc 429 [Arinc429] est un bus avionique dont la première version date de 1968. Comme illustré sur la figure 15, c'est un bus de type maître esclave unidirectionnel composé d'un seul maître et d'au plus 20 esclaves. Le débit est soit de 12,5 kbit/s soit de 100 kbit/s. L'Arinc 429 est un bus réputé pour sa fiabilité grâce à sa simplicité technologique et ses protocoles utilisés. De plus le fait d'avoir un seul émetteur en fait un bus déterministe car aucune collision n'est possible. Cependant, le bus n'est pas *full duplex*. L'Arinc 429 est utilisé dans la majorité des avions de transport civil et dans d'autres aéronefs comme les hélicoptères Bell.

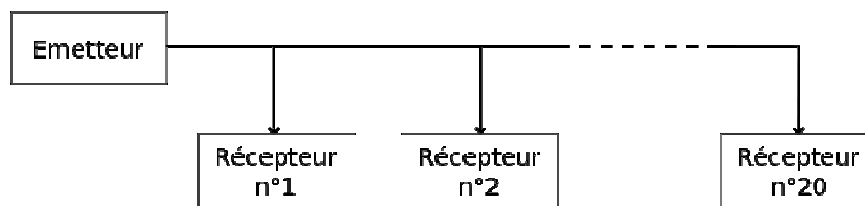


Figure 15. Topologie de l'ARINC 429 [Arinc429]

### 3.4.2 MIL-STD-1553

Le MIL-STD-1553 [MIL-STD-1553] est un bus avionique militaire américain dont la première version date de 1975. Comme illustré sur la figure 16, c'est un bus de type maître esclave bidirectionnel. Ce bus est composé d'un gérant de bus (bus controller - BC) qui dirige les différentes communications sur le bus, des abonnées (*remote terminal* -RT) qui communiquent sur le bus et d'un moniteur de bus (*bus monitor* BM) qui écoute le bus. Le débit est de 1 Mbit/s et l'accès au canal se fait en TDMA ce qui en fait aussi un bus déterministe. Le MIL-STD-1553 est utilisé dans de nombreux avions de combat américains mais aussi dans des avions civils comme l'Airbus A350.

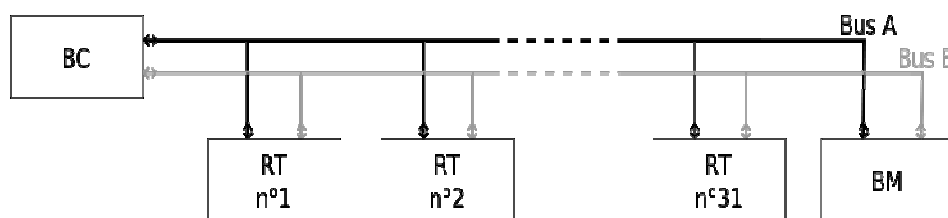


Figure 16. Topologie du MIL-STD-1553 [MIL-STD-1553]

Dans le MIL-STD-1553 les trames sont composées d'un mot de commande qui contient diverses informations, comme l'adresse du message, et plusieurs mots de données qui contiennent la charge utile. Ensuite le récepteur renvoie un mot de statut pour acquitter.

### 3.4.3 ARINC 825

L'Arinc 825 est une standardisation du bus CAN pour l'aéronautique dont la dernière mise à jour date de 2011. C'est un bus bidirectionnel comme illustré sur la figure 17. Suivant la documentation technique du CAN [Arinc825][CAN96], l'accès au canal se fait en CSMA/CA qui n'est pas un algorithme déterministe. La solution est donc d'utiliser un réseau mono-maitre comme un réseau de type *serial peripheral interface* (SPI).

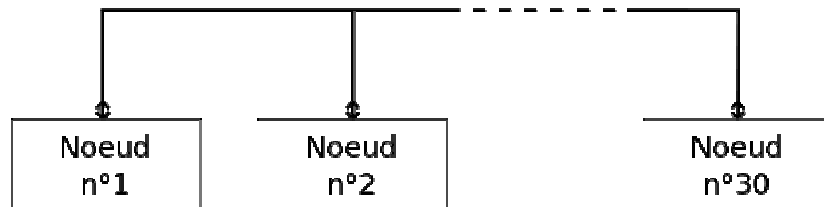


Figure 17. Topologie de l'ARINC 825 [Arinc825]

Le tableau 2 résume les paramètres importants des bus terrains précédemment cités.

Tableau 2. Récapitulatif des bus terrains

Caractéristiques	Arinc 429	MIL-STD-1553	Arinc 825
Première version	1968	1975	2011
Débit (Mbit/s)	0,0125 ou 0,1	1	1
Taille des trames (bits)	32	40	64-128
Durée d'un bit ( $\mu$ s)	$125 \pm 2,5\%$ ou $10 \pm 2,5\%$	$1 \pm 0,1\%$	1
Durée d'une trame ( $\mu$ s)	320	40-660	64-128
Espace inter trame	$40 \mu\text{s} \pm 2,5\%$	$4 \mu\text{s}$	3 bits
Accès au canal	Bus unidirectionnel	TDMA	CSMA déterministe

## IV. Introduction générale à la technologie courant porteur en ligne

Le but de cette thèse étant d'appliquer le CPL aux commandes de vol, nous allons dans ce paragraphe expliquer de manière simplifiée le fonctionnement de cette technologie après un bref rappel historique. Ensuite nous présenterons l'état de l'art que ce soit pour l'*indoor* ou dans les systèmes embarqués. Certains éléments relatifs à l'étude du canal de propagation et aux communications numériques seront abordés dans ce paragraphe mais ne seront pas immédiatement détaillés. Pour avoir une explication plus précise il sera possible de se reporter aux chapitres II et III.

### 4.1 Principe et historique du CPL

La technologie CPL est relativement ancienne, puisqu'elle date de la fin du 19<sup>e</sup> siècle avec le brevet qui porte sur un compteur de ligne d'alimentation électrique de signalisation [Routin1897]. Ensuite, en 1905 un brevet est déposé aux Etats-Unis sur la lecture à distance de compteurs électriques à l'aide d'un fil de signalisation supplémentaire [Thoradson1905]. Puis, les fournisseurs d'électricité américains se sont servis de cette technologie dans le but de contrôler les réseaux à distance. Dans les années 1930, les CPL sont utilisés sur les réseaux basses et moyennes tensions avec des modulations ASK ou PSK [Brown99]. A partir des années 1970, les modules CPL X10 sont développés pour les industriels et les particuliers. Ils permettent d'atteindre un débit de 20 bit/s [X10]. Cependant ce n'est vraiment qu'à partir des années 2000 que le CPL commence à prendre son envol avec des études menées par EDF R&D. En 2005 arrive le standard Homeplug 1.1 avec un débit de 85 Mbit/s et en 2007 Homeplug Av avec un débit de 200 Mbit/s sur la bande [1,8-30] MHz [Homeplug Av].

Le principe de la technologie CPL consiste à faire transiter un signal électrique informationnel sur une ligne électrique de puissance. Cette technologie peut être utilisée de deux façons. La première est d'utiliser un réseau électrique déjà présent afin de faire transiter des communications, comme des données multimédia. La deuxième est d'utiliser le réseau de puissance d'un système pour y faire passer une information de commande électrique. Sur la figure 18 est présenté un réseau entre deux ordinateurs utilisant une liaison CPL. Sur la figure 19 est représentée la commande d'un moteur. Sur ces deux configurations deux éléments sont indispensables à la transmission. D'une part les modems, dont le but est d'adapter le signal numérique au canal de propagation et les coupleurs dont le but est de connecter les modems sur le réseau de puissance en assurant l'isolation galvanique. D'autre part, le type de réseau d'énergie auquel est connecté le système CPL a un impact non négligeable sur celui-ci. En effet, pour des communications de type « internet », les réseaux sont des réseaux nationaux de type 230 V/ 50 Hz en Europe. Il est donc possible de dimensionner les modems via des études statistiques et de créer un standard pour tous les pays utilisant ce type de réseau. Enfin notons que ce type

d'application privilégie les hauts débits au détriment du déterminisme et des contraintes temps réel.

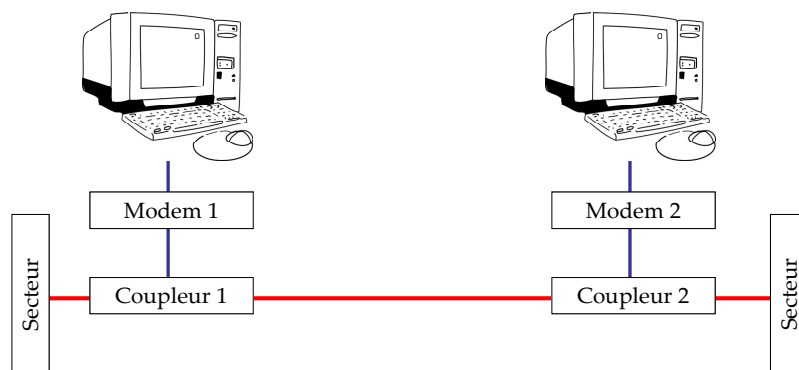


Figure 18. Système CPL pour une communication type « internet »

Pour le deuxième type de configuration, il est beaucoup moins aisé de définir des normes ou standards puisque les réseaux d'énergie utilisés, ainsi que les diverses normes électriques et électromagnétiques, sont totalement différents. En effet, peuvent être utilisés des réseaux automobiles, avions, trains, bateaux ou industriels. Par exemple, les normes de compatibilité électromagnétique relatives à ces divers équipements sont totalement différentes, et notamment celles qui concernent les perturbations conduites ou rayonnées ainsi que la puissance d'émission autorisée du système CPL. Ainsi, pour chacun de ces réseaux, une étude approfondie est nécessaire dans le but d'adapter les systèmes CPL aux contraintes locales.

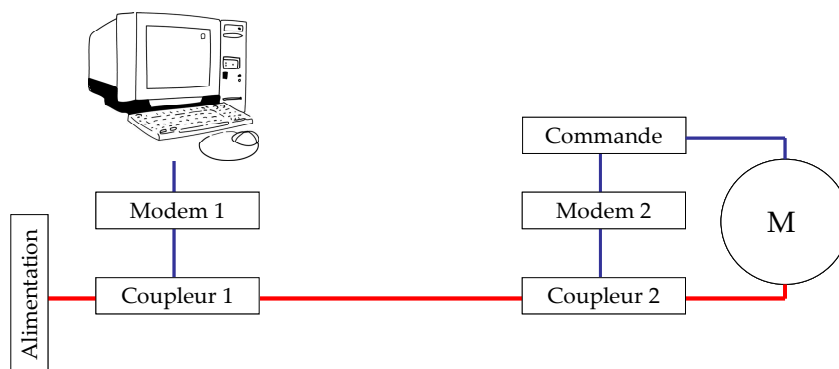


Figure 19. Système CPL pour une commande moteur

Le cœur de cette étude étant la communication numérique, l'étude bibliographique se limitera aux différentes technologies de communications numériques.

## 4.2 Standard Homeplug Av

Actuellement, le principal standard CPL utilisé pour des applications multimédia est le standard Homeplug Av qui atteint un débit théorique de 200 Mbit/s sur la bande [1,8 ; 30] MHz [Homeplug Av]. Les principaux blocs de la chaîne de transmission sont présentés sur la figure 20.

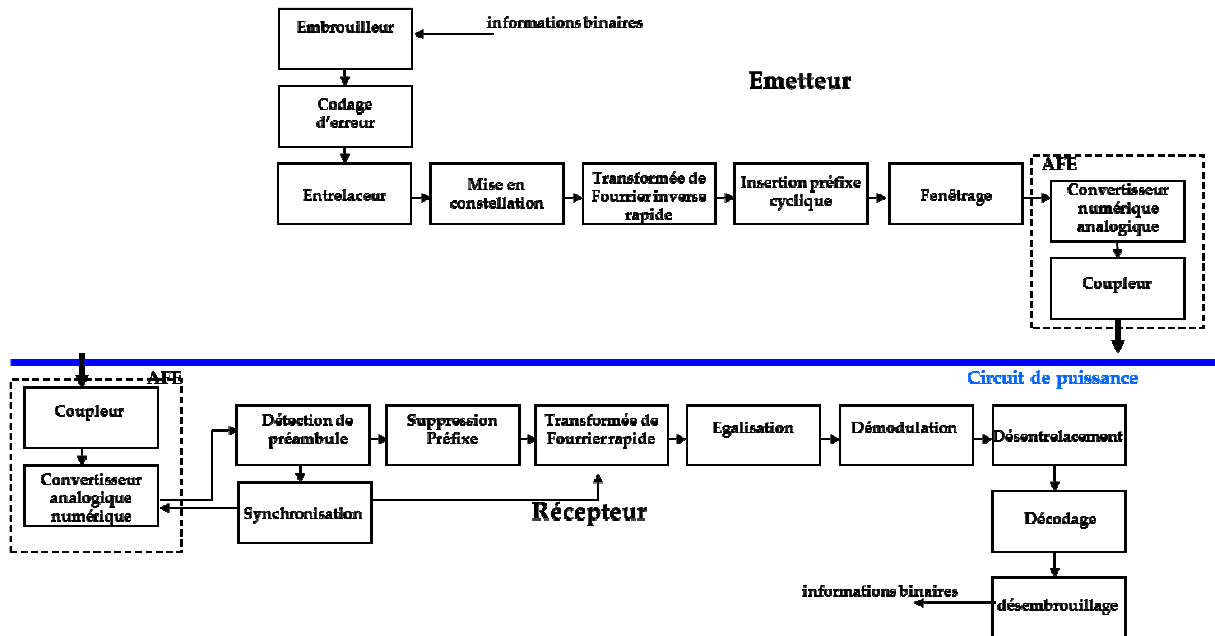


Figure 20. Couche physique du standard Homeplug Av

Le codage de canal est constitué d'un embrouilleur, d'un turbocode de taille 16, 136 ou 512 octets et d'un entrelaceur. La technique de transmission utilisée dans ce standard est de type *windowed*-OFDM. Cette technique de multiplexage en fréquence utilise plusieurs sous-porteuses orthogonales entre elles et modulées en bande de base. Le nombre de bits par sous-porteuse peut être différent suivant la valeur du rapport signal sur bruit (signal to noise ratio – SNR). Pour cela, le canal est sondé et l'ordre de la modulation est déduit d'une table pré établie. Cette technique est appelée allocation binaire ou *bit loading*. Le nombre de bit par sous-porteuses possible est :

- BPSK : (Binary Phase Shift Keying) : 1 bit par sous-porteuses
- QPSK : (Quadrature Phase Shift Keying) : 2
- 8-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) : 3
- 16-QAM : 4
- 64-QAM : 6
- 256-QAM : 8
- 1024-QAM : 10

Pour lutter contre les interférences inter-porteuses et inter-symboles, le standard Homeplug Av stipule l'utilisation d'un préfixe cyclique de 5,56  $\mu$ s, 7,56  $\mu$ s ou 40,96  $\mu$ s. Le symbole OFDM est composé de 1536 sous-porteuses sur la bande [1 ; 37,5] MHz. Cependant, seules 1155 sous-porteuses peuvent être utilisées sur la bande

[1,8 ; 30] MHz entre la 74<sup>e</sup> et la 1228<sup>e</sup>, ceci pour respecter les normes électromagnétiques. À ces 1155 sous-porteuses, il convient d'en éteindre encore 238 pour ne pas interférer avec les différentes bandes radioamateurs dans le gabarit américain. Au final, seulement 917 sous-porteuses sont utilisables. Enfin, en ce qui concerne la couche MAC, le système d'accès au canal est un système hybride utilisant le *carrier sense multiple access with collision avoidance* (CSMA/CA) et le *time division multiple accès* (TDMA). Ces deux techniques sont dirigées par le coordinateur central ou *central coordinator* (CCo). Pour ce faire, sont considérées des périodes de 40 ms divisées en trois parties. La première partie, le *beacon*, permet d'effectuer les contrôles sur les différents nœuds du réseau. Ensuite une période est dédiée au CSMA/CA et une autre au TDMA. Le CSMA/CA a pour avantage d'apporter de la flexibilité aux transmissions mais dans le cas où une meilleure qualité de service est requise, le TDMA est utilisé.

Les principales caractéristiques du standard Homeplug Av sont présentées dans le tableau 3.

**Tableau 3. Récapitulatif des caractéristiques du standard Homeplug Av**

Paramètres	Valeurs
Bande passante	[1,8 ; 28] MHz
Fréquence d'échantillonnage	75 MHz
Nombre de sous-porteuses totales	1536
Nombre de sous-porteuses utiles	917
Constellation	BPSK, QPSK, 8-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256 QAM, 1024-QAM
Technique de transmission	windowed OFDM
Taille de FFT	3072
Temps symbole OFDM sans préfixe cyclique	40,96 $\mu$ s
Durée du préfixe cyclique	5,56 $\mu$ s; 7,56 $\mu$ s ; 40,96 $\mu$ s
Type de codeur	Turbocode
Débit maximum	200 Mbit/s
Technique d'accès au canal	CSMA/CA & TDMA

Notons de plus que le standard Homeplug Av continue d'évoluer avec l'Homeplug Av2. Ce nouveau standard devrait permettre des débits de l'ordre du Gbit/s sur la bande [1,8 ; 86] MHz avec une constellation maximale de 4096-QAM. Il est de plus désormais possible d'utiliser la technologie MIMO. Enfin notons qu'il utilise un turbocode de rendement 1/2, 16/21 ou 8/9.



### 4.3 Autres standards CPL

Parallèlement au standard Homeplug Av, d'autres organisations ont développé leurs propres standards ou normes. L'*universal powerline association* (UPA) a été fondée en 2004 pour développer le CPL en collaboration avec le projet OPERA [UPA]. L'UPA utilise des modules DS2 et a créé la norme *digital home standard* (DHS) qui a pour but de spécifier les composants électroniques dans le but de concevoir des circuits intégrés pour la voix, la vidéo et la distribution de données sur lignes électriques. L'HD-PLC est un consortium fondé en septembre 2007 par Panasonic. Ce consortium regroupait 27 membres en juin 2013. L'objectif est de développer la technologie CPL pour différents types d'application. Les caractéristiques principales de ces standards CPL sont présentées dans le tableau 4.

Tableau 4. Principaux standards CPL

Paramètres	HD-PLC	P1901 Homeplug	UPA
Modulation	wavelet OFDM	window OFDM	window OFDM
Codage canal	RS-CC, LDPC	Turbocode	RS+4D-TCM
Constellation	PAM 2-32	QAM 2, 4, 8, 16, 64, 256, 1024	ADPSK 1-1024
Taille de FFT	512 (extensible 2048)	3072	NC
Nombre totale de porteuses	NC	1536	1536
Fréquence d'échantillonnage	62,5 MHz	75 MHz	NC
Bande de fréquence	[4 ; 28] MHz	[2 ; 28] MHz	[0 ; 30] MHz
Débit brut	190 Mbit/s	200 Mbit/s	200 Mbit/s
DSP	NC	-56 dBm/Hz	-56 dBm/Hz
Système d'accès au canal	TDMA-CSMA/CA	TDMA-CSMA/CA	ADTDM
Nombre maximal de nœud	64	Nc	64

Notons enfin, que les standards Homeplug Av et HD-PLC ont été regroupés dans la norme IEEE P1901 [IEEE P1901].

### 4.4 État de l'art dans les systèmes embarqués

Du fait des résultats encourageants des CPL dans les réseaux « indoor », de nombreuses études ont vu le jour dans le but d'appliquer le CPL aux systèmes embarqués dans les bateaux, les trains, les voitures, ou encore les avions. La technologie CPL se prête particulièrement à ce type d'application. D'une part, le nombre de systèmes électriques et électroniques ne cesse de croître dans les différents véhicules, ce qui permet d'avoir accès à quasiment tous les systèmes, que ce soit des systèmes de confort ou de sécurité. D'autre part, les systèmes embarqués sont constamment soumis aux contraintes de poids et d'encombrements, une technologie permettant à la fois d'apporter de nouveaux liens de communication sans rajouter de câbles est donc la bienvenue.

Dans les bateaux, la technologie CPL est intéressante car, du fait de la forte épaisseur des parois métalliques, les transmissions sans fils ne sont pas adaptées. Par exemple, sur un navire de croisière, la longueur du câblage peut atteindre 3000 km ce qui offre de nombreuses applications possibles pour la technologie CPL. Cependant, les réseaux électriques présents sur les navires sont entrecoupés de nombreux systèmes électriques comme des transformateurs ou des armoires électriques, qui peuvent fortement gêner les communications. Citons les études faites dans [Barmanda10] et [Antoniali11] qui ont proposé des mesures de fonction de transfert et de débit sur des navires de croisière. La modélisation de canaux de propagation ainsi qu'un bilan de liaison pour un navire de l'US Navy sont proposés dans [Akinnikawe09]

Dans les trains, l'utilisation du CPL peut s'avérer utile pour des applications multimédia ou pour divers systèmes de contrôle comme des caméras de surveillance. Une étude préliminaire du canal de propagation a été faite dans [Barmanda08]. La difficulté d'adapter le CPL aux trains vient du fait que leur conception peut être très différente d'un modèle à l'autre, et les nombreux équipements électriques et électroniques peuvent être très bruyants. Dans ce papier, il est proposé d'utiliser le CPL sur la ligne électrique de contrôle. Ce câble a l'avantage de parcourir tout le train, d'être de conception universelle et de fabrication robuste.

Ensuite, dans l'automobile, de nombreuses études sont à l'œuvre pour l'implantation du CPL destiné à divers équipements. En effet, l'automobile n'échappe pas à l'augmentation croissante d'équipements électriques et électroniques, que ce soit pour le confort comme l'aide au stationnement ou pour différents organes de sécurité. L'utilisation du CPL permettrait par exemple de diviser par deux le temps de pose des feux antibrouillards selon Valeo. Dans [Carrion06], la modélisation et la caractérisation des canaux de propagation en milieu automobile ont été réalisées. La modélisation de la fonction de transfert d'un réseau 12 V est réalisée grâce au logiciel CRIPTE [CRIPTE] et permet de modéliser des torons non torsadés. Ces modèles sont alors confrontés à des mesures effectuées sur une Peugeot 407, un Renault Scenic et une Volkswagen Passat. Dans [Gouret07] l'adaptation du standard Homeplug Av à l'automobile est présentée. À la suite de mesures de canaux de propagation, la chaîne de transmission a été optimisée dans le but de minimiser le TEB. En outre, un démonstrateur a été réalisé pour un système de caméra vidéo pour l'aide au stationnement. Plus récemment, dans [Tanguy12] plusieurs canaux de propagation ont été étudiés sur une Peugeot 407 SW. Enfin, un démonstrateur a été réalisé et transmet sur la bande [1 ; 25] MHz avec une carte USRP2 développé par Ettus/NI.

Nous terminons cet état de l'art par le domaine qui nous concerne à savoir l'aéronautique. En effet, les aéronefs sont plus que tous les autres véhicules soumis aux contraintes de poids et d'encombrements. De plus, la taille des avions permet d'envisager des réductions de câbles de plusieurs centaines de mètres assez aisément. Enfin, l'électrification des avions aux cours des dernières années laisse espérer la possibilité d'utiliser le CPL pour de très nombreuses applications comme les commandes de vol, les trains d'atterrissage, les inverseurs de poussée, les systèmes de pompage ou encore la transmission d'informations entre différents systèmes

informatiques. Une première série d'études issues du projet Taupe (*Transmission in aircraft on unique path wires*) propose d'utiliser le système d'éclairage cabine pour transmettre des données numériques [Taupe11], [Taupe11\_2] et [Taupe12]. Dans ces études, des mesures de fonction de transfert ainsi que la modélisation des canaux sous CRIPTE ont été faites. Ensuite des modems inspirés du standard Homeplug Av ont été employés pour des mesures de débit. Dans [Kilani13], la caractérisation d'un canal de propagation sur un réseau triphasé situé entre un onduleur et un actionneur destiné aux trains d'atterrissage est présentée. Les gains d'insertion sont mesurés sur un réseau triphasé avec trois longueurs de câbles différentes : 3 m, 7 m et 20 m, sur la bande [1 ;50] MHz. De plus, deux types de coupleur sont utilisés, les coupleurs inductifs (pince d'injection/réception de courant) et les coupleurs capacitifs. Les charges terminales sont quant à elles composées d'un convertisseur à modulation de largeur d'impulsions (MLI) de fréquence de hachage 20 kHz alimenté par une tension de 100 V et d'un moteur électrique fonctionnant à une fréquence de 50 Hz.

Comme nous l'avons vu précédemment, de nombreuses études traitent des CPL pour les systèmes embarqués. Cependant, aucune de ces études ne traite des CPL appliqués à un système critique comme les commandes de vol. Un autre élément important à prendre en compte est la possibilité d'influer sur la conception du réseau électrique. En effet, dans les diverses tentatives d'utilisation du CPL pour les systèmes embarqués, les réseaux de puissance sont considérés comme figés. Le système CPL doit alors s'adapter sur un canal qui n'a pas été conçu pour des transmissions hautes fréquences. Dans ce projet, la marge de manœuvre est beaucoup plus grande puisque le réseau HVDC n'est pas encore implémenté dans l'avion. Il est alors possible de proposer des architectures plus adaptées aux transmissions d'informations comme l'utilisation de paires torsadées voire de quadrifilaires AFDX. Comme il n'existe aucun standard CPL pour les systèmes critiques aéronautiques, ce mémoire constitue la première étape pour le dimensionnement de la couche physique et *media access control* MAC d'une transmission CPL relative aux commandes de vol.

## **V. Intérêt de l'utilisation du CPL pour les commandes de vol par rapport aux autres technologies de transmission**

Dans ce paragraphe nous cherchons à comparer les différentes technologies de transmission possible des informations relatives aux commandes de vol dans le but de justifier de l'intérêt des CPL. Nous ne chercherons pas à faire une étude exhaustive, celle-ci sortant largement du cadre de cette thèse mais nous avancerons des arguments pertinents qui permettent de justifier la présente étude.

Pour le pilotage des commandes de vol électriques, quatre types de transmissions ont été identifiées : le bus classique, la fibre optique, les communications sans fil et les CPL.

Le bus classique est la technologie principalement utilisée à l'intérieur de l'avion pour les différents types de communication. Son principal intérêt est sa fiabilité puisque la communication se fait sur un support dédié (paire torsadée) spécialement dimensionné pour la transmission d'un signal informationnel. C'est aussi son principal défaut puisque cela augmente considérablement le nombre de câbles et de connexions dans les avions.

La fibre optique a pour avantage d'être insensible aux perturbations électromagnétiques et ne génère pas de rayonnement électromagnétique. De plus, avec ce type de support, les communications sont extrêmement rapides. Cependant, à l'heure actuelle, peu d'avions civils sont équipés de fibres optiques pour les applications critiques comme les commandes de vol. Notons le cas de l'A350 qui utilise des fibres optiques pour la transmission de données destinées à des écrans multifonction à destination des pilotes (Arinc 818). En effet, même si la fibre optique a considérablement évolué au cours de ces dernières années, les avionneurs et équipementiers sont encore réticents à utiliser ce type de technologie. La première raison est sa fragilité (sensibilité aux vibrations, aux cassures et à l'humidité) ce qui pourrait occasionner de nombreux dégâts lors des phases de maintenance et de fonctionnement. De plus, contrairement à un câble, la réparation est plus délicate et il est souvent nécessaire de changer intégralement la fibre. Enfin, le dernier inconvénient est la nécessité d'utiliser un support dédié ce qui ne résout pas les problèmes de câblage.

Dans le but de réduire la longueur de câble la meilleure solution semble être la technologie sans fil. En effet, il est possible de s'affranchir d'un support dédié et de communiquer sur des bandes de fréquence fortement atténuées par l'air comme la bande 60 GHz. Ce type de communications ne se fait cependant pas sans inconvénients. Ainsi, la technologie sans fils est vulnérable du point de vue de la compatibilité électromagnétique et il est actuellement difficile de trouver une bande de fréquence qui soit compatible avec le monde entier puisque ces dernières ne sont pas allouées de la même manière suivant les états.

Reste la technologie CPL qui offre de nombreux avantages et dont ce présent mémoire cherche à prouver sa fiabilité pour les commandes de vol. Ainsi, les CPL

permettent une transmission sans support dédié puisqu'ils utilisent un support existant, à savoir les câbles de puissance. Il est de plus possible de faire du monitoring sur les lignes de puissance. Cependant le principal inconvénient de cette technologie est la compatibilité électromagnétique. En effet, il est nécessaire d'une part d'être suffisamment robuste aux perturbations dues aux charges présentes sur la ligne et notamment aux bruits impulsifs, mais il faut vérifier d'autre part, que la puissance d'émission du système CPL respecte les spécifications aéronautiques. Pour respecter ces contraintes, il est nécessaire d'effectuer une étude approfondie pour vérifier la qualité de service offerte par ce type de système.

## VI. Présentation de l'étude

### 6.1 Intérêts du CPL pour les commandes de vol

Sur la figure 21 est représentée la commande et l'alimentation d'un moteur sur un futur réseau HVDC. L'*electronic control unit* (ECU) permet d'une part de transmettre les informations du calculateur au *motor control unit* (MCU) et de recevoir des informations de position du capteur. Sur cette architecture, il est donc nécessaire d'utiliser deux câbles pour l'alimentation entre le *breaker* ou disjoncteur et le convertisseur DC/AC, et quatre câbles entre l'ECU et le MCU, deux pour la commande et deux pour le monitoring (détection de défaillance). Enfin, il reste deux câbles pour la transmission entre le capteur et l'ECU. La plus grande distance étant entre l'ECU et le MCU, il est proposé d'utiliser le réseau HVDC pour effectuer la transmission entre l'ECU et le MCU grâce à la technologie courant porteur en ligne.

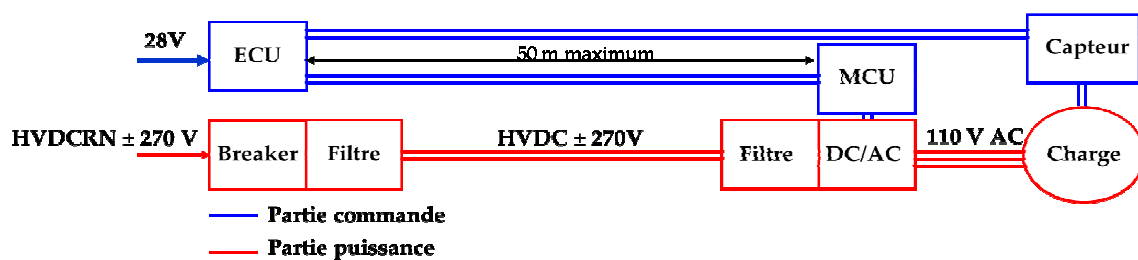


Figure 21. Schéma d'une commande moteur classique sur réseau HVDC

Dans la figure 22 nous proposons une possibilité d'architecture de commande moteur avec l'utilisation de la technologie CPL. Pour ce faire, la commande moteur issue de l'ECU est transmise sur le réseau HVDC par l'intermédiaire d'un modem CPL et est récupérée de l'autre côté du réseau grâce à un autre modem CPL puis transmise au MCU. Le choix de remplacer la liaison ECU-MCU ne vient pas uniquement de la longueur de câble puisque l'un des intérêts de communiquer sur le réseau HVDC est que ce dernier est filtré [DO-160]. En effet, des équipements comme les onduleurs ou les organes de commandes moteur peuvent être très polluants et ainsi grandement perturber les communications.

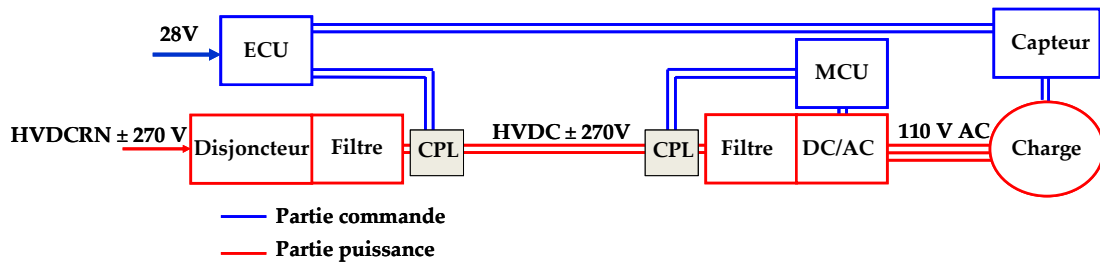


Figure 22. Schéma d'une commande moteur avec CPL sur réseau HVDC

## 6.2 Nécessité de redéfinir la couche physique

Un standard comme le standard Homeplug Av a été développé pour les réseaux multimédia *indoor* et n'est pas adapté à une utilisation pour les commandes de vol. En effet, les hypothèses relatives aux réseaux *indoor* diffèrent de celles utilisées pour des réseaux critiques aéronautiques. Par exemple, les réseaux *indoor* ont une topologie variable à la fois dans l'espace et dans le temps. Dans l'espace, puisque suivant l'endroit où les modems CPL vont être branchés, la topologie des réseaux ainsi que la qualité du câblage vont être totalement différentes. Ensuite, variable dans le temps puisque le nombre de nœuds peut évoluer relativement rapidement, et le réseau peut évoluer dans le temps au gré des appareils ménagers branchés sur le réseau domestique. Dans un avion ces problèmes ne se posent pas puisque les réseaux sont fixes dans tous les cas (topologies fixes, nombre de nœuds constant). De plus, les communications multimédia sont des communications qui doivent certes fournir un débit important mais qui ne sont pas soumises aux contraintes temps réel ou au déterminisme. Ainsi, le système d'accès au canal Homeplug Av est une solution hybride de CSMA/CA et TDMA ce qui n'est pas satisfaisant du point de vue du déterminisme, puisque la probabilité de collision avec l'algorithme CSMA/CA n'est pas nulle. Ainsi, un système d'accès au canal par TDMA est requis pour notre type d'application.

Ces diverses différences, dont la liste n'est pas exhaustive, font qu'adapter le standard Homeplug Av sur un réseau critique aéronautique n'est pas judicieux, d'où la présente étude.

## 6.3 Définition de l'étude

Sur la figure 23, le système CPL est constitué d'un modem et d'un coupleur. Les coupleurs sont connectés sur le réseau HVDC entre les filtres. De plus, les coupleurs ayant été réalisés par SAGEM, le sujet de la présente étude concerne alors le dimensionnement de la couche physique des modems CPL.

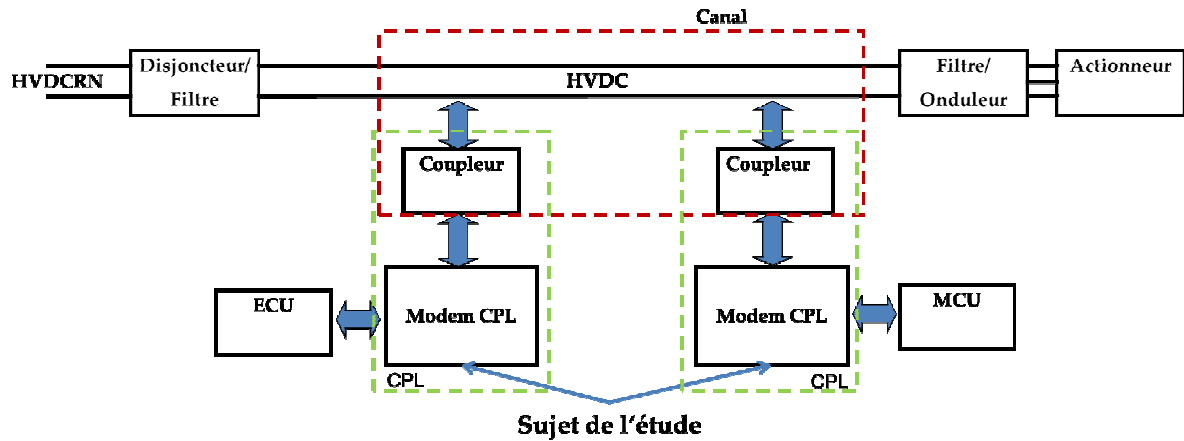


Figure 23. Sujet de l'étude

## VII. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons explicité les aspects puissance en relation avec le système CPL. Nous avons ainsi vu comment les avionneurs ont été amenés à utiliser des réseaux d'énergie dans les avions. Nous avons aussi abordé le concept de l'avion plus électrique dont le but est de remplacer les systèmes fluidiques par des systèmes électriques et notamment, les commandes de vol. Cette étude met en exergue l'intérêt du CPL pour l'aéronautique puisqu'il permet de réduire la complexité des câblages.

Dans une deuxième partie, nous avons explicité plusieurs éléments relatifs aux systèmes avioniques. En effet, le système CPL pour les commandes de vol n'est pas destiné à agir de façon isolé. Il doit s'intégrer à l'architecture avionique et par exemple être compatible avec les bus de terrain ou faire partie d'un système tolérant aux fautes.

Enfin, nous avons présenté de manière générale la technologie CPL avec un état de l'art des principaux standards indoor ainsi que plusieurs études portant sur les CPL dans les systèmes embarqués. Le CPL est une technologie qui a prouvé sa fiabilité pour les systèmes *indoor* et les avantages qu'elle peut procurer pour la simplification des câblages en fait une technologie prometteuse pour l'avionique.

Cependant, la technologie CPL doit prouver sa fiabilité pour des systèmes critiques avioniques comme les commandes de vol. L'étape suivante de cette étude est donc l'analyse de canaux de propagation représentatifs d'un environnement aéronautique. Cela nous permettra ensuite de choisir et de dimensionner les algorithmes de traitement du signal tout en prenant en considérations les contraintes de fonctionnement des commandes de vol.

## Chapitre II, Étude et analyse du canal de propagation

Dans le domaine des télécommunications, l'une des premières études à mener est la caractérisation du canal de propagation. Ce n'est qu'après cette première étape qu'il est possible de choisir et de dimensionner les algorithmes de traitement du signal. Dans ce chapitre, nous proposons de mesurer et d'analyser plusieurs canaux de propagation représentatifs du milieu aéronautique. Ces derniers sont composés de deux coupleurs et d'une paire torsadée non blindée. Les coupleurs permettent de connecter le système de télécommunication sur les câbles de puissance tout en assurant l'isolation galvanique. Les tests ont été effectués sur le banc Proven à Toulouse. C'est un banc de test Airbus qui propose une alimentation HVDC ainsi que des charges actives représentatives du milieu aéronautique.

Dans ce chapitre, nous commençons par présenter quelques notions sur la théorie des lignes de transmission. Nous rappelons tout d'abord les équations générales de la théorie des lignes de transmission. Ensuite, nous expliquons l'intérêt de l'utilisation des paires torsadées pour les transmissions CPL. Enfin, nous explicitons la notion de taux de rejection mode commun-mode différentiel qui est un élément essentiel pour la compréhension de nos transmissions.

Ensuite, nous expliquons en détail les différentes architectures testées ainsi que les harnais utilisés.

Puis, nous montrons quelques mesures préliminaires faites à l'aide de modems Homeplug Av dans le but de mesurer le débit sur le réseau.

Ensuite, nous explicitons les mesures de fonction de transfert. Grâce à ces mesures nous calculons la bande de cohérence ainsi que l'étalement des retards. Ces éléments nous permettront de définir plusieurs paramètres du système OFDM dans le chapitre III.

Enfin, nous présentons succinctement les mesures de bruits. Nous montrons des mesures fréquentielles et temporelles ainsi qu'une analyse temps/fréquence à l'aide de spectrogramme.



## VIII. Rappels théoriques sur les lignes de transmission

Dans ce paragraphe nous rappelons quelques éléments de base de la théorie des lignes de transmission pour améliorer la compréhension de notre étude.

### 8.1 Théorie des lignes de transmission

D'après le paradigme de Shannon présenté figure 24 [Shannon48], une chaîne de transmission peut être modélisée en trois éléments : l'émetteur, le canal de propagation et le récepteur. Dans la théorie des communications, le canal comprend non seulement le médium à travers lequel se propage le signal mais aussi les filtres d'émission et de réception ainsi que les organes qui permettent d'accéder au médium comme les antennes. Dans le cas d'une transmission CPL, l'accès au médium est réalisé par les coupleurs. Ainsi dans la suite de ce mémoire, le canal sera constitué du câble et des coupleurs.

Lors de la transmission d'un signal sur le canal, les ondes subissent un certain nombre de phénomènes qui viennent modifier leurs amplitudes et leurs phases. Ces phénomènes peuvent être de l'atténuation, des déphasages, des réflexions, des diffractions ou encore de la diffusion. Dans le cas d'un système CPL, les lignes électriques introduisent principalement de l'atténuation et du déphasage ainsi que des réflexions.

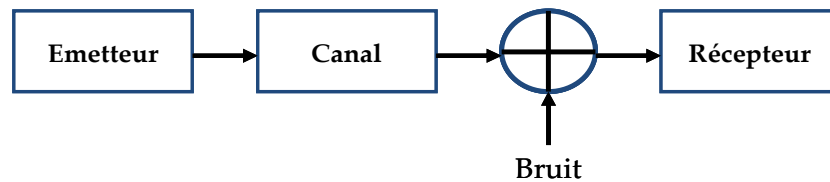


Figure 24. Paradigme de Shannon

Une première approche pour caractériser le canal consiste à utiliser la théorie des lignes de transmission [Philipps00], [Zimmermann02]. Cette théorie consiste à modéliser les lignes par une infinité de segments composés des éléments R, L, C et G comme représentés sur la figure 25. Cette figure représente un fil au-dessus d'un plan de masse.

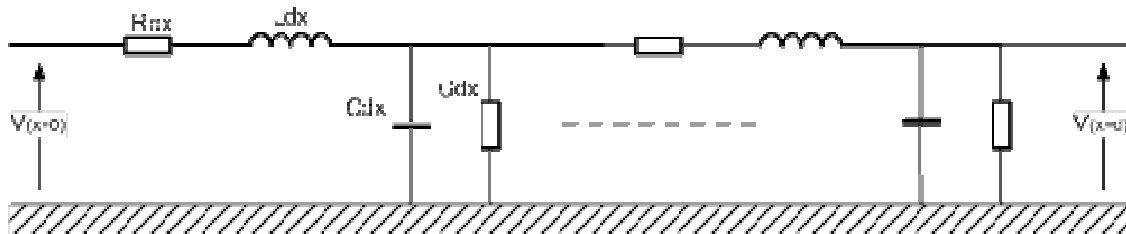


Figure 25. Modélisation d'une ligne électrique au-dessus d'un plan de masse

Dans le cas d'une ligne de longueur infinie, la fonction de transfert  $H$  entre deux points espacé d'une distance  $d$  est définie de la façon suivante :

$$H(f) = \frac{V(x=d)}{V(x=0)} = e^{-\gamma(f)d} \quad \text{et} \quad \gamma(f) = \sqrt{(R(f) + j2\pi L(f))(G(f) + j2\pi C(f))} \quad (1)$$

La variable  $\gamma$  est appelée constante de propagation ou exposant linéique de propagation. Les valeurs de  $R$ ,  $L$ ,  $C$  et  $G$  peuvent être calculées à l'aide des équations de Maxwell et prennent en compte les propriétés des matériaux ainsi que la géométrie du toron. Il est également possible de déterminer les coefficients  $R$ ,  $L$ ,  $C$  et  $G$  par la mesure.

## 8.2 Intérêt de la paire torsadée

L'utilisation d'une paire torsadée permet de diminuer les émissions rayonnées par les courants différentiels. En effet, lorsqu'une boucle de courant est parcourue par un courant électrique, un champ magnétique est rayonné orthogonalement à la surface de la boucle de courant (théorème d'Ampère). Sur la figure 26 est schématisée une paire torsadée parcourue par un courant différentiel. On remarque que les champs magnétiques générés par les boucles de courant sont alternativement orientés vers le haut puis vers le bas. Ainsi le champ magnétique rayonné d'une paire torsadée infinie parfaite, c'est-à-dire dont les torsades et les câbles sont identiques, est nul. Cependant les paires torsadées réelles ne sont ni infinies ni parfaites. Ainsi, il résulte toujours un champ magnétique mais celui-ci est fortement atténué par rapport à une paire non torsadée.

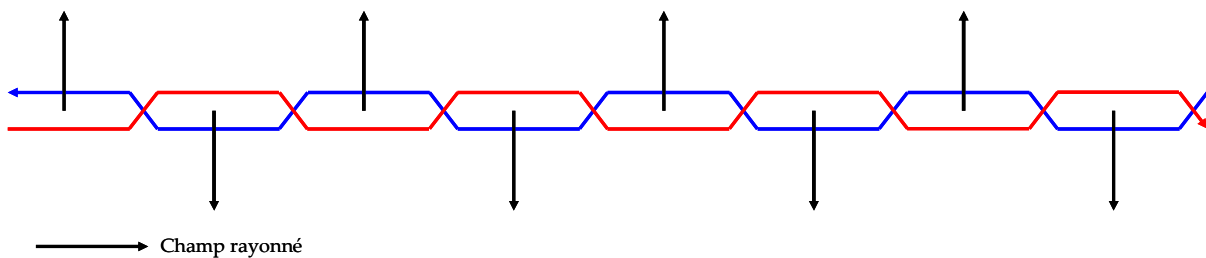


Figure 26. Schéma d'une paire torsadée

Les émissions de champ magnétique et de champ électrique, reliés par les équations de Maxwell, sont limitées par la norme aéronautique DO-160. Il faut donc, minimiser le champ rayonné. Ainsi, dans le cadre des courants porteurs en ligne, l'utilisation d'une paire torsadée semble être une très bonne solution.

Une paire torsadée a cependant pour inconvénient d'être difficilement modélisable. En effet, pour modéliser un tel câble il est nécessaire de simuler l'imperfection des torsades. Ce type de modélisation est encore très peu rependue, il est plus commode dans notre cas de mesurer les fonctions de transfert pour caractériser le canal de

propagation. Cependant, des études sont actuellement en cours pour modéliser une paire torsadée [Julien13].

## IX. Description des différents canaux de propagation

Dans ce paragraphe, le banc de mesure utilisé pour caractériser le canal de propagation avionique est décrit. Ce banc, dont une photo est présentée figure 27, est composé de nombreux équipements sur plusieurs étages. Pour nos mesures, nous avons utilisé une alimentation de type industrielle  $\pm 270$  V, plusieurs charges actives et un fan (ventilateur).



Figure 27. Photo du banc Proven

Dans notre étude, le canal est composé de deux coupleurs et d'une paire torsadée. Les coupleurs utilisés sont de 2 types : capacitifs ou inductifs. De plus, deux types de topologies ont été testées : la topologie point-à-point où un modem maître émet vers un autre modem esclave dans le but de piloter une charge et, la topologie point-à-multipoint où un modem maître émet vers deux modems esclaves pour piloter deux charges. Cette dernière topologie permet de tester le cas où un effecteur (un aileron par exemple) est mu par deux actionneurs. Les charges disponibles sur le banc de mesure sont des charges actives pouvant générer des appels de courant simulant le fonctionnement d'actionneurs aéronautiques et un fan. Les charges actives peuvent être pilotées en courant suivant 3 scénarios : décollage, vol de croisière et atterrissage. Le fan est alimenté sous 3,5 A et est commandé par une carte alimentée en 28V.

### 9.1 Architecture 1 : topologie point-à-point avec coupleurs capacitifs

La figure 28 présente l'architecture point-à-point avec coupleurs capacitifs. Celle-ci est constituée d'une alimentation, d'une charge, de deux coupleurs capacitifs et d'une paire torsadée. Les transmissions d'information se font entre  $V_1$  et  $V_2$ .

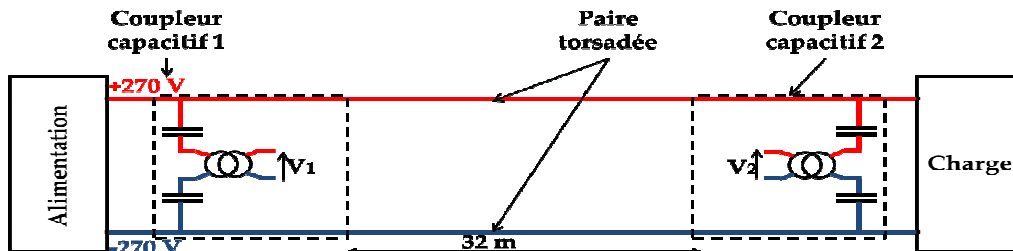


Figure 28. Architecture point-à-point avec coupleur capacitif

Les coupleurs capacitifs sont constitués de deux condensateurs et d'un transformateur haute fréquence de rapport 1:1 qui sert à l'isolation galvanique. La transmission se fait entre le +270 V et le -270 V. Les coupleurs capacitifs ont les caractéristiques suivantes :

- tenue en tension : compatible avec un réseau 540 V (tenue à des surtensions de 700 V)
- Système dimensionné pour la bande [1 ; 40] MHz

## 9.2 Architecture 2 : topologie point-à-point avec coupleurs inductifs

La figure 29 présente l'architecture point-à-point avec coupleurs inductifs [Domblides12]. Dans cette architecture quatre modems en liaison point-à-point deux-à-deux permettent de piloter une charge.

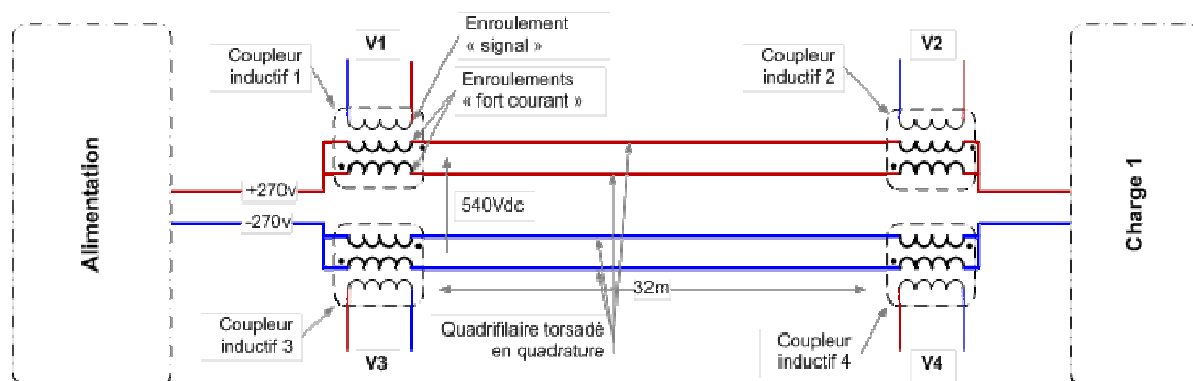


Figure 29. Architecture point-à-point avec coupleur inductif [Sagem]

Le fonctionnement du coupleur inductif choisi pour cette étude diffère totalement du coupleur capacitif et cela a un impact sur l'architecture du harnais. En effet, le coupleur inductif transmet les informations sur la même polarité (+270 V ou -270 V). Le harnais est donc composé d'un câble quadrifilaire torsadé. La section de cuivre des câbles dédoublés est divisée par deux, seule la masse de diélectrique augmente mais elle est négligeable au regard de la masse de cuivre. Enfin notons que la transmission d'information reste en mode différentiel. En ce qui concerne le coupleur, ce dernier est composé d'un tore magnétique, d'un enroulement primaire qui permet de connecter le tore au réseau de puissance et d'un enroulement secondaire qui permet de connecter le tore à la partie commande. Les caractéristiques de fonctionnement du coupleur inductif sont identiques à celles citées précédemment pour le coupleur capacitif.

Il y a deux intérêts majeurs à utiliser cette architecture. D'une part, à cause des deux court-circuits sur chacune des polarités, les transmissions sont moins perturbées par les bruits venant de la charge et de l'alimentation. D'autre part, il serait possible, au regard des intensités présentes sur les réseaux de puissances pour les commandes de vol, d'utiliser un quadrifilaire AFDX pour la transmission de puissance et de données. Ce type de câble est léger et de conception mature. Cela implique que les caractéristiques physiques des câbles et des connecteurs sont bien connues ce qui permet de faciliter leurs implantation pour les commandes de vol. De plus, cette architecture permet d'imaginer plusieurs types de transmissions. On peut par exemple utiliser la seconde polarité pour de la redondance d'informations ou pour une communication *full duplex*.

### 9.3 Architecture 3 : topologie point-à-multipoint avec coupleur inductif

La figure 30 présente l'architecture point-à-multipoint avec coupleurs inductifs. Dans cette architecture, le coupleur 1 émet vers les coupleurs 2 et 3 dans le but de piloter les charges 1 et 2. À l'instar de l'architecture point-à-point avec coupleurs inductifs les transmissions de données se font sur la même polarité (+270 V dans notre cas) mais cette fois-ci sur un quadrifilaire. De même les transmissions se font encore en mode différentiel et il est nécessaire d'utiliser un cinquième fil pour le -270 V.

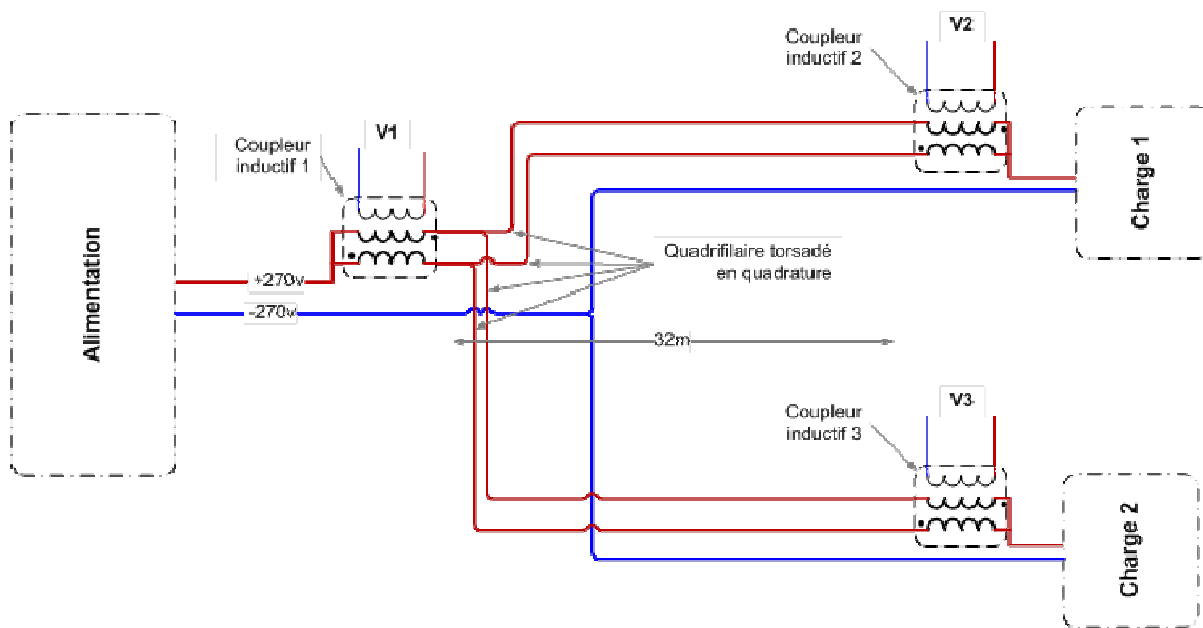


Figure 30. Architecture point-à-multipoint avec coupleur inductif [Sagem]

Pour l'architecture 3, seules des transmissions sur une seule polarité ont été testées. Cependant, à l'instar de l'architecture 2, on peut imaginer une transmission sur les deux polarités pour deux charges.

Dans le but de connecter les coupleurs aux harnais, aux charges et à l'alimentation, différents harnais ont été utilisés.

### 9.4 Les différents harnais utilisés

Lors des mesures, les coupleurs sont fixés dans des boîtes métalliques que nous appellerons boîtier CPL par la suite et dont les sorties sont de type amphenol 62GB comme présenté figure 31.



Figure 31. Connecteur utilisé sur les différents harnais

Pour connecter les boîtiers CPL aux différents organes du réseau, plusieurs harnais ont été conçus. Sur la figure 32 sont représentés ces différents harnais pour une topologie point-à-point.

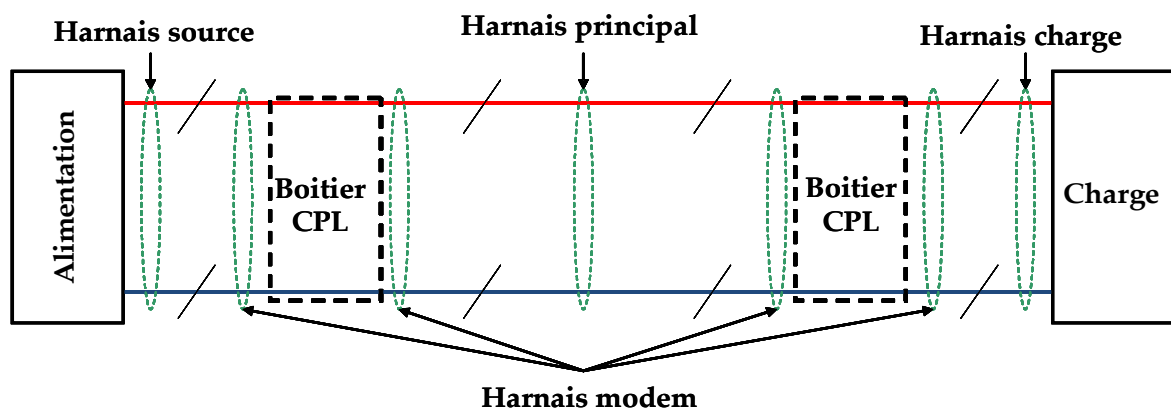


Figure 32. Schéma de branchement des harnais

- Les harnais modems relient les boîtiers CPL aux autres harnais. Ces harnais de 30 cm de longueur environ, ne servent qu'à connecter les modems, sans avoir à dessouder/souder à chaque changement de configuration.
- Les harnais sources permettent de se brancher sur les sources disponibles sur le banc, pour aller se connecter sur les prises de coupure. Ils sont réalisés en DRB14 (bifilaire cuivre non blindé, de gauge 14).
- Les harnais charges permettent de connecter les boîtes de connexion et les charges disponibles. Ces 2 harnais, de 1 m et 3 m environ, sont réalisés en DRB14.
- Le harnais principal, long de 32 m, relie les modems maitres et esclaves. Ce harnais est notamment constitué de :
  - un quadrifilaire DRD24,
  - deux bifilaires DRB sont aussi installées pour permettre de mesurer les différences entre une quadrifilaire et 2 bifilaires.
  - Un DR14 est installé pour permettre la 3<sup>ème</sup> configuration, nécessitant un monofilaire pour le pôle négatif.

Dans le but de montrer la faisabilité du CPL pour les commandes de vol, des modems Homeplug Av ont été connectés aux coupleurs dans le but de mesurer le débit.

## X. Études préliminaires

Des mesures de débit ont été réalisées sur le banc Proven à l'aide des coupleurs et de modems Homeplug Av. La figure 33 montre les branchements des modems avec les divers éléments du banc de test pour l'architecture 1. Chaque modem est connecté à un coupleur via une paire torsadée et à un ordinateur via un câble RJ45. Enfin un convertisseur 540 V DC/ 12 V DC permet d'alimenter le modem en énergie sans utiliser un système d'alimentation dédié.

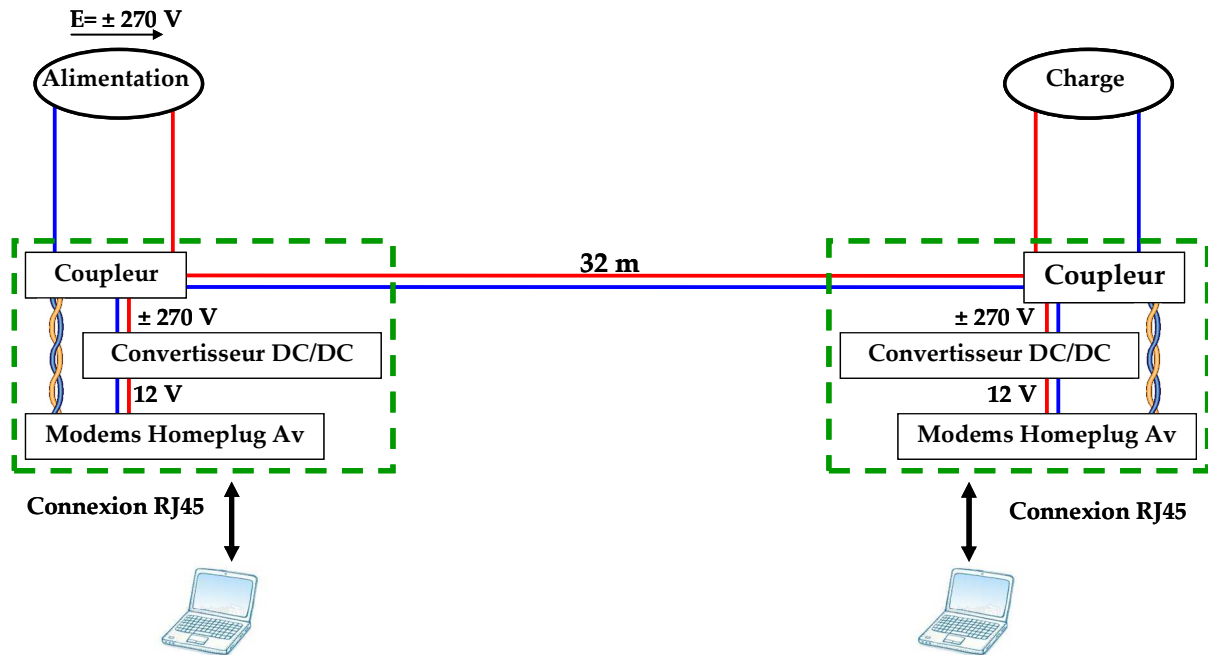


Figure 33. Schéma de branchement d'un modem

On peut voir sur la figure 34 la photo d'un coupleur inductif dans son boîtier avec les câbles destinés à l'alimentation, à la connexion du modem ainsi que la prise RJ45 pour la connexion avec l'ordinateur. Le branchement avec le coupleur capacitif est réalisé de la même manière.



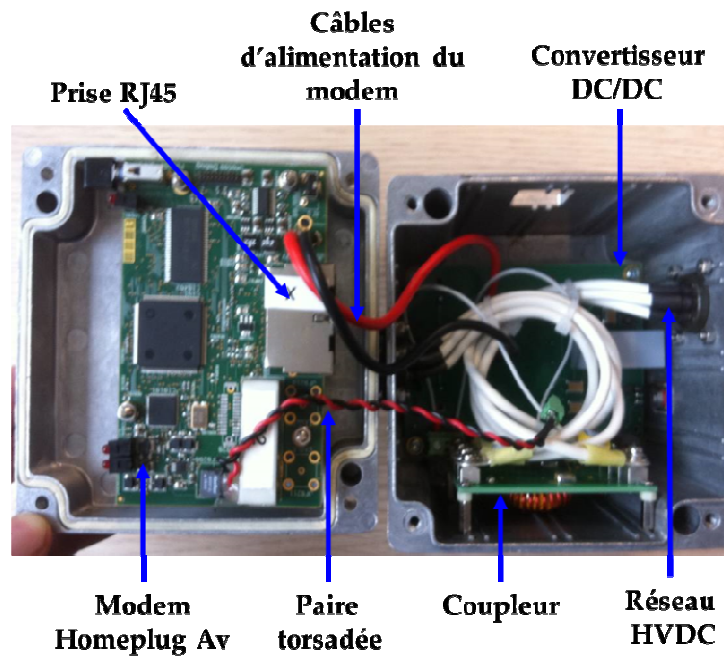


Figure 34. Photographie du boîtier CPL (modem, convertisseur DC/DC et coupleur)

Dans le but de simuler les appels de puissance dus aux actionneurs des commandes de vol, les profils de courant de la figure 35 ont été injectés grâce aux charges actives. Ils représentent différentes phases de vol à savoir le décollage, le vol nominal et l'atterrissage. La fréquence de variation des profils de courant est de 100 Hz ce qui correspond à la fréquence de fonctionnement d'un asservissement en position pour les commandes de vol. La simulation des appels de courant permet de vérifier la tenue des coupleurs en cas de fort ampérage et notamment s'il y a saturation du noyau magnétique du coupleur inductif ce qui peut bloquer les transmissions. Les mesures de débit ont été réalisées avec le logiciel Jperf.

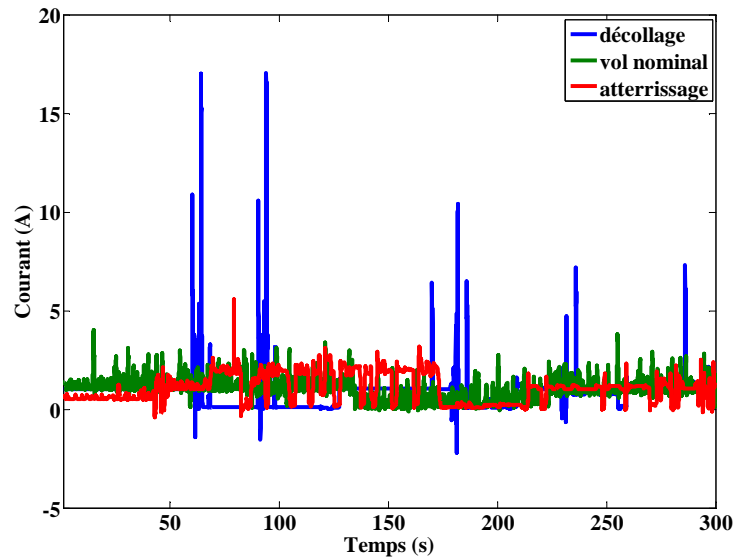


Figure 35. Profils de courant générés par les charges actives

Sur la figure 36 sont représentées différentes mesures de débit pour les différents types de charge sur les architectures 1 (topologie point-à-point avec coupleur capacitif) et 2 (topologie point-à-point avec coupleur inductif). Lors de ces mesures, le débit maximal atteint est de 40 Mbit/s avec les deux types de coupleurs lorsque le réseau est éteint. En ce qui concerne les charges actives, celles-ci n'ont qu'un impact négligeable sur le débit. Ces tests permettent donc de valider le fonctionnement des coupleurs lors des différentes phases de vols et notamment de vérifier la non saturation du noyau magnétique du coupleur inductif dans le cas d'un fort ampérage. Enfin, les mesures avec le fan dont l'alimentation n'est pas filtrée, montrent l'intérêt du coupleur inductif. En effet, on n'observe qu'une faible dégradation du débit avec le coupleur inductif alors qu'avec le coupleur capacitif, le débit est divisé par deux. On peut penser, que du fait de son architecture particulière avec deux courts-circuits aux extrémités de la paire torsadée, le coupleur inductif est moins sensible aux bruits.

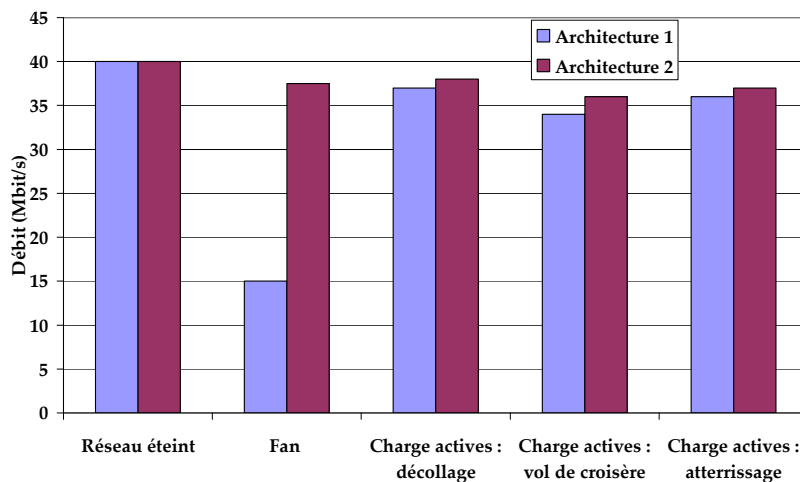


Figure 36. Mesures de débit pour les différentes architectures avec différentes charges

Les débits mesurés avec des modems Homeplug Av sont largement suffisants pour une application de type commande de vol. Cependant, comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, le standard Homeplug Av n'est pas adapté à une application aéronautique critique. Ainsi, dans la suite de ce chapitre nous allons mesurer et analyser des canaux de propagation dans le but de dimensionner la couche physique d'un système CPL destiné aux commandes de vol.

## XI. Mesure et analyse de la fonction de transfert

Dans ce paragraphe nous présentons la mesure et l'analyse de la fonction de transfert de différents canaux de propagation. Les mesures sont réalisées pour les différentes architectures et pour les différents types de charges. Ensuite, la bande de cohérence ainsi que l'étalement des retards en sont déduits.

### 11.1 Principe des mesures de fonctions de transfert

La mesure de la fonction de transfert peut se faire de deux façons : soit on mesure la réponse impulsionnelle du canal qui est une mesure temporelle soit on mesure la réponse fréquentielle du canal et il est alors possible d'estimer la réponse impulsionnelle à l'aide d'une transformée de Fourier inverse. C'est la deuxième approche qui a été choisie. Concrètement, cela consiste à mesurer le rapport en amplitude et en phase, entre un signal émis aux bornes d'un coupleur et le signal reçu aux bornes d'un autre coupleur. Dans cette étude, la fonction de transfert est mesurée entre deux coupleurs connectés par une paire torsadée. Pour ce faire, nous avons utilisé la méthode à balayage fréquentielle. Cette technique consiste à balayer à l'aide d'un analyseur de réseau le canal avec un pas constant  $f_k=f_0+k\Delta f$  avec  $0 < k < N$  sur une bande de fréquence égale à  $f_0+N\Delta f$  où  $f_0$  est la fréquence minimale,  $\Delta f$  le pas fréquentiel et  $N$  le nombre de points de mesure. Dans notre cas, les mesures ont été faites dans la bande [1 ; 100] MHz avec 20000 points de mesures, ce qui correspond à un pas fréquentiel de 4,95 kHz. La fonction de transfert est un nombre complexe qui est traditionnellement représentée sous la forme d'un gain d'insertion et d'une phase.

### 11.2 Configurations mesurées

Dans le Tableau 5, les différentes configurations mesurées sont présentées. Pour chacune des configurations, les caractéristiques sont détaillées. Les topologies sont soit point-à-point *i.e.* P-à-p ou point-à-multipoint *i.e.* P-à-m. Lorsque le réseau est sur *OFF*, l'alimentation et les charges sont connectées au réseau mais sont éteintes. Lorsque le réseau est sur *ON*, l'alimentation et les charges sont connectées et allumées. Les fonctions de transfert sont mesurées entre deux coupleurs. Puisqu'il y a plus de deux coupleurs sur le réseau pour les architectures 2 et 3, une charge de 50  $\Omega$  est connectée sur la sortie télécom des coupleurs libres.

**Tableau 5. Configurations**

Architecture	Configuration	Topologie	Coupleur	Polarité	Réseau	Charge
Architecture 1	C1	P-à-p	capacitif	±	OFF	Charge actives
	C2	P-à-p	capacitif	±	ON	Charge actives
	C3	P-à-p	capacitif	±	OFF	Fan
	C4	P-à-p	capacitif	±	ON	Fan
Architecture 2	C5	P-à-p	Inductif	-	OFF	Fan
	C6	P-à-p	Inductif	+	OFF	Fan
	C7	P-à-p	Inductif	-	ON	Fan
	C8	P-à-p	Inductif	+	ON	Fan
Architecture 3	C9	P-à-m	Inductif	+	OFF	Charge actives
	C10	P-à-m	Inductif	+	OFF	Fan
	C11	P-à-m	Inductif	+	ON	Charge actives
	C12	P-à-m	Inductif	+	ON	Fan

### 11.3 Résultats

Les figure 37, figure 38 et figure 39 montrent les gains d'insertion et les fonctions cumulatives de distribution (FCD) pour les architectures 1, 2 et 3. Nous ne présentons que les résultats pour les configurations avec le réseau allumé car le gain d'insertion est sensiblement identique avec le réseau éteint.

Pour l'architecture 1 (Point-à-point capacitif), le gain d'insertion décroît avec la bande de fréquence et on observe plusieurs résonances sur la bande de fréquence. La fonction cumulative de distribution montre que pour une probabilité à 0.5, les gains d'insertion valent -23 dB et -28 dB respectivement pour les configurations C2 (Charges actives) et C4 (Fan). Pour une probabilité à 0.1, les gains passent respectivement à -32 dB et -37 dB.

Pour l'architecture 2 (Point-à-point inductif), on observe des différences entre les lignes +270 V et le -270 V. Le gain d'insertion décroît linéairement (en dB) en fonction de la fréquence jusqu'à 40 MHz. Ensuite, sur la ligne +270 V, le gain d'insertion se stabilise jusqu'à 70 MHz puis décroît fortement sur le reste de la bande. Pour la ligne -270 V, le gain d'insertion continue de décroître avec plusieurs résonances. Les fonctions cumulatives de distribution montre que pour une probabilité à 0.5, les gains sont de -20 dB et -25 dB, respectivement pour les configurations C8 (ligne plus) et C7 (ligne moins). Pour une probabilité à 0.1, les gains sont respectivement de -35 dB et -45 dB. Le réseau électrique étant relativement symétrique, on suppose que la différence observée sur les gains d'insertion mesurés sur les deux polarités provient des coupleurs.

Pour l'architecture 3 (point-à-multipoint inductif), il n'y a pas de différences majeures entre les deux configurations (charges actives ou fan). On observe cependant une résonance à 39 MHz pour la configuration 12 (fan). D'un point de vue général, le gain d'insertion est sensiblement identique à celui mesuré dans la configuration 8.

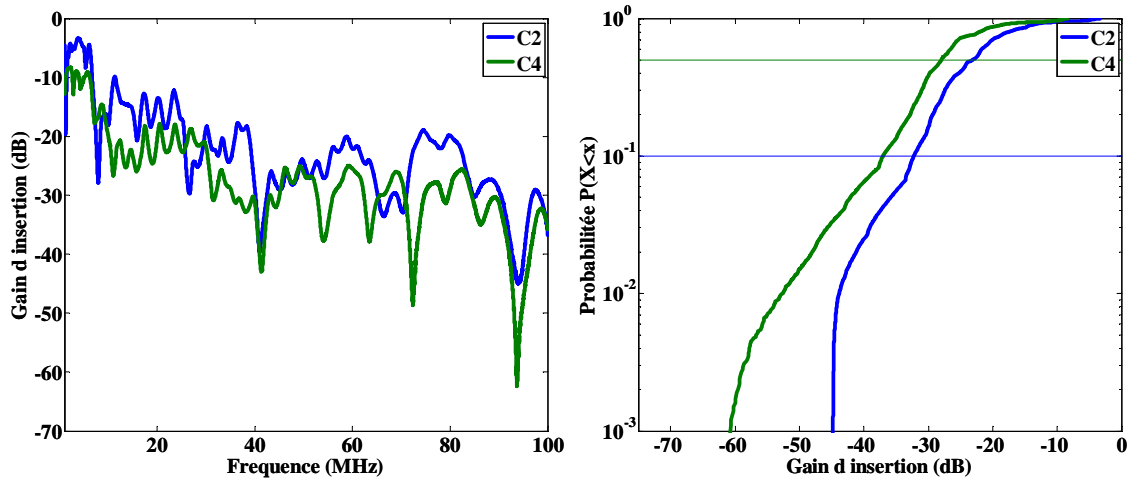


Figure 37. Gain d'insertion (à gauche) et FCD (à droite) pour l'architecture 1

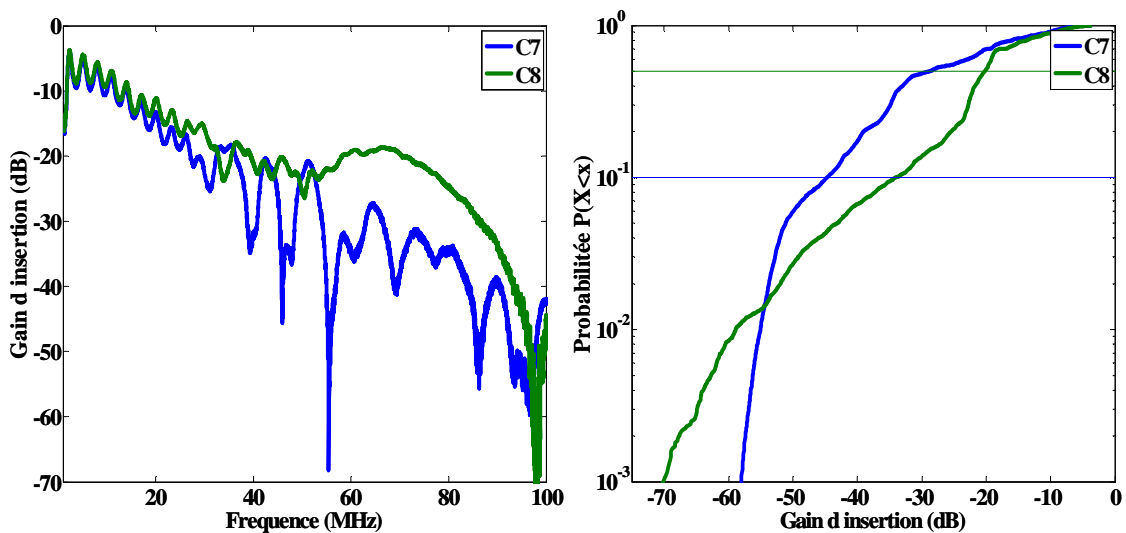


Figure 38. Gain d'insertion (à gauche) et FCD (à droite) pour l'architecture 2

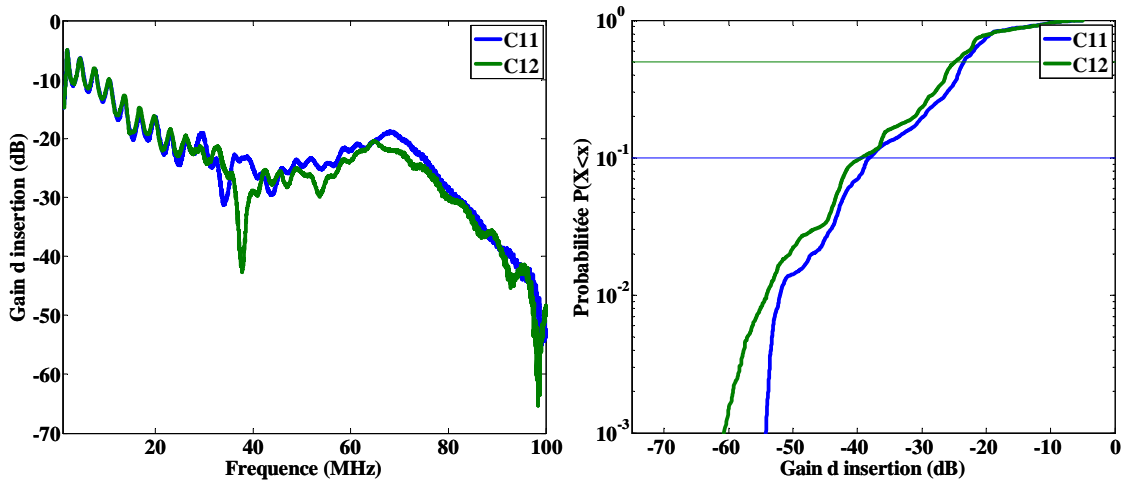


Figure 39. Gain d'insertion (à gauche) et FCD (à droite) pour l'architecture 3

Dans une chaîne de transmission, lors de la conversion analogique numérique, un *analogue front end* permet de corriger une partie de l'atténuation due au canal de propagation via le contrôle automatique de gain. Cette correction dépend de l'atténuation moyenne du canal. Ainsi, il peut être intéressant de calculer l'atténuation moyenne (en dB) du canal dans la bande de transmission :

$$A_{moy} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |H_n| \quad (2)$$

avec  $A_{moy}$  l'atténuation moyenne du canal,  $N$  le nombre de points de mesure et  $H_n$  le  $n^e$  point de la fonction de transfert du canal.

Sur la figure 40 est représentée l'atténuation moyenne pour les différentes configurations en charges sur différentes bandes de fréquences. On remarque que le gain moyen augmente avec la bande de fréquence. Sans surprise, la configuration C8 montre une atténuation moyenne la plus faible. Du fait de la décroissance du gain d'insertion en fonction de la fréquence, l'atténuation moyenne est plus faible sur les bandes les plus courtes.

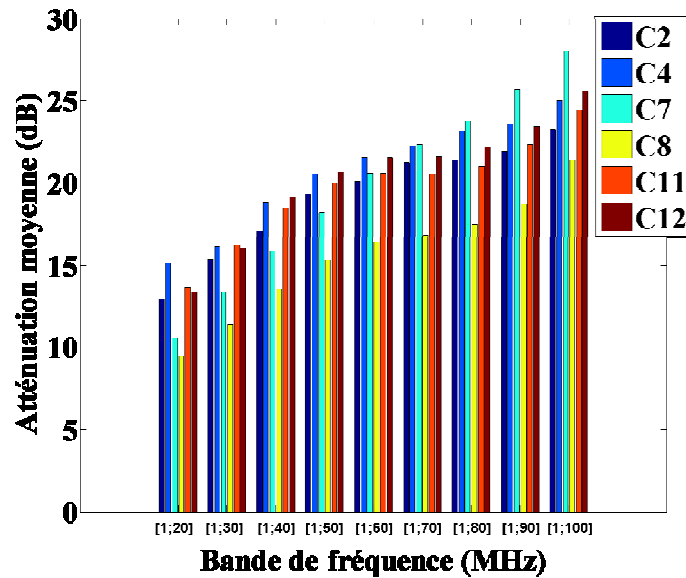


Figure 40. Atténuation moyenne pour différentes bandes de fréquence

## 11.4 Analyse des caractéristiques du canal

### 11.4.1. Calcul de la bande de cohérence

La bande de cohérence est la bande de fréquence sur laquelle le canal peut être considéré comme plat au sens de l'autocorrélation *i.e.* la réponse fréquentielle du canal varie peu.

Soit  $H$  la fonction de transfert du canal, la fonction d'autocorrélation est définie par [Rappaport96] :

$$\rho(\Delta f) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} H(f)H^*(f + \Delta f)df}{\int_{-\infty}^{+\infty} H^2(\Delta f)} \quad (3)$$

La bande de cohérence  $Bc_n$  est égale à  $\Delta f$  lorsque  $|\rho(\Delta f)| = n$ ,  $n$  étant choisi entre 0,5 et 0,9. Ce chiffre correspond au pourcentage de corrélation entre 2 bandes de fréquence. Plus  $n$  est élevé, plus la corrélation est importante. Comme nous cherchons un système robuste nous choisirons  $n$  égal à 0,9. La bande de cohérence a été calculée sur différentes bandes de fréquences pour les diverses configurations. Les bandes de fréquence varient de [1 ; 30] MHz à [1 ; 100] MHz avec un pas de 10 MHz. Les résultats sont présentés sur la figure 41. La bande de cohérence est relativement constante en fonction de la bande de fréquence et varie de 700 kHz à 1,2 MHz.



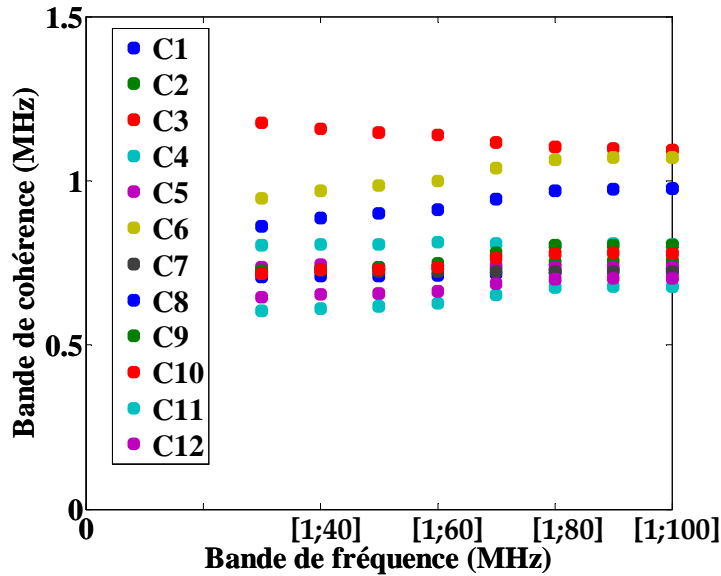


Figure 41. Bande de cohérence en fonction de la bande de fréquence

#### 11.4.2. Calcul de l'étalement des retards

Le retard maximal et l'étalement des retards sont deux autres caractéristiques fondamentales du canal. Pour les calculer, il est tout d'abord nécessaire de déterminer la réponse impulsionnelle  $h$  du canal grâce à la transformée de Fourier inverse de la fonction de transfert. Une fois la réponse impulsionnelle obtenue, on normalise cette dernière de telle sorte que son maximum corresponde à 0 dB [Rappaport96]. Ainsi, il est possible de calculer le profil de puissance  $p$  défini de la manière suivante :

$$p(t) = |h(t)|^2 \quad (4)$$

Nous pouvons alors calculer le retard maximum  $\tau_{\max}$  qui est défini comme le temps entre le maximum de puissance et le dernier dépassement à -20 dB. Même si la valeur  $\tau_{\max}$  est une caractéristique intéressante du canal, il peut arriver que le dernier pic augmente fortement le retard maximum même si le reste de la réponse est relativement centré. Ainsi il est intéressant de calculer l'étalement des retards défini par :

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (5)$$

Le retard moyen  $\bar{\tau}$  est défini comme le moment du premier ordre du profil de puissance et vaut :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_m p(\tau_m) \tau_m}{\sum_m p(\tau_m)} \quad (6)$$

avec  $m$  qui varie du maximum de  $p=0$  jusqu'à  $\tau_{\max}$

Et

$$\tau^2 = \frac{\sum_m p(\tau_m) \tau_m^2}{\sum_m p(\tau_m)} \quad (7)$$

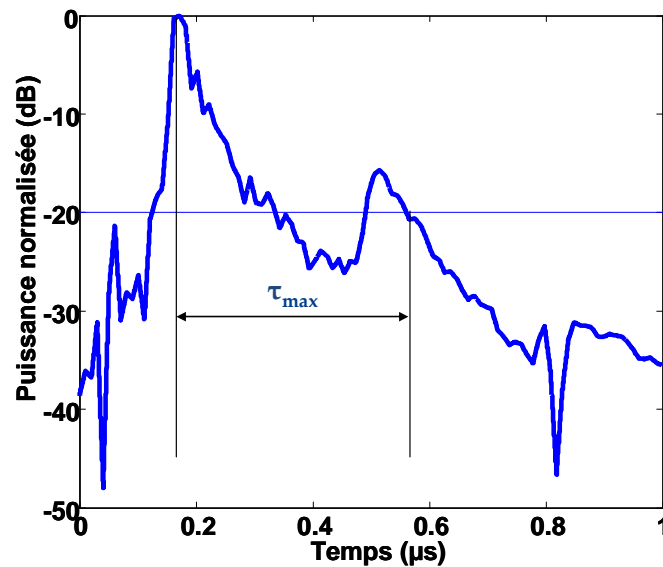


Figure 42. Profil de puissance normalisé pour l'architecture 2

L'étalement des retards a été calculé sur différentes bandes de fréquences pour les diverses configurations. Les résultats sont présentés figure 43. Les bandes de fréquence varient de [1; 30] MHz à [1 ; 100] MHz avec un pas de 10 MHz. L'étalement des retards est relativement constant en fonction de la bande de fréquence et varie de 60 ns à 110 ns.

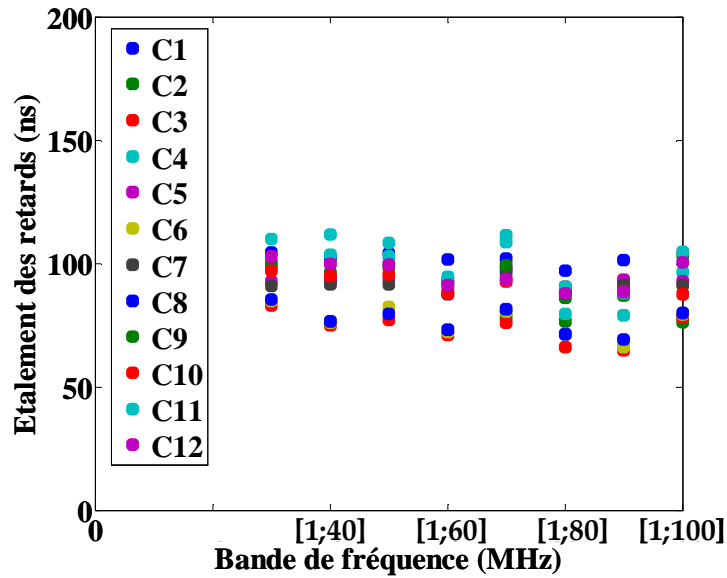


Figure 43. Étalement des retards en fonction de la bande de fréquence

### 11.4.3 Relation entre la bande de cohérence et l'étalement des retards

La figure 44 représente la bande de cohérence en fonction de l'inverse de l'étalement des retards. Habituellement, la bande de cohérence et l'inverse de l'étalement des retards sont proportionnels. Cela a été remarqué dans *l'indoor* [Avril08] et dans *l'automobile* [Tanguy12]. Dans notre cas, nous trouvons un coefficient de corrélation de 0,75 entre l'inverse de l'étalement des retards et la bande de cohérence.

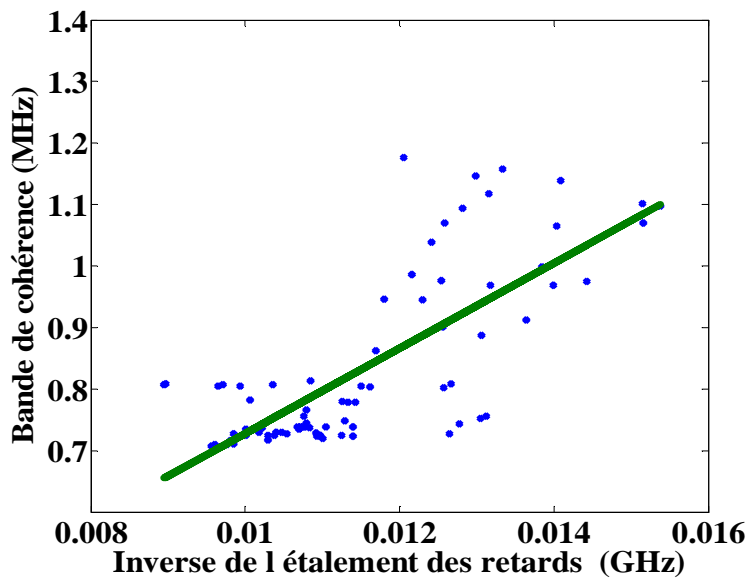


Figure 44. Bande de cohérence en fonction de l'inverse de l'étalement des retards

## **XII. Mesures de bruit**

### **12.1 Présentation générale des bruits présents sur les réseaux électriques**

En plus des atténuations et des déphasages dus au canal de propagation, il faut rajouter comme autres perturbations les bruits présents sur le canal. Les différents bruits présents sur les réseaux ont différentes causes et sont couramment classés dans la littérature de la façon suivant : le bruit de fond coloré, les bruits à bandes étroites, les bruits impulsifs [Zimmermann00].

Le bruit de fond coloré est dû à la superposition d'un grand nombre de sources de bruit de faibles intensités présentes aux environs des lignes électriques. Ce type de bruit possède une densité spectrale de puissance (DSP) relativement faible et décroissante en fonction de la fréquence. Le niveau de puissance a une variation temporelle de l'ordre de la minute à plusieurs heures. Contrairement au bruit blanc qui possède une densité spectrale de puissance uniforme, le bruit de fond coloré est très dépendant de la fréquence notamment en basse fréquence. Cependant, au-delà de 2 MHz, la DSP du bruit coloré peut être considérée comme plate. À titre d'exemple, sur les paires torsadées du réseau téléphonique, le bruit mesuré est de -140 dBm/Hz.

Les bruits à bandes étroites sont causés par la captation par les câbles du réseau des émissions radioélectriques. Ces signaux sont souvent constitués d'un signal modulé en amplitude qui occupe les bandes correspondant aux diffusions des grandes et moyennes ondes.

Les bruits impulsifs sont les bruits les plus problématiques pour les communications CPL. Ces derniers ont fait l'objet de nombreuses études que ce soit dans l'indoor [Dégardin02], dans l'automobile [Tanguy12], [Gouret07] ou dans l'aéronautique [Kilani13]. Ces bruits sont caractérisés par une faible durée, une forte DSP et une fréquence de répétition aléatoire. Ils proviennent majoritairement de l'allumage des différentes charges sur le réseau ou des différents organes d'électronique de puissance comme des onduleurs ou des hacheurs. Dans le domaine fréquentiel, la DSP des impulsions est plus élevée que celle du bruit de fond. Dans le domaine temporel, le bruit impulsif peut être modélisé sous la forme de sinusoides amorties. Suivant la périodicité des impulsions et la synchronisation avec la fréquence du réseau pour le cas des applications sur réseau alternatif, les bruits impulsifs peuvent être classés de la manière suivante :

- Les bruits impulsifs périodiques non synchrones qui sont principalement causés par les alimentations des différents appareils sur le réseau
- Les bruits impulsifs périodiques synchrones principalement dus aux organes d'électronique de puissance dans les alimentations
- Les bruits impulsifs asynchrones causés par les charges présentes sur le réseau qui est de loin le plus problématique pour les transmissions CPL.

## 12.2 Description des mesures de bruit

Lors de la campagne de mesures sur le banc Proven, nous avons également effectué des mesures de bruits uniquement sur la topologie point-a-point. Ces mesures sont de deux types, d'une part des mesures fréquentielles réalisées à l'analyseur de spectre et d'autre part des mesures temporelles réalisées avec une carte d'acquisition. Les quatre points de mesures de courant sont repérés sur la figure 45 pour l'architecture 2.

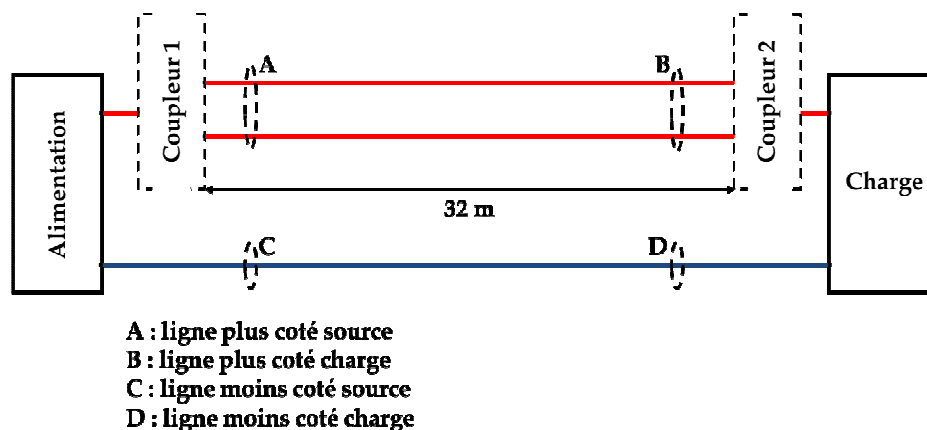


Figure 45. Points de mesure de courant pour l'architecture 2

### 11.2.1 Mesure fréquentielle

Les mesures fréquentielles se font à l'analyseur de spectre. Ce dernier mesure la densité spectrale de courant (DSC) du bruit sur la bande [1 ; 100] MHz avec une résolution fréquentielle de 50 kHz soit 2000 points.

### 11.2.2 Mesure temporelle

Le schéma représentant le système de mesure de bruits en temporel est présenté figure 46. Le système de mesure est composé d'une pince de courant, d'un coupleur CPL (différent de ceux utilisés dans les différentes architectures) et d'une carte d'acquisition connectée à un ordinateur. La pince de courant permet de convertir le courant présent sur le réseau de puissance en une tension proportionnelle. Le coupleur permet de connecter le système de mesure au réseau ainsi que de protéger le système de mesure. L'acquisition des données est réalisée à l'aide d'une carte d'acquisition CS12400 connectée à un ordinateur. Cette carte a une fréquence d'échantillonnage de 200 MHz sur 12 bits, la plage d'entrée est réglable de  $\pm 100\text{mV}$  à  $\pm 5\text{V}$ . Chacune des mesures est constituée de 100 enregistrements de 650  $\mu\text{s}$  contenant 130000 points chacun.

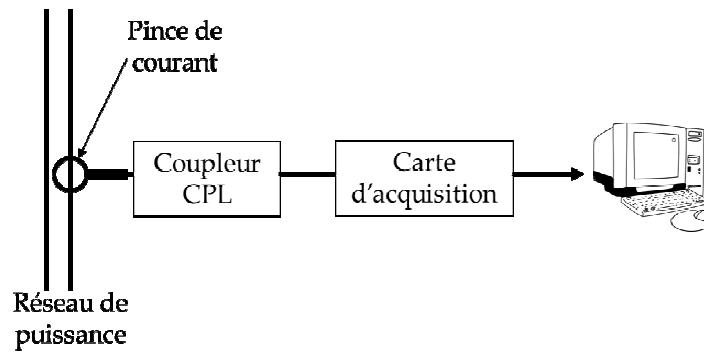


Figure 46. Schéma de la mesure de bruit dans le domaine temporel

Une fois que les bruits impulsifs sont mesurés, il est nécessaire de traiter chacune des impulsions. Cela consiste à relever l'amplitude, la durée, le temps entre deux impulsions et la pseudo-fréquence. Une méthode de traitement des bruits impulsifs est présentée dans [Dégardin08]. Dans la suite, nous montrerons les résultats des mesures fréquentielles et temporelles ainsi qu'une représentation temps fréquence. L'analyse détaillée des bruits impulsifs n'est pas réalisée car les mesures de bruits ne sont pas suffisamment représentatives du milieu aéronautique.

### 12.3 Résultats

Sur les figure 47 et figure 48 sont présentés un segment de mesure de bruit et une impulsion respectivement coté charge et coté source sur la ligne de polarité plus. On observe de nombreuses impulsions, une soixantaine par segment dont l'amplitude maximale est d'environ 8 mV. Sur les figures de droite est présenté un zoom de 1  $\mu$ s sur une impulsion pour chacun des deux segments.

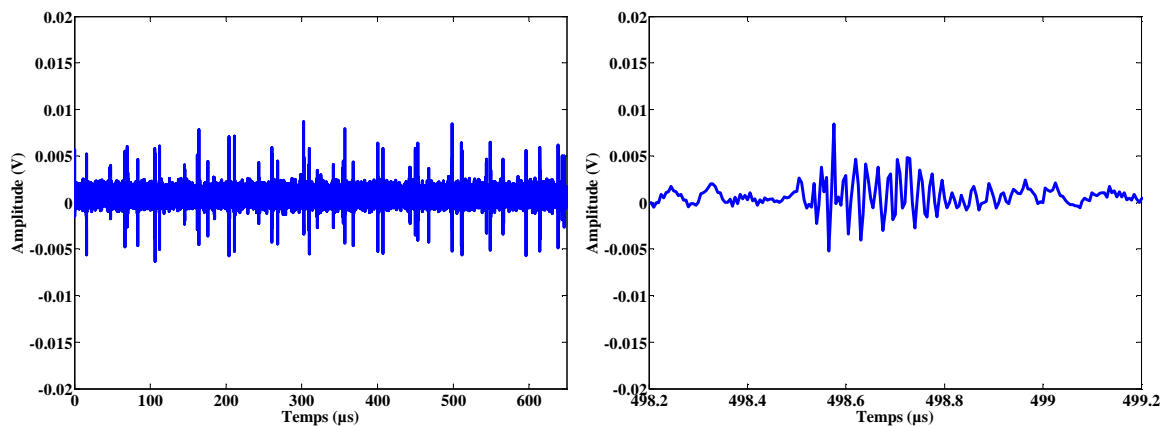


Figure 47. Bruit coté charge ligne +270 V architecture 2

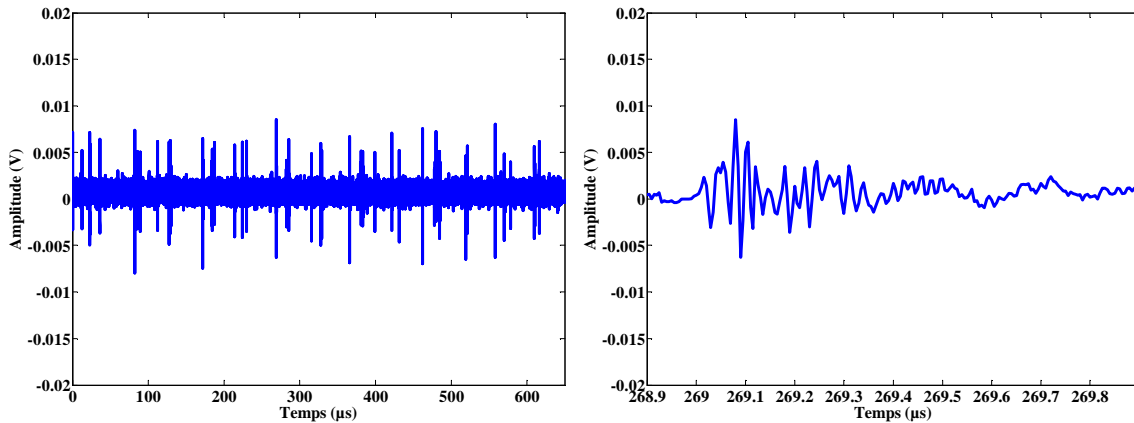


Figure 48. Bruit coté source ligne +270 V architecture 2

Sur la figure 49 nous avons représenté la DSP du bruit obtenue grâce à l’analyseur de spectre, pour l’architecture 2, sur la ligne +270 V avec charge active. On observe un palier à  $-10 \text{ dB}\mu\text{A}/\text{kHz}$  environ ce qui représente le bruit de fond. Le bruit impulsif semble être localisé dans la bande  $[1 ; 30] \text{ MHz}$ , avec des amplitudes pouvant atteindre  $30 \text{ dB}\mu\text{A}/\text{kHz}$  quel que soit le point de mesure. On constate aussi une légère élévation des amplitudes du bruit dans la bande  $[30 ; 50] \text{ MHz}$  uniquement coté source. Nous avons aussi représenté le gabarit de la DO-160 en émission conduite pour le test le plus sévère. On remarque que le bruit coté charge et coté source est bien inférieur au gabarit de la DO-160.

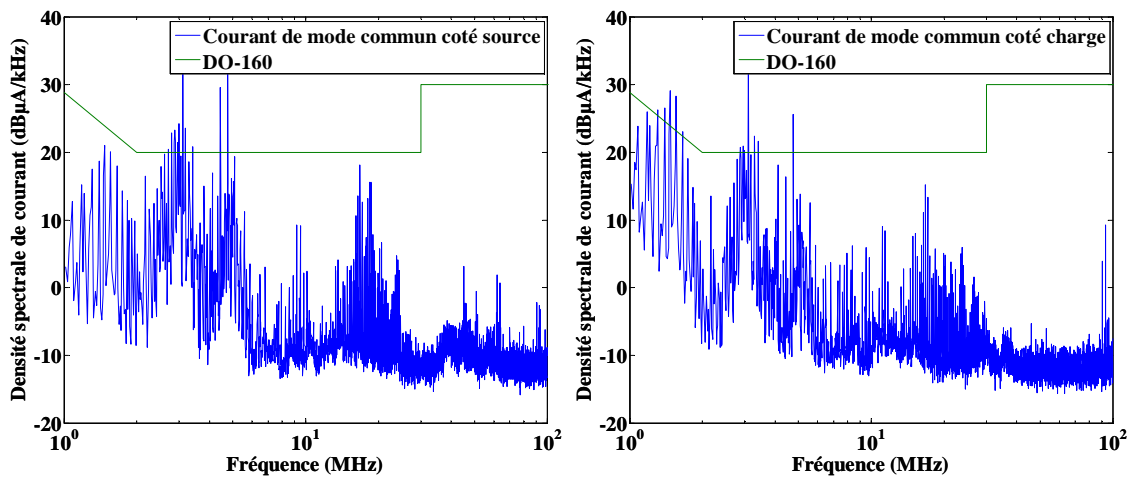


Figure 49. DSC du bruit coté source (à gauche) et coté charge (à droite) sur le +270 V

Sur la figure 50 nous avons représenté le spectrogramme du bruit coté source sur la ligne +270 V. Cette représentation temps/fréquence permet de mettre en exergue la nature des différents bruits et surtout leur périodicité. On remarque ainsi des bruits impulsifs présents sur la bande  $[30 ; 50] \text{ MHz}$  avec des fréquences de répétition de l’ordre de  $10 \text{ à } 50 \mu\text{s}$ .

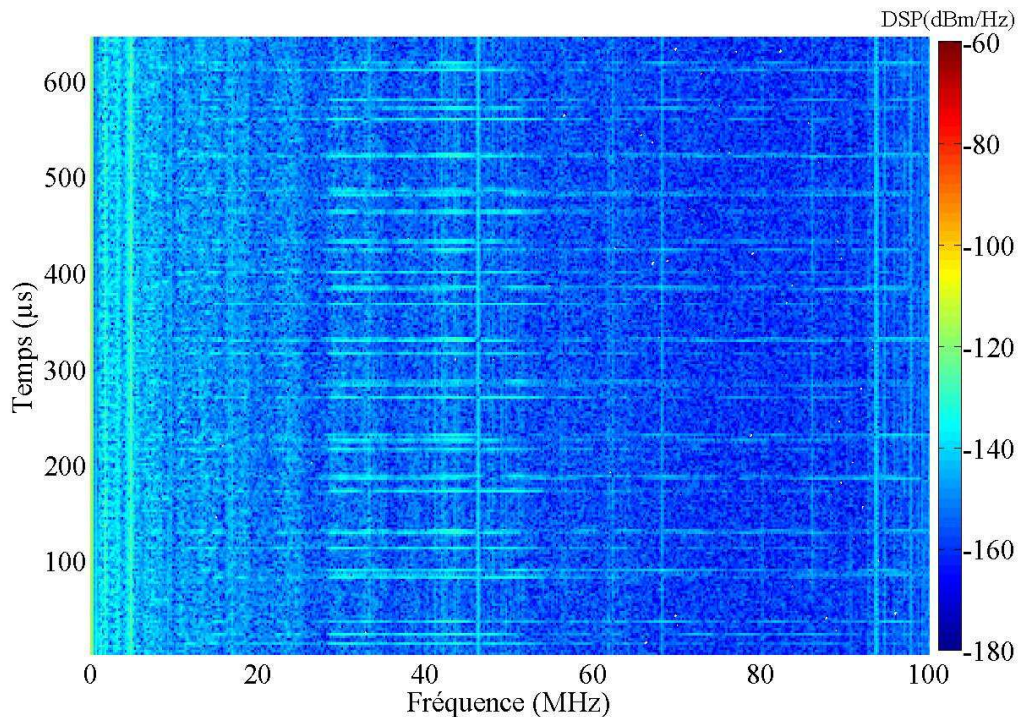


Figure 50. Spectrogramme du bruit coté source ligne plus

Dans ce paragraphe, nous avons montré les mesures de bruit dans le domaine fréquentiel et temporelles pour l'architecture 2. La DSC du bruit étant bien inférieur au gabarit de la DO-160 en émission conduite, nous fixerons dans la suite cette limite pour la puissance du bruit.

### XIII. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé l'analyse et la mesure de canaux de propagation. Nous avons testé deux types de coupleurs (capacitif et inductif) ainsi que les architectures point-à-point et point-à-multipoint sur une longueur de 32 m, avec une alimentation industrielle fournissant  $\pm 270$  V, un fan et des charges actives.

Les mesures préliminaires, grâce aux modems Homeplug Av, nous ont permis de mesurer le débit possible sur le réseau.

Ensuite, l'analyse des fonctions de transfert nous a permis de calculer la bande de cohérence ainsi que l'étalement des retards. Ces deux paramètres nous seront utiles dans le chapitre suivant pour dimensionner le système de transmissions multiporteuses. De plus, la fonction de transfert nous permettra de réaliser la simulation numérique d'une chaîne de transmission CPL sous Matlab.

Enfin, les bruits présents sur les lignes ont été succinctement présentés. Cependant, les bruits mesurés avec les charges actives ne sont pas forcément au niveau maximal que l'on trouvera dans les lignes de puissance aéronautiques. Ainsi, dans la suite de ce mémoire nous prendrons le niveau de bruit égal au gabarit de la DO-160 en émission conduite.



## Chapitre III, Dimensionnement du système OFDM et de codage de canal

Dans le chapitre 2, nous avons mesuré et caractérisé le canal de propagation. À l'aide de cette étude, il est désormais possible de choisir et de dimensionner les paramètres du système de communication.

Dans un premier temps nous allons présenter une chaîne générale de transmission et en expliquer les différentes composantes. Cette étude permet d'identifier les différentes solutions possibles pour notre chaîne de transmission.

Dans un deuxième temps, nous allons dimensionner une partie du système de transmission à l'aide d'une étude paramétrique. Cette étude prend en compte les mesures du canal de propagation, les spécifications des systèmes CPL, les contraintes de réalisation matérielle et les contraintes aéronautiques. Le but de cette étude est de définir les caractéristiques du symbole OFDM au regard des spécifications de temps réel et de débit.

Enfin dans une dernière partie, nous allons simuler une chaîne de transmission, sous Matlab, dans le but de vérifier les propositions faites dans l'étude paramétrique et de définir le système de codage pour répondre aux spécifications de débit, de TEB et des contraintes de temps réel.

## XIV. État de l'art des technologies de communications numériques utilisées dans les systèmes CPL

Dans ce paragraphe nous allons présenter les différents blocs d'une chaîne de transmission CPL. Nous proposons de nous inspirer de la chaîne de transmission Homeplug Av. Sur la figure 51, nous avons représenté le schéma général d'une chaîne de transmission CPL multi-porteuses. On peut diviser l'émetteur en trois parties principales. La première est le codage de canal dont le but est de corriger les erreurs dues aux bruits en agissant sur les données binaires, grâce à l'ajout de redondance par exemple. Ensuite, la mise en forme du signal permet de convertir le signal binaire en un signal adapté au canal. Enfin, la dernière partie consiste à convertir les données numériques en données analogiques.

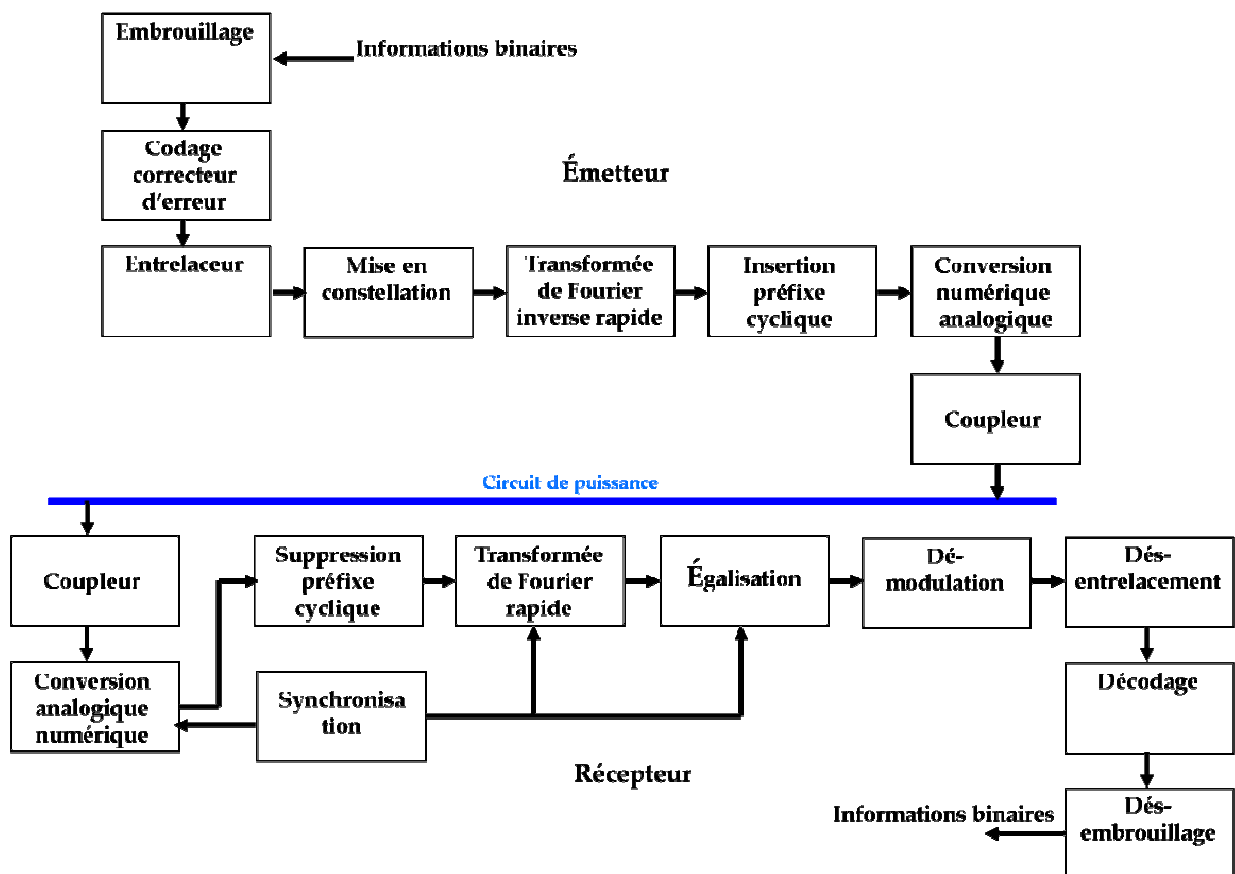


Figure 51. Schéma général d'une chaîne de transmission CPL

Dans ce chapitre, nous ne traitons que du codage de canal, à l'aide de codes correcteurs d'erreurs, et de la modulation OFDM.

## 14.1 Codage de canal

### 14.1.1 Paradigme de Shannon

Le codage de canal est une technique qui permet de détecter et de corriger les erreurs (au niveau de la couche physique) d'un signal ayant transité par un canal bruité. Lors de la transmission, les données sont altérées, ce qui se traduit à la sortie du récepteur par des 0 se transformant en 1 et des 1 se transformant en 0. Le but du codage de canal est d'agir sur les données binaires pour détecter et corriger les erreurs dues aux bruits. Dans notre étude, le codage de canal est constitué d'un embrouilleur, de deux codeurs correcteurs d'erreurs et d'un entrelaceur.

Il existe d'autres possibilités pour corriger les erreurs, autres que le codage de canal. Citons la réémission de données au niveau de la couche MAC, l'interpolation des données précédentes et suivantes au niveau de la couche application ou encore la redondance des systèmes de transmission pour les systèmes tolérants aux fautes. Pour corriger les erreurs de transmission au niveau de la couche physique, il faut rajouter de la redondance au signal ce qui a pour conséquence de diminuer le débit utile. La problématique du codage de canal est donc de minimiser le taux d'erreur binaire et de maximiser le débit utile. Pour les systèmes temps réel, le temps de traitement des décodeurs doit aussi être pris en compte.

### 14.1.2 Embrouillage

L'embrouillage permet de donner au signal une répartition aléatoire et d'éviter ainsi les longues suites de 0 et de 1. Sur la figure 52, nous avons représenté le schéma d'un embrouilleur [Avril08]. Dans cet exemple, cette étape est réalisée à l'aide d'un « exclusif » ou *XOR* entre les données utiles et la séquence pseudo-aléatoire. Un exemple de séquence pseudo-aléatoire peut être généré par le polynôme suivant :

$$p(x) = x^{10} + x^3 + 1 \quad (8)$$

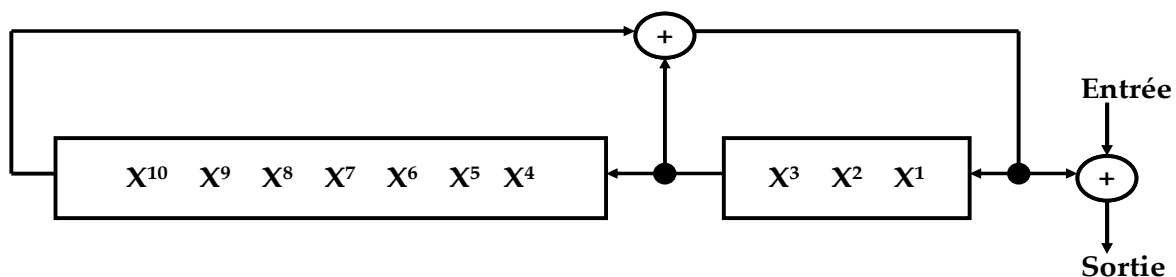


Figure 52. Schéma d'un embrouilleur

Pour désembrouiller le signal, il suffit d'effectuer la même opération sur les données binaires reçues.

### 14.1.3 Codage correcteur d'erreurs

Le codage correcteur consiste à ajouter de la redondance aux données utiles dans le but de détecter et de corriger les erreurs de transmission dues aux bruits. Le codage de canal fait l'objet de très nombreuses études et de nombreux codes ont vu le jour depuis le début des télécommunications. Dans ce chapitre, nous présentons les deux codes que nous utilisons : le code Reed-Solomon (RS) et le code convolutif (CC). Ces deux types de codes sont utilisés depuis de nombreuses années et sont souvent utilisés ensemble pour corriger les erreurs paquets et les erreurs isolées. Enfin, nous présenterons rapidement les turbocodes qui constituent une innovation majeure dans le domaine des télécommunications.

#### 14.1.3.1 Codes Reed-Solomon

Les codes Reed-Solomon RS sont des codes cycliques linéaires systématiques par bloc. Ils ont été inventés par Irving S. Reed et Gustave Solomon en 1960 [Reed60]. Les données initiales sont divisées en paquets de longueur fixe auxquels sont ajoutés des bits de redondance. La longueur de ces paquets dépend des capacités du codeur. Ensuite, le décodeur va traiter chaque bloc indépendamment puis reconstruire la trame d'origine. Les codes RS sont définis par les paramètres  $n$ , qui représente le nombre total d'octets en sortie du codeur, et le paramètre  $k$ , le nombre d'octets en entrée du codeur. Le nombre d'octets corrigés est alors égal à  $(n-k)/2$ . Le rendement du code est égal à  $R=k/n$ .

#### 14.1.3.2 Codes convolutifs

Les codes convolutifs CC ont été proposés pour la première fois en 1955 par Peter Elias. Chacun des blocs sortant du codeur convolutif dépend à la fois des  $k$  éléments d'entrée mais aussi des  $a$  blocs précédents [Clark81]. L'intérêt de ce type de code est donc l'effet mémoire de profondeur  $a$ . Un exemple de codeur, présenté sur la figure 53, est constitué de registres à décalage comprenant  $(a+1)k$  étages qui mémorisent les  $L=(a+1)k$  blocs de  $k$  éléments binaires. Une logique combinatoire constituée de  $n$  générateurs linéaires de fonctions algébriques génère les blocs de  $n$  éléments binaires fournis par le codeur.

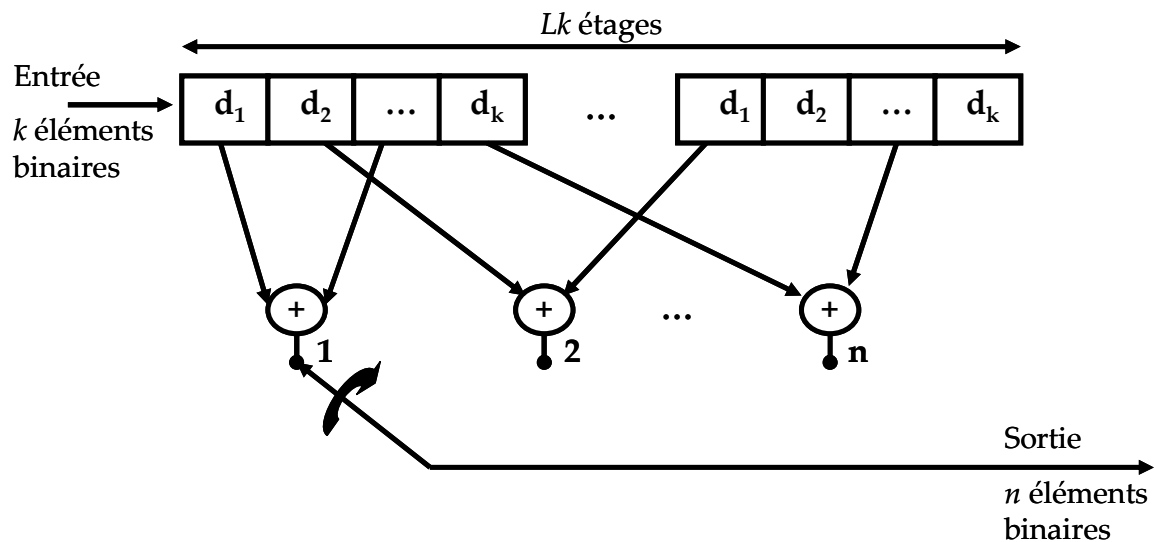


Figure 53. Schéma d'un codeur convolutif

Le rendement du code est égal à  $R=k/n$ . Le paramètre  $L=(1+a)$  est appelé longueur de contrainte et  $a$  détermine le nombre  $2^{ak}$  d'états possibles du codeur.

#### 14.1.3.3 Algorithme de Viterbi

Si la partie codage est relativement simple, la partie décodage représente un défi majeur dans le domaine des télécommunications. D'un point de vue théorique, la manière la plus simple de décoder un code convolutif est de comparer la séquence reçue à toutes les séquences émises possibles et de choisir la plus vraisemblable. Cependant, la complexité de ce type de décodage augmente de manière exponentielle à mesure que la longueur de la séquence croît. En s'inspirant de cette méthode, Viterbi a mis au point une technique qui utilise aussi le maximum de vraisemblance mais évite de calculer toutes les combinaisons possibles, ce qui permet de diminuer le temps de décodage. Cet algorithme a été découvert par A. Viterbi en 1967 [Viterbi67].

#### 14.1.3.4 Turbocodes

Les turbocodes ont été inventés en 1993 par Claude Berrou et Alain Glavieux. Un turbocodeur est composé de deux codes qui peuvent être récursifs convolutifs, en série ou en parallèle et séparés par un entrelaceur [Berrou93]. En général, les deux codeurs sont identiques mais il est possible d'en choisir deux différents. En outre, plus la profondeur d'entrelacement sera grande, plus le codage sera efficace mais cela impacte négativement le temps de traitement. Nous présentons sur la figure 54 un exemple de schéma d'un turbocodeur, schéma de gauche, et du turbodécodeur correspondant, schéma de droite.

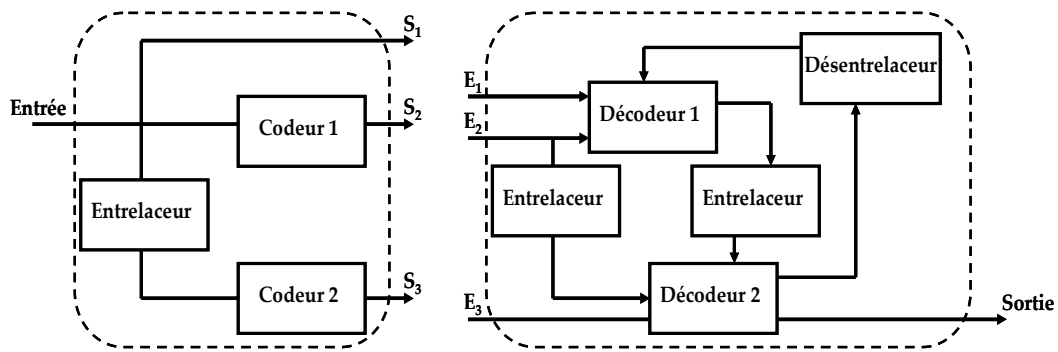


Figure 54. Schéma d'un turbocodeur (à gauche) et d'un turbodécodeur (à droite)

La véritable innovation du turbocode est son principe de décodage. En effet, pour la première fois on introduit l'idée de décodage itératif. Chacun des décodeurs décode l'information puis va échanger ce résultat avec l'autre codeur, et cela pendant un nombre d'itérations préalablement choisi. Le décodage au sein des codeurs récurrents convolutifs peut quant à lui être réalisé grâce à l'algorithme de Viterbi.

#### 14.1.4 Entrelacement

L'entrelacement permet de répartir les données en temps ou en fréquence, avant ou après le codeur. En effet, les erreurs ont tendance à se regrouper :

- en temps, du fait des bruits impulsifs qui peuvent affecter la quasi-totalité des échantillons d'un symbole OFDM,
- en fréquence, du fait, par exemple, d'une raie radio qui va affecter les sous-porteuses proches de la raie radio.

La dispersion des erreurs a ainsi un impact non négligeable sur la capacité de correction des codeurs. Cependant, l'augmentation de la profondeur d'entrelacement va augmenter le temps de traitement de l'information et avoir un impact négatif sur les contraintes de temps réel du système CPL. En sus du temps dû à l'entrelacement lui-même, il est alors nécessaire de recevoir toutes les données pour pouvoir les utiliser [Takeshita07].

Une fois que le codage de canal a été réalisé, il est nécessaire de convertir l'information binaire en symboles à l'aide de modulations, de type QAM (*quadrature amplitude modulation*) dans notre cas. Pour adapter le signal au canal de propagation, nous allons utiliser, pour notre système CPL, la technique de transmission OFDM. Cette technique permet de multiplexer en fréquence les données issues de la conversion binaire à symbole.

### 14.2 Principe général de l'OFDM

Dans ce paragraphe nous allons présenter de manière succincte l'OFDM. Pour des informations plus précises, il est possible de se référer à la littérature [Proakis96].

Les modulations multi-porteuses viennent à l'origine du multiplexage fréquentiel *frequency division multiplexing* (FDM). Cette technique a été proposée en 1957

[Doeltz57]. Les informations de débit  $D$  élevé, sont réparties sur plusieurs sous-canaux fréquentiels à bas débit. Ces sous-canaux seront par la suite appelés sous-porteuses. Soit  $N$  le nombre de sous-porteuses, le débit sur chacune des sous-porteuses est  $D/N$ . Ainsi, le débit global reste inchangé par rapport à des modulations mono-porteuses. Dans le domaine fréquentiel, l'espace entre les sous-porteuses doit être fixé de telle manière que le canal soit considéré comme plat pour limiter les distorsions introduites par le canal. De plus, il est nécessaire de dimensionner correctement le système pour éviter toute apparition d'interférence inter-porteuse ou *inter carrier interference* (ICI). À l'origine, dans les systèmes FDM, la solution consistait à espacer suffisamment les sous-porteuses. Cependant, cette solution n'était pas satisfaisante du point de vue de l'efficacité spectrale puisque l'occupation fréquentielle était plus élevée que dans les systèmes mono-porteuses. La solution optimale consiste à recouvrir les sous-porteuses de manière à ce que celles-ci soient orthogonales en fréquence. Ce procédé a été mis au point dans les années 1960 et est connu aujourd'hui sous le sigle OFDM [Chang68]. L'idée est ici de faire correspondre le maximum d'une sous-porteuse, dont la forme d'onde peut être un sinus cardinal, aux zéros des autres sous-porteuses. Dans le cas d'un sinus cardinal, la forme d'onde correspondante dans le domaine temporel est la fonction porte. Une solution possible de réalisation est l'utilisation de la transformée de Fourier. En effet, la transformée de Fourier d'une fonction porte est un sinus cardinal. On peut voir ce recouvrement sur la figure 55.

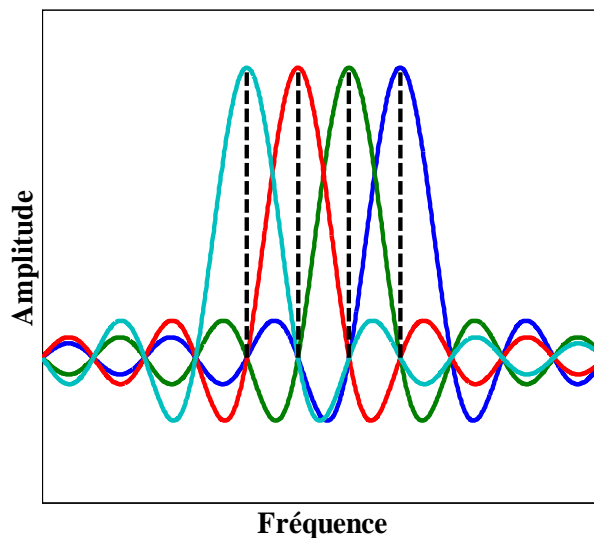


Figure 55. Sinus cardinaux orthogonaux en fréquence

### 14.2.1 Expression du signal OFDM en émission

Un symbole OFDM est constitué de  $N$  sous-porteuses de fréquence  $f_k=f_0+k\Delta_f$  avec  $0\leq k<N-1$  qui transmettent  $N$  symboles notés  $x_k$ . Les symboles  $x_k$  sont des éléments complexes issus de la mise en constellation ou conversion binaire à symbole ou *mapping*. Dans le cas des modulations QPSK ou QAM, cette opération consiste à associer à un groupe de bits, une phase ou un couple phase et amplitude. Sur la figure 56, nous présentons une constellation QPSK, à gauche, et une constellation 16-QAM, à droite. La constellation QPSK est une constellation en quadrature de phase, c'est-à-dire que seule la phase permet de transmettre deux bits d'information par sous-porteuse. L'amplitude, pour ce type de constellation reste constante. Pour la constellation 16-QAM, un couple phase-amplitude permet de transporter quatre bits d'information par sous-porteuse.

Les coordonnées de chaque point de la constellation sont déterminées par la combinaison des bits. Dans le cas de la QPSK, ces combinaisons sont (00), (01), (10) et (11). Notons que pour minimiser les erreurs de transmissions, le code de Gray est utilisé. Grâce à ce code, les plus proches voisins de chaque symbole de constellation ne diffèrent que d'un seul bit.

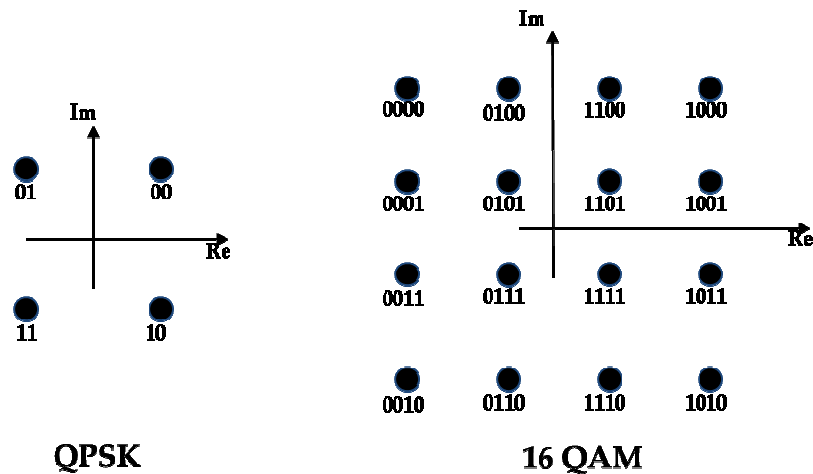


Figure 56. Constellation QPSK (à gauche) et 16-QAM (à droite)

Le signal  $s_k$  correspond à une sous-porteuse modulée par le symbole complexe  $x_k$  :

$$s_k(t) = |x_k| \sin\left(2\pi \frac{kt}{T_{OFDM}} + \arg(x_k)\right) \quad \text{avec} \quad \frac{1}{T_{OFDM}} = \Delta f \quad (9)$$

Le signal analytique complexe, transmis sur les  $N$  sous-porteuses complexes s'écrit :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi \frac{k}{T_{OFDM}} t} \quad (10)$$



En échantillonnant ce signal à la fréquence  $f_e = N/T_{OFDM}$ , avec  $t = nT_e$  pour  $0 \leq n < N$ , on obtient :

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (11)$$

On reconnaît ici la transformée de Fourier inverse discrète des symboles  $x_k$  au facteur  $1/N$  ou  $\sqrt{1/N}$  près. En réception, une transformée de Fourier discrète est réalisée pour reconstituer les symboles émis. Notons que pour effectuer ces transformées de Fourier, les algorithmes de transformée de Fourier rapide direct et inverse (FFT et IFFT) sont utilisés, ce qui permet de gagner en temps de traitement. Il est possible d'utiliser une écriture matricielle pour le signal  $s$  :

$$s = F^{-1}x \quad (12)$$

où  $s = [s_0 \ s_1 \ \dots \ s_{N-1}]^T$  est le vecteur représentant un symbole OFDM constitué de  $N$  échantillons temporels,  $x = [x_0 \ x_1 \ \dots \ x_{N-1}]^T$  est constitué des  $N$  éléments  $x_k$  représentant les informations émises sur chacune des sous-porteuses  $k$ , et  $F$  est la matrice de Fourier de taille  $N$  :

$$F = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\frac{\pi}{N}} & \dots & e^{-j2\frac{\pi}{N}(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & e^{-j2\frac{\pi}{N}(N-1)} & \dots & e^{-j2\frac{\pi}{N}(N-1)^2} \end{pmatrix} \quad (13)$$

Rappelons que  $F$  est une matrice unitaire et ainsi que  $F^{-1} = F^H$  avec  $F^H$  matrice transconjuguée de  $F$ .

Nous avons exprimé le signal OFDM comme un signal complexe. Or, pour être transmis dans le canal, le signal doit être réel. Pour cela, il existe deux techniques. La première technique consiste à utiliser une symétrie hermitienne sur les données  $x$  avant l'IFFT, l'autre consiste à faire une transposition en fréquence après l'opération de FFT.

### 14.2.2 Conversion du signal complexe en un signal réel

La symétrie hermitienne consiste à ajouter à un symbole OFDM son conjugué avant l'opération d'IFFT, comme sur la figure 57. Il est alors nécessaire d'avoir une taille d'IFFT et de FFT égale à deux fois le nombre de sous-porteuses. De même, le nombre d'échantillon temporel est doublé et ainsi, leur période d'échantillonnage est divisé par deux. Cette opération est appelée symétrie hermitienne. On parle alors de *discret multi tone* (DMT).

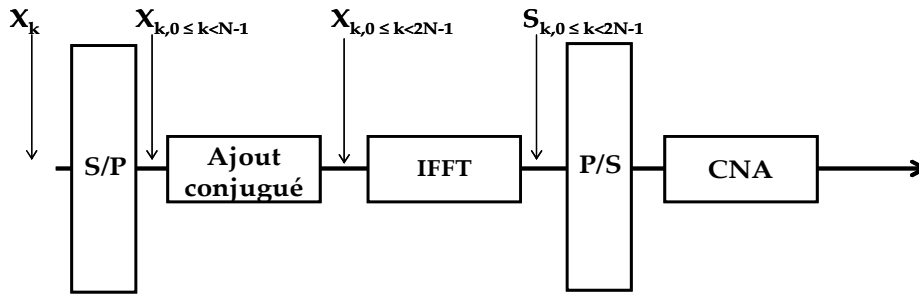


Figure 57. OFDM avec symétrie hermitienne

La seconde technique, présentée sur la figure 58, consiste à séparer la partie réelle de la partie imaginaire puis à convertir ces dernières en un signal analogique. On déphase alors de  $\pi/2$  le signal issu de la partie imaginaire. On additionne enfin les deux signaux avant de les envoyer sur le canal. Avec cette technique, la taille de FFT est égale au nombre de sous-porteuses. Cependant la réalisation nécessite plus de composants électroniques, deux convertisseurs analogiques numériques et un oscillateur local. Cette technique porte le nom de modulation I/Q.

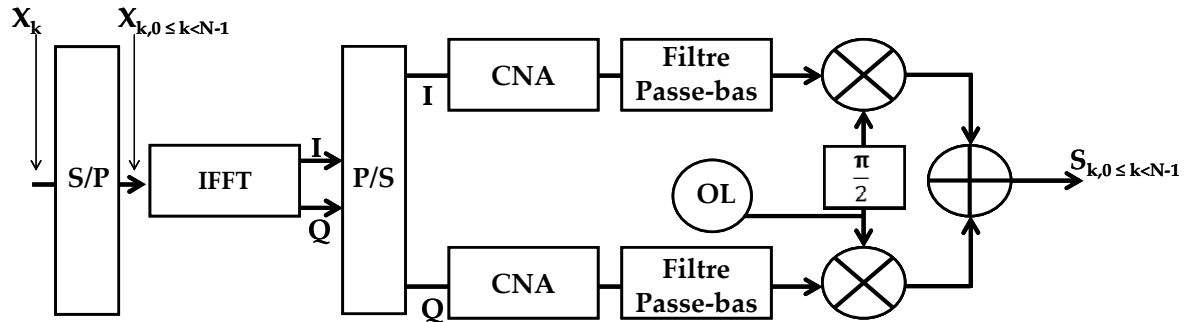


Figure 58. OFDM avec modulation I/Q

Notons que cette modulation I/Q peut être réalisée numériquement, moyennant un suréchantillonnage [Héland99].

Une fois le signal réel généré, ce dernier est envoyé dans le canal et subit les perturbations dues au milieu de propagation ainsi qu'aux bruits. Nous allons maintenant définir la forme mathématique du signal OFDM en réception.

### 14.2.3 Forme mathématique du signal OFDM en réception

La réponse impulsionnelle du canal peut être modélisée par le vecteur  $h_l = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{L-1}]^T$ ,  $L$  correspondant au nombre d'échantillons complexes de la réponse impulsionnelle du canal. On peut ainsi écrire le signal en réception, sans conversion de complexe à réelle, par l'équation suivante :

$$r_n = \sum_{l=0}^{L-1} h_l s_{n-l} + b_n \quad (14)$$

avec  $r_n$  représentant les échantillons temporels du symbole OFDM reçu, et  $b_n$  le bruit. Le signal en réception est ainsi perturbé par le milieu de propagation  $h$  et par le bruit  $b$ .

La réponse impulsionnelle en plus des atténuations et des déphasages va introduire des interférences inter-symbole (ISI). Pour corriger l'ISI il est nécessaire d'utiliser un préfixe cyclique.

### 14.3 Préfixe cyclique

La réponse impulsionnelle du canal est étalée dans le temps. C'est pourquoi, lors de l'émission d'une suite de symboles OFDM, chacun des symboles va interférer avec le symbole suivant ce qui va générer de l'interférence inter-symboles (ISI). L'une des solutions couramment envisagée est d'utiliser un intervalle de garde. L'intervalle de garde est inséré en temps au début de chaque symbole OFDM et permet d'absorber l'ISI. Une première possibilité pour dimensionner l'intervalle de garde est de choisir la durée supérieure ou égale à l'étalement maximal des retards de la réponse impulsionnelle du canal. Après l'insertion d'un intervalle de garde de durée  $T_{CP}$ , la durée du symbole OFDM devient  $T_{CP}+T_{OFDM}$  mais l'espacement inter-porteuse est toujours égal à  $1/T_{OFDM}$ . Dans le cas où l'intervalle de garde est muet, ceci entraîne la perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses et génère ainsi de l'interférence inter-porteuses ou *inter-carrier interference* (ICI). Nous avons représenté un exemple d'ICI sur la figure 59.

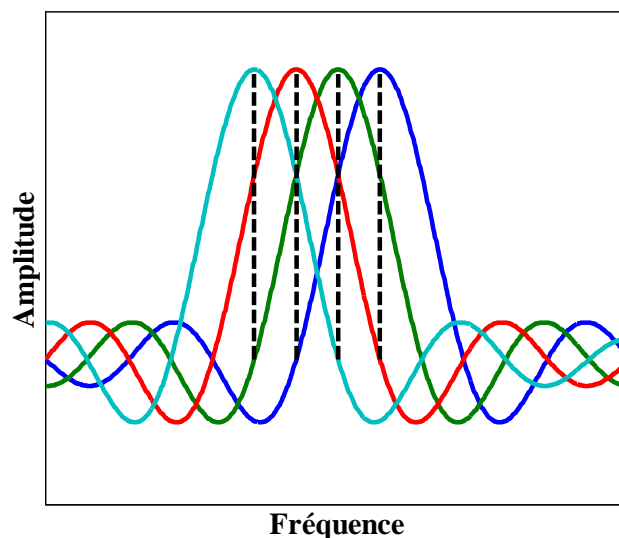


Figure 59. Sinus cardinaux non orthogonaux en fréquence

Différentes répliques du signal sont récupérées sur une durée  $T_{OFDM}$ . Du fait de la double périodicité (en temps et en fréquence) des signaux issues de la transformée de Fourier discrète, la copie de la fin du symbole OFDM au début permet de récupérer, dans une même fenêtre temporelle, l'ensemble des signaux décalés. L'intervalle de garde porte alors le nom de préfixe cyclique. Cette solution a de plus l'avantage

d'apporter de la redondance au signal, ce qui permet de l'utiliser aussi pour la synchronisation ou l'estimation du canal. L'inconvénient de ce procédé est la perte d'efficacité spectrale car le temps utilisé pour le préfixe cyclique n'est pas destiné à transmettre de l'information utile. La perte de débit est proportionnelle à  $T_{OFDM}/(T_{CP}+T_{OFDM})$ . Nous verrons que lors du dimensionnement de la couche physique, le préfixe cyclique doit être suffisamment grand pour absorber l'ISI mais ne pas être surdimensionné pour ne pas trop diminuer le débit.

Nous avons vu dans le paragraphe 14.1 que les techniques de codage de canal permettent dans une certaine mesure de corriger les erreurs de transmission dues aux bruits. Pour corriger les erreurs induites par le canal de propagation il est nécessaire d'utiliser l'égalisation de canal.

#### 14.4 Égalisation

L'égalisation est un procédé qui permet de corriger les atténuations et les déphasages induits par le canal. La technique d'égalisation la plus simple est la technique du forçage à zéros ou *zero forcing* [Proakis96]. Cela consiste à multiplier chacun des échantillons reçus après la FFT par l'inverse des coefficients estimés du canal. Pour l'estimation du canal, de nombreuses techniques sont disponibles dans la littérature [Hwang09]. Une première possibilité est d'intégrer dans chaque symbole OFDM des sous-porteuses pilotes connues par le récepteur. Ainsi, lorsque le récepteur reçoit les informations, il compare à l'aide d'un estimateur les sous-porteuses pilotes reçues et les sous-porteuses pilotes qu'il devrait recevoir pour en déduire la fonction de transfert du canal. Pour ce faire, il est nécessaire d'émettre des sous-porteuses pilotes régulièrement. Plus ces sous-porteuses pilotes sont nombreuses plus l'égalisation sera efficace, cependant cela a un impact non négligeable sur le débit. Une autre possibilité consiste à émettre des symboles pilotes régulièrement et de réaliser la même opération d'estimation.

Le dernier élément que nous prenons en compte lors de transmission est la synchronisation. En effet, les désynchronismes entre les oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur peuvent très fortement augmenter le TEB.

#### 14.5 Synchronisation

Les erreurs de synchronisation sont dues aux écarts de phase et de fréquence entre l'oscillateur local de l'émetteur et celui du récepteur. Ces désynchronismes peuvent avoir de graves conséquences sur la qualité de la communication en augmentant de manière significative le TEB. Les transmissions CPL que nous proposons se font en bande de base. Ainsi, nous ne sommes pas soumis au problème de synchronisation de fréquence porteuse, nécessaire dans les systèmes radiofréquences [Tai09]. C'est un avantage des transmissions en bande de base.

Dans notre cas, notre système est soumis à une erreur de fréquence d'échantillonnage. Cette erreur vient de l'écart entre les horloges des oscillateurs

locaux de l'émetteur et du récepteur. Ce décalage va introduire un étirement ou une contraction du peigne fréquentiel ainsi qu'un défaut de fenêtrage de la FFT. Dans la littérature, de nombreuses techniques permettent de corriger l'erreur de fréquence d'échantillonnage à l'aide de sous-porteuses pilotes [Kim98] ou encore de symboles pilotes [Schmidl97]. Une étude détaillée du système de synchronisation est faite dans le chapitre 4.

Dans les paragraphes précédents, nous avons montré les principales étapes nécessaires à une transmission OFDM. En outre, le fait d'utiliser un grand nombre de sous-porteuses permet de rendre le système OFDM très flexible. Il est ainsi possible d'éteindre certaines sous-porteuses ou d'en réserver pour l'estimation de canal et la synchronisation.

### 14.6 Extinction des sous-porteuses

Certaines sous-porteuses peuvent être éteintes pour cause d'incompatibilité électromagnétique avec d'autres systèmes, comme les systèmes radioamateurs. Cette étape est relativement simple puisqu'elle consiste à mettre à zéro des sous-porteuses au niveau de la FFT. La figure 60 montre les sous-porteuses éteintes ou *notches* utilisées pour l'Homeplug Av. Ce masque vient de la norme américaine *FFC part 15* [FCC07].

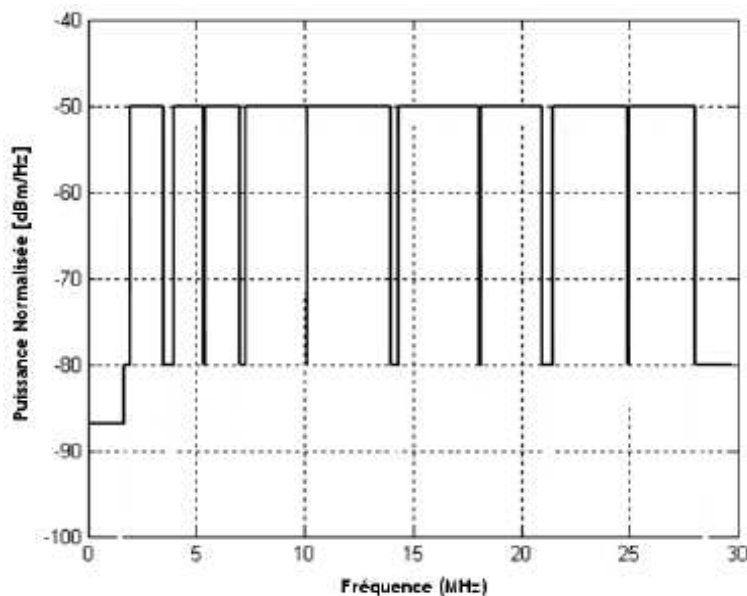


Figure 60. Gabarit de puissance américain pour la norme FCC [FCC07].

Dans le cas d'une utilisation avionique, il faudra veiller à mettre un masque en accord avec les différentes normes des transmissions aéronautiques.

## 14.7 Sous-porteuses pilotes

La technologie OFDM permet d'allouer certaines sous-porteuses pour différentes tâches. On peut citer l'estimation du canal ou encore la synchronisation. Les sous-porteuses pilotes sont généralement espacées d'une valeur correspondant à la bande de cohérence pour l'estimation du canal. Le principal inconvénient de leur utilisation est une baisse de débit.

Les paragraphes précédents nous ont permis de décrire les différents éléments nécessaires à une transmission OFDM. Dans le but d'améliorer les performances d'un système OFDM, il est possible d'utiliser des techniques d'allocation binaire ou des matrices de précodage.

## 14.8 Allocation binaire

Chacune des sous-porteuses du signal OFDM peut être considérée de manière indépendante. Ainsi, en fonction du SNR, il est possible d'adapter le nombre de bits par sous-porteuse pour optimiser le débit ou le TEB. L'allocation binaire ou *bit loading* nécessite de sonder le canal. C'est pourquoi, elle n'est utilisée que dans les communications avec une voie de retour comme pour les communications CPL ou l'ADSL. Il existe de nombreux algorithmes disponibles dans la littérature dans le but d'optimiser le débit ou le TEB ([Wyglinsky05], [Guerini07], [Fischer96], [Chow95]). Dans des systèmes de diffusion comme le *digital video broadcasting* (DVB-T), le *bit loading* ne peut pas être utilisé.

## 14.9 LP-OFDM

Une autre technique intéressante pour fiabiliser les transmissions CPL est l'utilisation d'une matrice de précodage ou *linear precoded OFDM* (LP-OFDM). Cette technique consiste à multiplier les données avant IFFT par une matrice composée de séquences pseudo-aléatoires [Stephan08]. L'utilisation d'une matrice de précodage permet une meilleure exploitation de la diversité fréquentielle du canal. De plus, cette technique offre également une granularité plus fine pour le choix des débits, augmentant ainsi la flexibilité du système. Enfin, notons que l'ajout de la matrice de précodage n'engendre pas une complexité importante du système de transmission.

## 14.10 Intérêt de l'OFDM pour le CPL

Dans cette étude, nous avons choisi d'utiliser la technologie OFDM. Cette technique possède de nombreux avantages pour une transmission CPL. L'OFDM permet à la fois d'exploiter une grande bande de fréquence tout en étant flexible face aux exigences

aéronautiques ou aux fluctuations du canal. En effet, du fait de la facilité d'extinction des sous-porteuses, il est possible d'adapter la bande de transmission aux masques d'émission ainsi qu'à la fonction de transfert du canal. De plus, en cas de modification de la fonction de transfert du canal, le système d'égalisation permet de s'adapter rapidement. Enfin, l'OFDM est robuste aux bruits impulsifs.

Dans ce paragraphe, nous avons présenté les différents blocs d'une chaîne de transmission CPL. Dans la suite de notre étude, nous allons à l'aide d'une étude paramétrique, définir les paramètres OFDM dans le but de satisfaire aux contraintes de temps réel et de débit.

## **XV. Étude paramétrique**

Dans ce paragraphe, nous allons proposer le dimensionnement d'un symbole OFDM qui est défini par la taille du préfixe cyclique, l'espace inter-porteuse, la taille de FFT, la bande de fréquence et la taille maximale de constellation. Ce dimensionnement est réalisé dans le but de répondre aux spécificités de débit utile et de contrainte de temps réel. Le codage de canal sera dimensionné et discuté au paragraphe 16. Dans le but d'assurer une qualité de service nécessaire aux commandes de vol, nous allons définir dans ce paragraphe les spécifications de temps de traitement, de débit et de TEB pour notre système CPL.

### **15.1 Spécifications relatives à la qualité des communications**

#### **15.2.1 Spécification de temps de latence**

Dans notre étude, la latence est définis comme le temps entre le moment où un bit entre dans l'émetteur du système CPL et le moment où ce même bit ressort du système CPL.

Les commandes de vol sont asservies à la fois en vitesse et en position, avec une fréquence de 1000 Hz pour la vitesse et 100 Hz pour la position. Cependant la boucle de vitesse est asservie localement. Ainsi, seule la commande en position utilisera les informations transmises par le CPL. Une loi empirique du monde aéronautique exige, pour garantir la stabilité des systèmes dynamiques, que les équipements de commande fonctionnent six fois plus vite que les équipements contrôlés. Ainsi, il est nécessaire de piloter les systèmes de commande de vol à une fréquence de 600 Hz pour la position. Cela implique un temps de latence total pour la boucle d'asservissement de l'ordre 1666  $\mu$ s. Dans la mesure où de nombreux systèmes font partie de la boucle d'asservissement, nous considérons qu'il est raisonnable de prendre 10 % à 20 % du temps de latence total pour le temps de latence dû au système de transmission CPL. Ainsi notre système CPL doit avoir un temps de latence compris entre 166  $\mu$ s et 334  $\mu$ s. Ce temps de latence prend en compte le temps de transit dans le canal ainsi que les temps de traitements au niveau de l'émetteur et du récepteur.

#### **15.2.2 Spécification de débit**

En ce qui concerne le débit utile du système CPL, les commandes de vol fonctionnent actuellement avec des débits de l'ordre de 1 Mbit/s (chapitre 1). Cependant, dans le but d'anticiper les futurs besoins en avionique, nous allons proposer un système fournissant un débit utile de l'ordre de 10 Mbit/s. Nous considérons que le débit utile de la trame CPL est le débit brut des bus de terrain. Ainsi, dans cette étude, le système CPL est dimensionné de façon à être transparent pour les bus de terrain.



### 15.2.3 Spécification de TEB

Dans l'aéronautique, l'événement redouté est le nombre de trames fausses non détectées par heure de vol. En effet, comme nous l'avons vu au premier chapitre, les commandes de vol sont un système tolérant aux fautes ce qui signifie que c'est un système redondant. Ainsi, dans le cas où une trame fautive est détectée, les systèmes redondants sont utilisés. Par contre, dans le cas d'une trame fautive non détectée, cette dernière va induire un ordre faux qui peut avoir de graves conséquences. Le taux de trames fausses non détectées est fixé à  $10^{-5}$  par heure de vol. Cependant, cette spécification n'est pas suffisante pour dimensionner le TEB de la couche physique puisqu'un système, dont toutes les trames seraient fausses mais avec une probabilité de non détection de trame fautive de  $10^{-5}$  par heure de vol, respecte la spécification. Ainsi, il est nécessaire de définir un taux de disponibilité, qui est indépendant de la probabilité de non détection de trame fautive. En l'absence de spécification, nous prendrons comme TEB celui de l'AFDX qui est de  $10^{-12}$  [ARINC664].

Les spécifications du système CPL sont présentées dans le tableau 6.

Tableau 6. Spécifications du système CPL

Spécification	Valeur
Débit (Mbit/s)	10
Temps de traitement ( $\mu$ s)	166-334
TEB	$10^{-12}$
DSC en émission (dB $\mu$ A/kHz)	DO-160 et caractéristiques physiques de la liaison
DSC du bruit (dB $\mu$ A/kHz)	DO-160 et caractéristiques physiques de la liaison

Après avoir défini les spécifications de notre système CPL. Nous présentons la démarche générale de dimensionnement.

## 15.2 Démarche générale

La figure 61 représente la démarche générale de dimensionnement du symbole OFDM. La DO-160 ainsi que les mesures de courant nous permettent de connaître la puissance d'émission ainsi que la puissance de bruit. Ensuite, les mesures de canaux nous permettent de calculer la taille du préfixe cyclique ainsi que la bande de fréquence. La spécification de temps de traitement ainsi que les contraintes matérielles permettent de dimensionner le nombre de sous-porteuses. Enfin, la taille maximale de constellation est fixée par le temps de traitement ainsi que par la nécessité d'être compatible avec les bus de terrain avioniques

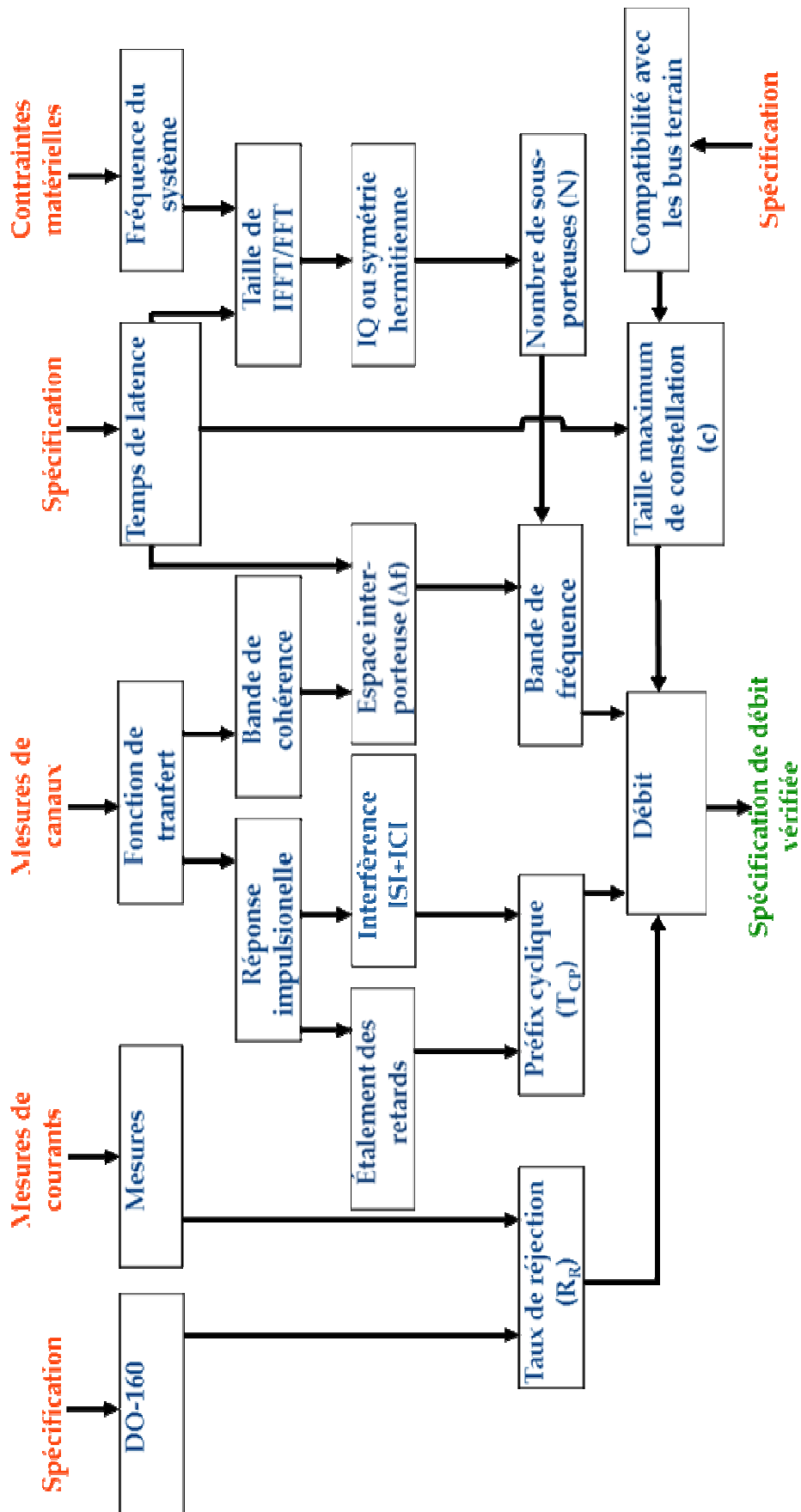


Figure 61. Démarche générale de dimensionnement

Lors du dimensionnement du symbole OFDM, la première étape est de définir la DSC du système CPL ainsi que la DSC du bruit. Pour ce faire, nous utilisons le gabarit de la DO-160 en émission conduite ainsi que les caractéristiques physiques des liaisons.

### 15.3 Contraintes électromagnétiques

Avant de présenter notre définition de la DSC du bruit et du CPL, nous rappelons quelques notions sur les courants de mode commun et les courants de mode différentiel. Sur la figure 62, nous présentons deux cas de transmissions d'énergie au-dessus d'un plan de masse. À gauche, est représenté un courant de mode différentiel où le sens du courant est de sens opposé sur la ligne 1 et sur la ligne 2. De plus, aucun courant n'est présent sur le plan de masse. Pour le courant en mode commun, à droite, le courant est de sens identique sur la ligne 1 et sur la ligne 2 avec un retour par le plan de masse.

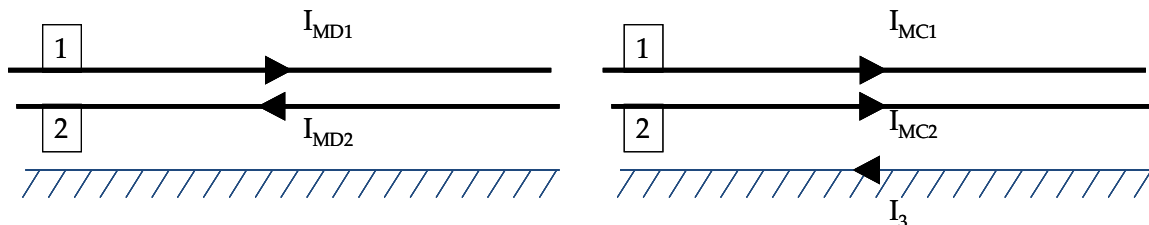


Figure 62. Courant de mode différentiel (à gauche), courant de mode commun (à droite)

On peut résumer les relations entre les différents courants par les équations suivantes :

$$\begin{cases} I_{MD1} = I_{MD2} \\ I_3 = I_{MC1} + I_{MC2} \end{cases} \quad (15)$$

Or, les lignes étant imparfaites, il en résulte un courant de fuite dans le plan de masse. Ainsi, on va voir apparaître non seulement un courant de mode différentiel mais aussi un courant de mode commun. On appelle alors le rapport entre les densités spectrales de courant de mode commun et de courant de mode différentiel le taux de rejection du mode commun vers le mode différentiel.

La norme DO-160, *environmental conditions and test procedures for airborne equipment* [DO-160], définit un ensemble de tests auxquels chacun des équipements électriques et électroniques des avions doit satisfaire. Le gabarit en émission conduite de la DO-160 est présenté sur la figure 63. Ce gabarit peut être considéré comme le courant maximum de mode commun que notre système CPL peut émettre sur le réseau de puissance. Or, les coupleurs utilisés, présentés dans le chapitre 2, émettent en mode différentiel. Ainsi, il est possible d'émettre avec un courant égal au gabarit de la DO-160 plus le taux de réjection du mode commun en mode différentiel. De la même

manière, le bruit vu par le système CPL peut être vu comme le gabarit de la D0-160 minoré du taux de réjection du mode commun en mode différentiel. Par la suite, nous appellerons le rapport entre la DSC du signal émis et la DSC du bruit  $R_R$ . On en déduit que le choix de la catégorie B, L, M ou H (dépendant de la position du système dans l'avion) n'a que peu d'importance puisque seul compte le taux de réjection pour le calcul de  $R_R$ . Notons tout de même que nous considérons que tous les nœuds sont dans la même catégorie. Nous proposons un exemple de  $R_R$  sur la figure 63 avec un taux de rejection du mode commun vers le mode différentiel pour une catégorie B de  $10 \text{ dB}\mu\text{A}/\text{kHz}$  pour une liaison de catégorie B. Les mesures de courant effectué sur le banc Proven nous permettent d'envisager un  $R_R$  compris entre 10 dB et 25 dB.

Dans la suite de notre étude, le  $R_R$  est la variable dimensionnante de notre système CPL.

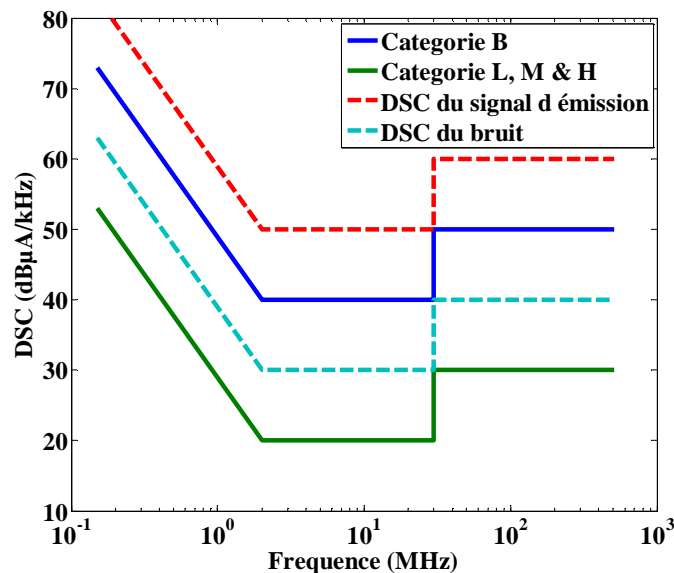


Figure 63. Gabarit de la DO-160 en émissions conduites

Maintenant que nous avons défini les valeurs de DSC du signal émis ainsi que celles des bruits, nous allons chercher à adapter le temps du symbole OFDM dans le but de satisfaire aux contraintes de temps réel.

#### 15.4 Durée du symbole OFDM

La durée d'un symbole OFDM est définie de la manière suivante :

$$T_{OFDM} = \frac{1}{\Delta f} + T_{CP} \quad (16)$$

avec  $\Delta f$  l'espace inter-porteuse et  $T_{CP}$  la durée du préfixe cyclique.

Dans le but d'adapter le temps symbole OFDM pour respecter les contraintes de temps réel, il est nécessaire d'ajuster l'espace inter-porteuse et la durée du préfixe cyclique, le tout, sans dégrader le TEB.

#### 15.4.1 Dimensionnement de l'espace inter-porteuses

L'un des postulats de l'OFDM est de transmettre les informations sur des sous-canaux plats en fréquence. Cet aspect peut être caractérisé par la bande de cohérence qui est la bande de fréquence en deçà de laquelle le canal peut être considéré constant. Dans la suite de ce mémoire, nous prendrons un espace inter-porteuses égal à 10%, valeur habituellement prise [Goldsmith05], pour la bande de cohérence afin de garantir un canal plat par sous-porteuse. Lors de l'étude des canaux de propagation, présentée au chapitre 2, nous avons calculé une bande de cohérence à 0,9 minimale de 700 kHz. Cela implique donc un espace inter-porteuse de 70 kHz, valeur que nous prenons pour toutes les configurations. Le choix de l'espace inter-porteuses a également un impact sur le temps de traitement de la FFT. En effet, l'augmentation de l'espace inter-porteuses va diminuer le nombre de sous-porteuses à bande constante ce qui va diminuer aussi la taille de FFT, donc son temps de traitement. De plus, d'après l'équation (16), l'augmentation de l'espace inter-porteuses diminue le temps symbole OFDM.

#### 15.4.2 Dimensionnement du préfixe cyclique

Grâce au calcul de la réponse impulsionnelle du canal, il est possible de calculer l'ISI et l'ICI en fonction de la taille du préfixe cyclique (CP), dans le but de le dimensionner. En effet, un préfixe cyclique trop long réduit l'efficacité spectrale et le débit. À contrario, un préfixe cyclique trop court n'absorbe pas suffisamment l'ISI ce qui augmente le TEB. La densité spectrale de puissance de l'ISI et de l'ICI peut être calculée à l'aide de l'équation suivante [Henkel02] :

$$N_{ISI+ICI}(n) = 2\sigma_s^2 \sum_{l=L_p+1}^{L-1} \left| \sum_{u=l}^{L-1} h(u) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} un\right) \right|^2 \quad (17)$$

où  $\sigma_s^2$  est la variance du signal modulé,  $h$  est la réponse impulsionnelle du canal,  $L$  la longueur du canal en nombre d'échantillons,  $L_{cp}$  la longueur du préfixe cyclique en nombre d'échantillons,  $N$  le nombre de sous-porteuses, et  $n$  l'indice de la sous-porteuse. La figure 64 montre le niveau d'interférence normalisée, *i.e.* puissance maximale à 0 dB, pour la configuration 11 (chapitre 2) sur la bande [1 ; 36] MHz pour différentes tailles de préfixe cyclique en nombre d'échantillons. Nous choisissons la configuration C11 car c'est celle qui offre l'étalement des retards le plus élevé. Pour ce

calcul, le nombre de sous-porteuses est de 512 et la longueur du canal de 512 échantillons.

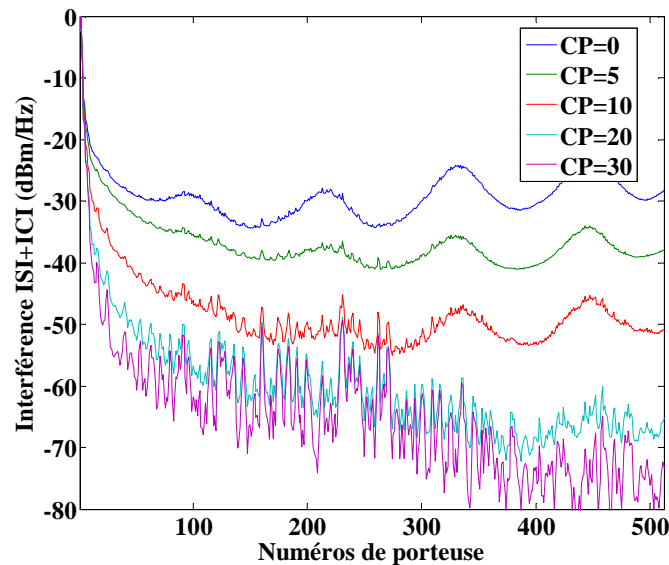


Figure 64. Interférence dans la bande [1 ; 36] MHz

On observe que l'interférence décroît rapidement avec l'augmentation de la taille du préfixe cyclique jusqu'à une valeur plancher. Cependant, à partir d'une certaine taille de CP, la décroissance de l'interférence est négligeable. Dans ce cas de figure, on peut proposer un CP de 20 échantillons ce qui correspond à 555 ns sur la bande [1 ; 36] MHz. Nous avons aussi effectué le calcul sur d'autres configurations et les résultats sont sensiblement identiques.

D'autres études montrent qu'en prenant un CP de deux à quatre fois l'étalement des retards permet d'absorber les trajets multiples [Van Nee00]. Dans notre cas cela aboutirait à un CP de 200 à 440 ns.

Par la suite, nous considérons un préfixe cyclique de 20 échantillons pour toutes les configurations. Cette valeur correspond à 5 fois l'étalement des retards pour la bande [1 ; 36] MHz et assure une marge pour le positionnement de la fenêtre FFT.

Le second élément à prendre en compte pour le temps de traitement d'une transmission OFDM est le temps de traitement de la FFT qui dépend des caractéristiques des systèmes électroniques.

## 15.5 Contraintes de réalisation

Dans la suite de ce mémoire, nous considérons les aspects de réalisation du point de vue d'une programmation sur FPGA.

Le temps de traitement de la FFT est fonction de sa taille et de la fréquence de cadencement du système et dimensionne directement le nombre total de sous-porteuses d'un symbole OFDM. Ainsi, dans cette étude nous choisissons la taille de FFT au regard des contraintes de temps réel, ce qui nous donne le nombre de sous-

porteuses. L'espace inter-porteuse étant définie dans le paragraphe 15.4.1, nous déduisons la bande du signal dans ce paragraphe. Pour calculer le temps de traitement de la FFT sur FPGA, nous utilisons les résultats fournis par Xilinx avec un algorithme de décimation radix 4 [XFFT11]. Sur la figure 65, nous montrons le temps de traitement d'une FFT en fonction de la fréquence de cadencement et ceci pour différentes tailles de FFT. Notons que seul le temps de traitement de la FFT est représenté, il est donc nécessaire de multiplier ces valeurs par deux pour avoir le temps de traitement en émission et réception. Enfin, au regard du développement des systèmes avioniques nous prenons une fréquence maximale de cadencement de 400 MHz. Nous avons vu au paragraphe 14.2.2 que le nombre de sous-porteuses est soit égal à deux fois la taille de FFT dans le cas de l'utilisation de la symétrie hermitienne, soit égal à la taille de FFT dans le cas d'une modulation I/Q. Dans la suite de ce mémoire nous utiliserons la symétrie hermitienne pour la transformation complexe-réel.

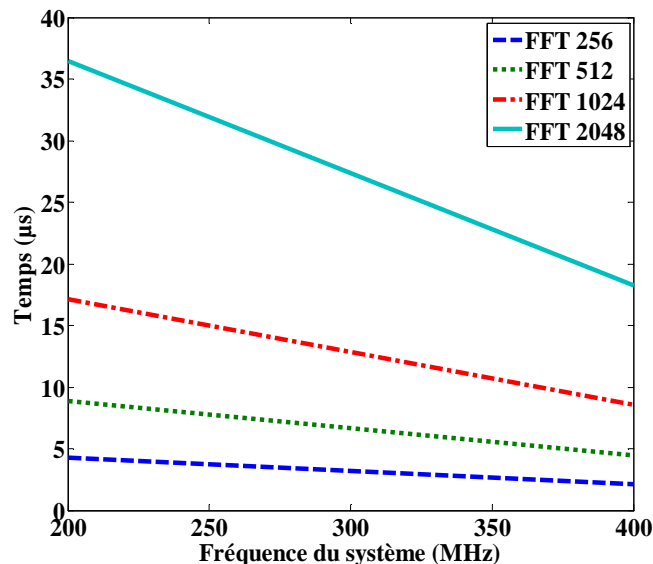


Figure 65. Temps de traitement d'une FFT en fonction de la fréquence de cadencement

À l'aide de ces courbes, nous en déduisons que la taille de FFT ne sera pas problématique pour le temps de traitement de notre système. En effet, même avec une taille de FFT de 2048 le temps de traitement est de 70  $\mu$ s pour l'IFFT et la FFT ce qui est bien en deçà de 166  $\mu$ s. Cependant, au regard du choix de l'espace inter-porteuse de 70 kHz, nous proposons une taille de FFT de 1024 ou 2048 ce qui correspond à des bandes de [1 ; 36] MHz et [1 ; 72] MHz. En effet, une taille de FFT de 512 implique une bande de [0 ; 18] MHz, ce qui semble trop court au vu des caractéristiques de la fonction de transfert présenté au chapitre II. Une taille de FFT supérieur à 2048 impliquerait une bande de fréquence supérieur à [1 ; 72] MHz, or au vu de la faible valeur du gain d'insertion après 60 MHz, il est inutile de transmettre au-delà de cette fréquence.

Ainsi, avec un préfixe cyclique de 20 échantillons pour une fréquence d'échantillonnage de 36 MHz et un espace inter-porteuse de 70 kHz, nous obtenons un temps symbole OFDM d'environ 15  $\mu$ s et un temps de traitement de la FFT de 17,5  $\mu$ s (1024 échantillons) ou 36  $\mu$ s (2408 échantillons).

Le dernier élément que nous prenons en compte pour le temps de traitement de notre système OFDM est la compatibilité avec les bus de terrain. Nous avons vu au chapitre 1 que les commandes de vol sont actuellement contrôlées à l'aide de bus de terrain. Or, notre système CPL va venir s'insérer entre l'émetteur et le récepteur de ces bus. Nous devons alors vérifier que les trames des bus de terrain peuvent s'encapsuler dans notre système CPL sans créer d'engorgement.

## 15.6 Compatibilité avec les bus de terrain

Pour piloter les actionneurs relatifs aux commandes de vol, trois types de bus de terrains sont utilisés : ARINC 429, MIL-STD-1553 et ARINC 825 (chapitre 1). La taille des trames pour chacun de ces trois bus est respectivement de 32 bits, 40 bits et 128 bits. La durée d'un symbole OFDM étant de 15  $\mu$ s, un débit utile de 10 Mbit/s conduit à un nombre de bits utile par symbole de 150 sans codage de canal. Dans ces conditions, une trame de n'importe quel bus de terrains peut être transmise sur un symbole OFDM, ce qui implique un temps de traitement maximal de 15  $\mu$ s. En effet, en considérant que les données sont entrelacées sur un seul symbole OFDM, il est nécessaire de réceptionner l'intégralité des données présentes sur un symbole OFDM pour les décoder.

## 15.7 Calcul de capacité et de débit

Au cours des paragraphes précédents nous avons défini le temps de traitement du système OFDM ainsi que le préfixe cyclique, l'espace inter-porteuse et la taille de FFT. À l'aide des mesures de canaux présentées au chapitre 2, il est à présent possible de calculer le débit du système OFDM dans le but d'en déduire la bande passante ainsi que la taille maximale des constellations des sous-porteuses OFDM.

Grâce aux mesures de fonctions de transfert et aux gabarits de la DO-160 en émission conduite, il est possible de calculer la capacité du canal à l'aide du théorème de Shannon [Shannon48] :

$$C = \Delta f \sum_{m=1}^N \log_2(1 + SNR_m) \quad \text{avec} \quad SNR_m = |H_m|^2 R_R \quad (18)$$

où  $C$  est la capacité du canal,  $\Delta f$  la sous-bande de transmission égale à l'espace inter-porteuse,  $H_m$  le coefficient de la sous-bande  $m$ ,  $N$  le nombre total de sous-porteuse et  $R_R$  le paramètre relatif au taux de rejection, défini au paragraphe 15.3. La figure 66 représente la capacité sur la bande [1 ; 100] MHz, qui correspond à la bande de mesure



des fonctions de transfert, pour toutes les configurations avec alimentation et charges allumées. Les meilleures performances sont atteintes pour la configuration C8 avec une capacité maximale de 250 Mbit/s pour un  $R_R$  de 25 dB. Les performances les plus basses sont atteintes pour la configuration C12 avec une capacité maximale de 150 Mbit/s pour un  $R_R$  de 25 dB.

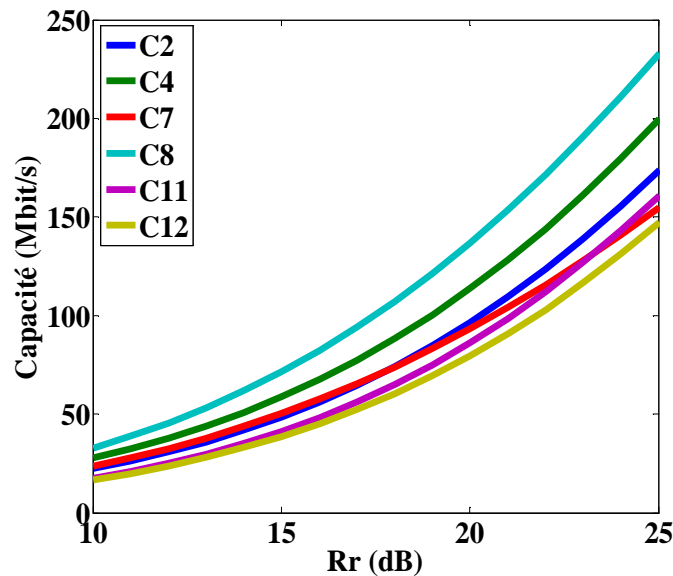


Figure 66. Capacité des canaux de propagation pour la bande [1;100] MHz

Le calcul de la capacité donne uniquement le débit maximal qu'il est possible de transmettre sur le canal. Cependant, la capacité ne prend pas en compte les aspects de réalisation. Ainsi, le préfixe cyclique va introduire une perte de débit. De plus, il est nécessaire d'introduire une marge de SNR,  $\Gamma$ , qui rend compte de la perte de SNR due aux modulations utilisées et de son point de fonctionnement [Cioffi91].  $\Gamma$  dépend de la probabilité d'erreur cible et des constellations. Pour des constellations QAM et une probabilité d'erreur symbole  $P_{es}$ ,  $\Gamma$  est approché par :

$$\Gamma \approx \frac{1}{3} \left( Q^{-1} \left( \frac{P_{es}}{4} \right) \right)^2 \quad (19)$$

avec  $Q$  la fonction de Marcum :

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (20)$$

La figure 67 donne l'efficacité spectrale en nombre de bits par symbole de modulation avec et sans marge de SNR, en fonction du rapport signal sur bruit SNR et pour un canal gaussien. La valeur de  $\Gamma$  est de 6 dB pour une probabilité d'erreur symbole de  $10^{-3}$ . Cette probabilité d'erreur est considéré sans codage de canal qui permettra

d'atteindre un TEB de  $10^{-12}$ . Notons que le nombre de bits par symbole est réel et des valeurs non entière sont possibles soit en utilisant des constellations à bits fractionnés [Forney94] ou du précodage [Stephan08].

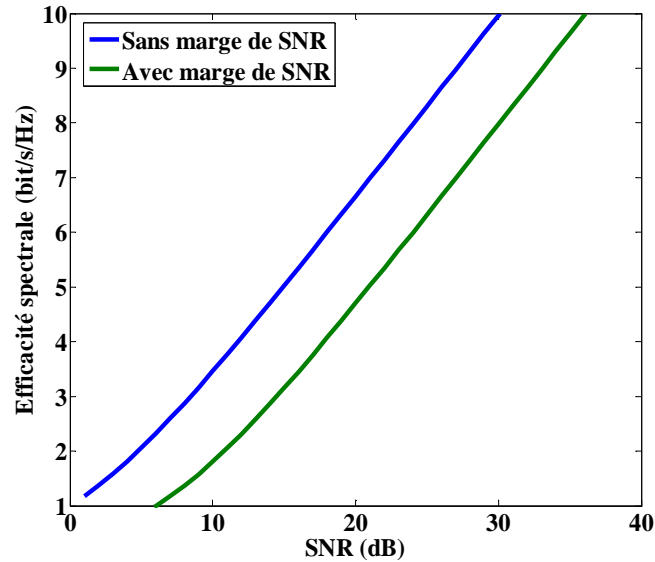


Figure 67. Influence de la marge de SNR

Le calcul de débit d'un système OFDM, prenant en compte le préfixe cyclique et la marge de SNR, est donné par l'équation suivante [Cioffi91] :

$$Débit = \frac{1}{\frac{1}{\Delta f} + T_{CP}} \sum_{m=1}^N \log_2 \left( 1 + \frac{SNR_m}{\Gamma} \right) \quad (21)$$

où  $T_{CP}$  la durée du préfixe cyclique. Ce débit prend toujours en considération des constellations non entières.

La figure 68 montre les débits sur la bande de [1 ; 100] MHz. On remarque que, à 25 dB de  $R_R$ , le débit est d'environ 130 Mbit/s inférieur à la capacité du canal présentée sur la figure 66. La durée du préfixe cyclique étant relativement faible, on en déduit que l'écart important entre capacité et débit vient de la marge de SNR.

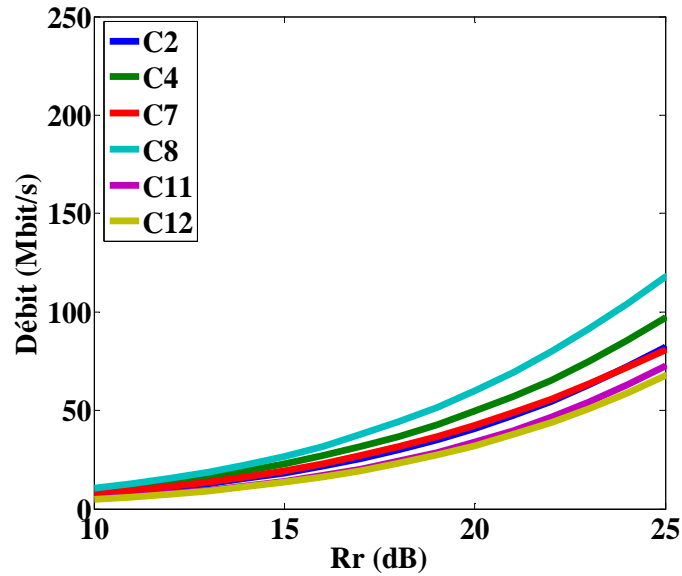


Figure 68. Calcul de débit sur la bande [1 ; 100] MHz

Lors du calcul de débit précédent, nous avons considéré que le nombre de bits par sous-porteuse n'est pas discret. Comme nous utilisons des constellations QAM d'ordre entier, nous devons prendre en compte le fait que le nombre de bits par sous-porteuse est un nombre entier. Ainsi, le débit est calculé de la manière suivante :

$$Débit = \frac{1}{\frac{1}{\Delta f} + T_{CP}} \sum_{m=1}^N \left\lfloor \log_2 \left( 1 + \frac{SNR_m}{\Gamma} \right) \right\rfloor \quad (22)$$

avec  $\lfloor . \rfloor$  la partie entière.

La figure 69 montre le calcul de débit sur la bande [1 ; 100] MHz pour un SNR maximum de 25 dB. On note une perte maximale d'environ 40 Mbit/s par rapport au calcul précédent pour un  $R_r$  de 25 dB. Cette figure permet de rendre compte du débit maximum atteignable par notre système CPL.

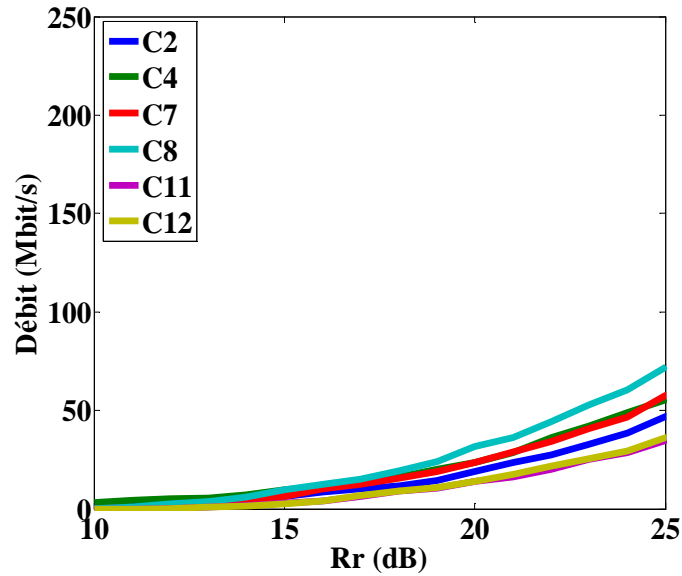


Figure 69. Calcul de débit sur la bande [1 ; 100] MHz

Nous avons envisagé le débit sur la bande [1 ; 100] MHz et sans restriction de taille maximale de constellation. Or, nous avons proposé au paragraphe 15.5 des bandes de transmission de [1 ; 36] MHz et de [1 ; 72] MHz. Dans le but de choisir la bande de fréquence et la taille maximale de constellation, nous allons effectuer un calcul de débit sur ces deux bandes de fréquence et pour plusieurs tailles maximales de constellation.

## 15.8 Optimisation des paramètres OFDM

Sur le tableau 7, nous résumons les différentes configurations de symbole OFDM testées.

Tableau 7. Récapitulatif des configurations simulées

Tests	Bande de fréquence (MHz)	Nombre total de sous-porteuse	Taille maximum de constellation $c$
1	[1 ; 36]	512	BPSK
2	[1 ; 36]	512	QPSK
3	[1 ; 36]	512	16-QAM
4	[1 ; 36]	512	64-QAM
5	[1 ; 72]	1024	BPSK
6	[1 ; 72]	1024	QPSK
7	[1 ; 72]	1024	16-QAM
8	[1 ; 72]	1024	64-QAM

L'objectif est de comparer l'impact de la bande de fréquence et celui de la taille maximale de constellation sur le débit. Enfin, rappelons que la durée du préfixe cyclique est de 555 ns, ce qui représente 20 échantillons pour une fréquence d'échantillonnage de 36 MHz et 40 échantillons pour une fréquence d'échantillonnage de 72 MHz. La marge de SNR est de 6 dB et le nombre de sous-porteuses est égal à la taille de FFT. Pour prendre en compte la taille maximale de constellation dans le calcul de débit, nous utilisons l'équation suivante :

$$\text{Débit} = \frac{1}{\frac{1}{\Delta f} + T_{CP}} \sum_{m=1}^N \min \left( \left\lfloor \log_2 \left( 1 + \frac{SNR_m}{\Gamma} \right) \right\rfloor, c \right) \quad (23)$$

avec  $c$  la taille maximale de constellation. Précisons que dans les calculs suivant, les tailles de constellation 8-QAM et 32-QAM ne sont pas utilisées car nous préférons utiliser des constellations carrées.

Sur la figure 70, nous présentons la valeur du  $R_R$  nécessaire pour atteindre un débit de 10 Mbit/s, et ceci pour les différentes configurations (chapitre 2) avec alimentation et charges allumées. Les meilleurs résultats sont obtenus pour la configuration C8 avec un  $R_R$  requis de 15 dB environ. Pour les autres configurations, le  $R_R$  nécessaire est compris entre 15 dB et 20 dB. On remarque que pour toutes les configurations le  $R_R$  nécessaire pour atteindre les 10 Mbit/s est compris dans la plage de  $R_R$  mesuré, soit entre 10 dB et 25 dB. Notons de plus, que les tests 1 et 5, soit les tests avec la modulation BSPK, offrent de moins bons résultats pour toutes les configurations. Par contre, les tests 2, 3 et 4 d'une part, et les tests 6, 7 et 8 d'autre part nécessitent le même

$R_R$  pour atteindre un débit de 10 Mbit/s. On peut donc en déduire que les modulations 16-QAM et 64-QAM sont utilisées par très peu de sous-porteuses dans ce cas là puisque elles n'offrent qu'un très faible gain de débit. De même, l'utilisation de la bande [1 ; 72] MHz ne se justifie pas car elle ne diminue pas le  $R_R$  mais va augmenter le temps de traitement puisqu'il faudra accroître la taille de la FFT en lien avec le nombre de sous-porteuses. Ainsi, pour avoir un débit de 10 Mbit/s, la meilleure configuration est celle utilisant une taille maximale de constellation QPSK sur la bande [1 ; 36] MHz et qui nous assure un TEB inférieur à  $10^{-3}$ .

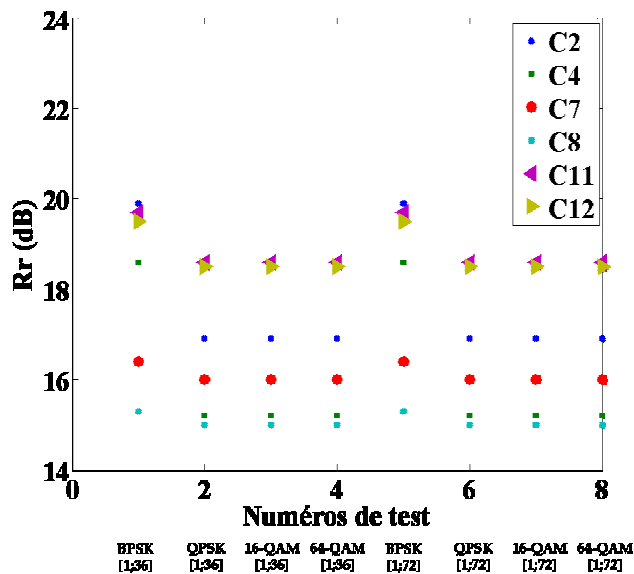
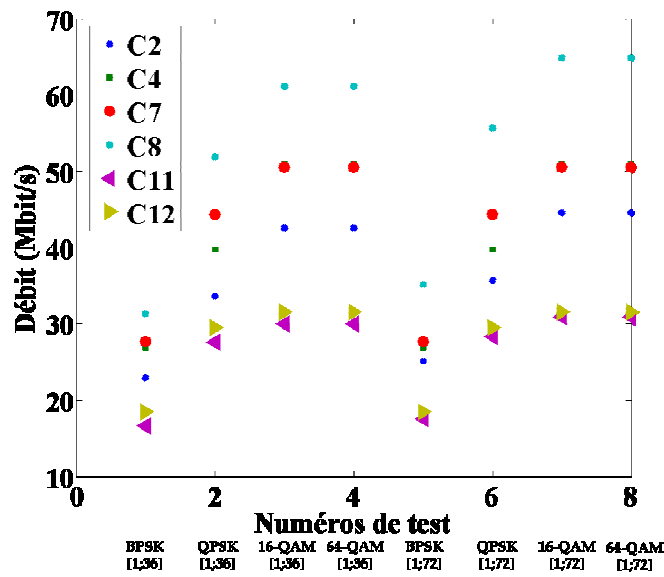


Figure 70.  $R_R$  nécessaire pour atteindre les 10 Mbit/s

Sur la figure 71 est représenté le débit atteint pour chacune des configurations avec un  $R_R$  de 25 dB. Le débit varie de 16 Mbit/s à 72 Mbit/s. Le meilleur résultat est atteint par C8 pour chacun des tests. L'analyse des résultats nous montre que la bande de fréquence [1 ; 72] MHz n'a pas beaucoup d'intérêt puisque le test 5 (respectivement 6, 7 et 8) offre des débits quasiment identiques au test 1 (respectivement 2, 3 et 4). En ce qui concerne la taille maximale de constellation, la 64-QAM n'offre aucun gain comparé à la 16-QAM. Par contre, le débit augmente de façon importante lorsque l'on passe de la BPSK à la QPSK, ou de la QPSK à la 16-QAM. Les configurations C11 et C12 offrant un débit inférieur à 20 Mbit/s pour les tests 1 et 5, nous allons donc abandonner la BPSK comme taille maximale de constellation car nous souhaitons avoir au moins 50% de marge de débit pour le codage de canal.

Figure 71. Débit pour un  $R_R$  de 25 dB

Suite à cette étude paramétrique, nous proposons d'utiliser, pour les tailles maximales de constellation, les modulations QPSK ou 16-QAM sur la bande [1 ; 36] MHz.

Dans ce paragraphe, nous avons proposé le dimensionnement d'un symbole OFDM en fonction des spécifications de débit et de temps de traitement. Il reste à présent à dimensionner le système de codage correcteur d'erreurs pour répondre à la spécification de TEB sans diminuer le débit en deçà de 10 Mbit/s et sans augmenter significativement le temps de traitement. Pour ce faire, nous allons simuler une chaîne de transmission sous Matlab et tester différents paramètres de codage sur une transmission OFDM dont les caractéristiques ont été définies dans ce paragraphe et avec les fonctions de transfert des canaux mesurées sur le banc Proven et présentées chapitre 2.

## XVI. Simulation d'une chaîne de transmission

Dans le but de dimensionner le système de codage de canal pour répondre à la spécification de TEB, une chaîne de transmission a été simulée sous Matlab.

### 16.1 Schéma synoptique de la chaîne

Le schéma de cette chaîne est présenté sur la figure 72. Le codage de canal est constitué d'un codeur convolutif et d'un décodeur de Viterbi. La réponse impulsionnelle complexe est déduite de la fonction de transfert par IFFT. L'estimation du canal est parfaite et l'égalisation est de type *zero forcing*. Dans les simulations suivantes, la transmission est en bande de base sur la bande [0 ; 36] MHz et toutes les sous-porteuses sur la bande [0 ; 1] MHz sont éteintes car généralement les niveaux de bruit sont élevés dans cette bande de fréquences. Dans la suite, nous ne simulerons que les canaux avec alimentation et charges allumées, ce qui correspond aux configurations C2, C4, C7, C8, C11 et C12 car il y a peu de différences avec les configurations réseau éteint. De plus, conformément à l'étude paramétrique précédente, nous choisissons un espace inter-porteuse de 70 kHz, ce qui correspond à une taille de FFT de 512.

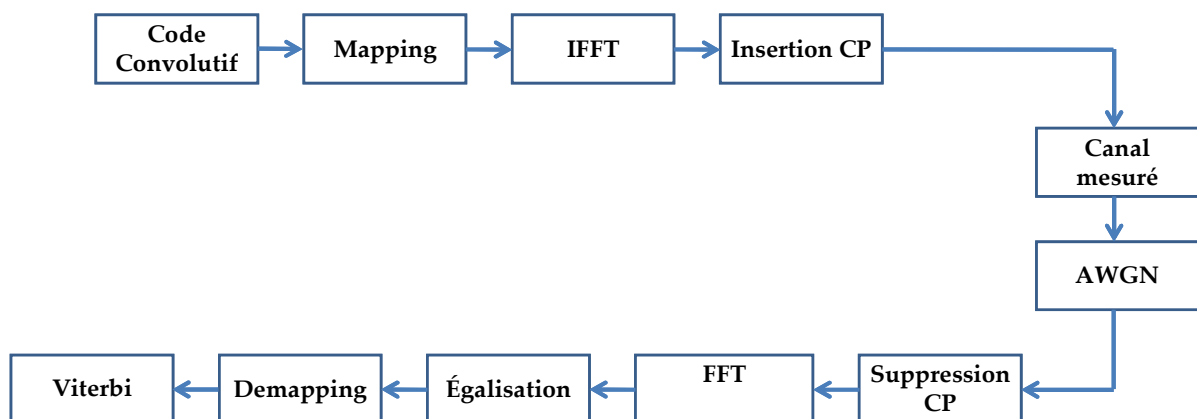


Figure 72. Chaîne de simulation

Dans la suite, les simulations seront présentées en fonction de  $E_b/N_0$  qui est le rapport entre l'énergie par bit et la puissance du bruit en réception.



## 16.2 Définition du $E_b/N_0$

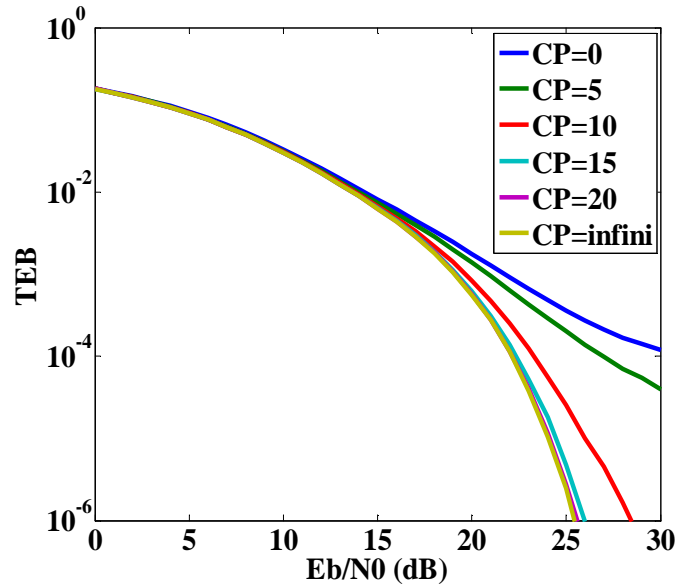
Dans nos simulations, nous utilisons la définition suivante pour le  $E_b/N_0$  :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{SNR}{R \log_2(\text{constellation})} \quad (24)$$

avec  $E_b$  l'énergie par bit,  $N_0$  la puissance du bruit en réception,  $R$  le rendement du code convolutif et  $\text{constellation}$  la taille de constellation. Le  $SNR$ , le rapport signal sur bruit, est mesuré après la FFT. Dans le cas d'une contrainte de puissance moyenne, la prise en compte de tous les ordres de modulation améliore faiblement les performances du système, comparée à une solution n'exploitant qu'un nombre restreint de modulations [Goldsmith97]. Comme dans notre étude, nous cherchons à minimiser le TEB moyen, nous pouvons nous servir de ce résultat. Dans notre cas la taille maximale de modulation étant faible (QPSK ou 16-QAM), nous choisissons alors une taille de constellation identique sur chacune des sous-porteuses utiles.

## 16.3 Influence du préfixe cyclique

Dans le but d'étudier l'influence du préfixe cyclique sur le TEB, nous avons simulé une transmission de signaux OFDM avec plusieurs tailles de préfixe cyclique. Le canal testé est celui de la configuration 11, car celle-ci représente le pire cas d'étalement des retards (chapitre 2). Ensuite, nous avons fait varier la taille du préfixe cyclique en nombre d'échantillons de 0 à 20. La figure 73 montre les résultats pour une modulation QPSK sur toutes les sous-porteuses utiles. Sans préfixe cyclique, l'interférence n'est pas absorbée et on observe une forte augmentation du TEB par rapport à la courbe avec un préfixe cyclique de 30 échantillons. En faisant tendre le  $E_b/N_0$  vers l'infini on pourrait observer une valeur plancher pour les faibles valeurs de préfixe cyclique. Ainsi, si l'ISI n'est pas absorbée par le préfixe cyclique, il est impossible de descendre en deçà d'un certain TEB. L'augmentation de la taille du préfixe cyclique permet de converger vers la courbe optimale. Dans le paragraphe 2.4.A, nous avons proposé un préfixe cyclique de 20 échantillons. Cette proposition est confirmée par la simulation puisque le gain de  $E_b/N_0$  avec un préfixe cyclique égal à 30 échantillons est négligeable comparé au gain de  $E_b/N_0$  avec un préfixe cyclique de 20 échantillons, pour un TEB de  $10^{-3}$  sans codage.


 Figure 73. Taux d'erreur binaire en fonction du  $E_b/N_0$  pour différentes tailles de CP

### 16.4 Dimensionnement du codage convolutif

Pour répondre à la spécification de taux d'erreur binaire de  $10^{-12}$ , nous allons définir dans ce paragraphe les paramètres des codes convolutif et Reed-Solomon. Pour évaluer les performances des codeurs, nous présentons sur la figure 74 le TEB en fonction du  $E_b/N_0$  pour une modulation QPSK, à gauche, et une modulation 16-QAM, à droite, le tout sans codage. Pour la comparaison, nous avons aussi représenté le TEB pour un canal gaussien (CG) sur chacun des graphiques. Pour la constellation QPSK, on obtient un TEB de  $10^{-6}$  pour un  $E_b/N_0$  entre 20 dB et 30 dB. Pour la constellation 16-QAM, aucune configuration n'atteint un TEB de  $10^{-6}$  pour un  $E_b/N_0$  inférieur à 25 dB.

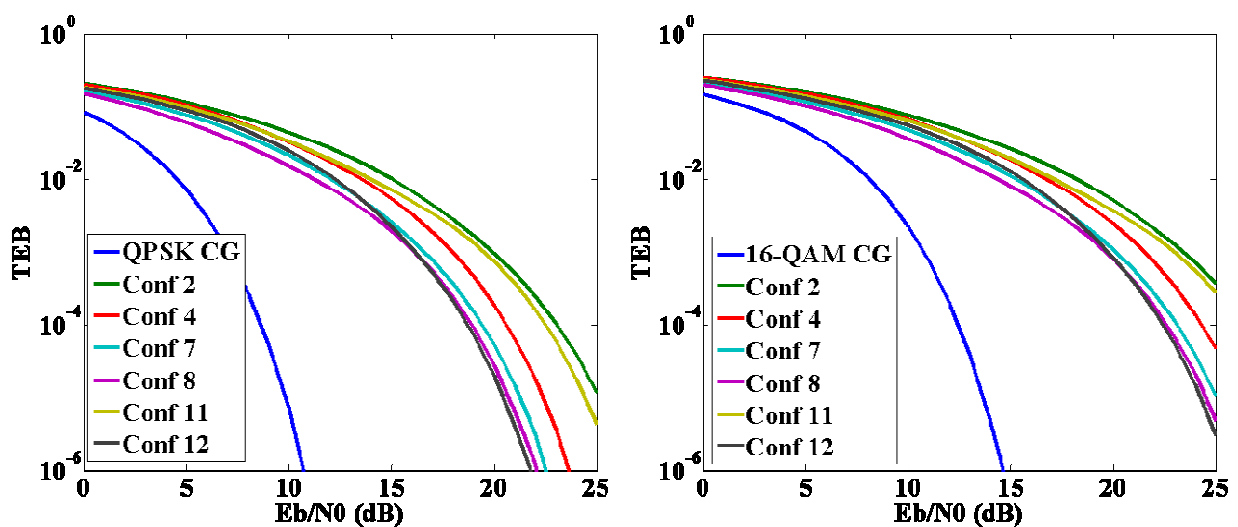


Figure 74. TEB sans codage pour une modulation QPSK (à gauche) et 16-QAM (à droite)

Dans un premier temps, nous avons utilisé un code convolutif, décodé grâce à l'algorithme de Viterbi à décision dure. Ce type de codage a l'avantage d'être à la fois

simple à mettre en pratique, d'avoir de bonnes performances de correction d'erreur mais aussi d'être relativement rapide comparé à des codes comme les turbocodes. Nous avons choisi d'utiliser le code convolutif de longueur de contrainte 7 et de polynômes générateurs (133, 171) qui a un rendement de  $\frac{1}{2}$ . Il a montré sa fiabilité dans de nombreux systèmes de télécommunication, comme le Wimax [Wimax07]. Nous avons testé ce code sur chacune des configurations avec alimentation et charges allumées et pour les modulations QPSK et 16-QAM sans *bit-loading*.

Sur la figure 75, nous présentons les résultats pour une modulation QPSK, à gauche, et pour une modulation 16-QAM, à droite. On obtient un TEB de  $10^{-6}$  pour un  $E_b/N_0$  compris entre 16 dB et 20,5 dB pour une modulation QPSK et un  $E_b/N_0$  compris entre 20 dB et 30 dB pour une modulation 16-QAM. Le gain apporté par le codeur convolutif est d'environ 5 dB.

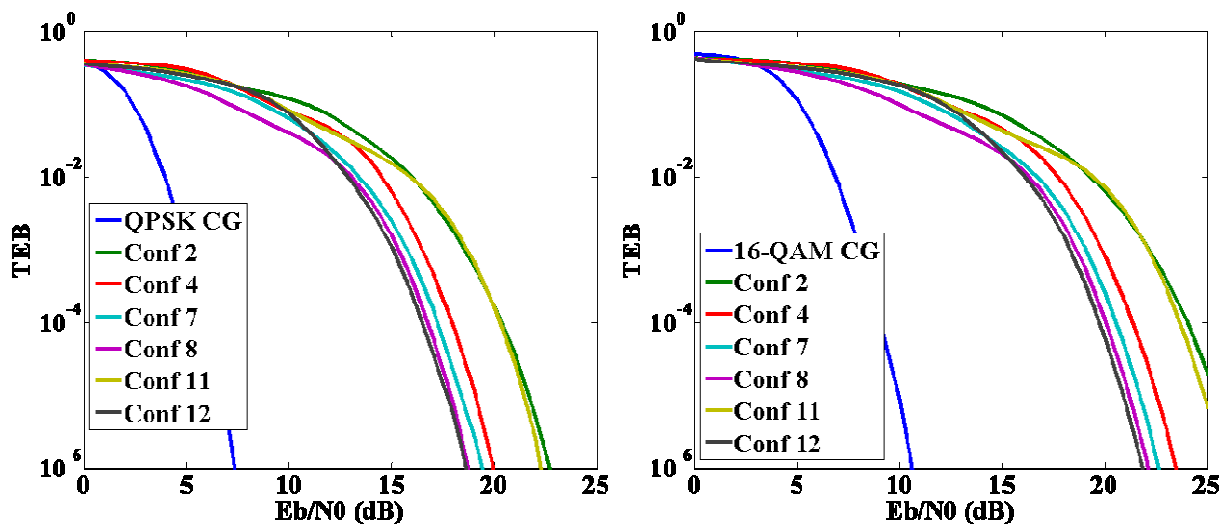


Figure 75. TEB avec codage pour une modulation QPSK (à gauche) et 16-QAM (à droite)

### 16.5 Dimensionnement du système de codage Reed-Solomon

Dans le paragraphe précédent, nous avons montré l'intérêt d'utiliser un code convolutif pour améliorer le TEB. Cependant, au regard des contraintes fortes de TEB nous avons choisi d'ajouter un code RS pour diminuer le TEB. Les performances des codes RS sont connues, on peut donc se servir des abaques donnant la caractéristique des codes RS, à savoir le TEB de sortie en fonction du TEB d'entrée. Sur la figure 76 nous présentons la caractéristique de différents codes RS [Sklar01].

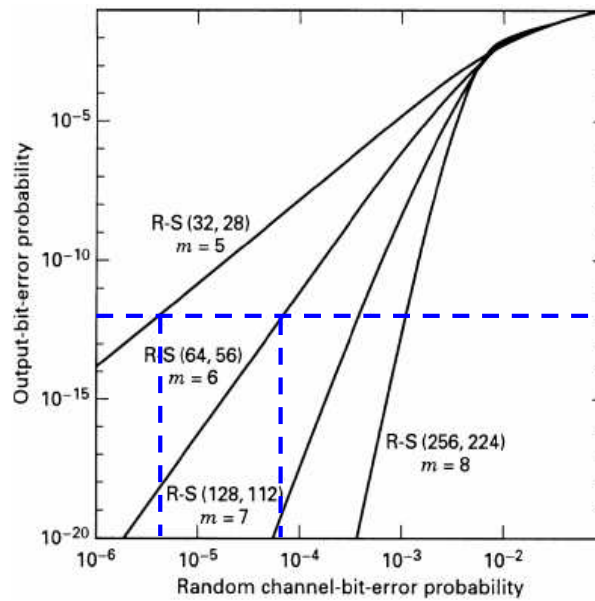


Figure 76. Caractéristique de codes Reed-Solomon [Sklar01]

Comme nous l'avons vu, les paramètres des codes RS s'expriment en octets. Ainsi, il est nécessaire de vérifier que les données issues du codage RS peuvent être émises dans un seul symbole OFDM pour éviter de trop augmenter le temps de traitement, sachant que le code convolutif est de rendement 1/2. Nous proposons des symboles OFDM de 512 sous-porteuses modulées en QPSK ou 16-QAM. Dans le but de transmettre toutes les données sur un seul symbole OFDM, nous proposons le code RS (32,28) pour la modulation QPSK et RS (64,56) pour la 16-QAM. Le rendement des codes RS proposés est de l'ordre de 0,8. Ainsi, la dégradation de  $E_b/N_0$  utile, due au rendement de codage, est d'environ 1 dB. Pour les codes RS (32,28) et RS (64,56), il est nécessaire d'avoir un TEB inférieur respectivement à  $3 \cdot 10^{-5}$  et  $2 \cdot 10^{-4}$  en entrée du décodeur pour obtenir une TEB en sortie de décodeur inférieur à  $10^{-12}$ .

## 16.6 Optimisation du TEB

Nous avons vu lors de l'étude bibliographique, paragraphe 14.8, qu'il était possible d'améliorer l'efficacité d'un système OFDM grâce à l'allocation binaire. De plus, dans le paragraphe précédent, nous avons proposé des paramètres de code RS qui permettent de transmettre les données issues du codeur RS sur un seul symbole OFDM. Cependant, si l'on se contente de cette possibilité, c'est-à-dire de transmettre les données issues du codeur RS sur un seul symbole OFDM, il est nécessaire d'éteindre un certain nombre de sous-porteuses. Sachant qu'il est possible de calculer le nombre de bits à transmettre sur chacune des sous-porteuses en fonction du SNR, pour avoir une transmission sans erreur, nous proposons une table de modulation qui permette à la fois de transmettre tous les bits issus du codage de canal sur un seul symbole OFDM, tout en utilisant les sous-porteuses les moins impactées par le canal.

L'objectif est ici d'améliorer le TEB. Nous veillons également à ce que le débit utile soit supérieur à 10 Mbit/s.

Nous proposons d'utiliser la table de modulation donnée par l'équation suivante :

$$n_m = \min \left( \left\lceil \frac{\log_2 \left( 1 + \frac{SNR_m}{\Gamma} \right)}{c} \right\rceil, 1 \right) \quad (25)$$

$n_m$  représente l'état de la sous-porteuse  $m$ , à savoir si  $n_m$  égal 1 alors la sous-porteuse est allumée et transmet  $c$  bits sinon la sous-porteuse est éteinte et ne transmet pas d'information.

En prenant en compte le code convolutif de rendement  $\frac{1}{2}$ , les codes RS (64,56) pour la modulation 16-QAM et RS (32,28) pour la modulation QPSK nécessitent 256 sous-porteuses actives par symbole OFDM. Sur la figure 77, nous présentons la table de modulation pour la configuration C2 avec 256 sous-porteuses. L'état 1 correspond à une sous-porteuse active et l'état 0 à une sous-porteuse éteinte. On remarque que la majorité des sous-porteuses éteintes le sont sur la fin de la bande de fréquence. Cela vient de la décroissance du gain d'insertion en fonction de la fréquence. Cependant, on remarque quelques sous-porteuses éteintes au milieu de la bande de fréquence qui sont dues aux résonances de la fonction de transfert. Cela montre l'intérêt de calculer la table de modulation qui permet de placer au mieux les sous-porteuses utiles.

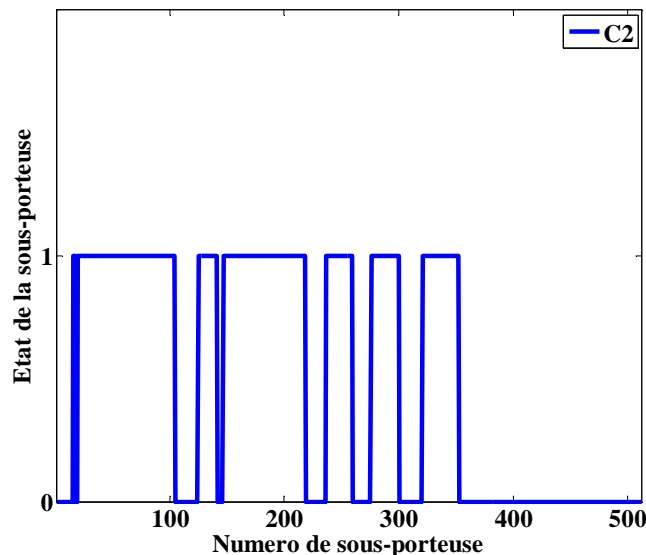


Figure 77. Table de modulation de 256 sous-porteuses pour la configuration 2

Sur la figure 78, nous présentons les résultats pour une modulation QPSK (à gauche) et pour une modulation 16-QAM (à droite) avec codage convolutif et 256 sous-porteuses utiles. On obtient un TEB de  $10^{-6}$  pour un  $E_b/N_0$  compris entre 10 dB et

14,5 dB pour une modulation QPSK et un  $E_b/N_0$  compris entre 14,5 dB et 17,5 dB pour la configuration 16-QAM. On remarque ainsi un gain de  $E_b/N_0$  d'environ 10 dB par rapport aux courbes présentées figure 75.

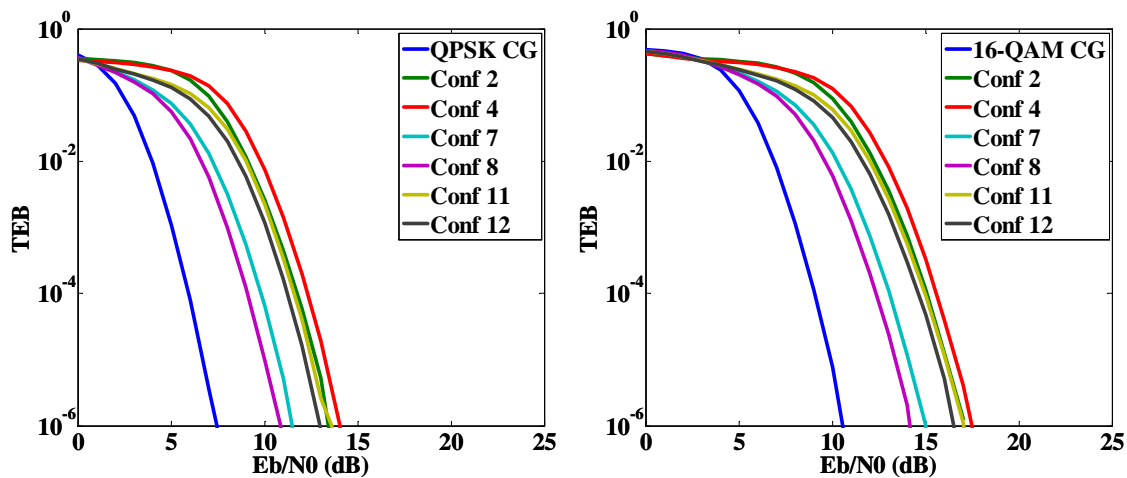


Figure 78. TEB pour une QPSK (à gauche) et 16-QAM (à droite) avec 256 sous-porteuses

Nous avons proposé plusieurs simulations de TEB avec différentes techniques de codage de canal et d'allocation des sous-porteuses pour diminuer les erreurs de transmission. Pour comparer les gains apportés par ces différentes solutions, nous allons chercher le point de fonctionnement de notre système.

### 16.7 Point de fonctionnement

Dans ce paragraphe, nous proposons de comparer les performances obtenues dans le but de trouver la configuration optimale. En effet, nous avons proposé, au paragraphe 16.6, de diminuer le nombre de sous-porteuses utiles pour diminuer le TEB. Même si cette opération permet de fortement diminuer le TEB, cela occasionne aussi une baisse du débit. Dans le but de vérifier le gain apporté, nous allons comparer les différentes performances par rapport à la limite de Shannon, pour la configuration C8. Les résultats sont présentés figure 79. Pour tracer cette courbe, nous avons considéré un TEB de  $10^{-6}$ , valeur requise à l'entrée du décodeur RS. Le système avec une modulation QPSK, 256 sous-porteuses et le CC est le plus proche de la limite de Shannon, c'est donc le meilleur compromis entre l'efficacité spectrale et le rapport signal sur bruit par bit.

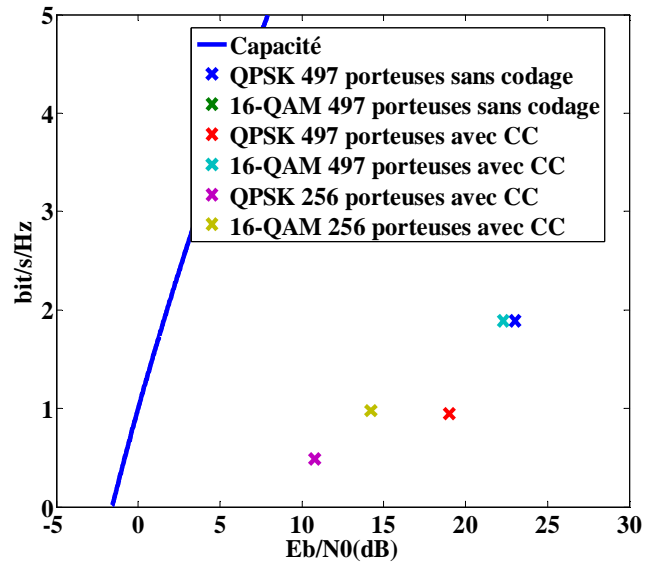


Figure 79. Point de fonctionnement du système à l'entrée du décodeur RS

Nous avons proposé des paramètres de codes CC et RS pour satisfaire les contraintes de débit et de TEB. Nous devons à présent vérifier le temps de traitement des décodeurs et vérifier que les contraintes de temps réel sont toujours satisfaites.

## 16.8 Temps de traitement des décodeurs

Pour calculer les temps de traitement des décodeurs, nous nous sommes servis des fiches techniques fournies par Xilinx. Le calcul de ce type de données peut être considéré comme fiable dans la mesure où ce dernier est directement fonction de la manière dont sont codés les algorithmes sur FPGA. De même, tous les temps de traitement calculés pour les décodeurs et de FFT viennent des fiches techniques de Xilinx ce qui rend la comparaison entre ces différents éléments pertinente.

### 16.8.1 Calcul du temps de décodage de l'algorithme de Viterbi

Le temps de traitement de l'algorithme de Viterbi est défini par [XViterbi13] :

$$T = 4L_T + L + \frac{1}{R} \quad (26)$$

avec  $T$  le temps de traitement en nombre de coups d'horloge,  $L_T$  la longueur de troncature,  $L$  la longueur de contrainte et  $R$  le rendement du code. La longueur de troncature peut être définie comme un multiple de la longueur de contrainte. Précisons que, selon les fiches techniques Xilinx, ce type de décodeur de Viterbi a une limite maximale de 403 Mbit/s pour une fréquence de fonctionnement de FPGA de 403 MHz. Sur la figure 80, nous avons représenté le temps de traitement de l'algorithme de Viterbi en fonction de la longueur de troncature pour différentes

valeurs de fréquence d'horloge pour un code convolutif de longueur de contrainte 7. Nous avons choisi des fréquences comprises entre 200 MHz et 400 MHz car ces fréquences sont relativement communes pour les FPGA.

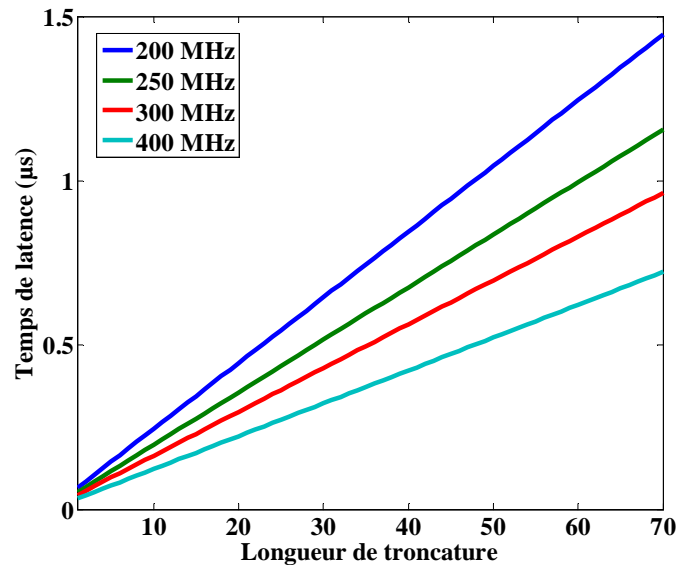


Figure 80. Temps de décodage de l'algorithme de Viterbi

Nous obtenons un temps de décodage compris entre 0,1 µs et 1,5 µs. Ainsi, quel que soit la longueur de contrainte choisie ou la fréquence du FPGA, le temps de décodage est très rapide au regard de la contrainte de temps réel de 166 µs à 334 µs. À noter que pour des raisons de performance du décodeur convolutif, la longueur de troncature est généralement supérieur à cinq fois la longueur de contrainte.

### 16.8.2 Temps de décodage Reed-Solomon

Le temps de traitement du décodeur Reed-Solomon est défini par [XRSdec13] :

$$T = 2t^2 + 9t + 4 + n + 10 \quad \text{avec} \quad t = \frac{n-k}{2} \quad (27)$$

avec  $T$  le temps de traitement en nombre de coups d'horloge,  $k$  le nombre d'octets utiles,  $n$  le nombre total d'octets et  $t$  le nombre d'octets corrigés. Nous avons proposé les codes RS (64,56) et RS (32,28) ce qui implique des temps de traitement de 146 et 72 coups d'horloges. Dans l'hypothèse de fréquences d'horloge de 200 MHz, 300 MHz et 400 MHz, les temps de traitement sont de 0,7 µs, 0,5 µs et 0,3 µs et pour le code RS (64,56). Pour le code RS (32,28) les temps de traitement sont de 0,3 µs, 0,2 µs et 0,1 µs.

Ainsi, quel que soit le code RS utilisé ou la fréquence du FPGA, le décodage est suffisamment rapide au regard de la contrainte de temps réel de 166 µs à 334 µs.



## 16.9 Résumé des caractéristiques de la couche physique

### 16.9.1 Caractéristiques de la couche physique

Nous résumons dans le tableau 8 les différentes caractéristiques de la couche physique que nous proposons.

Tableau 8. Caractéristiques de la couche physique

Systèmes	Caractéristiques	Solutions
OFDM	Taille du préfixe cyclique, ns (nb échantillons)	555 (20)
	Espace inter-porteuse, kHz	70
	Durée du symbole OFDM, $\mu$ s	14,83
	Bande totale, MHz	[0 ; 36]
	Bande utile, MHz	[1 ; 36]
	Nombre total de sous-porteuses	512
	Constellation	QPSK ou 16 QAM
	Nombre de sous-porteuses utiles	256
	Temps de traitement de la FFT, $\mu$ s	17,5
	Taille de FFT	1024
Code	Polynômes générateurs, octale	133, 171
Convolutif	Longueur de contrainte	7
	Longueur de troncature	35
	Temps de traitement du décodeur CC, $\mu$ s	<1
Reed	Nombre d'octets du symbole informatif	28 ou 56
Solomon	Nombre d'octets du mot de code	32 ou 64
	Temps de traitement du décodeur RS, $\mu$ s	<0,3 ou <0,7

### 16.9.2 Respect des spécifications

Les temps de traitement dus au décodage de canal ainsi qu'à l'IFFT et la FFT sont de l'ordre de 35  $\mu$ s. En considérant qu'il est nécessaire de recevoir toutes les données d'un symbole OFDM pour que celles-ci soient utilisables, nous atteignons un temps de traitement total de 52  $\mu$ s. Même si nous n'avons pas pris en compte tous les éléments de la chaîne de transmission, comme les mémoires ou l'entrelacement, nous avons une marge de sécurité importante puisque les contraintes de temps réel sont de 166 à 334  $\mu$ s.

En ce qui concerne le débit, en prenant en compte le temps d'un symbole OFDM ainsi que les rendements des codes et le nombre de sous-porteuses utiles par symbole OFDM, nous obtenons un débit utile de 15 Mbit/s avec une constellation QPSK et un débit utile de 30 Mbit/s avec une modulation 16-QAM. Cela satisfait la contrainte de débit de 10 Mbit/s.

Enfin nous avons proposé un calcul de TEB avec codage convolutif. Il est ainsi possible d'atteindre un TEB de  $10^{-6}$  pour un  $E_b/N_0$  entre 10 dB et 17,5 dB ce qui correspond à un  $R_r$  compris entre 24 dB et 33 dB. Nous avons montré que le taux de réjection mesuré est compris en 10 et 25 dB. Les abaques des codes RS utilisés nous permettent de montrer qu'il est possible de diminuer le TEB au-delà de  $10^{-12}$  avec un TEB de  $10^{-6}$  en sortie de codeur convolutif. Ainsi, la spécification de TEB de  $10^{-12}$  est respectée.

## **XVII. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons proposé le dimensionnement d'une partie de la couche physique du système CPL. Cette analyse a été menée à l'aide des mesures de canaux de propagation ainsi que des spécifications et des contraintes dues aux systèmes aéronautiques. Cette étude est fonction du paramètre  $R_R$  qui prend en compte le taux de réjection de mode commun en mode différentiel et qui est dépendant de la réalisation du canal de propagation.

Dans une première partie, nous avons mené une étude paramétrique qui nous a permis de définir les paramètres OFDM en fonction des spécifications de débit et des contraintes de temps réel. Nous avons ainsi défini la taille du préfixe cyclique, l'espace inter-porteuse, le nombre total de sous-porteuses ainsi que la taille de constellation.

Dans une deuxième partie, nous avons simulé une chaîne de transmission Matlab dans le but de dimensionner le système de codage pour respecter les spécifications de TEB, de débit et les contraintes de temps réel. Nous avons proposé les paramètres du code convolutif et du code Reed-Solomon. Nous avons de plus proposé une méthode pour minimiser le TEB en adaptant la position des sous-porteuses utiles au canal de propagation.

L'étude que nous avons menée permet de rendre le système robuste aux perturbations dues au canal et aux bruits. Le dernier élément de communication numérique à aborder est l'aspect de synchronisation. En effet, du fait de l'écart de fréquence d'échantillonnage entre l'émetteur et le récepteur, des erreurs vont apparaître et peuvent fortement impacter le TEB.

## Chapitre IV, Dimensionnement du système de synchronisation

Dans le chapitre III, lors de la simulation d'une chaîne de transmission CPL, nous avons supposé que la synchronisation était parfaite. Cela sous-entend que d'une part, il n'y a pas de décalage en phase et en fréquence entre l'oscillateur local du récepteur et l'oscillateur local de l'émetteur. D'autre part, le récepteur identifie sans erreur le début de chaque trame. Dans la réalité, les conditions physiques entre l'émetteur et le récepteur vont induire un décalage non négligeable des oscillateurs locaux. De même, le récepteur identifie le début de symbole OFDM avec un décalage ce qui introduit une perte de qualité des transmissions. Le but de ce chapitre est de résoudre ces problèmes de synchronisation.

Premièrement, nous présentons le contexte de l'étude. Il s'agit de définir les différentes contraintes intrinsèques au milieu avionique ainsi que les hypothèses de notre système. De plus, nous présentons les paramètres de la transmission OFDM que nous simulons.

Deuxièmement, après avoir identifié les différentes erreurs de synchronisation, nous caractérisons ces erreurs. Cette étape permet ensuite de définir le processus de synchronisation.

Ensuite, nous présentons les principales techniques de synchronisation utilisées dans les transmissions OFDM comme l'utilisation de symboles pilotes ou de sous-porteuses pilotes.

Enfin, nous proposons un processus général de synchronisation et nous nous focalisons sur l'estimation du décalage de la FFT en exploitant les données reçues. Pour évaluer ses performances, nous calculons le biais et la variance de l'estimateur ainsi que sa borne de Cramér-Rao qui permet de connaître la variance minimale atteignable pour un estimateur. Nous proposons aussi d'intégrer le système de correction dans la chaîne de simulation OFDM Matlab utilisée au chapitre III pour illustrer les performances de notre système de synchronisation.

## XVIII. Contexte de l'étude

Avant de commencer l'étude du système de synchronisation proprement dite, nous rappelons et énonçons un certain nombre d'hypothèses relatives au système CPL dans son environnement avionique.

Dans la suite de cette étude, nous considérons que les communications sont continues sur une topologie point-à-point. L'accès au canal se fait quant à lui en TDMA. Cependant, nous ne savons pas à l'heure actuelle quelles seront les caractéristiques du système TDMA. C'est pourquoi, dans la suite de notre mémoire, nous considérons les communications comme unidirectionnelles. De plus, nous considérons qu'une trame OFDM correspond à un symbole OFDM.

À propos des oscillateurs locaux, nous prenons une dérive maximale de 100 ppm. Cela peut paraître élevé au regard des oscillateurs locaux COTS, mais la dérive considérée prend en compte les conditions sévères de fonctionnement des systèmes aéronautiques comme les vibrations ou la température.

Lors des simulations effectuées dans ce chapitre nous utilisons les paramètres énoncés au tableau 9.

Tableau 9. Paramètres de simulation

Paramètres	Valeur
Canal	C8
Durée CP, ns (nb échantillons)	555 (20)
Bande de fréquence totale, MHz	[0 ; 36]
bande de fréquence utile, MHz	[1 ; 36]
TEB cible sans codage	$<10^{-3}$
Codage de canal	non
Nombre total de sous-porteuses	512
Nombre de sous-porteuses utiles	256
Taille de constellation	QPSK
Estimation du canal	parfaite
Égalisation	ZF
Eb/N0, dB	10
Topologie	point-à-point
Communications	unidirectionnelles/continues

Lorsque le récepteur reçoit une trame OFDM, il est nécessaire de s'assurer que celui-ci détecte correctement le début de la trame OFDM. Cet aspect revêt une grande importance dans les communications de type sporadiques car le récepteur ne sait pas à quel instant va débiter la communication. Cependant, comme nous considérons que les transmissions relatives aux commandes de vol sont non sporadiques, cet aspect n'est pas primordial pour notre système de synchronisation. Dans ce mémoire nous ne définissons pas de trames proprement dites, les symboles OFDM sont alors assimilés à

des trames. Cependant, nous allons considérer qu'à la suite d'une phase d'initialisation, le premier échantillon du premier symbole OFDM est détecté avec un décalage temporel négligeable. De même, le canal étant stable, une estimation fine est réalisée lors de cette phase d'initialisation. À la suite de cette phase d'initialisation on peut considérer une précision sur les oscillateurs locaux de l'ordre du ppm [Crussière05]. Dans la suite, notre étude consistera au dimensionnement de la phase de suivi de synchronisation après cette phase d'initialisation.

Après avoir présenté le contexte de notre étude, nous allons aborder les erreurs de synchronisation dans les systèmes multi-porteuses. Cela nous permet de caractériser les erreurs de synchronisation de notre système CPL.

## **XIX. Caractérisation des erreurs de synchronisation**

Lors de la synchronisation des systèmes OFDM, deux types de synchronisation sont à prendre en compte. La première, qui est une synchronisation temporelle, est la synchronisation des trames dont le but est d'identifier le début des trames. La seconde est la synchronisation fréquentielle qui consiste à synchroniser les oscillateurs locaux des différents nœuds entre eux.

### **19.1 Erreur de fréquence porteuse**

Dans notre étude, aucun décalage de la fréquence porteuse n'est à considérer puisque le signal est transmis en bande de base. Ainsi, aucune transposition fréquentielle n'est effectuée par l'émetteur. Cela permet donc de grandement simplifier l'étape de synchronisation car cet aspect peut s'avérer complexe [Pollet95], [Pollet95\_2].

### **19.2 Erreur de fréquence d'échantillonnage**

L'erreur de fréquence d'échantillonnage vient du décalage entre la fréquence d'échantillonnage du signal émis et la fréquence de l'oscillateur local du récepteur. Ce décalage de la fréquence d'échantillonnage va induire un étirement ou une contraction du peigne fréquentiel ainsi qu'une erreur de placement de la FFT. Dans un premier temps nous nous focalisons sur l'étirement ou la contraction du peigne fréquentiel en supposant un placement optimal de la fenêtre FFT. Ensuite, nous caractérisons les erreurs de placement de la fenêtre FFT indépendamment des erreurs sur le peigne fréquentiel. L'erreur de fréquence d'échantillonnage vient du fait que le signal reçu est échantillonné à  $(1+\varepsilon_f)T_e$  au lieu de  $T_e$ , avec  $T_e$  la période d'échantillonnage du signal émis et  $\varepsilon_f$  l'erreur de fréquence d'échantillonnage.

### 19.2.1 Étirement ou contraction du peigne fréquentiel

On peut écrire l'équation du signal en réception de la manière suivante [Crussi re05] :

$$r_m = F^{-1}(\varepsilon_f)HX_m + b_m \quad (28)$$

où  $m$  est le  $m^{\text{e}}$  symbole,  $F(\varepsilon_f)$  est la matrice de Fourier  $F$  modifiée par le défaut d'échantillonnage  $\varepsilon_f$ ,  $H = \text{diag}(Fh^T)$  où  $h = (h_1 h_2 \dots h_n 0 \dots 0)$  est le vecteur des coefficients du canal de dimension  $N$ ,  $X_m$  les symboles de constellation à l'émission et  $b_m$  le bruit blanc Gaussien. La matrice  $F(\varepsilon_f)$  a la forme suivante :

$$F(\varepsilon_f) = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\frac{\pi(1+\varepsilon_f)}{N}} & \dots & e^{-j2\frac{\pi(1+\varepsilon_f)(N-1)}{N}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & e^{-j2\frac{\pi(1+\varepsilon_f)(N-1)}{N}} & \dots & e^{-j2\frac{\pi(1+\varepsilon_f)(N-1)^2}{N}} \end{pmatrix} \quad (29)$$

En réception, le symbole après FFT est donc :

$$Y_m = FF^{-1}(\varepsilon_f)HX_m + Fb_m \quad (30)$$

Soit  $\sigma_{k,l}(\varepsilon_f)$  les éléments de  $FF^{-1}(\varepsilon_f)$ ,  $k, l \in \llbracket 0; N-1 \rrbracket$  :

$$\sigma_{k,l}(\varepsilon_f) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi\frac{n}{N}(l(1+\varepsilon_f)-k)} \quad (31)$$

On remarque que  $\sigma_{k,l}$  est une suite géométrique ce qui après développement nous amène à :

$$\sigma_{k,l}(\varepsilon_f) = \frac{1}{N} e^{j\pi\frac{N-1}{N}(l(1+\varepsilon_f)-k)} \frac{\sin(\pi(l(1+\varepsilon_f)-k))}{\sin\left(\frac{\pi(l(1+\varepsilon_f)-k)}{N}\right)} \quad (32)$$

On peut ainsi expliciter le signal utile reçu avec  $k=l$  et le terme d'ICI pour  $k \neq l$  :

$$Y_m = A(\varepsilon_f)\Psi\left(\frac{N-1}{N}\varepsilon_f\right)HX_m + I_{ICI}(\varepsilon_f) + Fb_m \quad (33)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} A(\varepsilon_f) = \text{diag}(A_0 A_1 \dots A_{N-1}) \quad \text{avec} \quad A_k = \frac{1}{N} \frac{\sin(\pi k \varepsilon_f)}{\sin\left(\frac{\pi k \varepsilon_f}{N}\right)} \\ \Psi(x) = \text{diag}(1 e^{j2\pi x} \dots e^{j2\pi(N-1)x}) \\ I_{ICI} = \sum_{k \neq l} (\varepsilon_f) H X_m \quad \text{avec} \quad \sigma_{k,l;k \neq l}(\varepsilon_f) = \frac{1}{N} e^{j\pi \frac{N-1}{N} (l(1+\varepsilon_f) - k)} \frac{\sin\left(\pi(l(1+\varepsilon_f) - k)\right)}{\sin\left(\frac{\pi(l(1+\varepsilon_f) - k)}{N}\right)} \end{array} \right.$$

Ainsi on remarque que la composante utile du signal subit une atténuation  $A$  et un déphasage  $\Psi$  fonction de l'indice de la sous-porteuse.

On peut caractériser la dégradation du rapport  $E_b/N_0$  due à l'erreur de fréquence d'échantillonnage [Pollet94] :

$$D_n = 10 * \log_{10} \left( 1 + E_b / N_0 * \frac{1}{N^2} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq n}}^{N-1} \frac{\sin^2 \left( \pi \left( k \frac{f_s}{f_s + \Delta_f} - n \right) \right)}{\sin^2 \frac{\pi}{N} \left( k \frac{f_s}{f_s + \Delta_f} - n \right)} \right) \quad (34)$$

Les résultats du calcul de dégradation en fonction des numéros de sous-porteuses pour une erreur de 100 ppm sont présentés figure 81. On remarque que la dégradation sur chacune des sous-porteuses est négligeable.

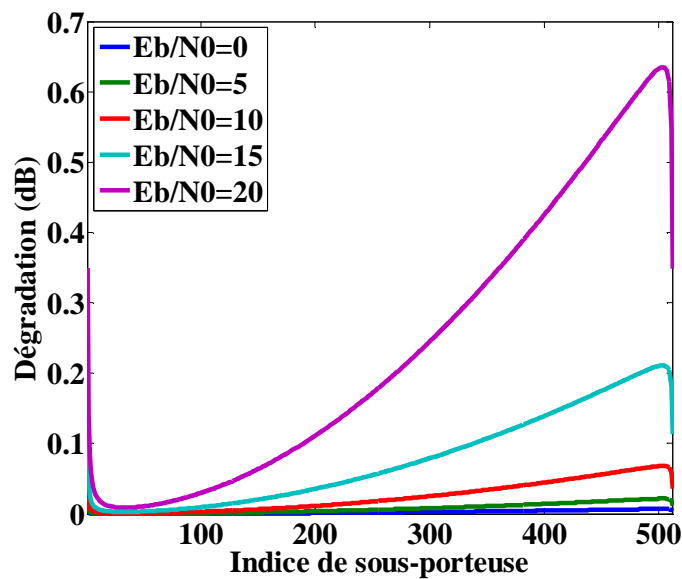


Figure 81. Dégradation du  $E_b/N_0$  pour chacune des sous-porteuses



Sur la figure 82, nous avons représenté le TEB en fonction du  $E_b/N_0$  pour une erreur d'échantillonnage de 0 ppm et 100 ppm. Nous ne remarquons aucune différence et en concluons que les variations du peigne fréquentiel n'ont pas d'impact sur le TEB.

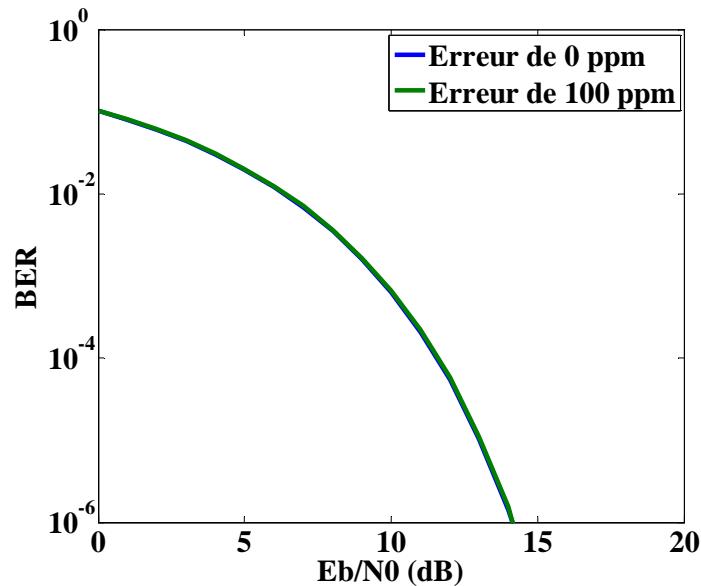


Figure 82. Impact d'un décalage de la fréquence d'échantillonnage sur le TEB

Même si l'étirement ou la contraction du peigne fréquentiel n'a pas d'impact sur le TEB, cette erreur va engendrer un décalage de la fenêtre FFT qu'il convient de caractériser et de corriger.

### 19.2.2 Erreur de placement de la FFT

Nous avons vu au paragraphe précédent que l'étirement ou la contraction du peigne fréquentiel dû à l'écart de fréquence d'échantillonnage n'a pas d'impact significatif sur le TEB. Cependant, l'écart de fréquence d'échantillonnage va induire un décalage de la fenêtre FFT. Dans ce paragraphe, nous allons caractériser les erreurs de fenêtrage de FFT. Sur la figure 83, nous représentons les quatre différents cas de placement de la fenêtre FFT :

- le cas n°1 représente un placement de FFT en retard. Cette erreur implique de l'ISI et de l'ICI ;
- le cas n°2 représente le cas idéal où le décalage de fenêtre FFT est nul ;
- le cas n°3 représente un décalage de FFT légèrement en avance. En supposant que le CP est surdimensionné, les premiers échantillons sélectionnés par le fenêtrage appartiennent à la portion de l'intervalle de garde qui n'est pas affecté par l'ISI. On appelle cette zone la zone libre d'ISI ou *free ISI area*. Du fait de la cyclicité de la transformée de Fourier discrète, un décalage légèrement en avance va simplement introduire une rotation de phase du signal dans le domaine fréquentiel. Cette erreur peut être corrigée par l'égaliseur ;

- Le cas n°4 représente une avance importante de la FFT. Les premiers échantillons sélectionnés sont alors pris dans la zone destinée à absorber l'ISI. En plus d'une rotation de phase, on va voir apparaître de l'ISI et de l'ICI.

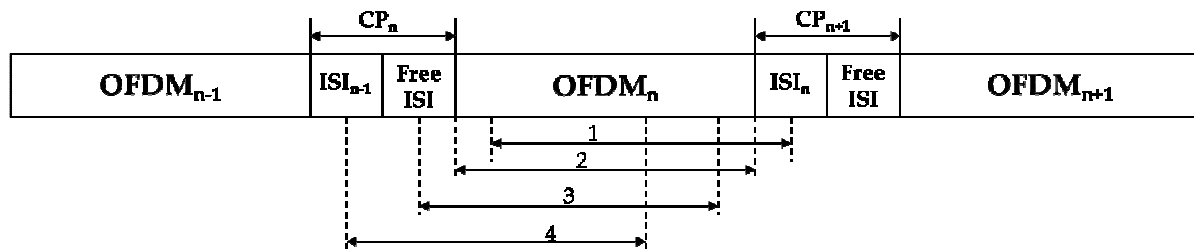


Figure 83. Différents cas de placement de la fenêtre FFT

Sur la figure 84, nous représentons le TEB pour différents cas de fenêtrage de FFT en avance avec correction du déphasage. Rappelons que la taille du préfixe cyclique est de 20 échantillons. On observe ainsi que pour un décalage de 5 échantillons, on reste dans la zone libre d'ISI du préfixe cyclique et on n'observe aucune variation du TEB. Pour un décalage de 10 échantillons on observe une légère dégradation du TEB et pour un décalage de 15 échantillons, la dégradation de TEB devient plus significative du fait que les échantillons sélectionnés sont très affectés par l'ISI. Ainsi, nous proposons de placer la FFT légèrement en avance, 5 échantillons, pour éviter au système de se trouver dans le cas n°1 ou le cas n°4.

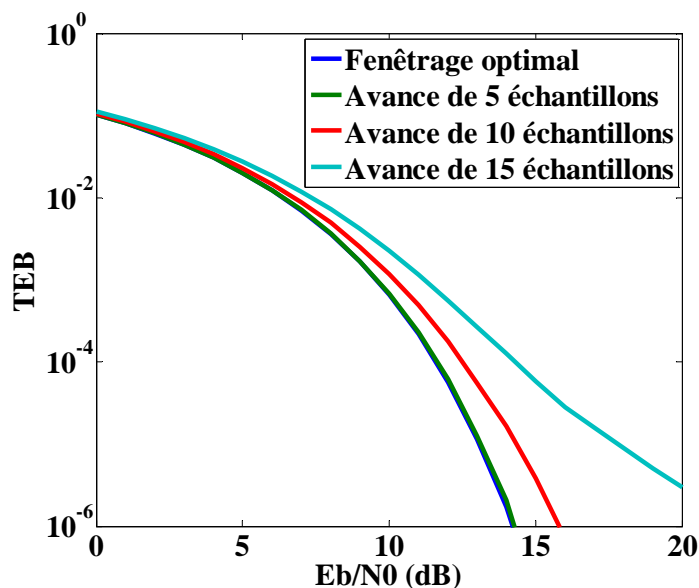


Figure 84 TEB pour différents cas d'avance de FFT

Nous avons vu au paragraphe 19.2.1 l'impact d'un défaut de fréquence d'échantillonnage sur un symbole OFDM. Cependant, si l'on prend en compte une suite de symboles OFDM, le défaut d'échantillonnage va induire une dérive de la fenêtre FFT. Si l'échantillonnage est trop rapide, c'est-à-dire si  $\epsilon < 0$ , alors cet écart va induire une avance de la fenêtre FFT. *A contrario*, si l'échantillonnage est trop lent, et

donc  $\varepsilon_f > 0$ , cet écart va induire un retard de la fenêtre FFT. Pour un symbole constitué de  $N+T_{CP}$  échantillons, la dérive  $\varepsilon_m$  peut s'écrire :

$$\varepsilon_m = \frac{m(N + T_{CP})}{N} \frac{\varepsilon_f}{10^6} = m\varepsilon \quad (35)$$

avec  $m$  l'indice du symbole OFDM,  $N$  le nombre total de sous-porteuses,  $T_{CP}$  la taille du préfixe cyclique en nombre d'échantillons et  $\varepsilon_f$  la dérive de l'oscillateur local du récepteur en ppm. Dans notre cas, pour une dérive de 1 ppm,  $\varepsilon$  est égal à  $10^{-6}$ . Si l'on prend comme hypothèse que ce décalage intervient dans la zone libre d'ISI, le signal en réception après FFT s'écrit alors [Crussière05]:

$$\begin{aligned} Y_m &= FF^{-1}(\varepsilon_f) \Theta(\varepsilon_m) H X_m + F b_m \\ H &= \text{diag}(F h^T) \\ \Theta(x) &= \text{diag}(1 e^{j2\pi x} \dots e^{j2\pi(N-1)x}) \end{aligned} \quad (36)$$

Dans la suite de notre étude nous allons chercher à estimer  $\varepsilon$  en considérant  $F(\varepsilon_f) \approx F$ , c'est alors  $\varepsilon_m$  qui sera corrigé. La partie entière de  $\varepsilon_m$  correspond à un décalage de la FFT d'un nombre entier d'échantillons alors que la partie décimale peut s'interpréter comme une rotation de phase de chacune des sous-porteuses proportionnelle à l'indice de celles-ci.

Nous allons maintenant caractériser les erreurs de synchronisations dues à un décalage de la fenêtre FFT. Pour ce faire, nous simulons une transmission de 20 symboles OFDM, comme illustré sur la figure 85.



Figure 85. Transmission OFDM en continue

Sur la figure 86, nous représentons la dégradation du TEB en fonction du numéro de symbole OFDM, sans correction et pour une erreur de fréquence d'échantillonnage de 100 ppm. Le TEB croit rapidement en fonction du numéro de symbole et au bout de 8 symboles OFDM, le TEB est supérieur à  $10^{-1}$ . Il est donc nécessaire de corriger l'erreur de fréquence d'échantillonnage.

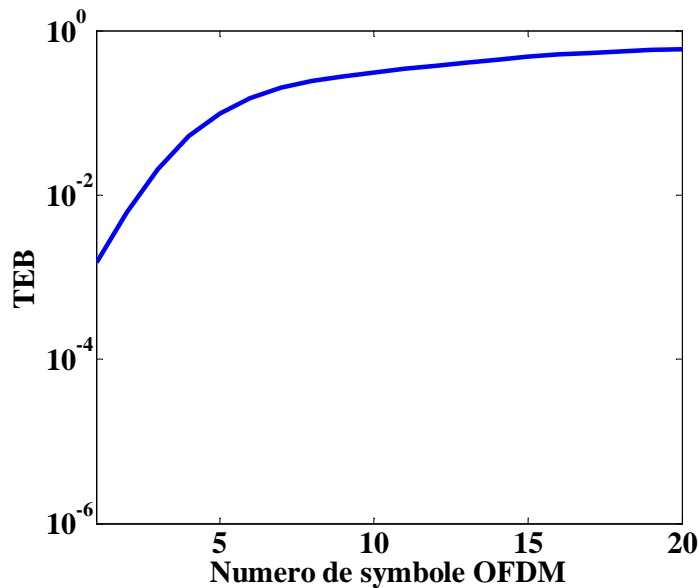


Figure 86. Erreur du au décalage de FFT

Dans ce paragraphe, nous avons montré qu'une erreur de fréquence d'échantillonnage de 100 ppm impacte le TEB de manière très importante à cause du défaut de fenêtrage FFT. Cependant, ce décalage de 100 ppm peut-être corrigé par un système d'initialisation précis. Ensuite, un système de suivi peut permettre de corriger les éventuels décalages de la FFT. Pour dimensionner le système de suivi, il est nécessaire de connaître la précision requise par les oscillateurs locaux.

### 19.3 Précision requise par les oscillateurs locaux

Sur la figure 87, nous présentons l'évolution du TEB en fonction du décalage de fenêtre FFT sur un symbole OFDM. On observe ainsi que jusqu'à 50 ppm environ l'augmentation du TEB est négligeable. Ainsi, pour garantir la stabilité de notre système CPL, nous proposons d'estimer la fréquence d'échantillonnage avec une précision de l'ordre du ppm lors d'une phase d'initialisation, ce qui permet de laisser dériver le système durant plusieurs symboles, puis d'effectuer un suivi pour corriger le décalage de fenêtre FFT lorsque ce dernier est égale à un échantillon. L'erreur étant cumulative, une erreur de 1 ppm correspond à une erreur de 300 ppm sur le 300<sup>e</sup> symbole OFDM.

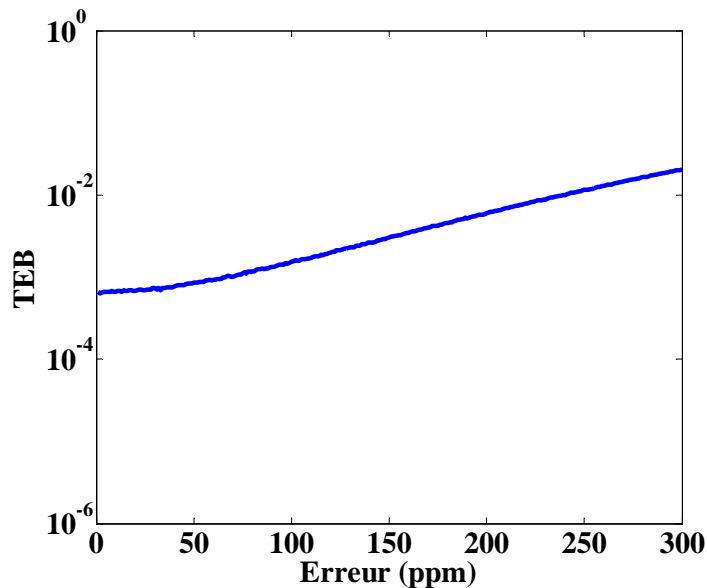


Figure 87. TEB en fonction de l'erreur en ppm

Nous avons évalué dans ce paragraphe les erreurs dues à un défaut de fréquence d'échantillonnage. Les erreurs induites par un étirement ou une contraction du peigne fréquentiel sont négligeables. Cependant, le décalage de FFT due à l'erreur de fréquence d'échantillonnage implique une forte augmentation du TEB au bout de quelques symboles seulement. Il est donc nécessaire d'estimer ce décalage régulièrement pour corriger le décalage de fenêtre FFT. Pour ce faire, il existe de nombreuses techniques présentées dans la littérature.

## XX. État de l'art des techniques de synchronisation

Dans ce paragraphe, nous allons présenter très succinctement les principales techniques utilisées pour corriger les erreurs de synchronisations.

### 20.1 Synchronisation avec porteuses pilotes

Les sous-porteuses pilotes sont des sous-porteuses dédiées à la synchronisation et à l'estimation de canal [Kim98], [Liu02] et [Chen03]. Cette technique consiste à réserver certaines sous-porteuses pour l'égalisation et la synchronisation. L'avantage de cette technique est qu'elle permet une estimation des erreurs à chaque symbole, mais implique une perte de débit.

### 20.2 Synchronisation avec symboles pilotes

La synchronisation avec des symboles pilotes consiste à utiliser des symboles OFDM particuliers dans le but d'estimer et de corriger les erreurs de synchronisation. Les symboles pilotes peuvent être utilisés avant ou après la FFT.

Citons l'algorithme de [Schmidl97] qui utilise 2 symboles OFDM à structure particulière. Le premier symbole est constitué de deux parties identiques dans le domaine temporel, chacune de longueur  $N/2$ . Le deuxième symbole, également de taille  $N$ , est quant à lui composé de deux séquences pseudo-aléatoires, une pour les fréquences impaires et une autre pour les fréquences paires.

Des améliorations de l'algorithme de Schmidl and Cox ont été proposées. Citons l'algorithme de Morelli et Mengali qui n'utilise qu'un seul symbole OFDM [Morelli99]. Ce dernier est composé de  $L$  parties identiques dans le domaine temporel. L'estimation est réalisée avant la FFT. Des améliorations de l'algorithme de Morelli et Mengoli sont proposées dans [Minn03] [Shi04].

On a vu sur la figure 87 que pour une erreur de 1 ppm, la dégradation du TEB est négligeable jusqu'à environ 50 symboles OFDM. Ainsi, pour respecter la spécification de TEB énoncé au chapitre III, il serait nécessaire d'émettre un symbole pilote tous les 50 symboles OFDM. Cependant, le canal de propagation étant stable, nous allons exploiter cette stabilité en proposant une technique de synchronisation sur les données reçues.

### 20.3 Synchronisation sur les données

Si l'on veut s'affranchir de l'ajout d'éléments supplémentaires pour préserver le débit, il est possible d'estimer le décalage de l'oscillateur local de réception sur les données reçues [Matic00]. C'est cette solution qui est analysée pour la présente étude et qui est détaillée dans le paragraphe suivant.

## **XXI. Solutions**

### **21.1 Procédure générale de synchronisation**

Le but de ce paragraphe est de proposer une procédure pour estimer le décalage de FFT dû à l'erreur de fréquence d'échantillonnage. Pour le système de synchronisation et les temps alloués à notre système de synchronisation, il n'existe pas de spécifications précises disponibles dans les normes aéronautiques. Ainsi, nous allons proposer un système de synchronisation réaliste au vu des spécifications proposées au chapitre III.

### **21.2 Initialisation et estimation du canal**

La phase d'initialisation a pour but d'estimer finement le canal de propagation ainsi que le décalage de la fréquence d'échantillonnage  $\varepsilon_f$ . Nous considérons que lors de la mise en route de l'avion, le système CPL a suffisamment de temps pour émettre un certain nombre de symboles pilotes ainsi qu'un long préambule. Le canal de propagation est peu variable dans le temps ce qui permet de s'affranchir d'une estimation périodique du canal. Nous supposons alors qu'à la fin de la phase d'initialisation, grâce à l'utilisation de symboles pilotes, la précision des oscillateurs locaux est de l'ordre du ppm [Crussière05]. La littérature étant riche en procédure de synchronisation sans contrainte de temps réel, nous ne nous focaliserons pas sur cet aspect dans ce mémoire.

### **21.3 Phase de suivi**

Lors de la caractérisation des erreurs de synchronisation, nous avons vu que seul le décalage de FFT dû à l'erreur de fréquence d'échantillonnage impacte le TEB. Ainsi, nous proposons, après la phase d'initialisation, de corriger uniquement le décalage de fenêtre FFT lors d'une phase de suivi. Cependant, lors des différentes phases de vol, la température entre l'émetteur et le récepteur va varier fortement. En l'absence de modèles sur ces variations, il serait plus prudent dans un premier temps de réestimer la fréquence d'échantillonnage à l'aide de symboles pilotes. En effet, dans certains cas, la température au sol peut atteindre 50 °C. Ensuite, en vol de croisière, à 10 km d'altitude, la température peut atteindre -60 °C ce qui conduit à une amplitude thermique de 110 °C. Pour faire face à ce problème, nous proposons de définir des super-trames dans lesquelles l'écart de température de l'émetteur et du récepteur est considéré comme stable.

## 21.4 Notion de super-trame

Pour faire face à la variation de la dérive des oscillateurs due notamment aux variations de température, nous proposons une synchronisation ainsi qu'une réestimation du canal à l'aide de symboles pilotes au début de chaque super-trame dont nous fixons la durée à 10 s. En effet, nous considérons que les transferts thermiques sont lents *i.e.* inférieurs à un degré Celsius pour 10 s et que le canal est stable lors de ce laps de temps. Ainsi, au début de chaque super-trame, on peut considérer l'estimation du canal comme parfaite et une dérive entre les oscillateurs locaux de l'ordre du ppm. Ces valeurs sont considérées comme constantes pendant toute la durée de la super-trame. Au chapitre III, nous avons proposé des symboles OFDM d'une durée de 15  $\mu$ s. Dans ce cas de figure, une super-trame comprend alors 666667 symboles OFDM. En considérant l'algorithme de Schmidl & Cox et ses améliorations, un ou deux symboles OFDM peuvent suffire pour l'estimation de la fréquence d'échantillonnage en début de super-trame.

Nous devons alors proposer une procédure de correction du décalage de la fenêtre FFT. Pour cela, nous allons développer un algorithme de synchronisation sur les données reçues. Cela a pour avantage de ne pas diminuer le débit contrairement à l'utilisation des symboles ou des sous-porteuses pilotes.

## 21.5 Synchronisation sur les données

La synchronisation sur les données consiste à estimer  $\varepsilon$  qui représente le décalage de phase entre les données reçues issues de l'égalisation,  $X'_m$ , et les données reçues démodulées et remodulées,  $X''_m$ . Sur la figure 88 est représenté le principe de synchronisation sur les données. Dans un premier temps, on effectue une correction de chaque symbole au niveau de l'égalisation et dont la valeur est égale à la partie fractionnaire de  $\varepsilon_m$ . Ensuite, si la partie entière de  $\varepsilon_m$  notée  $\lfloor \varepsilon_m \rfloor$  est non nul, on vient alors décaler la fenêtre FFT. Comme en phase d'initialisation, le début de fenêtrage FFT est situé au centre de la zone libre d'ISI, un décalage de quelques échantillons se traduit dans le domaine fréquentiel par une rotation de phase.



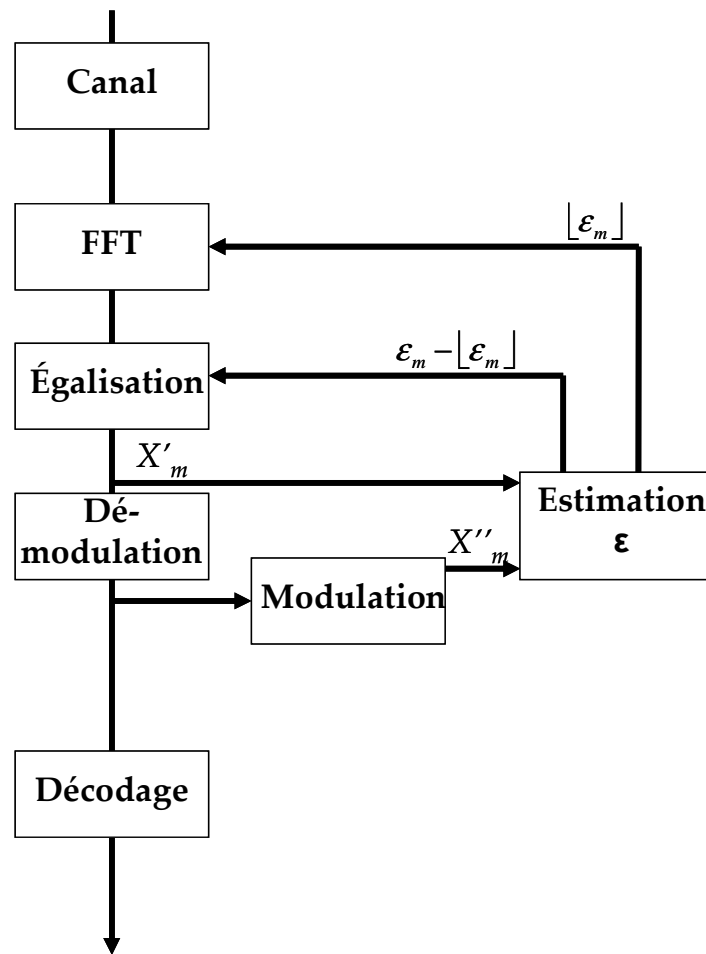


Figure 88. Système de synchronisation en phase de suivi

Pour l'estimation de  $\varepsilon$ , nous proposons un estimateur utilisant le maximum de vraisemblance sur la phase des signaux reçus [Crussi re05] :

$$\varepsilon_{est} = \frac{1}{2\pi} \frac{\sum_{k \in I} k \Delta \phi}{\sum_{k \in I} k^2} \quad (37)$$

avec  $\varepsilon_{est}$  la valeur estimée de  $\varepsilon$  sur un seul symbole OFDM,  $\Delta \phi$  la différence de phase entre  $X'_m$  et  $X''_m$  et  $I$  l'ensemble des 256 sous-porteuses actives. Pour évaluer les performances de cet estimateur, nous devons calculer son biais qui représente l'écart entre la valeur estimée et la valeur réelle, ainsi que sa variance qui caractérise la dispersion des valeurs estimées.

## 21.6 Calcul du biais de l'estimateur

L'estimation sur les données reçues nécessite une hypothèse sur le TEB qui doit être de l'ordre de  $10^{-3}$  ce qui équivaut à moins de un bit faux par symbole OFDM. Cela sous-entend que l'estimateur est asymptotiquement non biais  en fonction du  $E_b/N_0$ .

Sur la figure 89, nous représentons le biais de l'estimateur en fonction du  $E_b/N_0$ . Ainsi, on observe que le biais de l'estimateur tend vers 0 lorsque le  $E_b/N_0$  tend vers l'infini et on obtient un biais de 1% à 13 dB et de 5% à 10 dB.

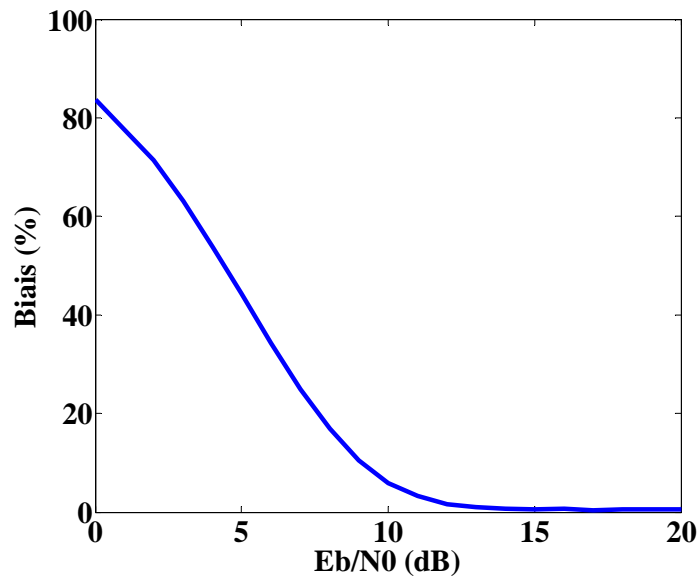


Figure 89. Biais de l'estimateur en fonction du  $E_b/N_0$

Le calcul du biais est réalisé pour un très grand nombre d'échantillons, or dans un cas réel, l'estimation n'est faite que sur un symbole OFDM. Ainsi, pour évaluer la dispersion des estimations et ainsi les performances de l'estimateur, il est nécessaire de calculer sa variance.

### 21.7 Calcul de la variance de l'estimateur

La variance de notre estimateur est fonction de sa réalisation. Nous pensons qu'il est également intéressant de calculer la variance de l'estimateur sans prendre en compte les aspects de réalisation pour évaluer les performances maximales de ce type d'estimation. La variance minimale d'un estimateur est donnée par la borne de Cramér-Rao.

En réception, après FFT, le signal peut s'écrire de la manière suivante :

$$Y(n) = H(n)X(n) + B_n \quad n \in I, I \subset \llbracket 0, N-1 \rrbracket \quad (38)$$

avec  $I$  l'ensemble des 256 sous-porteuses ayant le meilleur SNR.

Le calcul de la borne de Cramér-Rao est donné en annexe A et voici le résultat :

$$\text{var}(\varepsilon_{est}) \geq \frac{\sigma^2}{\sum_{n=0}^{2N-1} \left( \frac{\partial s'(n, \varepsilon)}{\partial \varepsilon} \right)^2} \quad (39)$$

avec  $\sigma^2$  la variance du bruit blanc gaussien et,

$$\begin{cases} s'(n, \varepsilon) = \text{Re}(s(n, \varepsilon)) & \text{pour } n \in \llbracket 0, N-1 \rrbracket \\ s'(n, \varepsilon) = \text{Im}(s(n, \varepsilon)) & \text{pour } n \in \llbracket N, 2N-1 \rrbracket \end{cases} \quad \text{avec } s(n, \varepsilon) = H(n)X(n)\exp(-2i\pi n\varepsilon)$$

En développant, on obtient :

$$\text{var}(\varepsilon_{est}) \geq \frac{\sigma^2}{8\pi^2 \sum_{n \in I} |nH(n)X(n)|^2} \quad (40)$$

Sur la figure 90 nous présentons le calcul de la borne de Cramér-Rao ainsi que la variance de l'estimateur, le tout sur un seul symbole OFDM. Du fait que l'estimateur soit biaisé à faible  $E_b/N_0$ , la variance de l'estimateur est inférieure à la borne de Cramér-Rao (BCR) en-deçà d'un  $E_b/N_0$  de 8 dB environ. La variance de l'estimateur à maximum de vraisemblance (MV) sur la phase des données reçues est très proche de la borne de Cramér-Rao qui est le maximum de vraisemblance sur les signaux reçus, en les supposant connus. Ainsi, il n'est pas possible de proposer un autre estimateur sur les données reçues sur un seul symbole OFDM avec des performances sensiblement meilleures. On obtient une variance de l'ordre de  $10^{-9}$  pour un  $E_b/N_0$  de 10 dB. Pour avoir une précision de l'ordre du ppm, soit estimer un  $\varepsilon$  de  $10^{-6}$ , ceci n'est pas suffisant.

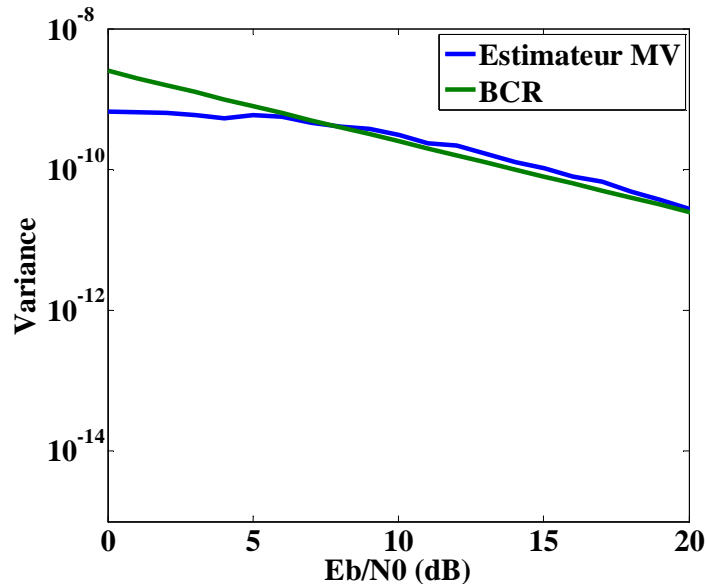


Figure 90. Borne de Cramér-Rao et variance de l'estimateur en fonction de  $E_b/N_0$

Nous ne présentons pas de calcul de biais ni de variance pour un nombre de sous-porteuses actives autre que 256, car même si une augmentation du nombre de sous-porteuses active diminue la variance, cela augmente le biais. Ainsi, en plus d'améliorer le TEB comme présenté au chapitre III, prendre les 256 sous-porteuses ayant le meilleur SNR semble être un bon compromis entre variance et biais.

Ainsi, nous proposons d'améliorer l'estimation en estimant non pas sur un symbole OFDM mais sur plusieurs symboles, ceci dans le but d'améliorer la variance de l'estimateur.

## 21.8 Amélioration des performances de l'estimateur

Le décalage de fenêtre FFT est cumulatif d'un symbole à l'autre. En considérant une erreur d'estimation sur  $\varepsilon_f$  de l'ordre du ppm, on peut laisser dériver la fenêtre FFT pendant plusieurs symboles sans impacter le TEB, comme le montre la figure 87, puis corriger le fenêtrage FFT. Cette technique permet alors de diminuer de manière non négligeable la variance de l'estimateur. Nous faisons l'hypothèse qu'à l'échelle d'une super-trame, la variation du  $\varepsilon_f$  est négligeable, *i.e.* inférieure à 1 ppm. Comme pour l'estimateur précédent, nous utilisons le maximum de vraisemblance pour estimer le décalage de fenêtre FFT  $\varepsilon$ . Le détail du calcul de l'estimateur est donné en annexe B.

$$\varepsilon'_{est} = \frac{\sum_{i=1}^M i \varepsilon_{est}(i)}{\sum_{i=1}^M i^2} \quad (41)$$

avec  $\varepsilon'_m$  la valeur estimée de  $\varepsilon$  sur 20 symboles OFDM,  $M$  le nombre de symboles OFDM utilisés pour l'estimation et  $\varepsilon_{est}(i)$  la valeur de  $\varepsilon$  estimée au symbole  $i$ .

Sur la figure 91 nous présentons la variance de l'estimateur pour un  $E_b/N_0$  de 10 dB. On remarque qu'avec 20 symboles OFDM on atteint une variance inférieure à  $10^{-13}$  ce qui semble suffisant pour estimer un  $\varepsilon$  de  $10^{-6}$ . Pour vérifier les performances de l'estimateur, nous l'implantons dans la chaîne de simulation et effectuons la correction de décalage de fenêtre FFT.

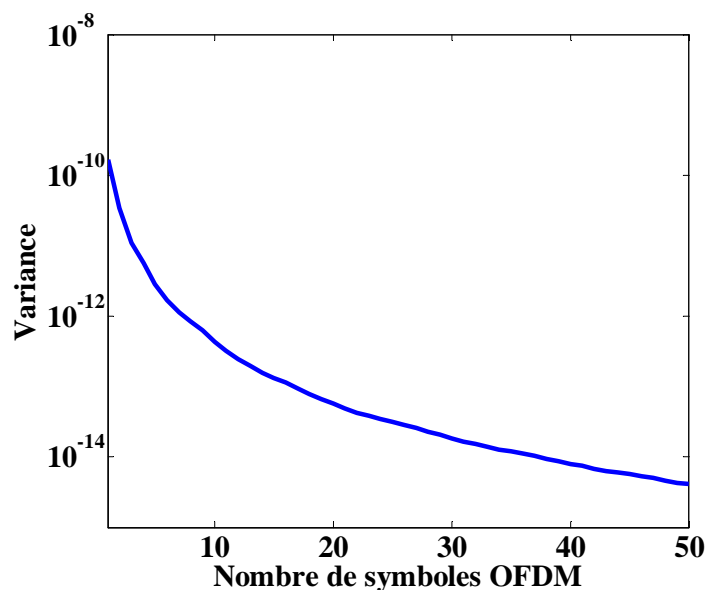


Figure 91. Variance de l'estimateur en fonction du nombre de symboles OFDM  $M$

Sur la figure 92 nous présentons l'évolution du TEB en fonction du nombre de symboles OFDM pour différents cas de figure. Pour garantir une variance suffisante, nous proposons un recalage de la FFT tous les 20 symboles OFDM. Il est possible de corriger la FFT moins fréquemment mais cela rend le TEB moins stable en fonction du numéro de symbole OFDM. Dans le cas d'une erreur initiale de 1 ppm, le TEB est parfaitement stable. Cependant, plus l'erreur initiale augmente, plus la correction est irrégulière jusqu'à la divergence du système de synchronisation pour une erreur de 30 ppm. Dans le cas d'une erreur de 5 ppm, les erreurs de dérive restent acceptables ce qui permet d'envisager une marge de fonctionnement pour notre système.

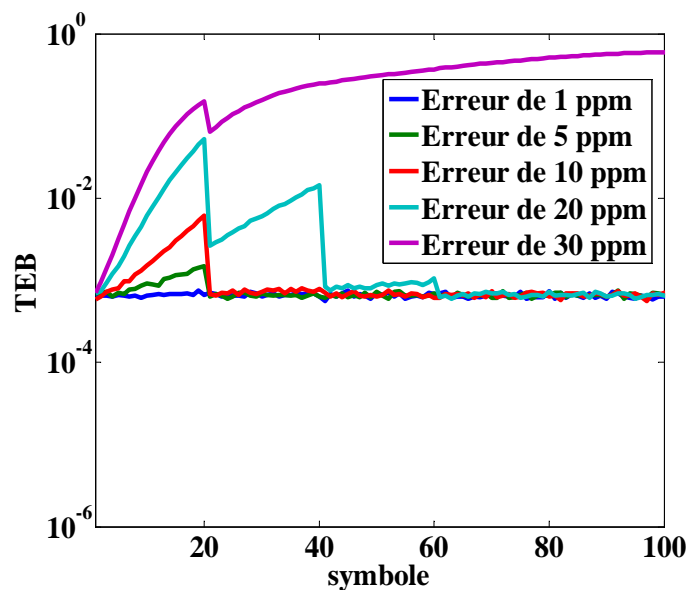


Figure 92. TEB en fonction du nombre de symbole OFDM

Pour vérifier la stabilité du système nous avons effectué une simulation sur 10 s, ce qui représente le temps d'une super-trame, et avons remarqué que pour des erreurs de 1, 5, 10 et 20 ppm le système ne diverge pas.

Dans ce paragraphe, nous avons supposé que la variation de la dérive des oscillateurs est d'au plus de quelques ppm à l'échelle d'une super-trame. L'augmentation de l'erreur va impliquer des corrections brutales au niveau du récepteur au bout de 20 symboles OFDM. Pour éviter ce phénomène, il est possible de faire appel à des filtres de boucle. Ces filtres permettent de lisser la correction pour améliorer la stabilité du système CPL en réception. Cependant, si la variation devient trop importante, 30 ppm par exemple, le système va diverger. Dans ce cas, il est nécessaire de faire appel à la couche supérieure ou aux systèmes de redondance mais ceci est en dehors du cadre de cette étude.

## XXII. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié les principaux aspects relatifs à la synchronisation fréquentielle de notre système CPL.

Nous avons dans un premier temps défini et caractérisé les erreurs de synchronisation dues à une erreur de fréquence d'échantillonnage. Ainsi, dans notre cas, seul le décalage de fenêtre FFT est à corriger.

Pour résoudre ce problème, nous avons proposé une procédure de synchronisation en plusieurs phases. La première phase consiste en une estimation fine de l'erreur de fréquence d'échantillonnage ainsi que l'estimation du canal lors d'une phase d'initialisation. La deuxième phase de synchronisation, consiste à utiliser à chaque début de super-trame un train de symboles OFDM qui permet d'estimer l'erreur de fréquence d'échantillonnage au ppm près ainsi que de réestimer le canal. L'intérêt de considérer des super-frames est que la variation de la fréquence d'échantillonnage est considérée inférieure au ppm. Nous avons considéré que les études présentes dans la littérature sont suffisamment riches pour ce type de synchronisation et nous nous sommes concentrés sur la troisième étape. Celle-ci consiste à évaluer le décalage de fenêtrage FFT et de le corriger tous les 20 symboles, ceci dans une super-trame. Pour ce faire nous avons proposé deux estimateurs utilisant le maximum de vraisemblance. Le premier consiste à évaluer le décalage de FFT sur un symbole OFDM grâce aux données reçues. Ensuite, une deuxième estimation est réalisée sur 20 symboles. Cette estimation permet d'aboutir à un TEB stable pour une erreur de quelques ppm.

## Conclusion générale & perspectives

Lors de cette thèse, nous avons dimensionné un système de transmission par courant porteur pour le système de commande de vol d'un avion civil de type moyen ou long courrier. Cette transmission est effectuée entre le calculateur et l'onduleur situé du côté de l'actionneur pour les commandes de vol, ce qui correspond au futur réseau d'alimentation HVDC  $\pm 270$  V. Ce type de réseau, encore à l'étude, est relativement long (une trentaine de mètres), filtré et peut encore être modifié pour permettre l'implantation du CPL (câblages et filtres). Au cours de nos travaux, nous avons dimensionné la couche physique du système CPL pour être en accord avec les spécifications aéronautiques, les mesures de canaux ainsi que certaines contraintes matérielles. Les spécifications aéronautiques ont été définies en accord avec le partenaire industriel et sont adaptées à un système critique comme les commandes de vol. Celles-ci sont : un débit utile de 10 Mbit/s, un temps de latence de 167 à 334  $\mu$ s, un TEB de  $10^{-12}$  et le respect du gabarit de la norme DO-160 qui précise entre autre les contraintes pour les équipements embarqués sur aéronef en émission conduite.

L'étude du canal de propagation réalisée sur un banc de test aéronautique nous a permis de caractériser les fonctions de transfert sur la bande [1 ; 100] MHz. Lors de cette étude, nous avons testé différentes architectures avec différents types de coupleurs : l'architecture point-à-point avec coupleur capacitif, l'architecture point-à-point avec coupleur inductif et l'architecture point-à-multipoints avec coupleur inductif. Pour caractériser les fonctions de transfert nous avons calculé la bande de cohérence (700 kHz à 1,2 kHz) et l'étalement des retards (60 ns à 110 ns). En ce qui concerne les bruits, seule une présentation succincte à l'aide d'un spectrogramme est donnée. En effet, les charges présentes sur le banc de tests n'étaient pas suffisamment représentatives. Nous avons préféré prendre comme niveau de bruit le gabarit de la DO-160 en émission conduite. Ce gabarit nous a également permis de définir la DSC d'émission du CPL grâce au taux de réjection du mode commun vers le mode différentiel via les mesures de courant.

Grâce à la fonction de transfert ainsi qu'aux caractéristiques du canal de propagation, nous avons dimensionné le système de transmission. Dans un premier temps, nous avons effectué une étude paramétrique dont le but a été de dimensionner la composante multi-porteuse du système de transmission pour respecter les spécifications de débit et de temps réel. Cette étude nous a amenés à proposer une modulation 16-QAM ou QPSK sur la bande [1 ; 36] MHz avec un nombre total de sous-porteuses de 512 et un préfixe cyclique d'une durée 555 ns. Ensuite, nous avons intégré ces paramètres dans une chaîne de simulation Matlab pour vérifier leur validité. Enfin, nous avons proposé le dimensionnement du système de codage de canal à l'aide d'un code convolutif de longueur de contrainte 7 et de polynôme générateur (133,171) et d'un code Reed-Solomon RS (32,28) pour la modulation QPSK et RS (64,56) pour la modulation 16-QAM, ceci dans le but de répondre aux spécifications aéronautiques. Pour améliorer la qualité des transmissions, nous avons

également proposé de réduire le nombre de sous-porteuses utiles à 256 sur un nombre total de 512 et de choisir ces dernières en fonction de leurs SNR. Grâce à ce dimensionnement, nous sommes en mesure de respecter les spécifications aéronautiques avec un  $E_b/N_0$  compris entre 10 dB et 17,5 dB suivant les configurations.

Dans la dernière partie de ce mémoire nous avons proposé d'étudier le système de synchronisation. Comme le canal de propagation est stable dans le temps, nous avons considéré qu'une phase de synchronisation fine en initialisation permettrait une bonne synchronisation temporelle et fréquentielle ainsi qu'une bonne estimation du canal. Nous nous sommes ensuite focalisés sur un système de suivi de synchronisation dans le but d'estimer le décalage de la fenêtre FFT dû aux défauts de fréquence d'échantillonnage. Pour effectuer cette synchronisation nous avons proposé une estimation sur la phase des données reçues à l'aide de deux estimateurs exploitant le maximum de vraisemblance. Le premier réalise l'estimation sur un seul symbole OFDM, puis le deuxième sur 20 symboles OFDM. Cette double estimation permet d'estimer des erreurs de fréquence d'échantillonnage de l'ordre du ppm ce qui est suffisant pour nos transmissions; le système restant stable jusqu'à une erreur de 20 ppm. Nous avons choisi ce type de synchronisation car d'une part le canal est stable et d'autre part il n'y a aucun élément supplémentaire à rajouter dans la communication comme des symboles ou des sous-porteuses pilotes. Cependant, pour des raisons de sécurité nous préconisons l'envoi d'un ou deux symboles pilotes au début de chaque super-trame dont la durée est de 10 s.

Dans cette étude nous avons proposé un dimensionnement du système avec comme hypothèse un bruit blanc gaussien. Il est probable que dans l'avenir seul le coupleur inductif soit retenu du fait de sa meilleure robustesse aux bruits comme l'ont montré les mesures préliminaires. Ainsi, il ne semble pas nécessaire de proposer une étude approfondie sur les bruits présents sur le réseau. Cependant, il serait intéressant de confirmer la robustesse du coupleur inductif aux bruits en effectuant une campagne de mesure avec des charges représentatives et dont les caractéristiques sont connues ainsi qu'en le soumettant aux tests de la DO-160 comme les essais BCI ou les essais foudres.

En ce qui concerne les coupleurs, ces derniers sont des prototypes destinés à prouver la fiabilité du CPL pour un système avionique critique. Nous avons vu que le coupleur inductif offre de meilleures performances de communication car les court-circuits présents aux deux extrémités permettent de rendre la transmission relativement indépendante des charges terminales. Cependant, la conception du coupleur inductif n'est pas exempte de défauts. En effet, le coupleur inductif est composé d'un noyau magnétique. Or, nous avons supposé dans notre étude, que le courant se répartissait de manière égale sur les deux fils d'une même polarité. Cependant, dans un cas réel, il est possible d'observer une dissymétrie de la répartition du courant ce qui pourrait entraîner une saturation du noyau magnétique et donc une perte de la transmission. Pour résoudre ce problème, il pourrait être envisagé de supprimer le noyau magnétique et de réaliser les enroulements des transformateurs par des pistes de



*printed circuit board* (PCB) afin d'optimiser le couplage et de bien garantir la reproductibilité industrielle du composant.

Au cours de cette thèse, nous nous sommes focalisés sur l'étude théorique du système CPL. L'étape suivante pour démontrer la fiabilité de cette technologie serait alors l'implantation des paramètres que nous avons proposés sur un FPGA. Cependant, en plus des aspects de programmation du dit FPGA, il sera nécessaire de prendre en compte les aspects électroniques comme la conversion numérique analogique, les différents étages d'amplification, ....

Un autre aspect à prendre en compte est l'interconnexion du système CPL avec les systèmes avioniques. Dans cette thèse nous avons proposé quelques pistes comme l'encapsulation des trames de bus terrain dans un seul symbole OFDM. Nous avons fait l'hypothèse que le système CPL devait être totalement transparent vis-à-vis des bus de terrain. Cependant, cette hypothèse ne sera pas forcément retenue dans l'avenir. On pourrait par exemple imaginer dans le cas d'une architecture point-à-point un module d'interface qui extraierait les charges utiles des trames issues des bus de terrain pour la transmission des données de commande. Pour la voie de retour, ce système encapsulerait les informations de monitoring dans des trames de bus de terrain. Cet aspect d'interconnexion avec les bus de terrain fait appel aux couches supérieures qui n'ont pas fait l'objet d'études détaillées dans ce mémoire.

Enfin, la dernière perspective qui nous proposons, mais qui est aussi la plus complexe est la certification aéronautique. Nous avons cherché au cours de cette thèse à formaliser des hypothèses réalistes au regard des contraintes aéronautiques. Nous n'avons cependant intégré qu'un nombre restreint de spécifications comme le débit utile, le temps de latence, le TEB ou encore le respect du gabarit de la DO-160 en émission conduite. La certification est un aspect fondamental de la conception aéronautique et nécessite une étude approfondie de toutes les technologies que nous utilisons pour notre système CPL ainsi que des divers normes et tests aéronautiques.



---

# Publications

## Conférences internationales avec comité de lecture

- T. Larhzaoui et al., « *Analysis of PLC channels in aircraft environment and optimization of some OFDM parameters* », International Conference on Systems and Networks Communications, Venise, pp. 65-69, octobre 2013.
- T. Larhzaoui et al., « *OFDM PLC transmission for aircraft flight control system-revision* », IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, pp. 1-6, Glasgow, avril 2014.

## Distinction

- Best paper award à l' International Conference on Systems and Networks Communications, Venise, octobre 2014.

---

## Annexe A. Borne de Cramér-Rao

Soit  $p$  une loi de probabilité dépendant d'un paramètre  $\theta$  et satisfaisant la condition suivante :

$$E\left[\frac{\partial \ln p(x, \theta)}{\partial \theta}\right] = 0 \quad \forall x, \theta \in R$$

La borne de Cramér-Rao est définie de la manière suivante :

$$\text{var}\langle \theta_{est} \rangle \geq \frac{1}{-E\left[\frac{\partial^2 \ln p(x, \theta)}{\partial \theta^2}\right]}$$

Dans le cas d'un bruit blanc gaussien, il est possible de calculer la borne de Cramér-Rao de manière différente.

Dans notre cas, nous pouvons écrire le signal en réception de la manière suivante :

$$y(n) = s(n, \theta) + b(n)$$

avec  $s$  le signal reçu,  $n$  l'indice de sous-porteuse,  $\theta$  le déphasage dû au défaut de fenêtrage FFT et  $b$  le bruit blanc gaussien.

La loi de probabilité  $p$  de  $y$  s'écrit :

$$p(x, \theta) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{\frac{N}{2}}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} [y(n) - s(n, \theta)]^2\right)$$

avec  $\sigma^2$  la variance du bruit  $b$ .

Dérivons  $p$

$$\frac{\partial \ln p(x, \theta)}{\partial \theta} = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} (x(n) - s(n, \theta)) \frac{\partial s(n, \theta)}{\partial \theta}$$

$$\frac{\partial^2 \ln p(x, \theta)}{\partial \theta^2} = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ (x(n) - s(n, \theta)) \frac{\partial^2 s(n, \theta)}{\partial \theta^2} - \left( \frac{\partial s(n, \theta)}{\partial \theta} \right)^2 \right\}$$

Calculons alors l'espérance :

---

$$E\left(\frac{\partial^2 \ln p(x, \theta)}{\partial \theta^2}\right) = -\frac{1}{\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{\partial s(n, \theta)}{\partial \theta}\right)^2$$

Finalemment

$$\text{var}(\theta_{est}) \geq \frac{\sigma^2}{\sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{\partial s(n, \theta)}{\partial \theta}\right)^2}$$

---

## Annexe B. Maximum de vraisemblance pour l'estimation sur plusieurs symboles

Soit

$$\varepsilon(i) = i\varepsilon + b$$

avec  $\varepsilon(i)$  la valeur estimée,  $\varepsilon$  la valeur à estimer,  $i$  l'indice de symbole OFDM et  $b$  le bruit dû aux erreurs d'estimation de  $\varepsilon$  sur chacun des symboles OFDM. On considère ce bruit  $b$  comme gaussien.

$$p(\varepsilon(i), \varepsilon) = \left( \frac{1}{2\pi\sigma^2} \right)^{\frac{M}{2}} \exp\left( -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^M (\varepsilon(i) - i\varepsilon)^2 \right)$$

avec  $\sigma^2$  la variance du bruit  $b$ .

Le maximum de vraisemblance consiste à chercher la valeur de  $\varepsilon$  qui maximise  $p$ .

$$\begin{aligned} \arg \max(p(\varepsilon(i), \varepsilon)) &= \arg \max(\ln(p(\varepsilon(i), \varepsilon))) \\ &= \max\left( -\sum_{i=1}^M (\varepsilon(i) - i\varepsilon)^2 \right) \end{aligned}$$

$$\Leftrightarrow \frac{\partial\left( -\sum_{i=1}^M (\varepsilon(i) - i\varepsilon)^2 \right)}{\partial\varepsilon} = 0$$

$$\Leftrightarrow \sum_{i=1}^M i(\varepsilon(i) - i\varepsilon) = 0$$

D'où

$$\varepsilon = \frac{\sum_{i=1}^M i\varepsilon(i)}{\sum_{i=1}^M i^2}$$

---

## Bibliographie

- [A380] [http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Airbus\\_A380\\_cockpit.jpg](http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Airbus_A380_cockpit.jpg)
- [A380\_2] <http://avionique.free.fr/spip.php?article56>.
- [Akinnikawe09] A. Akinnikawe and K. Butler-Purry, « Investigation of broadband over power line channel capacity of shipboard power system cables for ship communication networks », IEEE, pp. 1-9, 2009.
- [Antoniali11] M. Antoniali et al., « Measurements and analysis of PLC channels in a cruise ship », ISPLC, pp. 102-107, 2011.
- [ARINC429] Arinc 429, « Specification tutorial », AIM GmbH.
- [ARINC664] ARINC 664, « Aircraft data network part 7 avionics full duplex switched ethernet (AFDX) network », Arinc specification 664 P, juin 2005.
- [ARINC825] R. Knueppel, « Standardization of CAN networks for airborne use through ARINC 825 », Airbus Operations GmbH, 2012.
- [Armada06] A. Armada, « SNR Gap Approximation for M-PSK-Based Bit Loading », IEEE transaction on wireless communications, vol. 5, no. 1, pp. 57-60, janvier 2006.
- [Avril08] G. Avril, « Étude et optimisation des systèmes à courant porteurs domestiques face aux perturbations du réseau électrique », thèse de doctorat, IETR, octobre 2008.
- [Barmanda08] 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.
- [Barmanda10] S. Barmanda, L. Bellanti, M. Raugi, et M. Tucci, « Analysis of Power-Line Communication Channels in Ships », IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 59, no. 7, september 2010, pp. 3161-3170, septembre 2010.
- [Barruel05] F. Barruel, « Analyse et conception des systèmes électriques embarqués. Application aux réseaux de bord d'avion », thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, juillet 2005.
- [Baumann09] C. Baumann, « Architecture et gestion d'un réseau continu maillé haute-tension pour l'aéronautique », thèse de doctorat, Université de Toulouse, mars 2009.
- [Berrou93] C. Berrou, A. Glavieux et P. Thitimajshima, « Near Shannon limit error-correcting coding and decoding », IEEE International Conference on Communications, vol. 2, pp.1064-1070, mai 1993.
- [Brown99] P.A. Brown, « Power line Communications- Past Present and Future », Proc. of IEEE ISPLC Conf, pp.1-8, mars/avril 1999.
- [CAN96] D. Paret, *le bus CAN*, , Dunod, 1996.
- [Caravelle] <http://spotaero.blogspot.fr>.

- 
- [Carrion06] 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, juillet 2006.
- [Chang68] R.W. Chang et R.A. Gibby, « A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme », IEEE Transactions on Communication Technology, vol. 16, pp. 529-540, août 1968.
- [Charara07] H. Charara, « Évaluation des performances temps réel de réseaux embarqués avionique », thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, novembre 2007.
- [Chen03] H.S. Chen et Y. Lee, « Novel sampling clock offset estimation for DVB-T OFDM », In Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), pp. 2272-2276, octobre 2003.
- [Chow95] P.S. Chow, J.M. Cioffi et J.A.C. Bingham, « A Practical Discrete Multitone Transceiver Loading Algorithm for Data Transmission over Spectrally Shaped Channels », IEEE Transactions on Communications, vol. 43, no. 234, pp. 773-775, février/mars/avril 1995.
- [Cioffi91] J.M. Cioffi, « A multicarrier primer », rapport technique, ANSI 4/91-157, novembre 1991.
- [Clark81] G. Clark et B. Cain, *Error-Correction Coding for Digital Communications*, Plenum Press, 1981.
- [Clean sky] <http://www.cleansky.eu/>.
- [CRIPTE] CRIPTE Code User's Manual, version 4.0, distribué par l'ONERA, juin 2005.
- [Crussière05] M. Crussière, « Étude et optimisation de communications à haut-débit sur lignes d'énergie : exploitation de la combinaison OFDM/CDMA », thèse de doctorat, INSA de rennes, novembre 2005.
- [Dégardin02] V. Dégardin, « 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.
- [Dégardin08] V. Dégardin et *al.*, « Impulsive Noise Characterization of In-Vehicle Power Line », IEEE trans. On Electromagnetic Compatibility, vol. 50, no4, pp. 861-868, 2008.
- [DO-160] DO-160, Environmental conditions and test procedures for airborne equipment, Standard, 2007.
- [Doeltz57] M.L. Doeltz, Heald et D.L. Martin, « Binary data transmission techniques for linear systems », In Proceedings of the IRE, vol. 45, no. 5 pp. 656-661, mai 1957.



- 
- [Domblides12] N. Domblides et M. Pontrucher, « Coupleur électrique puissance/données et réseau comportant un tel coupleur », France brevet 2965657-A1, avril 2012
- [FCC07] Federal Communications Commission. Title 47 of the Code of Federal Regulation part 15, 2007
- [Fischer96] R. F.H. Fischer et J. B. Huber, « A New Loading for Discrete Multitone Transmission », Proc. IEEE Global Telecommunications Conference, vol. 1, pp. 724-728, novembre 1996.
- [Fock Wolf] <http://www.warbird-photos.com>.
- [Forney94] G. Forney, R. Gallager, G. Lang, F. Longstaff, et S. Qureshi, « Efficient modulation for band-limited channels », IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 2, pp. 632-647, 1984.
- [George81] C. George et J. Cain, *Error-Correction Coding for Digital Communications*, New York, Plenum Press, 1981.
- [Goldsmith05] A. Goldsmith, *Wireless communications*, Cambridge University Press, 2005
- [Goldsmith97] A. Goldsmith et S.-G. Chua, « Variable-rate variable-power MQAM for fading channels », IEEE Transactions on Communications, vol. 45, no. 10, pp. 1218-1230, octobre 1997.
- [Gouret07] W. Gouret, « Contribution à l'étude des communications courant porteur haut débit pour l'embarqué », thèse de doctorat, INSA de Rennes, mai 2007.
- [Grieu04] J. Grieu, « Analyse et évaluation de techniques de commutation Ethernet pour l'interconnexion des systèmes avioniques », thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, septembre 2004.
- [Guerini07] E. Guerrini et *al.*, « Bit-loading algorithms and snr estimate for Homeplug Av », in IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, p. 77-82, mars 2007.
- [Haouati10] M. Sghairi Haouati, « Architectures innovantes de systèmes de commandes de vol », thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, mai 2010.
- [HD-PLC] <http://www.hd-plc.org>.
- [Héland99] J.F. Héland et D. Castelain, « Digital I and Q generation for OFDM », Electronics letters, vo. 35, no. 24, pp. 2081-2082 novembre 1999.
- [Henkel02] W. Henkel et *Al.*, « The cyclic prefix of ofdm/dmt - an analysis », International Zurich Seminar on Broadband Communications, Access, Transmission, Networking, pp. 22-1-22-3, septembre 2002.
- [Homplug Av] HomePlug Av specification, Version 1.1, May 21, 2007.
- [Hwang09] T. Hwang et *al.*, « OFDM and Its Wireless Applications: A Survey », IEEE Transactions on vehicular technology, vol. 58, no. 4, pp. 1673-1694, mai 2009.
-

- 
- [Hwang09] T. Hwang et *al.*, « OFDM and Its Wireless Applications: A Survey », IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.58, no.4, pp. 1673-1694, Mai 2009.
- [IEEE 802.3] <http://www.ieee802.org/3/>
- [IEEE P1901] IEEE Standard for Broadband over Power Line Networks: Medium Access Control and Physical Layer Specifications, décembre 2010.
- [Julien13] C. Julien, « Contribution à l'analyse et à la modélisation des couplages électromagnétique au sein de toron de câbles à grand nombre de liaison- Application aux câblages aéronautiques », thèse de doctorat, Université de Rennes, décembre 2013.
- [Kay93] S. Kay, *Fundamentals of statistical signal processing, estimation theory*, Prentice Hall, signal processing series, 1993.
- [Kilani13] 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, mars 2013.
- [Kim98] D.K. Kim, et *al.*, « A new joint algorithm of symbol timing recovery and sampling clock adjustment for OFDM systems », IEEE Trans. Consumer Electron, vol. 44, pages 1142-1149, août 1998.
- [Kim98] D.K. Kim et *al.*, « A new joint algorithm of symbol timing recovery and sampling clock adjustment for OFDM systems », IEEE Transactions Consumer Electronics, vol. 44, no. 3, pp. 1142-1149, août 1998.
- [Lauer12] M. Lauer, « Une méthode globale pour la vérification d'exigences temps réel Application à l'Avionique Modulaire Intégrée », thèse de doctorat, Université de Toulouse, juin 2012.
- [Liu02] S.Y. Liu et J.W. Chong, « A study of joint tracking algorithms of carrier frequency offset and sampling clock offset for OFDM based WLANs », In Proc. IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions, pp. 109-113, juin 2002.
- [Maiga10] A. Maiga, « Stratégies d'allocation de ressources dans des contextes mono et multi-utilisateurs pour des communications à très haut débit sur lignes d'énergie », thèse de doctorat, IINSA de Rennes, décembre 2010.
- [Matic00] D. Matic et *al.*, « OFDM synchronisation based on the phase rotation of sub-carriers », Proceedings of Vehicular Technology Conference , Tokyo, vol.2, pp. 1260-1264, 2000.
- [MIL-STD-1553] An Interpretation of MIL-STD-1553B, SBS Technologies, Inc.

- 
- [Minn03] H. Minn, V. K. Bhargava et K. B. Letaief, « A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems », *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 2, no. 4, pp. 822-839, juillet 2003.
- [Morelli99] M. Morelli et U. Mengali, « An improved frequency offset estimator for OFDM applications », *IEEE Communications Letters*, vol. 3, no. 3, pp. 75-77, mars 1999.
- [Philipps 00] H. Philipps, « Development of a statistical modem for powerline communications channels », In Proc. IEEE International Symposium on Power-Line Communications and Its Applications (ISPLC), vol. 5, pp. 2049-2053, avril 2000.
- [Pollet94] 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.
- [Pollet95] T. Pollet et M. Moenneclaey, « Synchronizability of OFDM signals », In Proc. IEEE Global Communications Conference, vol. 3, pp. 2054-2058, novembre 1995.
- [Pollet95\_2] T. Pollet, M. Van Bladel et M. Moenneclaey, « BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise », *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 191-193, février 1995.
- [Proakis96] G. Proakis, *Digital communication*, McGraw Hill series in electrical and computer engineering, 1996.
- [Rappaport96] T.S. Rappaport, *Wireless communication principle and practice*, Prentice Hall, 1996.
- [Reed60] I.S. Reed et G. Solomon, « Polynomial codes over certain finite fields », *J. Soc. Ind. Appl. Math.*, vol. 8, pp. 300-304, 1960.
- [Routin1897] J. Routin et C.E.I. Brown, « Power Line Signalling Electricity meters », UK Patent Office », British Patent No. 24833, 1897.
- [Sagem] Documentation Sagem.
- [Schmidl97] M. Schmidl et D. C. Cox, « Robust frequency and timing synchronization for OFDM », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 12, pp.1613-1621, décembre 1997.
- [Schor89] A. Schor, F. Leong et P. Babcock, « Impact of Fault-Tolerant Avionics on Life-Cycle Costs », *Proceedings of the IEEE National Aerospace and Electronics Conference*, vol. 4, pp. 1893-1899, 22-26 mai 1989.
- [Shannon48] C. Shannon, « A Mathematical Theory of Communication, *Bell System Technical Journal* », vol. 27, pp. 379-423 and 623-656, juillet et octobre 1948.
- [Shi04] K. Shi et E. Serpedin, « Coarse frame and carrier synchronization of OFDM systems: A new metric and comparison », *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 3, no. 4, pp. 1271-1284, juillet 2004.

- 
- [Sklar01] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, second editions, 2001
- [Stephan08] Antoine Stephan, « Stratégies d'allocation des ressources et optimisation de solutions OFDM avec précodage linéaire pour les communications ultra large bande », thèse de doctorat, IETR, décembre 2008.
- [Tai09] H. Tai, « Application des techniques multiporteuses de type OFDM pour les futurs systèmes de télécommunications par satellite », thèse de doctorat, Université de Toulouse, mars 2009.
- [Takeshita07] O. Takeshita, « Permutation Polynomial Interleavers: An Algebraic-Geometric Perspective », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.56, no.6, pp. 2116-2132, juin 2007.
- [Tanguy12] P. Tanguy, « Étude et optimisations d'une communication à haut débit par courant porteur en ligne pour l'automobile », thèse de doctorat, INSA de Rennes, juin 2012.
- [Taupe11] V. Degardin et *al.*, « Theoretical approach to the feasibility of power line communication in aircrafts », *IEEE Transactions on Vehicular Technology IEEE*, vol.62, no.3, pp. 1362-1366, mars 2011.
- [Taupe11\_2] S. Bertuol et *al.*, « Numerical assessment of propagation channel characteristics for future application of power Line communication in aircraft », 10th Int. Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 506-511, septembre 2011.
- [Taupe12] V. D2gardin et *al.*, « Power line communication in aircraft: channel modelling and performance analysis », 8th International Caribbean Conference on Devices, Circuits and Systems (ICDCS), pp. 1-3, mars 2012.
- [Thoradson1905] C. Thoradson, « Meters », US Patent Nos. 784712 and 784713, 1905.
- [UPA] <http://www.upapl.org>.
- [Van de Beek97] J. Van de Beek, M. Sandelland et P. Borjesson, « ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems », *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 45, no. 7, pp. 1800–1805, juillet 1997.
- [Van de Beek99] J. Van de Beek et *al.*, « A time and frequency synchronization scheme for multiuser OFDM », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, no. 11, pp.1900–1914, novembre 1999.
- [Van Nee00] R. Van Nee et R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia communications*, Artech House, 2000.
- [Viterbi67] A. Viterbi, « Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 13, no. 2, pp 260-269, avril 1967.
- [Wimax07] L. Nuaymi, *WiMAX: Technology for Broadband Wireless Access*, Wiley, 2007.

- 
- [Wyglinsky05] A. Wyglinsky, F. Labeau et P. Kabal, « Bit loading with BER constraint for multicarrier systems », IEEE Transactions on wireless communications, vol. 4, no.4, pp. 1383-1387, juillet 2005.
- [X10] [http://fr.wikipedia.org/wiki/X10\\_%28informatique%29](http://fr.wikipedia.org/wiki/X10_%28informatique%29).
- [XFFT11] LogiCORE IP, « Fast Fourier Transform v7.1 », mars 2011.
- [XRSdeco13] LogiCORE IP, « Reed-Solomon Decoder v9.0, Product Guide for Vivado Design Suite PG107 », décembre 2013.
- [XViterbi13] LogiCORE IP, « Viterbi Decoder v9.0, Product Guide for Vivado Design Suite PG027 », décembre 2013.
- [Zimmermann00] M. Zimmermann et K. Dostert, « An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks », In Proc. IEEE International Symposium on Power-Line Communications Its Applications (ISPLC), avril 2000.
- [Zimmermann02] M. Zimmermann et K. Dostert, « A multipath model for the powerline channel », IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 4, pp. 553-559, avril 2002.

## AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

**Titre de la thèse:**

Fiabilisation de la technologie courant porteur en ligne en vue de piloter des actionneurs d'aéronefs

**Nom Prénom de l'auteur : LARHZAOUI THOMAS**

**Membres du jury :**

- Monsieur DEGAUQUE Pierre
- Madame DEGARDIN Virginie
- Monsieur COUDOUX François-Xavier
- Monsieur BAUDAIS Jean-Yves
- Madame NOUVEL Fabienne
- Monsieur GINOT Nicolas
- Monsieur GUILLOT François
- Monsieur LEBRETON Thibaud
- Monsieur CANCES Jean-Pierre

Président du jury : *François-Xavier Coudoux*

Date de la soutenance : 02 Juillet 2014

Reproduction de la these soutenue

Thèse pouvant être reproduite en l'état

~~Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées~~

Fait à Rennes, le 02 Juillet 2014

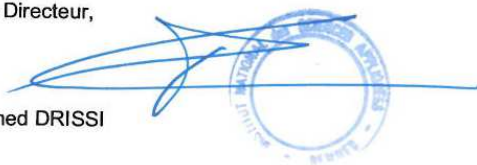
Signature du président de jury

F-X. CAUDOUX



Le Directeur,

M'hamed DRISSI



Dans le cadre de l'avion plus électrique, les avionneurs cherchent à remplacer les commandes de vol hydrauliques par des commandes de vol électriques, avec pour intérêt de diminuer le poids, et d'améliorer la flexibilité des équipements aéronautiques. Sachant que sur un A380, la distance cumulée pour les câbles peut atteindre plus de 500 km, la solution consistant à faire cohabiter les transmissions de données et de puissances au sein de mêmes câbles grâce à la technologie CPL pourrait contribuer à réduire la masse de câble dans un avion. Cependant les câbles de puissance n'ont pas été dimensionnés pour transmettre un signal informationnel, et les équipements présents sur le réseau sont source de bruits. Dans ce contexte nous souhaitons montrer la faisabilité d'une transmission CPL soumise aux contraintes avioniques tout en respectant les normes aéronautiques.

La première partie des travaux a consisté à mesurer le canal de propagation sur un banc de test représentatif d'un environnement aéronautique. Le canal de propagation est composé de deux coupleurs de type inductif ou capacitif dont le but est de connecter les câbles de télécommunication au réseau de puissance et d'une paire bifilaire torsadée de puissance d'une longueur de 32 m représentative d'un réseau HVDC  $\pm 270$  V. Nous avons alors testé trois architectures différentes : l'architecture point-à-point avec coupleur capacitif, l'architecture point-à-point avec coupleur inductif et l'architecture point-à-multipoints avec coupleur inductif. Le but de ces mesures a été d'évaluer la fonction de transfert du canal sur la bande [1 ; 100] MHz. Nous avons alors calculé les éléments caractéristiques du canal comme la bande de cohérence et l'étalement des retards.

Après la caractérisation du canal de propagation, nous avons choisi et dimensionné les algorithmes de traitement du signal au regard des spécifications aéronautiques à savoir : un débit utile de 10 Mbit/s, un temps de latence de 167-334  $\mu$ s, un TEB de  $10^{-12}$  et le respect du gabarit de la DO-160 en émission conduite. Au regard de la fonction de transfert du canal, nous avons choisi d'utiliser l'OFDM comme technique de transmission. Ainsi, à l'aide de la caractérisation du canal de propagation nous avons au cours d'une étude paramétrique défini les paramètres de la transmission OFDM au regard des spécifications de débit et de temps réel. Dans un second temps, nous avons implanté les paramètres OFDM ainsi que la modélisation du canal de propagation dans une chaîne de transmission Matlab. Cette chaîne nous a alors permis de vérifier les paramètres issues de l'étude paramétrique ainsi que de définir le système de codage de canal (Reed-Solomon et code convolutif) pour respecter les spécifications aéronautiques.

La dernière partie de cette thèse a consisté en l'étude du système de synchronisation. Du fait de la stabilité du canal de propagation, nous avons considéré une synchronisation fine du système lors d'une phase d'initialisation puis nous nous sommes focalisés sur le dimensionnement d'un système de suivi dans le but de corriger le décalage de fenêtre FFT dû au défaut de fréquence d'échantillonnage. Pour limiter les pertes de débit lors de la phase de suivi, nous avons proposé une estimation de l'erreur de fréquence d'échantillonnage sur la phase des données reçues sur une période de 20 symboles OFDM.

Mots clefs : Aéronautique, avionique, courant porteur en ligne (CPL), fonction de transfert, coupleur, OFDM, code convolutif, code Reed-Solomon, synchronisation

In the new aircrafts, hydraulic flight control systems are replaced by electric flight control systems. The main interests are a better flexibility of the aeronautical equipments and a decrease in maintenance costs and construction costs, but the major problem is the increasing of the wires length. In order to decrease this length, it has been proposed to use power line communications (PLC) technology for flight control systems. The decrease of wire will first decrease aircraft weight and therefore the consumption of kerosene and on the other hand will simplify maintenance and construction.

The first part of this work is the measurement and the characterisation of the propagation channel on an aeronautic test bench (with HVDC supply and loads). This channel is composed of two couplers (inductive or capacitive) in order to connect the telecommunication system on the power wires with galvanic isolation and one twisted pair of 32 m long. We have tested three architectures: the point-to-point architecture with capacitive coupler, the point-to-point architecture with inductive coupler and the point-to-multipoint architecture with inductive coupler. The purpose of these measurements is to measure the transfer function on the [1 ; 100] MHz bandwidth. Then, we have computed the channel parameters like the coherence bandwidth and the delay spread.

The second step was the design of the signal processing algorithm in order to satisfy the aeronautical specifications: a useful bit rate of 10 Mbit/s, a latency of 167-334  $\mu$ s, a BER of  $10^{-12}$  and the respect of the DO-160 gauge in conducted emissions. For the transmissions, we have chosen the OFDM technology which has been used with success in other PLC systems. With the channel characterization, we have proposed a parametric study in order to define the OFDM parameters to satisfy the bit rate and the real time constraints. After, we compute digital simulations with Matlab to check the OFDM parameters. With these simulations, we have also defined the channel coding parameters (Reed-Solomon and convolutional coding) to satisfy the aeronautical specifications.

The last part of this study was the design of the synchronisation system. Because of the channel stability, we considered a precise synchronisation after an initialisation period. Then, we focus on the estimation of the FFT shift, due to the sampling frequency shift, during a following-up period. In order to avoid the decrease of the latency and the bitrate due to the pilot symbols or pilot sub-carriers insertion, we proposed to correct the FFT shift with the received data thanks to the maximal likelihood algorithm.

Keywords: aeronautic, avionics, power line communication (PLC), transfer function, coupler, OFDM, convolutional code, Reed-Solomon code, synchronization