

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

Discipline ou spécialité :

Electromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence

Présentée et soutenue par :

M. IVAN VLADIMIR GARCIA HALLO

le mardi 31 janvier 2017

Titre :

Instrumentation d'essais en vol pour la localisation de décharges électrostatiques sur la surface d'un avion

---

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :

Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie (LAPLACE)

Directeur(s) de Thèse :

MME NATHALIE RAVEU

Rapporteurs :

M. ALAIN REINEIX, UNIVERSITE DE LIMOGES

M. PIERRE BONNET, UNIVERSITE BLAISE PASCAL

Membre(s) du jury :

M. MARCOS RUBINSTEIN, HAUTE ECOLE D'INGENIERIE ET DE GESTION, Président

M. DOMINIQUE LEMAIRE, AIRBUS FRANCE, Membre

M. FREDERIC THEROND, AIRBUS FRANCE, Membre

Mme NATHALIE RAVEU, INP TOULOUSE, Membre

M. PHILIPPE LALANDE, ONERA, Membre

Remerciements

Lors de ces travaux de thèse je me suis souvent livré à des exercices compliqués et même dangereux car employant de la haute tension. La rédaction de ces remerciements est plus délicate encore. A deux jours de ma soutenance de thèse je peux dire ce qui suit.

J'ai, pendant ces années, rencontré de nombreuses personnes qui d'une façon ou d'une autre m'ont encadré, soutenu, aidé, formé,… J'ai relevé de nombreux défis, mais je n'aurais jamais pu le faire sans les personnes ci-dessous.

Tout d'abord je souhaiterais remercier toute l'équipe du laboratoire CEM d'Airbus à Blagnac au bâtiment B42 (et à son horrible carrelage qui va me manquer). Avec Christophe, Thomas, Jérôme, Delphin, Sébastien, Julien, Yoan, Yannick, Olivier L, Olivier V, Cédric, Jef et Dominique, la bonne humeur et l'esprit d'équipe ont toujours régné, et j'y ai beaucoup appris. Merci également pour tous vos bons conseils et pour m'avoir aidé avec mes nombreuses manips haute tension, même au prix de quelques décharges électriques☺. Un zoom sur Olivier L qui s'est toujours porté volontaire et m'a prêté main forte avec mes montages depuis bien des années, un grand merci !

100 mètres plus loin, au B16, j'ai trouvé des gens brillants, tant dans leur travail que dans la musique, ce fut un plaisir et un privilège de vous côtoyer pendant ces années. Merci à tous ces gens de l'Acoustique et Vibrations pour votre accueil et votre bonne humeur.

Dans une note plus sérieuse, je remercie au sein d'Airbus les différents interlocuteurs et experts avec qui j'ai pu échanger, je ne pourrais pas tous vous mentionner hélas. Franck, merci pour avoir évalué et orienté mon travail à plusieurs reprises, chaque échange a été très formateur. Audrey, avec qui j'ai passé de bons moments à monter et exécuter des manips. Gilles et Ivan pour avoir suivi le projet et apporté votre expertise et savoir-faire.

Par ailleurs, au sein du laboratoire LAPLACE à l'ENSEEIHT, j'ai trouvé une communauté de chercheurs et de doctorants hors du commun. Je me suis toujours senti à l'aise avec eux et leur amitié m'a aidé à surmonter le début de ma thèse !

Mes amis (dont des doctorants aussi !) Tomas, Philippe, Pedro, Fix, Leo, Guillaume, Rodrigo, Olivier, Thomas, Béné et tant d'autres avec qui j'ai partagé et passé d'incroyables moments ces dernières années et avec qui j'ai évolué humainement et musicalement.

Merci à Marie Ange, pour m'avoir soutenu, canalisé, nourri, supporté, pendant la fin de ma thèse. Ton soutien a été vital et ta compagnie est un privilège.

C'est le tour de mes encadrants.

Déjà à l'ENSEEIHT elle a été un exemple par sa détermination et sa force. Merci Nathalie pour avoir encadré cette thèse. Ta rigueur, ta franchise et tes qualités humaines ont été fondamentales pour mener à bien ce projet. J'ai beaucoup appris de toi et je saurais, grâce à tes conseils, mener à bien de projets complexes dans l'avenir. Un grand merci pour ta disponibilité et tout le travail de relecture et correction que tu as fourni lors de la rédaction du manuscrit.

Depuis mon stage de fin d'études jusqu'à la fin de ma thèse à Airbus, j'ai eu l'immense privilège de travailler avec Dominique. Durant ces années, tes conseils et ton orientation m'ont permis d'appréhender le monde industriel avec confiance et stratégie. Tout ce que j'ai appris me sera très utile pour la suite. Loin d'avoir été uniquement un encadrant tu es un grand ami avec qui j'ai partagé des moments très sympathiques et avec qui j'ai surmonté de grands obstacles. On a galéré mais qu'est-ce qu'on s'est marrés !

Si j'en suis là aujourd'hui c'est principalement grâce à ma famille. Ma chère mère m'a toujours montré la voie et a toujours été présente malgré la distance qui nous sépare. Tu m'as appris l'ambition et le travail, et c'est grâce à ça que j'en suis là. Ma chère sœur qui représente ma seule famille en France. Tu me donnes de la force et je suis heureux que tu sois près de moi. Mon oncle Francisco, merci pour avoir été mon exemple à suivre, et pour tes bons conseils. Finalement, je remercie énormément ma grande mère qui passait des après-midis entiers à essayer de m'apprendre les tables de multiplication. J'aimerais te dire que, même si quelques tables de multiplication m'échappent encore, si tout se passe bien mardi, tu serais fière de moi.

Je pourrais continuer cet exercice pendant des pages et des pages encore, mais à présent passons aux choses sérieuses.

Chers lecteurs, bonne lecture.

Table des Matières

Introduction Générale ---- *1*

CHAPITRE 1 - Etat de l'Art ---- *3*

1.1 Introduction ---- **4**

1.2 Mécanismes de Chargement Electrostatique ---- **4**

1.2.1 Chargement Triboélectrique ---- 4

1.2.2 Chargement Exogène ---- 7

1.2.3 Chargement dû aux Moteurs ---- 8

1.3 Décharges Electrostatiques sur la Surface d'un Avion ---- **9**

1.3.1 Généralités sur les Décharges Electrostatiques à Pression Atmosphérique ---- 10

1.3.2 Décharges Corona ---- 10

1.3.3 Décharges de Surface ---- 14

1.3.4 Décharge Arc/Etincelle ---- 16

1.3.5 Modèle Electrostatique d'un Avion en Vol ---- 18

1.4 Solutions pour Pallier au P-Static ---- **19**

1.4.1 Déperditeurs Statiques pour Eliminer le Bruit des Corona ---- 19

1.4.2 Elimination des Décharges de Surface ---- 20

1.4.3 Métallisation Méticuleuse pour Eliminer les Arcs ---- 21

1.5 Resolution de Problemes de P-Static ---- **22**

1.5.1 Techniques de Test ---- 22

1.5.1.1 Mesure du Courant de Chargement Triboélectrique ---- 22

1.5.1.2 Mesure du Potentiel de l'Avion en Vol ---- 22

1.5.1.3 Instrumentation de Déperditeurs ---- 23

1.5.1.4 Instruments de Test des Protections P-Static au Sol ---- 23

1.5.2 Processus de Résolution de Problèmes P-Static ---- 25

1.5.3 Outil de Localisation de Décharges ---- 27

1.6 Conclusion Chapitre 1 ---- **27**

Références Chapitre 1 ---- **27**

CHAPITRE 2 - Capteurs pour la mesure d'arcs ---- *30*

2.1 Introduction ---- **31**

2.2 Grandeurs Mesurables et Capteurs ---- **31**

2.2.1 Champ Electromagnétique Rayonné ---- 31

2.2.1.1 Antennes VHF/UHF ---- 31

2.2.1.2 Sondes de Champ ---- 32

2.2.1.3 Capteurs Electro-optiques ---- 32

2.2.1 Emissions Conduites ---- 32

2.2.2 Mesure de Potentiel ---- 33

2.2.2.1 Moulins à Champ ---- 33

2.2.2.2 Moulins à Champ à Base de MEMS ---- 34

2.2.2.1 Voltmètre Electrostatique ---- 35

2.2.2.2 Capteurs à Capacité Variable ---- 35

2.2.2.3 Capteurs Electro-optiques ---- 36

2.2.3 Courant de Décharge de l'Avion ---- 36

2.2.4 Ondes Acoustiques ---- 37

2.2.5 Synthèse ---- 37

2.3 Installation sur Avion ---- **38**

2.3.1 Impossibilité d'Installation de Capteurs sur la Surface Externe ---- 38

2.3.2 Le Système Radio VHF ---- 39
2.3.3 Concept d'Instrumentation ---- 39
2.3.4 Contraintes d'Installation ---- 40
2.4 Conclusion Chapitre 2 ---- 40
Références Chapitre 2 ---- 41
CHAPITRE 3 - Méthodes de Localisation d'Arcs ---- 43
3.1 Introduction ---- 44
3.2 Problématique ---- 44
3.3 Méthodes de Localisation de Sources ---- 45
3.3.1 Méthodes Nécessitant une Ligne de Vue Entre Source et Capteurs ---- 45
3.3.1.1 TOA « Time Of Arrival » ---- 45
3.3.1.2 Time Difference Of Arrival (TDOA) ---- 46
3.3.1.3 Received Signal Strength Indication (RSSI) ---- 47
3.3.1.4 Direction Of Arrival (DOA) ---- 47
3.3.2 Méthodes Compatibles avec des Multitrajets ou Situation NLOS ---- 49
3.3.2.1 Dégradation des Performances due aux Multitrajets et NLOS ---- 49
3.3.2.2 Localisation par « empreintes » (Fingerprinting) ---- 50
3.3.2.3 Retournement temporel ---- 51
3.4 Méthode de localisation développée ---- 52
3.4.1 Présentation de la méthode TDOA Fingerprinting ---- 52
3.4.2 Stratégies d'Estimation du Retard Temporel ---- 54
3.4.3 Modèle de propagation développé ---- 57
3.4.3.1 Chemin le plus court sur la surface d'un cylindre ---- 58
3.4.3.2 Chemin le plus court sur une sphère ---- 60
3.4.3.3 Chemin le plus court sur un modèle simplifié de fuselage ---- 61
3.4.3.4 Chemin le plus court en conditions de ligne de vue ---- 61
3.4.3.5 Chemin le plus court voilure/fuselage ---- 61
3.5 Conclusion Chapitre 3 ---- 63
Références Chapitre 3 ---- 63
CHAPITRE 4 - Mesure des Emissions Electromagnétiques des Sources de P-Static --- 66
4.1 Introduction ---- 67
4.2 Dimensionnement de l'Instrumentation ---- 67
4.2.1 Concept d'Instrumentation ---- 67
4.2.2 Système d'Acquisition ---- 68
4.2.2.1 Oscilloscope ---- 68
4.2.2.2 Déclenchement de la Mesure et Signaux Interférents ---- 69
4.2.3 Antennes et Coupleurs ---- 71
4.2.4 Chaine d'Amplification ---- 73
4.2.4.1 Influence de la Bande Passante sur la Mesure de Signaux ---- 73
4.2.4.2 Niveaux de Sensibilité des Récepteurs VHF ---- 74
4.2.4.3 Détermination du Gain de l'Instrumentation ---- 75
4.2.4.4 Zones de Fonctionnement ---- 76
4.2.4.5 Analyse de Bruit ---- 77
4.3 Spécifications ---- 81
4.3.1 Instrumentation de Mesure au Sol ---- 81
4.3.1.1 Première Campagne sur Avion ---- 81
4.3.1.2 Campagnes sur Maquette ---- 82
4.3.1.3 Dernière Campagne sur Avion ---- 82

4.3.2 Instrumentation de Mesure en Vol ---- 83
4.4 Conclusion Chapitre 4 ---- 86
Références Chapitre 4 ---- 86
CHAPITRE 5 - Resultats ---- 88
5.1 Introduction ---- 89
5.2 Démarche de Validation ---- 89
5.3 Dispositif de Génération d'Arcs ---- 89
5.4 Mesures au Laboratoire ---- 91
5.4.1 Maquette de Fuselage ---- 91
5.4.2 Maquette de Fuselage et Voilure ---- 95
5.5 Mesures sur Avion ---- 98
5.5.1 Description du Montage ---- 98
5.5.2 Méthode de Détermination des TDOAs sur Avion ---- 100
5.5.3 Post-Traitement des Mesures ---- 101
5.5.3.1 Correction des Retards Temporels dus à l'Instrumentation ---- 101
5.5.3.2 Réduction du Bruit des Signaux Mesurés ---- 102
5.5.1 Source sur Fuselage ---- 107
5.5.1.1 Exemples ---- 107
5.5.1.2 Cas d'une Seule TDOA Disponible ---- 111
5.5.2 Source sur Radome ---- 112
5.5.3 Source sur Voilure ---- 115
5.5.4 Sources Positionnées sur Stabilisateurs Arrière ---- 117
5.6 Conclusion Chapitre 5 ---- 117
Références Chapitre 5 ---- 118
Conclusions ---- 119
Perspectives ---- 121
Discerner le Côté de la Décharge ---- 121
Estimation des Retards Temporels ---- 121
Modèle de Propagation ---- 122
Instrumentation ---- 122
ANNEXE 1 - Cas d'une Mesure sur Avion où un Repère Etroit ne Permet pas de Localiser la Source ---- 124
ANNEXE 2 - Spécifications Coupleur HDL-26-20 ---- 127
ANNEXE 3 - Spécifications Textronix 2706 RF Preselector ---- 129
ANNEXE 4 – Spécifications Amplificateur Mini-Circuits ZKL-2R5+ ---- 131
ANNEXE 5 - Spécifications MITEQ AM-1601-2500 ---- 134
ANNEXE 6 - Spécifications Oscilloscope Lecroy Waverunner 640Zi ---- 137
ANNEXE 7 - Résultats de Localisation, sources sur maquette cylindre ---- 141
ANNEXE 8 - Résultats de Localisation, sources complémentaires sur Maquette avec Voilure ---- 147

ANNEXE 9 – Résultats de Localisation, sources complémentaires sur A320 --------- 154

Table des Figures

Figure 1.1 - Illustration représentant l'impact de particules de précipitation avec l'Aéronef 5
Figure 1.2 - Mesure en vol du potentiel avion et du courant de charge associé dans un nuage [5] 5
Figure 1.3 - Variation de la surface efficace de charge d'un avion en fonction de sa vitesse [5] 6
Figure 1.4 - Illustration de l'action du champ electrique sur les charges de l'aéronef 7
Figure 1.5 - Mise en évidence de la présence de déséquilibre des charges sur l'avion [12] 8
Figure 1.6 - Chargement électrique d'un avion par expulsion d'ions positifs 8
Figure 1.7 - Mise en évidence du chargement dû aux moteurs au décollage 9
Figure 1.8 - Illustration d'une décharge corona à partir d'une pointe négative [14]. 11
Figure 1.9 - a) Impulsion de Trichel. b) Spectre correspondant à plusieurs impulsions [14] 12
Figure 1.10 - Photo d'une décharge Corona négative depuis un déperditeur statique reproduite en laboratoire 13
Figure 1.11 – Montage de mesure du bruit radioélectrique de décharges corona négatives [14] 13
Figure 1.12 - Résultats de mesure de bruit radioélectrique de coronas pour plusieurs pointes [14] 14
Figure 1.13 - a) Décharge glissante sur une surface recouverte de peinture isolante [18], b) Formes d'onde associées à des décharges glissantes [17]. 15
Figure 1.14 - Mesures d'émissions de streamers a) sous 30MHz (en champ en dBµV/m), b) en bande VHF (dBm au pied de l'antenne) 15
Figure 1.15 - Image d'une décharge arc reproduite au laboratoire 16
Figure 1.16 - Courbes de Paschen pour plusieurs gaz 16
Figure 1.17 - Circuit externe basique autour d'une décharge arc avec une source de tension 17
Figure 1.18 - Niveau relatif d'interférence (qualitatif) en fonction de la fréquence pour trois types de décharges électrostatiques responsables du P-Static [23] 18
Figure 1.19 - Génération et couplage d'interférences électromagnétiques [6] 19
Figure 1.20 - Exemples de déperditeurs statiques [26] et de leur localisation sur avion 19
Figure 1.21 - Exemples de défauts de métallisation conduisant à des arcs donc à du P-static [2] 21
Figure 1.22 - Montage de test pour le chargement par corona, de la structure avion 24
Figure 1.23 - Schématique de l'outil de chargement INJECO [31] 24
Figure 1.24 - Schématique de test utilisant de la poudre de Lycodium [6] 24
Figure 1.25 - Principe d'une mesure quatre pointes 25
Figure 1.26 - Procédure standardisée de résolution de problems de P-Static sur avion 26
Figure 2.1 - a) Antenne Fractale de Hilbert [5] , b) Antenne Boucle [5], c) Antenne imprimée sur substrat [4], d) Antenne UHF plate [3] , e) Structure de l'antenne UHF plate [3] 31
Figure 2.2 - Exemple d'antenne dipôle court avec le système de redressement à diodes [7] 32
Figure 2.3 – Structure d'un moulin à champ [12] 33
Figure 2.4 - Charge induite dans le capteur en fonction du temps 34
Figure 2.5 - Structure d'un capteur de champ électrique statique à base de MEMS [14] 35
Figure 2.6 - Capteur à capacité variable à base de MEMS [15] 36
Figure 2.7 - Schéma représentant l'instrumentation d'un déperditeur statique en vol [22] 36
Figure 2.8 – a) Capteur basé sur un film Piézoélectrique, b) Schéma type d'un transducteur piézoélectrique [23] 37
Figure 2.9 - Disposition des antennes VHF sur un Airbus A320 39
Figure 2.10 - Concept d'instrumentation de mesure d'émissions de sources P-static 40
Figure 3.1 - Localisation de source à base de TOA avec trois capteurs 46
Figure 3.2- Représentation des équations hyperboliques pour trois capteurs sur un plan 47
Figure 3.3 - Principe de l'interférométrie Radio [12] 48
Figure 3.4 - Reconstitution 3D de la foudre grâce à la mesure de plusieurs milliers de sources et à la méthode DOA 49
Figure 3.5 - Effets (a) de la Diffraction [16] et (b) des Multitrajets [15] sur des signaux pulsés 50
Figure 3.6 - Principe de la méthode du Retournement Temporel appliqué à la localisation de la foudre a) Ecoute/mesure b) Réémission et localisation [23] 52
Figure 3.7 - Mesures d'émissions d'un arc 53
Figure 3.8 - Méthode de localisation développée 53
Figure 3.9 - Corrélation entre deux signaux issus d'un arc généré sur une maquette 54
Figure 3.10 - Exemple de détermination de Tk *et* $\Delta\mathrm{tmark,k}$ *pour des extrema marqués* 56

Figure 3.11 - Exemple de détermination de Tk *et* $\Delta\mathrm{tmark,k}$ *pour un signal délicat à exploiter (VHF2, source sur voilure)* 56
Figure 3.12 - Méthode de détermination des TDOAs pour un signal délicat à exploiter (décharge sur le dessus de la voilure) 57
Figure 3.13 - Modèle simplifié d'un avion 58
Figure 3.14 - Longueur d'une hélice 58
Figure 3.15 - Conventions géométriques pour les calculs de chemin le plus court sur une sphère 60
Figure 3.16 - Chemin le plus court entre une antenne et une source sur une surface combinant une demi-sphère et un cylindre 61
Figure 3.17 - Modèle simplifié d'une voilure et de la jonction avec le fuselage 61
Figure 3.18 - Modèle de propagation voilure/fuselage 62
Figure 3.19 - Comparaison entre le modèle géométrique simplifié et l'Airbus A320 62
Figure 3.20 - Modèles géométriques simplifiés du cône arrière et des stabilisateurs arrière d'un Airbus A320 63
Figure 4.1 - Niveau relatif d'interférence (qualitatif) en fonction de la fréquence pour trois types de décharges électrostatiques responsables du P-Static [2] 67
Figure 4.2 - Concept d'instrumentation de mesure d'émissions de sources P-Static 68
Figure 4.3 - S11 Antenne VHF et largeur de bande de mesure 70
Figure 4.4 - Schéma d'Installation de l'instrumentation sur le système VHF 72
Figure 4.5 - Scénarios pour le signal d'entrée de l'instrumentation. A-Signal provenant de l'antenne B-Signal provenant de l'émetteur VHF de l'avion 72
Figure 4.6 - Schéma de l'instrumentation avec les limites des puissances du signal 75
Figure 4.7 - Puissance en dBm/Hz en entrée et en sortie de la chaine d'amplification, en fonction de la puissance en entrée du coupleur 77
Figure 4.8 - Mesure de l'environnement électromagnétique vu par une antenne VHF3 d'un A320 en vol 78
Figure 4.9 - Schéma de l'instrumentation avec les limites des puissances du signal et du bruit 80
Figure 4.10 - Puissance en dBm/Hz du signal et du bruit en entrée de la chaine d'amplification, en fonction de la puissance en entrée du coupleur 80
Figure 4.11 - Montage de mesure utilisé lors de la première campagne de mesure sur avion 81
Fig12 - Schéma et photo de l'instrumentation de mesure au sol 82
Figure 4.13 - Schéma du concept de l'installation de l'instrumentation sur avion 83
Figure 4.14 - Bloc A - Installation des coupleurs en baie avionique 84
Figure 4.15 - Bloc B - Chaine d'Amplification et Oscilloscope installés en cabine 85
Figure 4.16 - Concept d'intégration pour la chaîne d'amplification 86
Figure 5.1 - Montage de production d'arcs sur une structure métallique (Airbus A320) 90
Figure 5.2 - Ruban métallique et arc électrique 90
Figure 5.3 - Maquette à l'échelle 1:6.67 du fuselage d'un Airbus A320 91
Figure 5.4 - Points source testés sur la maquette cylindrique 92
Figure 5.5 - Mesure des signaux issus d'un arc généré sur une maquette cylindrique, position M2 92
Figure 5.6 - Comparaison des TDOAs une par une avec la base de données (point M2) 94
Figure 5.7 - Résultat de la méthode de localisation sur une maquette cylindrique à l'échelle 1:6.6 d'un Airbus A320 (M2) 94
Figure 5.8 - Photo (a) et modèle 3D (b) de la maquette cylindre et voilure, points de test 95
Figure 5.9 - Mesures d'un arc déclenché sur le point B sur la voilure de la maquette 96
Figure 5.10 - Résultats de localisation sur la voilure de la maquette pour le point test B 97
Figure 5.11 - Points source testés sur A320 99
Figure 5.12 - Instrumentation de mesure sur avion au sol 100
Figure 5.13 - Exemple de détermination de Ti *et* $\Delta\mathrm{tmark,i}$ *sur une mesure effectuée sur avion (W4)* 101
Figure 5.14 - Câblage des antennes VHF et leur connexion à l'instrumentation sur avion 101
Figure 5.15 - Correction des retards temporels sur une mesure avion (VHF1 Position W4) 102
Figure 5.16 - Caractéristiques générales de filtres RII utilisés en post-traitement 103
Figure 5.17 - Filtrage RII passe bande d'une mesure effectuée sur la VHF2 (position F1) 104
Figure 5.18 - Filtrage RII passe bas d'une mesure effectuée sur la VHF2 (position F1) 105
Figure 5.19 - Filtrage RII passe bas d'une mesure effectuée sur la VHF3 (position W4) 106
Figure 5.20 - Filtrage RII passe bande d'une mesure effectuée sur la VHF2 (position W4) 106
Figure 5.21 - Formes d'ondes mesurées par l'oscilloscope pour une source positionnée sur le point F1 107
Figure 5.22 - Résultat de localisation sur A320 d'une source sur F1 108

Figure 5.23 - Formes d'ondes mesurées par l'oscilloscope pour une source positionnée sur le point F2 _____ *109*
Figure 5.24 - Résultat de localisation sur A320 d'une source sur F2 _____ *110*
Figure 5.25 - Formes d'onde mesurées par l'oscilloscope pour une source positionnée sur le point FB1 _____ *111*
Figure 5.26 - Résultat de localisation sur A320 d'une source sur FB1 avec une seule TDOA disponible _____ *112*
Figure 5.27 - Formes d'ondes mesurées par l'oscilloscope pour une source positionnée sur le point R1 _____ *113*
Figure 5.28 - Résultat de localisation sur A320 d'une source sur R1 _____ *114*
Figure 5.29 - Comparaison entre le modèle géométrique et l'Airbus A320 _____ *114*
Figure 5.30 - Formes d'onde mesurées par l'oscilloscope pour une source positionnée sur le point W4 _____ *115*
Figure 5.31 - Résultat de localisation sur A320 d'une source sur W4 _____ *116*

Liste des Tableaux

Tableau 2.I - Synthèse sur les capteurs étudiés _____ *38*
*Tableau 3.I – Calcul de la longueur d'une hélice cas par cas.*_____ *59*
Tableau 5.I - Calcul des TDOAs et erreurs, position M2 maquette (valeurs en nanosecondes) _____ *93*
Tableau 5.II - Synthèse des précisions de localisation sur maquette cylindrique _____ *95*
Tableau 5.III - Calcul des TDOAs et erreurs, position B sur la voilure de la maquette (valeurs en nanosecondes) 96
Tableau 5.IV - Synthèse des précisions de localisation sur maquette voilure _____ *98*
*Tableau 5.V - Calcul des TDOAs et erreurs, position F1 sur le fuselage d'un Airbus A320 (valeurs en nanosecondes)*_____ *108*
*Tableau 5.VI - Calcul des TDOAs et sources d'erreurs, position F2 sur le fuselage d'un Airbus A320*_____ *110*
Tableau 5.VII - Calcul des TDOAs et sources d'erreurs, position FB1 sur le fuselage d'un Airbus A320 _____ *112*
*Tableau 5.VIII - Calcul des TDOAs et sources d'erreurs, position R1 sur le fuselage d'un Airbus A320*_____ *113*
Tableau 5.IX - Synthèse des résultats de localisation pour les sources placées sur le fuselage d'un Airbus A320 _____ *114*
*Tableau 5.X - Calcul des TDOAs et sources d'erreurs, position W4 sur la voilure d'un Airbus A320*_____ *115*
Tableau 5.XI - Synthèse des résultats de localisation pour les sources placées sur la voilure d'un Airbus A320 117
Tableau 5.XII - Calcul des TDOAs et sources d'erreurs, position VTP2 sur la voilure d'un Airbus A320 _____ *117*

Liste d'Equations

(1.1) _____ *6*
(1.2) _____ *11*
(1.3) _____ *16*
(1.4) _____ *18*
(1.5) _____ *20*
(1.6) _____ *20*
(1.7) _____ *22*
(1.8) _____ *22*
(2.1) _____ *34*
(2.2) _____ *34*
(2.3) _____ *35*
(3.1) _____ *45*
(3.2) _____ *46*
(3.3) _____ *48*
(3.4) _____ *48*
(3.5) _____ *55*
(3.6) _____ *59*
(3.7) _____ *59*
(3.8) _____ *60*
(3.9) _____ *60*
(4.1) _____ *72*
(4.2) _____ *74*
(4.3) _____ *74*
(4.4) _____ *75*
(4.5) _____ *75*
(4.6) _____ *75*
(4.7) _____ *78*
(4.8) _____ *78*
(4.9) _____ *79*
(4.10) _____ *79*
(4.11) _____ *79*
(5.1) _____ *93*
(5.2) _____ *102*

Introduction Générale

L'avion est un moyen de transport très sûr. Malgré une médiatisation très importante de chaque accident qui se produit et malgré le nombre grandissant d'avions en opération, le nombre d'accidents ne cesse de diminuer avec le temps.

Nous allons étudier dans cette thèse un phénomène qui a été un sérieux problème de sécurité pendant de nombreuses années en début du siècle dernier. Nous verrons que lorsqu'un avion vole en conditions de précipitation (en présence de neige, cristaux de glace, grêle, pluie, poussière…) il se charge à de très forts potentiels et des décharges électrostatiques peuvent se produire, générant ainsi des sources possibles d'interférences sur les systèmes de communication et navigation. Ce phénomène est appelé P-Static. Après de nombreuses études, des solutions pour pallier à ce problème sont désormais implémentées sur avion dès les phases de design. Aujourd'hui ce phénomène se produit rarement et représente plus une gêne pour l'équipage qu'une menace.

Les premières discussions autour de ce type d'interférences datent de 1914 sur des antennes au sol ou des bateaux à vapeur dont les communications étaient bruitées. Le phénomène était rare et ne présentait aucune menace. Dans les années 1930, les premiers équipements radio étaient installés dans les avions commerciaux mais le problème d'interférences n'était pas encore très connu. En effet la navigation se faisait essentiellement en utilisant des repères visuels, en conditions climatiques dégagées et à des vitesses lentes, donc les occurrences de P-Static étaient très rares. Cependant, très vite la navigation s'est appuyée sur les instruments, la vitesse des avions a augmenté et le problème d'interférences a commencé à devenir notable. Des campagnes d'essai ont eu lieu, permettant de comprendre le phénomène, mais sans pour autant trouver de solution efficace pour y pallier. C'est avec l'arrivée de la seconde guerre mondiale que le P-Static devint un problème majeur car les avions devaient voler en toutes conditions climatiques. Dès lors que les avions se retrouvaient dans les nuages, en conditions de précipitation, les systèmes de communication et navigation devenaient inutilisables du fait des interférences. L'équipage n'avait aucune information sur sa position, ni sur la durée de l'orage au moment où il en avait le plus besoin. Ce problème, dans certaines régions des USA, a été à elle-seule la cause de la perte de 1% des avions militaires affectés dans cette zone par an. Cette situation a conduit à un investissement de millions de dollars pour aboutir à des solutions que nous présenterons par la suite.

De nos jours, des occurrences de P-Static sont rares et ne représentent plus un problème de sécurité mais plutôt un problème de confort pour l'équipage. Lorsqu'une compagnie aérienne expérimente du P-Static, elle se tourne vers le constructeur pour résoudre le problème, qui peut être, par exemple, un élément métallique mal repris électriquement à la structure. Si la compagnie n'est pas en mesure de trouver elle-même le défaut de métallisation, le constructeur est alors amené à faire

appel à une équipe qui intervient sur place avec pour mission de trouver l'emplacement de la décharge électrostatique. Ces tests sur l'avion en compagnie peuvent durer plusieurs semaines. Ils nécessitent parfois la mise en place de sources hautes tensions qui présentent un risque et il s'agit d'un travail fastidieux pour les équipes. Dans ce contexte, les travaux présentés dans cette thèse visent à réduire le temps d'intervention en cas d'occurrences de P-Static, à travers une forte réduction des zones à tester.

Les travaux de cette thèse visent donc à développer une instrumentation d'essais en vol capable de mesurer des grandeurs physiques liées à la décharge électrostatique, puis à mettre en place une méthode de localisation qui permette d'estimer la position de la décharge à partir des émissions mesurées.

Ce manuscrit de thèse s'organise en 5 chapitres pour répondre à ce besoin.

Le premier chapitre précise le contexte du P-Static que nous avons évoqué, puis présente les mécanismes physiques générant ce phénomène, à savoir le chargement électrostatique d'un avion en vol ainsi que les décharges électrostatiques qui en découlent. Nous verrons qu'un type de décharge, l'arc, est considéré de nos jours comme la principale cause des interférences rencontrées. Les solutions mises en place depuis des décennies pour pallier au P-Static sont ensuite évoquées, ainsi que les méthodes de test utilisées en cas de défaillance de ces mécanismes de protection.

Le deuxième chapitre présente une étude faite sur les capteurs. Cette étude balaye les différentes grandeurs physiques entourant le phénomène, que nous pourrions mesurer afin de localiser la source. La solution retenue, le rayonnement électromagnétique et la réutilisation des antennes VHF de l'avion, est ensuite présentée et aboutit à un concept d'instrumentation. Les contraintes d'installation de notre instrumentation sur avion sont également présentées.

Le troisième chapitre présente une étude effectuée sur les méthodes de localisation de sources en général. Nous verrons que des solutions existent pour localiser des décharges électrostatiques au sol, mais aucune méthode n'a été développée pour la localisation de sources P-Static sur avion. De plus, beaucoup de méthodes sont basées sur la mesure des signaux en visibilité directe entre source et antenne, ce qui n'est pas toujours le cas sur une surface convexe comme l'est la structure d'un avion. La non visibilité directe (NLOS) entre source et capteur présente un défi pour la localisation de sources. La méthode de localisation développée pour pallier à cet inconvénient est ensuite présentée en détail.

Le quatrième chapitre présente l'instrumentation que nous avons utilisée pour mesurer les émissions d'arcs lors des différentes campagnes d'essai effectuées au laboratoire et sur avion. Dans ce chapitre, nous présentons également le dimensionnement d'une instrumentation de mesure d'émissions d'arcs en vol.

Le cinquième chapitre présente les résultats des campagnes de mesure qui ont visé à valider la méthode de localisation développée. Lors de ces campagnes, des arcs ont été produits sur la surface d'une maquette et d'un avion. Leurs émissions ont été mesurées à l'aide des outils présentés dans le chapitre 4. La méthode de localisation est ensuite appliquée à ces mesures et les résultats de localisation sont présentés.

CHAPITRE 1 - Etat de l'Art

1.1 Introduction ---- 4

1.2 Mécanismes de Chargement Electrostatique ---- 4

1.2.1 Chargement Triboélectrique ---- 4

1.2.2 Chargement Exogène ---- 7

1.2.3 Chargement dû aux Moteurs ---- 8

1.3 Décharges Electrostatiques sur la Surface d'un Avion ---- 9

1.3.1 Généralités sur les Décharges Electrostatiques à Pression Atmosphérique ---- 10

1.3.2 Décharges Corona ---- 10

1.3.3 Décharges de Surface ---- 14

1.3.4 Décharge Arc/Etincelle ---- 16

1.3.5 Modèle Electrostatique d'un Avion en Vol ---- 18

1.4 Solutions pour Pallier au P-Static ---- 19

1.4.1 Déperditeurs Statiques pour Eliminer le Bruit des Corona ---- 19

1.4.2 Elimination des Décharges de Surface ---- 20

1.4.3 Métallisation Méticuleuse pour Eliminer les Arcs ---- 21

1.5 Resolution de Problemes de P-Static ---- 22

1.5.1 Techniques de Test ---- 22

1.5.2 Processus de Résolution de Problèmes P-Static ---- 25

1.5.3 Outil de Localisation de Décharges ---- 27

1.6 Conclusion Chapitre 1 ---- 27

Références Chapitre 1 ---- 27

1.1 Introduction

Lorsqu'un aéronef vole dans des conditions nuageuses, en présence de particules de glace ou de poussière (i.e. conditions de précipitation), il se charge électrostatiquement. Ce chargement de la surface peut donner lieu à des décharges électriques dont les émissions électromagnétiques peuvent provoquer des interférences sur les systèmes de communication et navigation à bord [1]. Le phénomène a été observé au début du 20ième siècle, quand les avions ont commencé à opérer en toutes conditions climatiques. Ces interférences peuvent être continues et peuvent même mettre hors d'état d'usage les systèmes de réception radio pour de longues périodes de temps. Les effets correspondent à une combinaison de bruits contenant des craquements et des bruits de friture, intermittents ou réguliers. Ces effets rendent les communications moins intelligibles et dans certains cas impossibles.

La relation entre ces bruits perçus dans les radios (associés au chargement électrostatique), appelés « static noise » en anglais, et les conditions de précipitation ont conduit au nom Precipitation Static (P-Static) [2]. Ce phénomène présente un risque pour la sécurité puisque les interférences peuvent être suffisamment sévères pour rendre les systèmes de communication inutilisables. Dans les années 1940, dans certaines régions aux Etats Unis, les pertes d'aéronefs militaires à cause du P-Static s'élevaient à près de 1% par an [3]. Il s'en est suivi un effort scientifique et financier pour arriver à résoudre ce lourd problème avec des études faites après la Deuxième Guerre Mondiale [3], [4], [5]. Celles-ci ont permis une meilleure compréhension du chargement des aéronefs et des mécanismes de décharge. Elles ont aussi visé à déterminer les causes des interférences pour pouvoir les réduire à des niveaux acceptables [6]. Néanmoins, il arrive parfois qu'un avion subisse du P-Static suite à des opérations de maintenance mal effectuées ou simplement suite au vieillissement de sa structure externe. Ceci peut causer l'apparition, sur la surface de l'avion, d'éléments métalliques isolés électriquement du reste de la structure. D'où l'apparition de décharges électriques.

Dans ce chapitre, les mécanismes de chargement électrostatique d'un avion en vol vont être présentés dans une première partie, puis les phénomènes qui conduisent au déchargement et à l'équilibre électrostatique sont explicités dans une deuxième partie. En première approche, l'aéronef peut être vu comme une capacité qui se charge et se décharge via différents processus et son état électrostatique est défini par le taux de chargement et déchargement. Les mécanismes de génération de bruit électromagnétique vont être abordés pour ensuite présenter les différentes solutions mises en place pour pallier aux problèmes d'interférences avec les systèmes aéroportés. Finalement, dans les dernières parties, les méthodes de test et de résolution de problèmes de P-Static utilisées actuellement vont être présentées, ce qui permettra d'aborder l'outil développé lors de cette thèse.

1.2 Mécanismes de Chargement Electrostatique

Dès lors qu'un aéronef vole, il peut se charger électriquement par plusieurs moyens dans toutes les phases de vol (décollage, croisière, descente). Le chargement peut être dû à l'environnement, ou être propre à l'aéronef. Dans tous les cas, une multitude de paramètres contribuent à ce chargement [7]. Dans cette partie, les phénomènes conduisant au chargement ne sont pas explicités en détail physiquement, mais les types de chargement sont détaillés (occurrence, bande de fréquence…).

1.2.1 Chargement Triboélectrique

Les différentes études réalisées après la Seconde Guerre Mondiale ont montré que les particules de précipitation (gouttelettes d'eau, poussière, glace ou cristaux de neige) sont responsables du phénomène P-Static [3]. Quand ces particules frappent la surface de l'avion, elles échangent des charges électriques avec l'avion comme illustré sur la Figure 1.1. Ce phénomène d'échange de

charges par friction ou impact entre deux corps de matériaux différents est appelé effet triboélectrique. Ce phénomène est aussi appelé chargement autogène (*« autogenous charging »*). Ce chargement conduit à une augmentation du potentiel électrique de l'avion et lorsque ce potentiel atteint un seuil, des décharges électrostatiques, principalement de type corona, ont lieu et permettent d'évacuer l'excès de charges. Si aucun moyen de protection n'est mis en place, ces coronas peuvent générer de fortes interférences avec les systèmes de communication et navigation de l'aéronef. La décharge Corona sera présentée en détail dans la partie 1.3.2.



Figure 1.1 - Illustration représentant l'impact de particules de précipitation avec l'Aéronef

Concernant le chargement en soi, pour donner un ordre de grandeur, une particule de précipitation peut transférer typiquement quelques dizaines de pico Coulombs de charge à un aéronef [5]. Le chargement de l'avion est de signe négatif dans la grande majorité des cas, (constats en conditions réelles de vol, ainsi que lors d'essais au sol [2], [7]). Son potentiel peut atteindre des dizaines voire quelques centaines de milliers de volts. La Figure 1.2 montre les résultats de mesure en vol du potentiel de l'avion ainsi que du courant de charge associé pour un Boeing 367-80 dans un nuage de type Cirrus. Il est intéressant de noter que les variations de courant de charge et de potentiel sont corrélées.

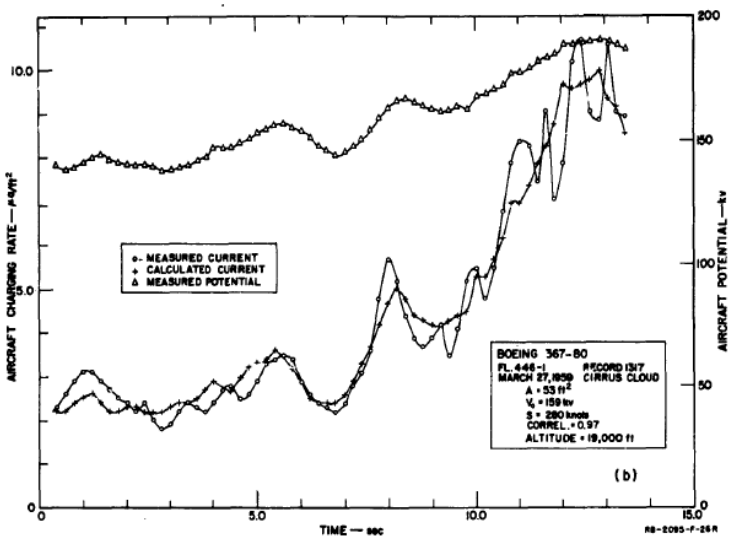


Figure 1.2 - Mesure en vol du potentiel avion et du courant de charge associé dans un nuage [5]

De plus, l'intensité du courant de chargement dépend de la taille et le type de particules [8], de leur concentration dans le nuage [9], ainsi que de la vitesse relative entre particule et avion. Pour un aéronef donné, le courant de chargement par friction est aussi proportionnel à la surface qui est impactée par ces particules.

Cette surface effective d'impact est sensiblement différente de la surface frontale projetée de l'avion. En effet, cette surface équivalente a tendance à être réduite à cause du flux d'air qui dévie les particules (gouttelettes d'eau, cristaux de glace, poussière) de leur trajectoire d'impact avec l'avion. Ceci est accentué si la taille de la particule est réduite (étude effectuée dans une plage de diamètre de particule de 10 à 50µm dans [5]). Néanmoins, plus la vitesse est grande, moins les particules ont le temps d'être déviées. La surface équivalente augmente donc avec la vitesse de l'aéronef, ceci est illustré dans la Figure 1.3. La surface équivalente sera donc dépendante de l'environnement et des conditions de vol. On peut avoir comme valeur de 10% à 40% de la surface frontale projetée [5], [10], [11]. Par ailleurs, le chargement triboélectrique est aussi conditionné par l'état de surface et des contaminants présents [12].

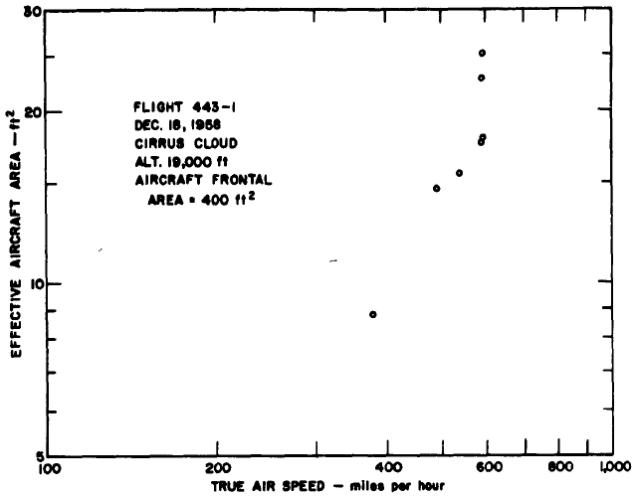


Figure 1.3 - Variation de la surface efficace de charge d'un avion en fonction de sa vitesse [5]

Des mesures en vol effectuées dans les années 1960 [5] et 1980 [7] ont montré que les courants de chargement étaient variables en fonction des conditions atmosphériques mais des ordres de grandeur étaient identifiables en fonction du type de précipitation :

- Nuage de type Cirrus : de 50 à 100µA.m^{-2} (équivalent à 5~10 µA/sqft visibles sur la Figure 1.2)
- Strato Cumulus : de 100 à 200µA.m^{-2}
- Neige : autour de 300µA.m^{-2}

Pour obtenir les valeurs des courants de charge totaux, il est nécessaire de multiplier par la surface équivalente de chargement, ces courants totaux peuvent atteindre quelques milliampères. De plus, on retrouve à travers ces valeurs le fait que les nuages où le P-Static est le plus sévère sont composés de particules de glace ou neige ou même de poussière. Un chargement moins important est rapporté en présence de gouttelettes d'eau [8]. Néanmoins, en présence de forte pluie, le P-Static est très réduit et semble même disparaître [12]. En effet, les gouttes d'eau semblent emporter une partie de la charge de l'avion lorsqu'elles se détachent de l'avion mais cet effet n'a jamais été démontré.

En considérant les différents paramètres présentés dans cette partie, le courant de charge global d'un avion volant en conditions de précipitation peut être donc décomposé selon la relation (1.1).

$$I_{ch} = I_{unit}\ A_{eff} \qquad \text{où} \qquad \begin{cases} I_{unit} = q_p\ v\ c \\ A_{eff} = A_{pf}\ k \end{cases} \tag{1.1}$$

Avec :

- I_{ch} : Courant de charge global de l'avion (A)
- I_{unit} : Courant de charge par unité de surface effective de chargement (A)
- q_p : Charge déposée par particule ($C \cdot particle^{-1}$)
- v : Vitesse de l'avion ($m \cdot s^{-1}$)
- c : Concentration de particules ($particles \cdot m^{-3}$)
- A_{eff} : Aire effectivement chargée par des particules de précipitation (m^2)
- A_{pf} : Surface frontale projetée de l'avion (m^2)
- k : Facteur d'aire effective ≤ 1

Le chargement triboélectrique est reconnu comme étant la source principale de chargement associée au P-Static.

1.2.2 Chargement Exogène

Un autre type de chargement électrique d'un avion est le chargement exogène (*«exogenous»* ou *«cross-field charging»* en anglais). Lorsqu'un avion vole à travers un champ électrique comme celui qui existe entre des nuages de charge opposée, les charges qui sont sur la structure vont se séparer et se déplacer selon le champ électrique. Cet effet correspond à un déséquilibre électrostatique sur l'avion et induit des charges au niveau des extrémités concernées (cela dépend de l'orientation du champ par rapport à la structure avion). Ces charges s'accumulent au niveau des extrémités où le champ électrique s'intensifie et si son intensité dépasse un seuil donné, des décharges corona peuvent se produire [8]. Ce phénomène est illustré par la Figure 1.4. Une fois que l'appareil n'est plus sous l'influence du champ électrique, les charges se redistribuent sur la structure mais du fait des décharges corona, la charge globale a changé [12].

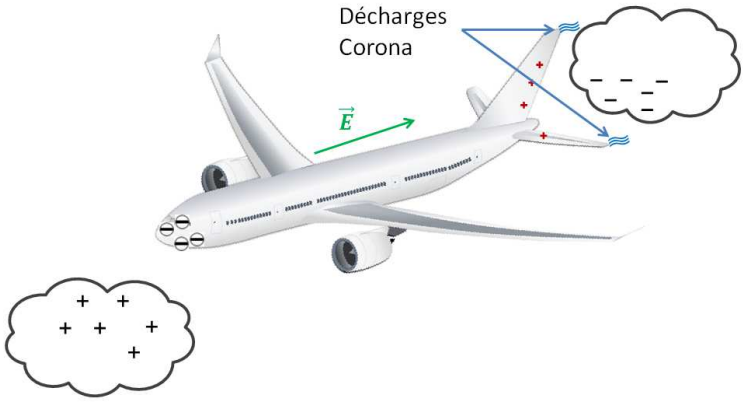


Figure 1.4 - Illustration de l'action du champ electrique sur les charges de l'aéronef

La Figure 1.5 présente les résultats de mesure du champ électrique lors d'un vol [12]. Deux moulins à champ ont été utilisés pour cette mesure, positionnés de part et d'autre du fuselage, l'un dessus, l'autre dessous. En début de graphe, des valeurs différentes de champ électrique de part et d'autre de l'avion montrent la présence de chargement exogène. Contrairement au chargement triboélectrique qui peut durer pendant des minutes voir des heures, le chargement exogène est hautement variable et se maintient pendant de courtes périodes de temps.

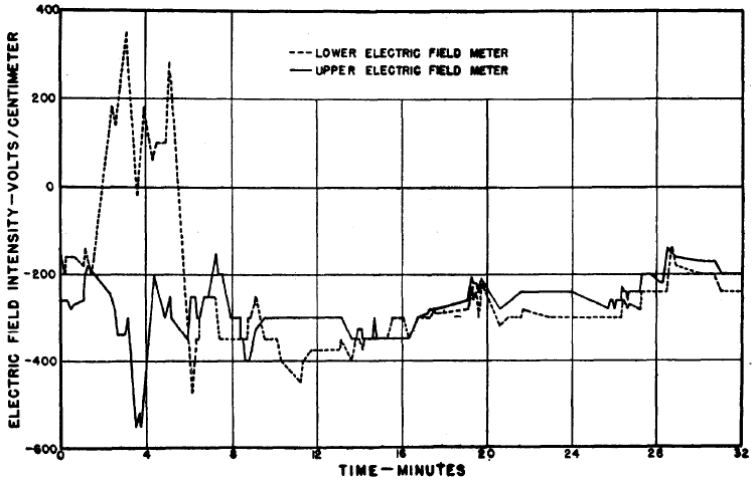


Figure 1.5 - Mise en évidence de la présence de déséquilibre des charges sur l'avion [12]

Les champs électriques responsables du chargement exogène sont généralement présents lorsqu'il y a de forts déplacements d'air verticaux (comme lors d'orages mais pas seulement). De plus, le cas le plus extrême de chargement exogène est causé par un coup de foudre qui se produit à proximité de l'aéronef ou à travers ce dernier. Des perturbations du même type que le P-Static ont lieu juste avant un coup de foudre sur un aéronef [8] mais ne correspondent pas au phénomène étudié dans cette thèse.

1.2.3 Chargement dû aux Moteurs

Un troisième mécanisme de chargement électrostatique d'un avion concerne les moteurs. En effet des interférences de type P-Static peuvent avoir lieu en basse altitude même en temps clair et particulièrement intense lors de changements des réglages des moteurs. Ceci a été observé dans les années 1960 [5] et présentait un problème notamment lors de l'atterrissage où les instruments de communication sont primordiaux.

Des études plus poussées ont montré que les moteurs chargeaient électriquement l'avion en basse altitude et que, suite à ce chargement, des décharges corona avaient lieu au niveau des extrémités de la structure générant ainsi du P-Static. Des mécanismes physiques à l'intérieur de la chambre de combustion du moteur ont pour conséquence une expulsion de charges positives, laissant une charge négative sur l'avion [4]. Ce mécanisme est illustré dans la Figure 1.6.



Figure 1.6 - Chargement électrique d'un avion par expulsion d'ions positifs

Etant un phénomène analogue au chargement triboélectrique dans le sens où le signe du chargement est le même, des études pour comprendre ce qui se passe dans les moteurs n'ont pas

été nécessaires. Seulement des études sur le courant de chargement ont été menées et visent à vérifier que le niveau de chargement reste inférieur à celui apporté par les conditions de précipitation, permettant ainsi de réutiliser les moyens de prévention de P-Static mis en place pour le chargement triboélectrique. Ces moyens de prévention sont présentés dans la partie 1.4. Les niveaux mesurés dans [5] ont montré des courants de charge totaux dus aux moteurs de 50 à 400 µA ce qui reste inférieur aux courants de charge en conditions de précipitation, qui eux, peuvent atteindre quelques milliampères. La Figure 1.7 montre des résultats de mesure du potentiel et des courants de déchargement électrique au décollage d'un avion [1]. Il est intéressant de remarquer que dès que les trains d'atterrissage ne touchent plus la piste, en moins d'une seconde l'avion est chargé à plus de 60kV en polarité négative.

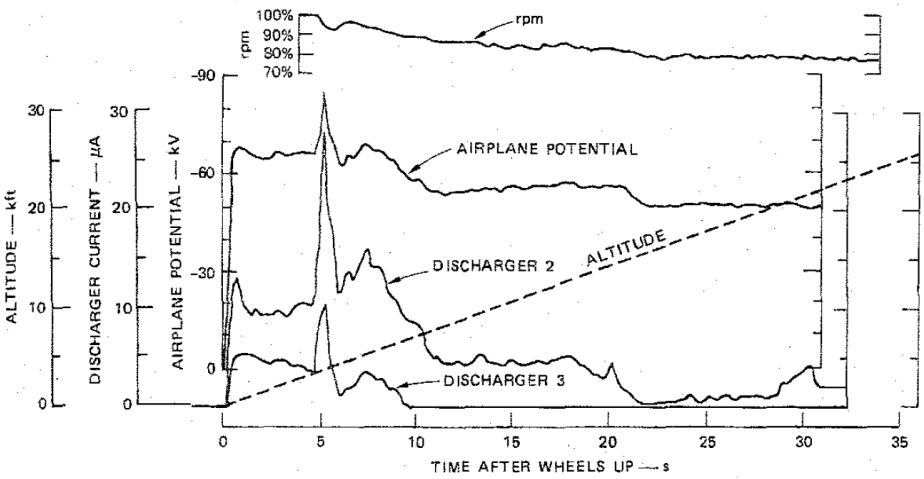


Figure 1.7 - Mise en évidence du chargement dû aux moteurs au décollage

Finalement, des analyses de vols effectuées dans [1] montrent qu'en phase de postcombustion, les moteurs pouvaient avoir l'effet inverse et décharger l'avion et maintenir son potentiel dans des valeurs inférieures au seuil de déclenchement de décharges corona, et ceci même en conditions de précipitation.

Les trois phénomènes conduisant à un chargement de l'avion ont été présentés. Ils peuvent se produire simultanément. Néanmoins, le plus critique est le chargement triboélectrique étant donné qu'il se produit systématiquement en conditions de précipitation, lorsque les systèmes de communication sont très sollicités.

1.3 Décharges Electrostatiques sur la Surface d'un Avion

Lorsqu'un aéronef est chargé électriquement en vol, des décharges électrostatiques peuvent avoir lieu. Ces dernières peuvent générer des émissions électromagnétiques qui à leur tour sont potentiellement responsables d'interférences avec les systèmes de communication et de navigation à bord. Il existe trois types de décharges qui se différencient par la cause d'apparition (concentration de champ aux extrémités pour les coronas, accumulation de charges pour les décharges glissantes ou défaut de métallisation pour les arcs). Ces trois types de décharges peuvent provoquer des perturbations dans divers systèmes à bord d'un avion, mais ce sont les défauts de métallisation (arcs) qui sont à l'origine de longues et fastidieuses campagnes d'essais. Ce sont ces décharges qui vont nous intéresser plus particulièrement. Nous allons commencer par présenter les mécanismes basiques d'une décharge électrostatique à la pression atmosphérique.

1.3.1 Généralités sur les Décharges Electrostatiques à Pression Atmosphérique

D'une manière générale, considérons deux électrodes conductrices séparées par une courte distance. Si nous appliquons une différence de potentiel entre ces deux électrodes, des décharges électriques peuvent se produire en fonction de la valeur de la différence de potentiel. Pour de faibles valeurs de tension, si un phénomène extérieur (rayonnement cosmique) vient créer une ionisation entre les électrodes, un électron est produit et va se déplacer sous l'action du champ électrique existant entre les deux électrodes. Des collisions élastiques peuvent avoir lieu avec les particules neutres, c'est à dire qu'il peut leur transférer de la quantité de mouvement, mais l'énergie cinétique globale resta la même après la collision [13].

Lorsque la différence de potentiel entre les électrodes atteint un certain seuil, cet électron produit par des sources externes sera suffisamment accéléré pour créer une collision inélastique avec une molécule neutre entre les électrodes. Une partie de l'énergie cinétique de l'électron sera transférée à la molécule provoquant ainsi une ionisation et créant un électron supplémentaire. Ces deux électrons sont ensuite accélérés par le champ électrique et vont créer des collisions avec les molécules neutres et vont les ioniser à leur tour. Un processus d'avalanche se produit donc, créant de plus en plus d'ions positifs et d'électrons. Ce régime est appelé régime de Townsend [13] ou régime de décharge sombre car peu ou pas de lumière est émise à ce moment.

Lorsque la densité de porteurs de charge est suffisamment grande, une charge d'espace se produit et génère un champ électrique qui s'oppose au champ électrique existant auparavant. La diffusion des électrons sera donc ralentie et les électrons peuvent s'accumuler dans la décharge, créant un plasma (globalement neutre) délimité par la charge d'espace. Ce régime est accompagné d'une émission de lumière.

Lorsque la densité de porteurs est encore accrue, les électrons vont transmettre de l'énergie cinétique aux ions par des collisions coulombiennes (issues des interactions électrostatiques entre porteurs) qui jusqu'ici étaient négligeables car le nombre de porteurs n'était pas suffisant. Ces ions vont à leur tour créer des collisions élastiques avec les particules neutres. Lorsque ce phénomène se produit localement à un endroit de la décharge, la température s'accroit très rapidement, accompagnée de la pression, créant une onde de choc pour libérer cette pression. Sous l'effet de cette onde, le nombre de particules neutres à l'intérieur de la décharge diminue fortement, ce qui augmente fortement la mobilité des électrons, donc la conductivité de la décharge. Le courant s'accroit exponentiellement et la décharge se transforme en un arc.

Ces mêmes phénomènes se produisent dans les décharges électriques sur la surface d'un avion en vol, étant donné que la pression est assez proche de la pression atmosphérique [14]. Nous allons présenter ces décharges dans la suite.

1.3.2 Décharges Corona

Le premier type de décharge, la décharge corona, se produit lorsque le potentiel de l'avion devient de plus en plus négatif suite au chargement triboélectrique ou aux moteurs. Ce phénomène permet d'évacuer les charges en excès qui sont déposées sur la surface. Au niveau des extrémités de l'aéronef (bout de voilure, stabilisateurs arrière, antennes…), le champ électrique statique s'intensifie et la décharge se produit. Ces coronas à partir d'extrémités (pointes) métalliques de l'avion, ont longtemps été responsables de la génération d'interférences [2] [3] [5] [15].

La décharge corona se produit entre deux électrodes dont l'une a un rayon de courbure très faible par rapport à l'autre. Sur avion, l'électrode à faible rayon de courbure est l'avion, à travers ses

différentes extrémités (bout de voilure, stabilisateurs, antennes…), et la deuxième électrode est l'air. Nous allons étudier cette décharge en considérant une pointe portée à un fort potentiel négatif car c'est le cas qui se produit sur avion.

En quelques mots, lorsqu'une pointe est à un potentiel négatif élevé, un champ électrique statique intense est établi ($\overrightarrow{E_{pointe}}$). Dépassé un certain seuil (25kV/cm dans l'air à la pression atmosphérique [14]) dans une zone dite active (zone hachurée dans la Figure 1.8), il suffit alors d'un électron libre placé à proximité de la pointe, issu d'une ionisation causée par exemple par un rayonnement cosmique, pour provoquer un phénomène d'avalanche tel que nous l'avons présenté dans la partie 1.3.1. En effet, cet électron est accéléré par le champ électrique et entre en collision avec un atome ou une molécule voisine et lui arrache un électron. Ces deux électrons sont à leur tour accélérés par le champ électrique et le processus se reproduit créant ainsi l'avalanche. Une zone désertée par les électrons est alors créée et elle est chargée positivement, il s'agit d'une zone de charge d'espace (ZCE). Ceci est illustré sur la Figure 1.8. Néanmoins, une fois que les électrons s'éloignent suffisamment de la pointe, ils s'attachent aux molécules neutres présentes dans l'air (dioxygène, diazote…) donnant des ions négatifs moins mobiles. Cela résulte en une accumulation d'ions négatifs qui génère un champ électrique de charge d'espace ($\overrightarrow{E_{ZCE}}$) de sens contraire à celui provoqué par la pointe et à terme viendra l'annuler. A ce moment-là la décharge corona s'éteint et l'impulsion de courant s'arrête [5].

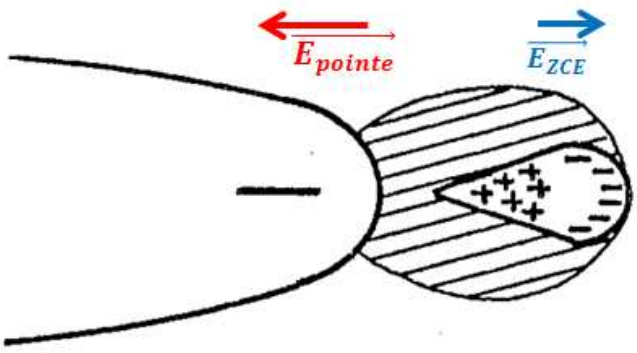


Figure 1.8 - Illustration d'une décharge corona à partir d'une pointe négative [14].

La décharge corona sera à nouveau viable (et donc une nouvelle avalanche et une impulsion de courant auront lieu) une fois que la charge d'espace sera éliminée par diffusion dans l'air ou par balayage dû à un écoulement d'air.

Les décharges corona négatives sont caractérisées par deux régimes [14].

Le premier régime, dit de Townsend [13], correspond aux tensions comprises entre le seuil d'amorçage des avalanches et une tension seuil plus élevée. Il se produit alors des impulsions périodiques dont la forme d'onde est illustrée sur la Figure 1.9 a), elle peut être approchée par une double exponentielle décrite par la relation (1.2).

$$I = a\, I_{max}\left(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t} \right) \tag{1.2}$$

Avec :

- $a = 1.136$ un coefficient pour ajuster la valeur maximale
- I_{max} est l'amplitude maximale de courant
- $\alpha = 2.86 \cdot 10^7 = 1/\tau$, avec τ étant la constante de temps de décroissance $\tau \approx 35ns$

- $\beta = 1.06 \cdot 10^9 = 1/\tau_m$, avec τ_m étant la constante de temps de montée $t_m \approx 4\tau_m \approx 3.5ns$

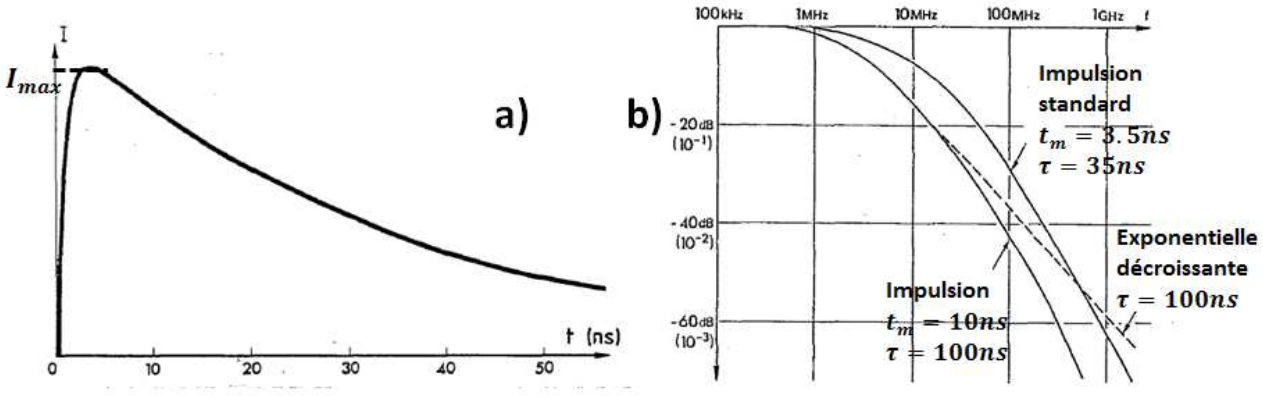


Figure 1.9 - a) Impulsion de Trichel. b) Spectre correspondant à plusieurs impulsions [14]

Ces impulsions, dites de Trichel, peuvent atteindre $I_{max} = 1mA$ d'amplitude à pression atmosphérique. Elles sont de courte durée (quelques dizaines de ns) avec un temps de montée rapide (quelques ns), ce qui produit du bruit sur une large bande de fréquence. La fréquence de répétition de ces impulsions varie de quelques kHz à quelques MHz. Ce régime correspond aux émissions électromagnétiques les plus fortes susceptibles de provoquer des interférences, c'est aussi le cas de décharge le plus fréquent sur avion [14]. Certains facteurs agissent sur les caractéristiques de la décharge, notamment :

- La fréquence de répétition des impulsions augmente avec le potentiel de la pointe mais pas la charge électrique que chacune d'entre elles transporte. De plus, cette fréquence de répétition diminue lorsque la pression diminue mais le temps de décroissance augmente.
- La charge contenue dans l'impulsion croît avec le rayon de courbure de la pointe, il en est de même avec l'amplitude de l'impulsion.

Le deuxième régime a lieu lorsque le deuxième seuil de tension est atteint. Les décharges ne sont plus répétitives mais un régime de courant continu s'installe, ce qui correspond à une décharge luminescente stable. Lorsque la tension est plus élevée encore que ce deuxième seuil, un arc électrique se produit.

Néanmoins, le matériau utilisé pour faire la pointe a une grande influence. S'il est très résistif et la pointe très fine (fibre de carbone), étant donné la faible capacité de la pointe avec le milieu extérieur qui agit comme une électrode, l'amplitude des décharges dans le régime de Trichel est très faible. On parle alors de micro-décharges corona. Le potentiel s'effondre au niveau de la pointe dû à la forte résistance, ce qui entraine donc des décharges très peu énergétiques (100µA) et pour une fibre isolée, la fréquence de relaxation est faible. En regroupant une multitude de fibres de carbone, on obtient une multitude de microdécharges corona qui sont décorrélées, c'est-à-dire qu'elles ont un taux de répétition aléatoire [14]. C'est le principe des déperditeurs statiques (« static wick ») illustrés sur la Figure 1.20, qui permettent de décharger un avion en vol sans générer de bruit radioélectrique. La Figure 1.10 montre une photo d'un déperditeur statique sous tension où des décharges corona négatives se produisent. Le regroupement de fibres de carbone permet de multiplier les décharges tout en gardant un bruit faible. Cet outil est présenté plus en détail dans la section 1.4.1.

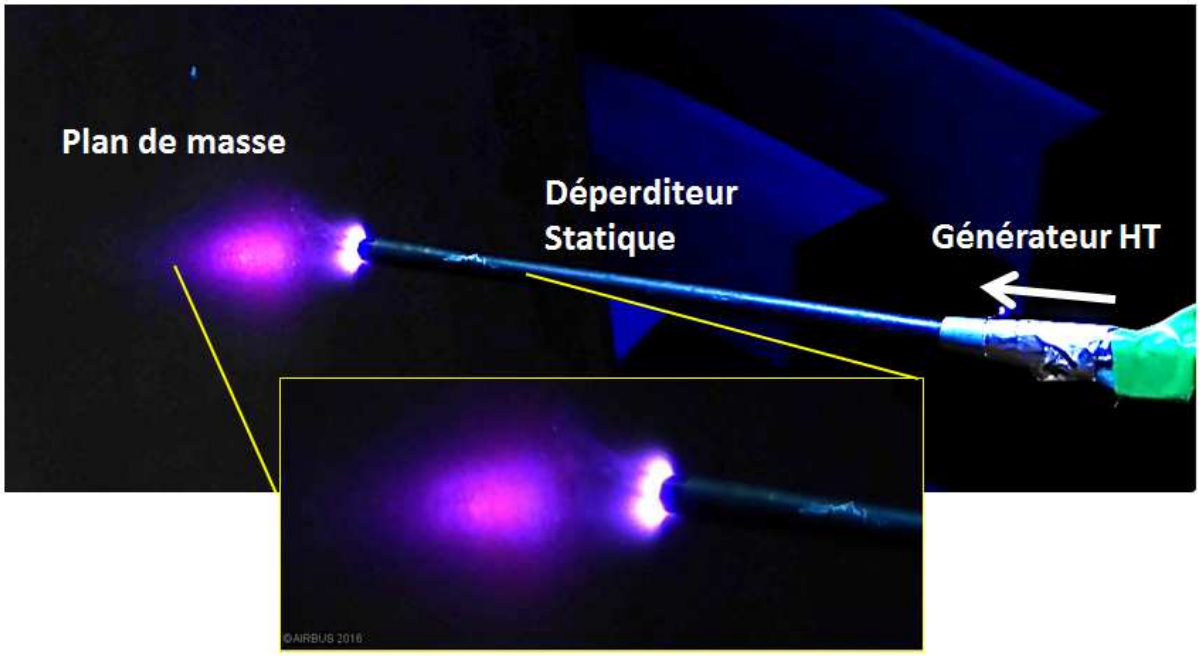


Figure 1.10 - Photo d'une décharge Corona négative depuis un déperditeur statique reproduite en laboratoire

Les émissions des décharges corona négatives dans le régime d'impulsions de Trichel ainsi que le bruit équivalent couplé aux antennes ont été caractérisés dans [5] et [14]. Le montage utilisé pour mesurer le spectre des émissions est présenté sur la Figure 1.11. Il est repris dans la norme *MIL-DTL-9129F* [16], concernant la qualification des déperditeurs statiques. L'étude est faite sur une pointe métallique comme référence, ce qui permet de mettre en évidence le phénomène de décharge corona et de comparer cette pointe avec différents déperditeurs statiques en termes de bruit radioélectrique émis.

Ainsi, dans la norme *MIL-DTL-9129F* [16], une pointe métallique est placée à l'intérieur d'une cage de Faraday et est chargée négativement en utilisant une électrode de polarité positive placée à sa proximité. Cette électrode est en fait un paraboloïde de révolution, diélectrique, recouvert d'une peinture à forte résistivité. Ceci permet un écoulement lent des charges en évitant la création d'arcs. Une antenne placée près de cette électrode permet d'effectuer la mesure du bruit radioélectrique généré.

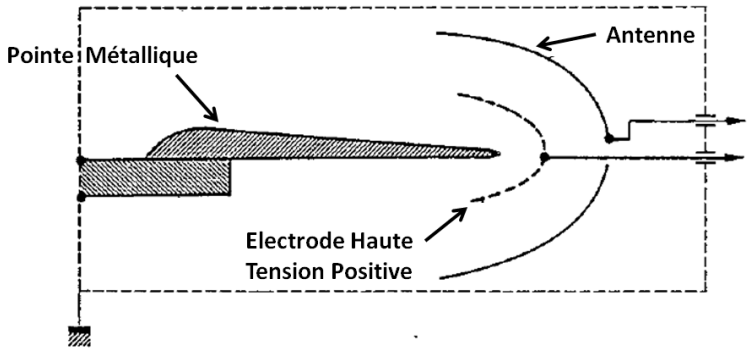
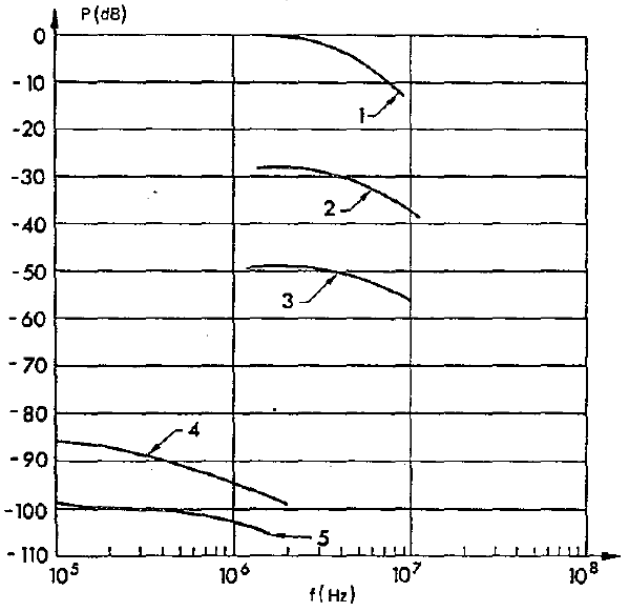


Figure 1.11 – Montage de mesure du bruit radioélectrique de décharges corona négatives [14]

Des mesures de bruit sont faites pour plusieurs types de pointes, en incluant plusieurs types de déperditeurs statiques, dont les résultats sont présentés sur la Figure 1.12. La courbe 1 correspond au bruit émis par une pointe métallique. La courbe 2 correspond à une pointe métallique ayant une résistance de haute valeur (plusieurs dizaines de Mégohms) placée en série. La courbe 3 correspond à une orientation de la décharge corona de telle façon que le couplage avec les antennes soit

minimal (polarisation de l'antenne et le courant local corona sont perpendiculaires). La courbe 4 correspond à un déperditeur statique composé d'une multitude de fibres de carbone où des micro décharges corona ont lieu. La courbe 5 correspond à une combinaison entre une multitude de fibres de carbone et du découplage orthogonal. Il est intéressant de noter la différence radicale de niveau émis entre la courbe 1 qui correspond à une pointe métallique avec des coronas classiques et la courbe 4 qui correspond aux micro décharges corona.



1) Pointe métallique (référence).
2) Découplage résistif.
3) Découplage résistif et orthogonal.
4) Microdécharges corona.
5) Microdécharges corona et découplage orthogonal.

Figure 1.12 - Résultats de mesure de bruit radioélectrique de coronas pour plusieurs pointes [14]

Les décharges corona depuis des extrémités métalliques des avions ont longtemps été la principale cause de P-Static. Même si le courant correspond à quelques mA maximum, les émissions de ces décharges sont suffisamment large bande pour provoquer des perturbations des systèmes de communication à bord. Depuis, comme il sera présenté dans la partie 1.4.1, des déperditeurs statiques permettent d'éliminer ces décharges coronas et d'imposer le phénomène de micro coronas, qui ne génère pas de perturbations électromagnétiques.

1.3.3 Décharges de Surface

Lorsqu'une surface située à l'extérieur d'un aéronef est recouverte d'un matériau diélectrique (isolant), un autre phénomène peut se produire. En effet, si cette surface est exposée aux particules de précipitation, elle va se charger électriquement par triboélectricité (voir partie 1.2.1). C'est le cas par exemple de surfaces comme le radôme, le parebrise ou des revêtements d'antennes. Les charges déposées sur la surface isolante sont peu mobiles donc elles s'accumulent, ce qui élève le potentiel (donc le champ électrique environnant) de la surface diélectrique par rapport aux éléments métalliques adjacents. Lorsque le champ électrique est suffisamment fort, une décharge glissante (« surface streamer ») se produit. Elle se déplace à grande vitesse ($10^6\ m.s^{-1}$) sur la surface diélectrique pour atteindre l'élément métallique le plus proche [14]. Le courant de la décharge est de l'ordre de plusieurs dizaines d'Ampères. La Figure 1.13 a)montre une décharge glissante produite en laboratoire sur une plaque métallique recouverte d'une peinture isolante. La Figure 1.13 b) présente plusieurs mesures de courant de décharges glissantes effectuées dans [17].

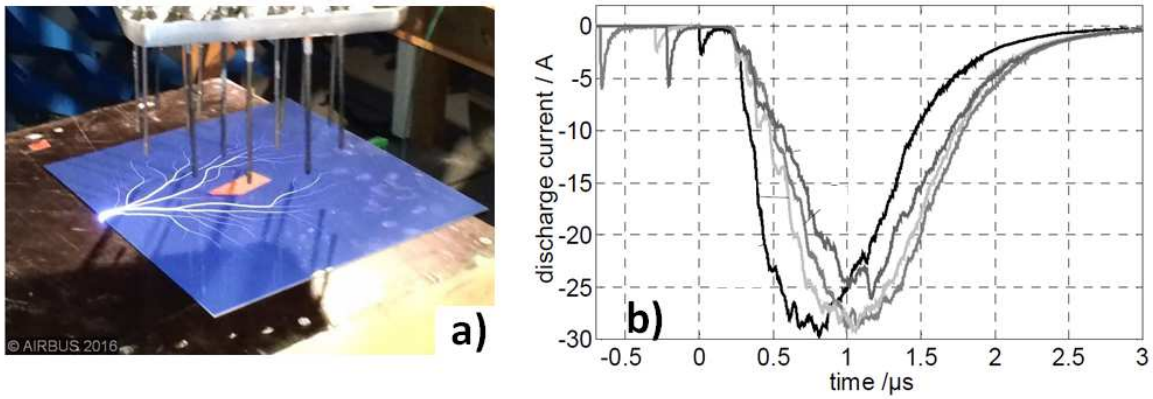


Figure 1.13 - a) Décharge glissante sur une surface recouverte de peinture isolante [18], b) Formes d'onde associées à des décharges glissantes [17].

Dans certains cas la charge accumulée sur la surface diélectrique est telle qu'un perçage du diélectrique a lieu [18].

Concernant les émissions électromagnétiques des décharges glissantes, les perturbations des systèmes sont possibles en fonction des configurations. Historiquement, des interférences provoquées par ces décharges concernent des systèmes qui sont placés à proximité directe de la surface diélectrique, comme dans le cas du radôme ou d'une peinture de protection d'antennes [5]. Cependant, si la décharge glissante se fait sur un diélectrique posé sur une surface conductrice, une boucle de courant est formée. En effet, le chemin de la décharge sur le diélectrique est bouclé par le retour de courant sur la surface conductrice sous le diélectrique. Cette boucle de courant résultante a une section faible (épaisseur du diélectrique) mais le courant est suffisamment fort comme pour provoquer des perturbations sur des systèmes placés à proximité [14]. Des mesures effectuées dans [18] suggèrent que les émissions électromagnétiques générées par des décharges glissantes se situent surtout en basses fréquences (sous 100MHz). Dans ces tests, lorsque l'antenne d'un système de communication VHF (118-138MHz) est placée à proximité de décharges de surface Figure 1.13 a), aucune interférence n'a été constatée dans ces conditions et le bruit radioélectrique mesuré avec un analyseur de spectre confirme l'absence de perturbations (voir Figure 1.14 b). Par contre, des mesures jusqu'à 30MHz avec une antenne tige montrent bien la présence d'émissions. Ces deux résultats sont présentés sur la Figure 1.14 a).

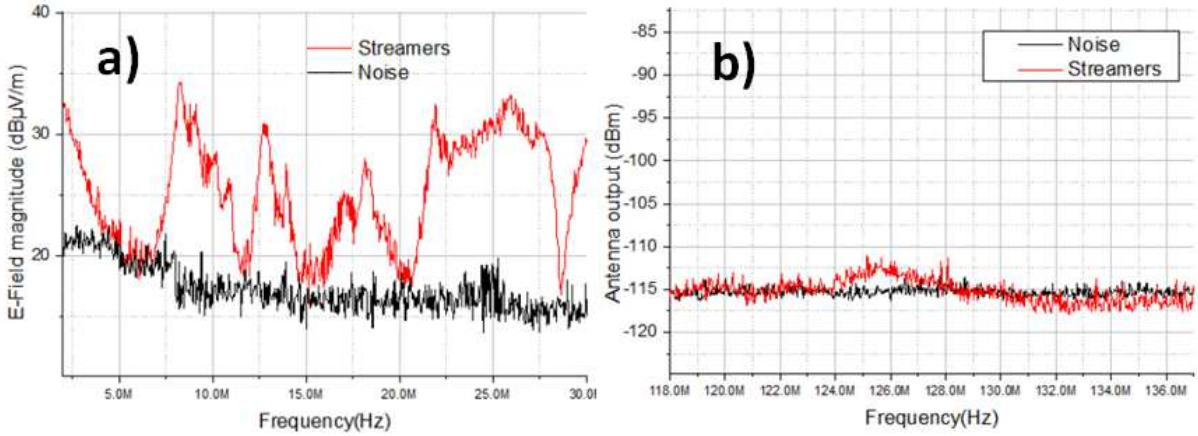


Figure 1.14 - Mesures d'émissions de streamers a) sous 30MHz (en champ en dBµV/m), b) en bande VHF (dBm au pied de l'antenne)

La non sensibilité des systèmes radio à ce type de décharge ne rentre pas dans le périmètre de cette thèse.

1.3.4 Décharge Arc/Etincelle

Lorsqu'un aéronef est chargé électriquement, indépendamment du mécanisme de charge, le potentiel augmente. S'il existe un élément métallique sur la surface, qui est isolé électriquement du reste de la structure, une différence de potentiel apparaît entre cet élément isolé et le reste de la structure. Lorsque cette différence de potentiel atteint un seuil, un arc ou étincelle (aussi connu comme « spark ») se produit dans l'espace séparant ces deux éléments [2], une décharge reproduite au laboratoire est présentée sur la Figure 1.15.



Figure 1.15 - Image d'une décharge arc reproduite au laboratoire

La différence de potentiel seuil au-dessus de laquelle se produit le claquage aux bornes des éléments métalliques est donnée par la loi de Paschen. Cette loi, décrite par la relation (1.3), relie le produit pd, pression p et distance d entre les deux éléments, avec la différence de potentiel à partir de laquelle un claquage se produit [19].

$$V_{claquage} = \frac{Bpd}{C+\ln(pd)} \quad \text{et} \quad C = \ln\left(\frac{A}{ln\left(1+\frac{1}{\gamma}\right)}\right) \tag{1.3}$$

Avec :

- $V_{claquage}$ différence de potentiel à laquelle se produit le claquage.
- A [Torr^{-1}.cm^{-1}] et B [V.Torr^{-1}.cm^{-1}] sont deux constantes déterminées expérimentalement.
- p pression du milieu
- d distance entre les éléments métalliques où se produit la décharge.
- γ deuxième coefficient de Townsend qui est le nombre d'électrons secondaires émis par ions incidents.

La Figure 1.16 montre des courbes de Paschen extraites de [14] pour plusieurs gaz (pression est en mmHg ou Torr).

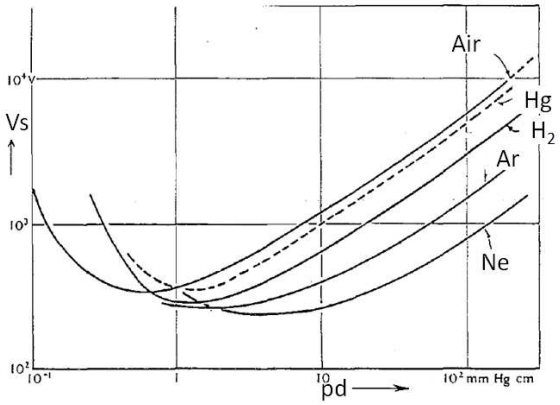


Figure 1.16 - Courbes de Paschen pour plusieurs gaz

Lorsque la différence de potentiel entre deux éléments métalliques atteint le seuil spécifié sur la courbe de Paschen, le phénomène d'arc se produit en suivant les différents mécanismes physiques présentés dans la section 1.3.1.

Une fois que la décharge se produit, les charges contenues dans l'élément isolé de la structure sont évacuées et la différence de potentiel s'annule. La décharge s'éteint aussitôt puis se réamorce lorsque l'élément isolé est suffisamment chargé, produisant ainsi plusieurs impulsions.

Lors de l'apparition d'un claquage entre deux éléments métalliques, on peut définir un circuit de décharge, extérieur au phénomène lui-même. Ce circuit comprend une source de tension qui représente la tension croissante aux bornes des éléments métalliques où se produit la décharge. Les éléments métalliques sont symbolisés par une capacité C_{arc}. Enfin, la source et la capacité sont reliées à la masse par des conducteurs qui sont caractérisés par des résistances R_{C1}, R_{C2} et des inductances L_{C1}, L_{C2}. Ce circuit est présenté sur la Figure 1.17.

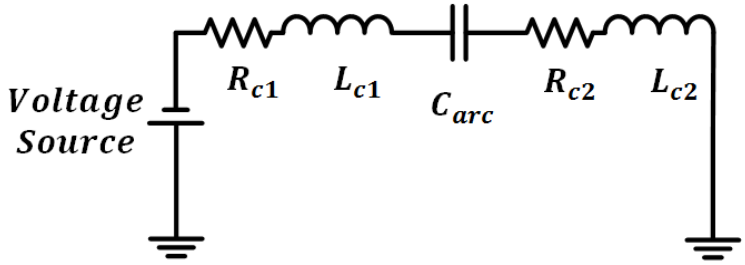


Figure 1.17 - Circuit externe basique autour d'une décharge arc avec une source de tension

Le claquage correspond à un transport violent d'électrons entre les deux électrodes. La forme et l'intensité du courant sont dépendantes de l'impédance du circuit extérieur (résistance, inductance et capacité entre les éléments métalliques). Le courant transporté peut atteindre plusieurs ampères.

Concernant un aéronef, lors d'un claquage entre une pièce métallique isolée et la structure, le circuit de décharge est bon conducteur (surface de l'avion) et dans ce cas le courant a une forme pseudo-périodique (sinus amorti) [14] [20]. La fréquence de répétition varie en fonction de la différence de tension entre les électrodes, dans le cas de lignes haute tension, l'intervalle entre deux décharges consécutives serait de l'ordre de quelques ms [21]. Dans [14] il est mentionné que les mécanismes de formation d'une étincelle et de son développement sont de l'ordre de plusieurs dizaines de µs au moins, ce qui donne un ordre de grandeur de la limite inférieure de l'intervalle entre deux arcs, donc de sa fréquence de répétition.

Ces décharges provoquent de fortes interférences large bande (allant jusqu'au GHz [22] [23]) visibles donc par les systèmes de communication radio. Au-delà de quelques GHz, cependant, le rayonnement électromagnétique est négligeable [20].

Elles génèrent des bruits réguliers dans les radios, qualifiés de « clicking », qui peuvent s'étendre sur de longues périodes de temps (minutes voir heures [3]). Ils se produisent dès que l'avion se charge, notamment sous conditions de précipitation.

Par ailleurs, le mécanisme de formation de ces décharges étant basé sur une augmentation brutale de la température et de la pression localement, résulte en une onde de choc qui permet de relâcher cette pression. Ce mécanisme est à l'origine d'une onde acoustique et du son caractéristique (« click ») que nous pouvons entendre lorsque nous sommes en présence d'un arc [24].

Nous avons présenté les différents mécanismes de formation des décharges corona, décharge glissante et arc. La Figure 1.18 récapitule le niveau d'interférence attendu pour les trois types de décharges présentées en fonction de la fréquence.

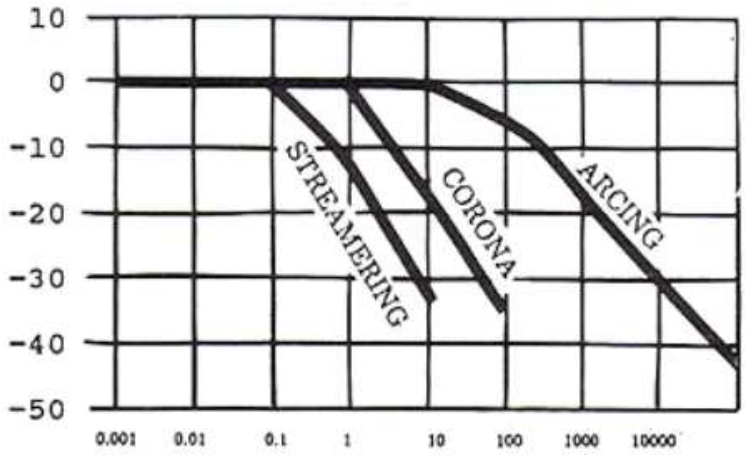


Figure 1.18 - Niveau relatif d'interférence (qualitatif) en fonction de la fréquence pour trois types de décharges électrostatiques responsables du P-Static [23]

1.3.5 Modèle Electrostatique d'un Avion en Vol

Etant donné que le chargement de l'avion en vol (ainsi que le potentiel) varie avec le temps (densité et type de particules de précipitation), la dynamique électrostatique est régie par l'équation différentielle (1.4) qui contient les paramètres mentionnés dans la partie 1.2 [5], [7]. Le chargement électrostatique entraine des décharges corona au niveau des extrémités de l'avion, ceci se traduit par un courant de décharge $I_d(V)$ dépendant du potentiel de l'avion, comme mentionné dans la partie 1.2 également.

$$I_{ch} = I_d(V) + C_a \frac{dV}{dt} \quad \text{et} \quad I_{ch} = I_{unit} \times A_{eff} \tag{1.4}$$

Avec :

- I_{unit} : Courant de charge par unité de surface effective de chargement (A)
- A_{eff} : Aire effectivement chargée par des particules de précipitation (m^2)
- I_{ch} : Courant total de charge (A)
- I_d : Courant total de décharge (A)
- V : Potentiel de l'avion (V)
- C_a : Capacité de l'avion (F)

Le courant de charge I_{ch}, défini dans la partie 1.2, est le produit entre le courant de charge par unité d'aire frontale I_{unit} et la surface frontale efficace de chargement de l'avion A_{eff}. Le courant unitaire est mesuré en vol en utilisant des capteurs de chargement triboélectrique présentés dans la partie 1.5.1

La capacité de l'avion est obtenue en mesurant la capacité d'un modèle réduit à l'échelle suspendu en laboratoire puis en multipliant la valeur obtenue par le facteur d'échelle. Pour un avion KC-135 volant à une altitude de 20 000 pieds, la capacité estimée dans [5] est autour de 1nF. Dans [7], la mesure pour un Gloster Meteor est évaluée à 400pF mais aucune information sur l'altitude considérée n'est donnée. La méthode de mesure du potentiel d'un avion est présentée dans la partie 1.5.1.

1.4 Solutions pour Pallier au P-Static

Les sections précédentes ont présenté les différents phénomènes de chargement électrostatique d'un avion en vol. Les différents types de décharges se produisant suite à ce chargement ont été présentées également. Ce sont ces dernières qui génèrent des émissions électromagnétiques responsables des interférences avec les systèmes avion. Dans un cas très général, un problème d'interférences électromagnétiques peut être vu comme l'interaction entre une source et une victime à travers des mécanismes de couplage [6], ce principe est illustré sur la Figure 1.19. Cette section présente les différentes solutions, implémentées de nos jours dans les avions qui volent en toutes conditions climatiques, pour diminuer voir éliminer le P-Static.

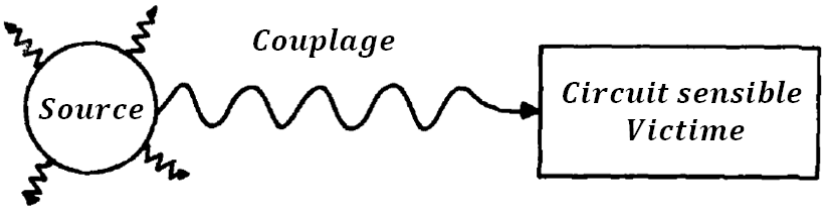


Figure 1.19 - Génération et couplage d'interférences électromagnétiques [6]

1.4.1 Déperditeurs Statiques pour Eliminer le Bruit des Corona

Les décharges corona ont longtemps été la principale source de bruit électromagnétique et de nombreuses campagnes d'essais ont visé à les éliminer [3] [5] [10]. Plusieurs dispositifs ont été utilisés pour réduire le bruit généré. Parmi ces dispositifs on peut trouver des pointes métalliques fines ou des câbles fins installés au niveau des ailes voir même des revêtements de surface [25]. Néanmoins la solution utilisée pour la plupart sinon pour tous les avions actuellement correspond aux déperditeurs statiques passifs (« static wick » ou « static discharger »). La Figure 1.20 montre différents types de déperditeurs statiques et leur installation sur un stabilisateur horizontal d'avion.





Figure 1.20 - Exemples de déperditeurs statiques [26] et de leur localisation sur avion

Leur rôle est d'évacuer les charges accumulées sur l'avion à travers des pointes dont les caractéristiques sont maitrisées. On peut voir ces déperditeurs sur n'importe quel avion au niveau du bout des ailes, le bord de fuite et les stabilisateurs horizontaux et verticaux. Leur seuil de potentiel corona est inférieur à celui des autres extrémités métalliques de l'avion. Un équilibre électrostatique entre charge et décharge est ainsi établi à un potentiel suffisamment faible pour que des décharges corona ne se produisent pas au niveau des extrémités métalliques [15]. L'avion se décharge donc à travers de micro-coronas réduisant efficacement le bruit radioélectrique généré par l'avion en vol [14]. Des mesures de réduction de bruit sont présentées sur la Figure 1.12 de la section 1.3.2 pour différents types de déperditeurs.

Les caractéristiques des déperditeurs statiques sont contrôlées. Ils sont qualifiés en suivant des normes, notamment la MIL-DTL-9129E [16]. Ils sont souvent composés de fibres de carbone de forte résistance (de quelques MOhms à quelques centaines de MOhms). La combinaison entre forte résistance et faible capacité (pointes fines) conduisent à des décharges micro-corona. En conditions

normales de déchargement continu, le courant nominal de décharge d'un déperditeur est de 50µA et en conditions fortes de chargement il doit être capable de tenir 400µA sur de courtes périodes. Ceci va permettre de définir des règles régissant le nombre de déperditeurs nécessaires pour évacuer un courant de chargement donné. En effet, le chargement total de l'avion en conditions de précipitation présenté dans la partie 1.2.1 s'écrit comme sur la relation (1.5).

$$I_{charge} = I_{unit} \ A_{eff} \tag{1.5}$$

Le nombre de déperditeurs nécessaires (débitant un courant nominal $\mathrm{I_{nominal/déperditeur}} = 50\mu A$) pour maintenir un équilibre électrostatique pour un courant de charge donné sera déterminé par la relation (1.6).

$$N_{déperditeurs} = \frac{I_{charge}}{I_{nominal/déperditeur}} \tag{1.6}$$

Dans [27], un exemple est donné pour un Beechcraft 1900D. En étudiant ses phases de vol (décollage, atterrissage, croisière), en connaissant les types de nuages et les types de particules [9] il est possible de calculer le courant de charge maximal. En utilisant les relations précédentes ceci résulte en une protection basée sur 23 déperditeurs débitant au moins 50µA chacun. Il est important de noter que dans cette étude, la surface équivalente de chargement a été prise comme étant égale à la surface totale apparente. Or, dans [5] il est montré que la surface équivalente est comprise entre 10 et 40%, ce qui suggère un surdimensionnement du nombre de déperditeurs. Ce cas est préférable car un nombre insuffisant de déperditeurs peut conduire à des décharges corona depuis des extrémités métalliques de l'avion, entraînant ainsi du bruit radioélectrique [15].

Par ailleurs, le positionnement des déperditeurs sur l'avion va fortement conditionner leur efficacité. La concentration de charges électrostatiques est plus grande au niveau des extrémités (pointes des ailes, winglets, dérive…) et c'est à ces endroits qu'ils sont les plus efficaces pour évacuer la charge accumulée sur l'avion. Il est préconisé, cependant, de les séparer d'au moins 30cm car le couplage entre deux déperditeurs tend à diminuer le courant qu'ils peuvent débiter.

1.4.2 Elimination des Décharges de Surface

Les décharges glissantes se produisent lorsque des charges sont déposées par triboélectricité sur une surface diélectrique. Lorsqu'un seuil de potentiel est atteint, une décharge glissante a lieu.

La première solution est d'empêcher l'accumulation de charges, en positionnant les éléments diélectriques de telle façon que les particules de précipitation ne les percutent. C'est le cas des antennes ADF positionnées sur le fuselage, là où les particules impactent peu la surface. Par contre, le bord d'attaque des antennes qui sont plus exposées (VHF, HF…) peut être couvert d'une couche métallique qui permet d'évacuer les charges qui se déposent [6].

Certaines surfaces diélectriques se trouvent tout de même exposées au chargement triboélectrique comme le radôme ou le parebrise. Il est donc nécessaire de les couvrir d'un revêtement très légèrement conducteur (dit anti statique), ce qui permet l'écoulement vers les structures métalliques des charges issues du chargement triboélectrique. Ce genre de revêtement fortement résistif reste transparent au champ électromagnétique, et ne perturbe donc pas le fonctionnement des antennes, notamment pour le radôme [14]. Dans [22] les spécifications pour cette peinture sont une résistivité de surface de 300kOhms par carré pour toute surface diélectrique sauf pour celles recouvrant une antenne qui doit être de 1 à 100MOhms par carré pour assurer une meilleure transparence aux

ondes électromagnétiques. De plus, la couche de peinture antistatique peut être recouverte d'une fine couche de peinture classique tant que cette couche reste fine (~100µm [22]).

Malgré ces spécifications, lors d'opérations de maintenance telles que le changement de peinture (isolante) ou l'ajout d'éléments décoratifs (stickers), il arrive parfois que des éléments isolants se chargent et provoquent des décharges glissantes.

1.4.3 Métallisation Méticuleuse pour Eliminer les Arcs

Dès lors qu'une pièce métallique se situant sur la surface externe d'un avion n'est pas électriquement reliée au reste de la structure, le chargement différentiel entre ces deux éléments peut conduire à la création d'un arc. Les émissions électromagnétiques correspondantes sont en général très énergétiques et perturbent systématiquement les systèmes avion [6]. La solution pour éviter les arcs est simplement d'assurer le contact électrique de toutes les pièces de la surface. Les défauts de métallisation sont en général méticuleusement évités à travers de procédures d'assemblage et de maintenance. Il arrive parfois que, malgré ces procédures, des éléments métalliques soient isolés. Il s'en suit un travail de longue haleine pour retrouver quelle pièce n'est pas correctement connectée. Des exemples sont présentés dans [2] et illustrés sur la Figure 1.21.

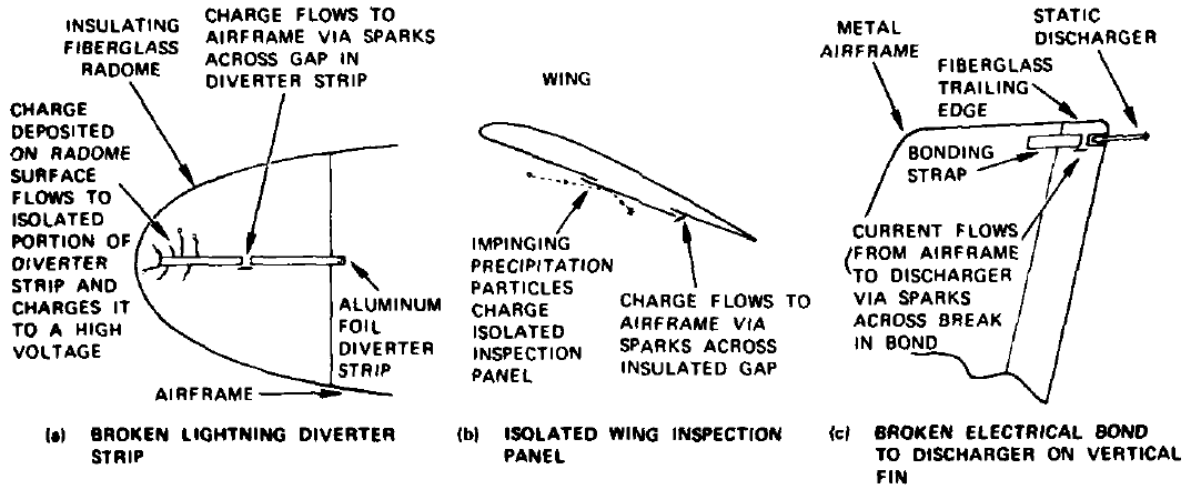


Figure 1.21 - Exemples de défauts de métallisation conduisant à des arcs donc à du P-static [2]

Le premier (Figure 1.21 a)) correspond à un radôme où des bandes métalliques sont utilisées pour le protéger de la foudre. Si le contact électrique n'est pas fait correctement avec le reste de la structure, des charges déposées sur le radome vont diffuser vers ces bandes et des arcs auront lieu. Le deuxième (Figure 1.21 b)) correspond à une trappe d'inspection au niveau de l'aile qui est isolée de la structure. Elle se charge du fait des particules de précipitation ce qui entraine des décharges entre cette trappe et la structure de l'aile. Le troisième (Figure 1.21 c)) correspond à un déperditeur statique qui n'est pas fixé correctement à la structure. Ceci peut être causé par de la peinture isolante, ou dû au système de fixation qui serait défectueux. Comme dans les deux exemples précédents, des arcs vont se produire entre ces deux éléments.

Les solutions pour pallier au P-Static ont été présentées, elles sont actuellement employées partout dans le monde, ce qui rend possible les vols en toute condition climatique. Néanmoins, dû au vieillissement des avions et à cause de mauvaises pratiques lors d'opérations de maintenance (changement de pièces ou peinture, sans vérifier la continuité électrique) ou dû à l'ajout d'éléments décoratifs (peinture, stickers), il arrive parfois que des avions rencontrent des problèmes de P-static malgré tout. Les décharges de type arc semblent être les causes principales de P-Static [2]. En règle

générale, des tests, dont la durée peut se compter en semaines, sont nécessaires pour trouver le défaut de métallisation. Ces tests sont présentés dans la partie suivante.

1.5 Resolution de Problemes de P-Static

1.5.1 Techniques de Test

1.5.1.1 Mesure du Courant de Chargement Triboélectrique

Le courant de chargement est un des paramètres les plus importants pour l'étude du chargement électrostatique d'un avion en vol, ainsi que pour le dimensionnement des protections pour le P-Static.

En pratique ce courant est mesuré en vol à l'aide de surfaces métalliques isolées du reste de la structure sauf par une connexion qui est instrumentée. Les particules de précipitation chargent une surface isolée, les charges déposées vont circuler à travers une résistance de valeur connue, puis la structure [6]. La mesure de la tension aux bornes de la résistance va donner le courant qui circule $I_{capteur}$, à partir de quoi la charge déposée est déduite. En effet, en assumant que la totalité de la surface du patch est impactée par des particules, le courant de charge par particule $I_{particule}$ est donné par la relation (1.7).

$$I_{particule} = I_{capteur}\ A_{effCapteur} \tag{1.7}$$

Ce principe est utilisé dans [11] où on note peu de résultats consistants suite en partie au gel du capteur. Un brevet a été déposé sur ce type de capteurs [28]. Dans [7], l'influence du positionnement des capteurs sur la mesure du courant de charge est mise en évidence. En effet, en fonction de l'emplacement, des effets aérodynamiques différents se produisent et d'importantes variations de la surface effective de charge peuvent avoir lieu en fonction de la vitesse, de l'angle du patch par rapport au flux d'air et de la taille des particules. Un capteur modifié a été utilisé dans [5] pour maîtriser le flux de particules et la surface effective de charge.

1.5.1.2 Mesure du Potentiel de l'Avion en Vol

Le potentiel de l'avion est un paramètre primordial pour la compréhension des phénomènes P-Static, il est l'image de l'accumulation des charges sur la surface de l'avion et régit le courant de décharge, ce qui a été présenté dans la section 1.3.5 sur l'équilibre électrostatique d'un appareil en vol.

La valeur du potentiel d'un avion en vol est obtenue en mesurant le champ électrique en plusieurs endroits sur la structure à l'aide de moulins à champ dont le fonctionnement est présenté dans [29]. En effet, lorsqu'un avion est immergé dans le champ électrique environnant en vol, il est considéré que le champ électrique l'entourant est uniforme par rapport aux dimensions de l'appareil. Dans ces conditions, l'amplitude du champ électrique E_A en un point A sur la surface, est une combinaison linéaire du champ externe et du potentiel V de l'avion, présentée sur la relation (1.8) [7], [29].

$$E_A = \alpha_A E_x + \beta_A E_y + \gamma_A E_z + \lambda_A V \tag{1.8}$$

Avec :

- E_x, E_y, E_z amplitudes des composantes du champ externe
- $\alpha_A, \beta_A, \gamma_A, \lambda_A$ des coefficients dépendants de la position de E_A sur la surface

Les coefficients $\alpha_A, \beta_A, \gamma_A et\ \lambda_A$ sont déterminés en utilisant un modèle réduit de l'avion sous test. Ce modèle réduit est suspendu dans un champ électrique uniforme par rapport à ses dimensions. Des mesures de champ électrique statique E_x, E_y, E_z sont effectuées sur le modèle réduit, ce qui permet de résoudre l'équation ci-dessus pour obtenir les coefficients. Ensuite, plusieurs mesures de champ sur la surface de l'avion en vol permettent d'obtenir un système d'équations pour obtenir $E_x, E_y, E_z\ et\ V$. De plus, le champ électrique au niveau des extrémités de la maquette est plus fort que ce qu'il serait sur avion car les pointes sont plus fines. Une correction correspondant au facteur d'échelle est donc appliquée pour obtenir les champs réels sur avion [5].

1.5.1.3 Instrumentation de Déperditeurs

La mesure du courant de décharge d'un avion a été particulièrement utile dans le dimensionnement des protections correspondantes, notamment les déperditeurs statiques. Il s'agit aussi d'un outil pour savoir si l'avion est en conditions de chargement exogène ou uniquement autogène. Cette mesure est obtenue en vol en connectant les déperditeurs statiques à la structure avion uniquement à travers une résistance connue [6] [22], par exemple 5kOhms dans [7]. La mesure de tension aux bornes de cette résistance permet de retrouver le courant qui circule dans le déperditeur. Sur avion en vol, ceci implique de faire circuler un câble de grande longueur sur la structure puis de le faire entrer dans la cabine pour connecter les instruments de mesure.

1.5.1.4 Instruments de Test des Protections P-Static au Sol

Lorsqu'un problème lié au P-Static survient sur avion ou lorsqu'il s'agit de contrôler l'efficacité des moyens de protection électrostatique, des tests au sol peuvent être effectués et sont présentés ici.

1.5.1.4.1 Simulation du Chargement de Surface

La reproduction du chargement triboélectrique de l'avion en vol est souvent utilisée pour effectuer des tests sur avion au sol ou au laboratoire pour étudier les performances des revêtements diélectriques et leur comportement électrostatique. Ce genre de tests ont été récemment effectués pour étudier les décharges de surface, dans [30] sur des isolants thermiques pour les lanceurs de satellites, ou dans [18] pour les peintures d'avions.

Par ailleurs, lorsqu'un problème de P-Static est rencontré en compagnie aérienne, le chargement artificiel de la surface a pour objectif de retrouver quelle surface isolante accumule des charges électriques pour provoquer des décharges de surface, mais surtout de chercher les pièces métalliques mal reprises à la structure [6]. Le chargement de telles pièces provoque des décharges au sol qui vont entrainer des interférences sur une radio VHF portable [28], indiquant la présence d'un défaut de métallisation. Cette technique conduit, cependant, à de longues campagnes de tests car l'avion entier doit souvent être scanné dans sa totalité. Il existe en plus un risque de départ de feu étant donné la présence de carburant [22].

Les techniques pour injecter des charges sur des pièces ou sur des zones de l'avion sont présentées ci-après.

La première technique que nous allons présenter est le chargement par corona [22]. Une électrode métallique, où sont fixés des déperditeurs statiques, est chargée à plusieurs dizaines de kV. La structure sous test est mise à la masse et l'électrode est déplacée sur la surface. Ce montage peut être utilisé pour le chargement de surfaces diélectriques si une autre électrode mise à la masse est utilisée. De plus, des arcs se produisent si un élément métallique isolé se trouve dans la zone sous

test. Nous allons utiliser ce dispositif de génération d'arcs lors des tests effectués dans le cadre de cette thèse. Il suffira de placer un élément métallique isolé sur la surface de l'avion (ruban métallique) pour produire des arcs.

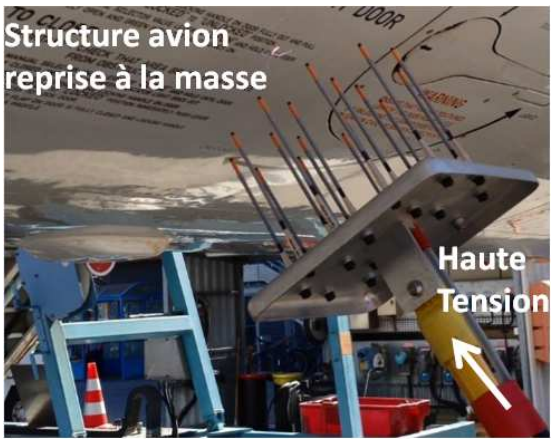


Figure 1.22 - Montage de test pour le chargement par corona, de la structure avion

La deuxième technique est le chargement par flux d'air chargé négativement (INJECO) [6], [22]. Une aiguille est montée à près de 10kV. Cette aiguille est placée dans un tube métallique où circule de l'air humide à haute pression. Les particules d'eau vont se charger en passant à proximité de la pointe et cette charge sera déposée sur la structure sous test. Cet outil est utilisé notamment pour les test concernant le chargement de revêtements diélectriques.

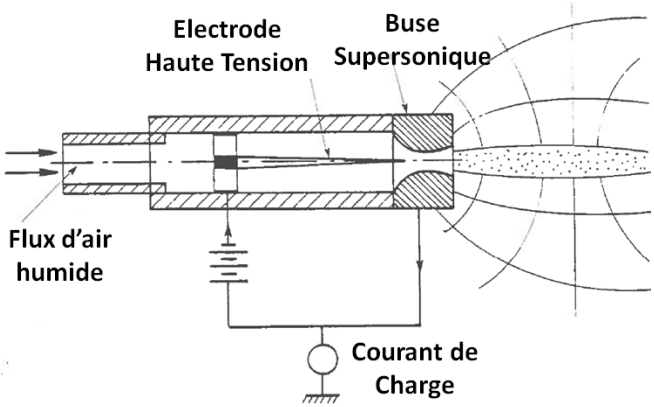


Figure 1.23 - Schématique de l'outil de chargement INJECO [31]

La troisième technique est le chargement par spray de poudre de Lycopodium [6]. Une poudre est propulsée à haute pression sur la surface sous test. Cette poudre échange des charges avec la structure par triboélectricité.

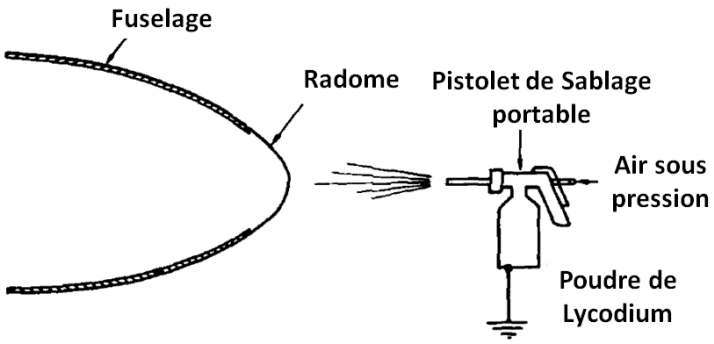


Figure 1.24 - Schématique de test utilisant de la poudre de Lycodium [6]

1.5.1.4.2 Mesure de Résistance

Les mesures de résistance sont un moyen très efficace de détecter des défauts de métallisation, des revêtements susceptibles de provoquer des décharges de surface ou pour contrôler les caractéristiques de revêtements antistatiques à forte impédance. Concernant les défauts de métallisation sur des pièces apparentes, l'utilisation d'un ohmmètre basique est souvent suffisante. Lorsque des défauts de métallisation sont recouverts de peinture ou d'un autre revêtement, cela complique les contrôles. Pour ces cas-là et pour mesures les impédances de surface, un outil spécifique a été conçu par l'ONERA, il d'agit du CORAS [31].

Cet outil très complexe en mode « bonding test » permet d'injecter un courant aux fréquences audio à travers la peinture. L'autre électrode étant reliée à la structure de l'avion, une tension est mesurée entre la pièce où l'on injecte du courant et la structure avion. Si la tension n'est pas négligeable, la pièce n'est pas bien reprise électriquement à la structure [32]. En mode résistance de surface, une mesure quatre pointes est effectuée via les quatre électrodes de l'outil, il s'agit d'une mesure de résistivité d'une couche mince. Le principe de cette mesure est présenté dans la Figure 1.25. Un courant est injecté sur la surface par les électrodes 1 et 4 et la tension est mesurée entre les électrodes 2 et 3. Le rapport entre la tension mesurée et le courant qui circule dans le diélectrique (peinture) sous test, donne la résistance entre les électrodes 2 et 3 [31].

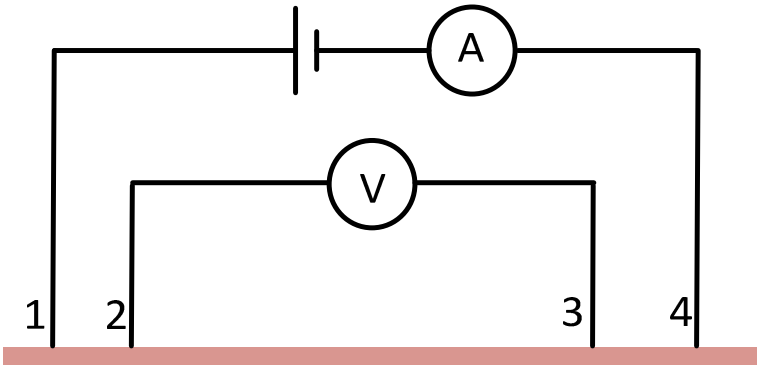


Figure 1.25 - Principe d'une mesure quatre pointes

1.5.2 Processus de Résolution de Problèmes P-Static

Les problèmes de P-Static peuvent survenir lorsqu'une opération de maintenance n'a pas été réalisée correctement. Etant donné la subtilité des causes du P-Static, il existe des procédures standardisées pour la résolution de ces problèmes, ce qui permet d'aborder ces situations avec minutie pour éviter de passer à côté du défaut. Notamment dans [22] un organigramme est présenté, il compile tous les tests à effectuer pour vérifier qu'il n'y a pas de défauts de protection P-Static (continuité électrique de toutes les pièces métalliques, peinture antistatique bien installée, pas d'isolants épais sur la surface, déperditeurs statiques fonctionnels). Cet organigramme est présenté sur la Figure 1.26. Lorsqu'une occurance de P-Static a lieu en compagnie, des tests standardisés (résistance notamment) sont recommandés par le support client, ce qui permet parfois de résoudre les problèmes à distance. Dans certains cas, néanmoins, les tests à distance ne permettent pas de déceler la cause, il est donc nécessaire d'envoyer une équipe de spécialistes qui vont appliquer des procédures de test semblables à l'organigramme de [22]. Ces tests incluent plusieurs outils, dont des tests avec de hautes tensions, qui présente un risque de départ de feu. Dans tous les cas tout l'avion doit être sondé, ce qui peut prendre plusieurs semaines de travail pénible.

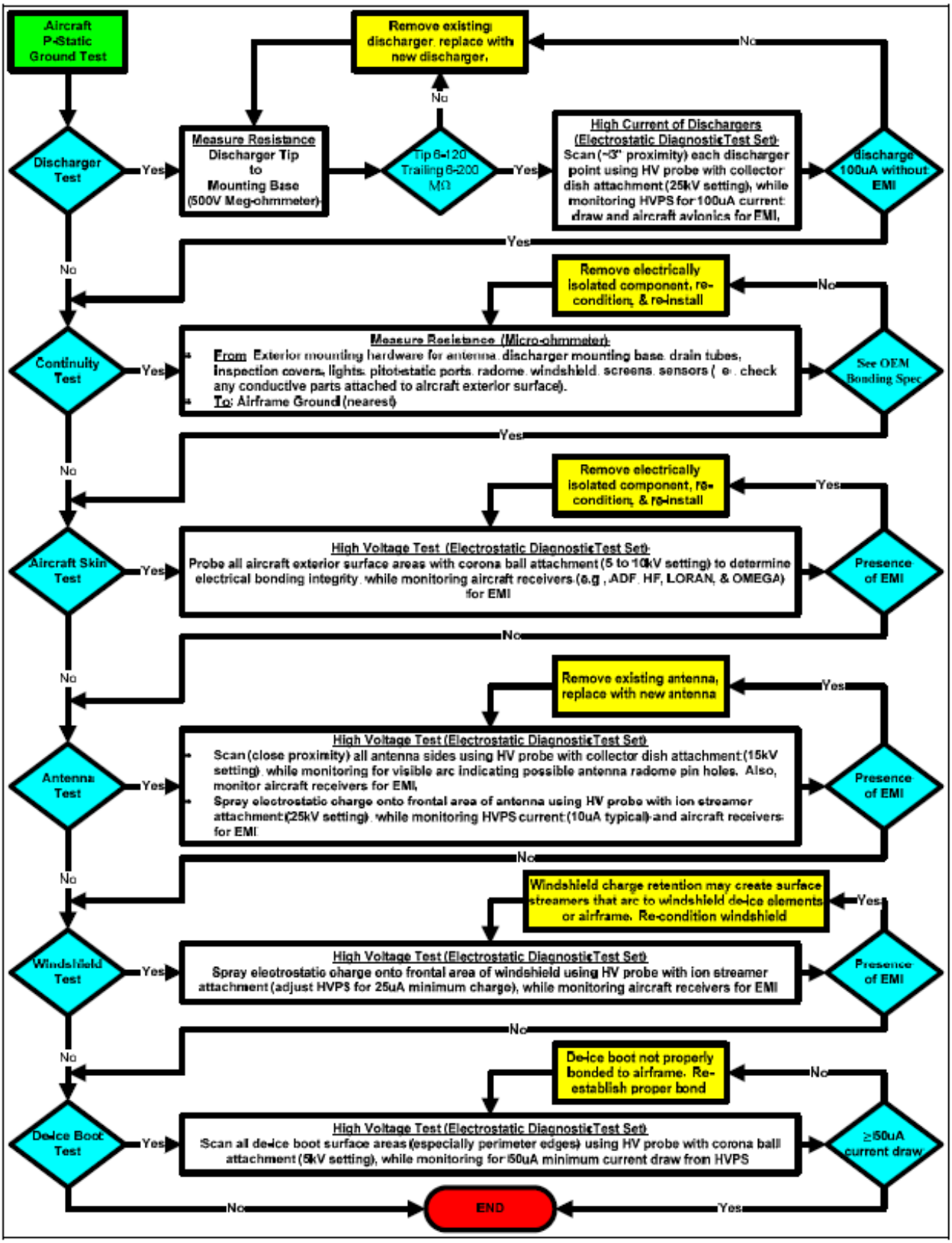


Figure 1.26 - Procédure standardisée de résolution de problems de P-Static sur avion

1.5.3 Outil de Localisation de Décharges

Le travail présenté dans cette thèse vise à apporter un nouvel outil au processus de résolution de problèmes P-Static permettant de réduire la durée des tests à effectuer en compagnie aérienne au sol. La subtilité qui réside dans les défauts de métallisation vient du fait que la surface à explorer est très grande. Dans ces situations, il serait très utile d'avoir une idée à priori de la localisation du défaut de métallisation. C'est exactement ce que ces travaux visent.

Lorsque l'avion présentant le défaut de métallisation est chargé en vol, des arcs vont se produire entre l'élément isolé et le reste de la structure. Ces arcs vont être une source de champ électromagnétique sous forme d'impulsions, qui seront couplées aux antennes des systèmes de communication/navigation. Ces émissions vont entrainer des dysfonctionnements sur ces systèmes (victimes) uniquement en vol, rendant le diagnostic au sol complexe.

L'objectif des travaux présentés est de mesurer les émissions issues des sources de P-Static à l'aide de capteurs et d'une instrumentation dédiée. Des informations extraites de ces mesures vont alimenter une méthode/algorithme de localisation, qui permettra de remonter à la position de la source. Une fois que l'avion atterrit, des tests au sol peuvent être effectués avec les outils présentés dans la partie 1.5.1.4, mais sur une surface réduite.

L'avantage de disposer d'un tel outil réside dans la diminution du temps de résolution de problèmes P-Static.

1.6 Conclusion Chapitre 1

Ce premier chapitre a permis de comprendre les mécanismes de chargement électrostatique d'un avion en vol. Une multitude de phénomènes régissent l'équilibre électrostatique d'un avion en vol, et son déchargement peut être responsable de dysfonctionnements de certains systèmes à bord. Les moyens mis en place actuellement dans tous les avions leur permet de voler en toutes conditions climatiques dans le monde. Etant donné la subtilité des défauts qui peuvent générer du P-Static, cependant, il arrive parfois que des cas de P-Static se produisent, notamment dû à des mauvaises pratiques de maintenance ou le non suivi des procédures. Les outils nécessaires à la résolution de ces problèmes ont été également présentés. Actuellement il n'existe aucun moyen de réduire la zone de test, ce que nous proposons de réaliser à l'aide les travaux effectués dans cette thèse. Une instrumentation en vol permettant la mesure des émissions électromagnétiques des sources de P-Static est proposée ici. A partir des mesures, il est possible de retrouver la position de la source à l'aide d'une méthode de localisation. Cet outil couplé avec les moyens de test au sol pourrait permettre de réduire fortement le temps de résolution de problèmes P-Static en compagnie aérienne.

Références Chapitre 1

[1] J. E. Nanevicz, *"Flight-Test Studies of Static Electrification on a Supersonic Aircraft",* Lightning and Static Electricity Conference Culham, April 1975.

[2] J. E. Nanevicz, *"Static Charging Effects on Avionic Systems",* Agard Lecture 110, Atmospheric Electricity, Aircraft Interaction, 1980.

[3] R. Gunn, W. C. Hall et G. D. Kinzer, *"Army-Navy Precipitation-Static Project: Part I-The Precipitation-Static Interference Problem and Methods for Its Investigation",* Proceedings of the IRE (Volume 34, Issue 4) p156-161, April 1946.

[4] J. E. Nanevicz et E. F. Vance, *"Static Electricity on Flight Vehicles",* Lightning and Static Electricity Conference, 3-5 December 1968, liiam-i, Florida AFAL-TR-68-290 Part II, Wright Patterson Air Force Base, Ohio, May 1969..

[5] R. L. Tanner et J. E. Nanevicz, *"Precipitation charging and corona-generated interference in aircraft",* Bedford Massachussets, Technical report 73, Prepared for "Electronics research directorate, Air force cambridge research laboratories, Office of Aerospace research, United States Air Force, April 1961.

[6] J. E. Nanevicz, *"Alleviation/Testing techniques for aircraft charging",* Agard Lescture Series No.144, Interaction between EMP, Lightning and Static Electricity with Aircraft and Missile Avionics Systems, ISBN 92-835-1528-5, May 1986.

[7] J. L. Boulay et P. Laroche, *"Aircraft Potential Variations In Flight",* International Conference On Lightning and Static Electricity, Oxford (GB), Mars 1982.

[8] R. C. Edwards et G. W. Brock, *"Meteorological Aspects of Precipitation Static",* Journal of Meteorology, Volume 2, N°4, p.205-213, Dec 1945.

[9] B. Melander et W. Cooley, *"Electricity Hazards Threat Environment Denfinition",* Boeing Military Airplane Co., Flight Dynamics Laboratory, AD-A159 739, 08-1985.

[10] R. Perala, *"A Critical review of Precipitation Static research since the 1930's and Comparison to Aircraft Charging by Dust" ,* P-Static Training Documentation, Electro Magnetic Applications, Inc., Denver, Colorado, USA, URL:http://ema3d.com/training/aircraft-p-static/.

[11] J. Heeter, *"Precipitation Static Testing On Large Transport Airplanes",* Boeing Phantom Works, International Conference on Lightning and Static Electricity, 2005.

[12] R. G. Stimmel, E. H. Rogers, F. E. Waterfall et R. Gunn, *"Army-Navy Precipitation-Static Project: Part III-Electrification of Aircraft Flying in Precipitation Areas",* Proceedings of the IRE (Volume 34, Issue 4) p167-177, April 1946.

[13] S. J. Nicholas, *"Introduction to gas discharges",* Plasma Sources Science and Technology, Volume 9, Number 4, p.517-527, 13 June 2000.

[14] J. Taillet, *"Basic Phenomenology of Electrical Discharges at Atmospheric Pressure",* AGARD Lecture Series No. 110, "Atmospheric Electricity Aircraft Interactions", June 1980.

[15] J. E. Nanevicz et E. F. Vance, *"Corona Threshold Determination by Three-Statge Physical Modelling of Aircraft",* 10th International Aerospace and Ground Conference on Lightning and Static Electricity (ICOLSE), Paris,1985.

[16] *"MIL-DTL-9129F",* Detail Specification: Dischargers, Electrostatic, General Specification for 18 Apr 2008.

[17] L. Müller et F. Kurt, *"Experimental Investigation and modeling of surface discharges for charged dielectric materials",* EMC Zurich'03, 2003.

[18] I. Garcia-Hallo, D. Lemaire, A. Bigand et I. Revel, *"Study of Electromagnetic Emissions due to Surface Discharges",* 2015 International Conference on Lightning and Static Electricity (Toulouse, France), September 2015.

[19] F. Koliatene, *"Contribution à l'étude de l'existence des décharges dans les systèmes de l'avionique",* Thèse de doctorat de l'Université de Toulouse III-Paul Sabatier, 05/01/2009.

[20] P. Wilson, A. Ondrejka, M. Ma et J. Ladbury, *"Electromagnetic Fields Radiated From Electrostatic Discharges - Theroy and Experiment",* U.S. Department of commerce, National Bureau of Standards, NBS Technical note 1314, 26 pages, Feb, 1988.

[21] A. Tungkanawanich, Z.-I. Kawasaki et K. Matsuura, *"Location of Multiple PD Sources on Distribution Lines by Measuring Emitted Pulse-Train Electromagnetic Waves",* T.IEE Japan, Vol. 120-B, No.11, 2000.

[22] SAE-Aerospace, *"Aircraft Precipitation Static Certification",* SAE ARP5672, Aerospace Recommended Practice, issued 12-2009.

[23] J. D. Cline, *"Electrostatic charging in Flight",* First Published in Avionics Magazine August. 1988 – Updated January 1989, http://jdchapdelaine.com/charginginflight.htm.

[24] C. Ayrault, P. Béquin et S. Baudin, *"Characteristics of a spark discharge as an adjustable acoustic source for scale model measurements",* Proceedings of the Acoustics 2012 Nantes Conference, Nantes, France,p.3556-3559 ,23-27 April 2012.

[25] B. Willard, *"Method and apparatus for reducing static interference in aircraft radio",* US Patent No. US2397118 A, published 26-03-1946 .

[26] D. Granger, *Electrostatic products, Dayton Granger website,* http://daytongranger.com/products/#electrostatics.

[27] J. Glecier, *"Aircraft Static Discharger Analysis Technique",* International Conference On Lightning and Static Electricity,1999.

[28] A. L. Hall, *"Method and Apparatus for Detecting P-Static Interference Source",* USA Patent n° US6032524, 07 Mars 2000.

[29] P. Laroche, *"Airborne measurements of electrical atmospheric field produced by convective clouds",* Revue de Physique Appliquee, 1986, 21 (12), pp.809-815.

[30] J. Soyah, P. Mantion et Y. Herlem, *"Characterization Of The Electrostatic Environment Of Launchers",* 2016 ESA Workshop on Aerospace EMC, Valencia, Spain, 23-25 May 2016 .

[31] J. Taillet et J. Boulay, *"Instrumentation for testing Aircraft Antistatic Protection",* Technical Report ONERA TP 1982-7, 1982.

[32] A. Bruere, *"Electrical ground testing of aircraft antistatic protection",* La Recherche Aérospatiale p.47-56, Mars 1981.

[33] I. Garcia-Hallo, D. Lemaire, N. Raveu et G. Peres, *"Method for p-static source location on aircraft using time domain measurements",* Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 62, 89-98, 2016. http://www.jpier.org/pierc/pier.php?paper=15121507.

[34] A. M. Brown, G. J. Erickson, J. Heeter, D. W. Kwolek, R. Steinle et K. L. Stromsland, *"Methods and Apparatus for an In-Flight Precipitation Static Sensor",* USA Patent n° US2008/0246490 A1, Published 9 October 2008.

CHAPITRE 2 - Capteurs pour la mesure d'arcs

2.1 Introduction ---- 31

2.2 Grandeurs Mesurables et Capteurs ---- 31

2.2.1 Champ Electromagnétique Rayonné ---- 31

2.2.1 Emissions Conduites ---- 32

2.2.2 Mesure de Potentiel ---- 33

2.2.3 Courant de Décharge de l'Avion ---- 36

2.2.4 Ondes Acoustiques ---- 37

2.2.5 Synthèse ---- 37

2.3 Installation sur Avion ---- 38

2.3.1 Impossibilité d'Installation de Capteurs sur la Surface Externe ---- 38

2.3.2 Le Système Radio VHF ---- 39

2.3.3 Concept d'Instrumentation ---- 39

2.3.4 Contraintes d'Installation ---- 40

2.4 Conclusion Chapitre 2 ---- 40

Références Chapitre 2 ---- 41

2.1 Introduction

Ce chapitre présente l'étude réalisée sur les capteurs envisagés pour la mesure d'arcs se produisant sur la surface externe d'un avion. Lorsque l'une de ces décharges se produit, plusieurs paramètres peuvent être mesurés. Nous étudions dans ce chapitre la possibilité de mesurer ces grandeurs en vue de déterminer la localisation de la source. Nous présenterons ensuite les différentes contraintes d'installation de ces capteurs sur avion, ce qui oriente le choix du capteur et de l'instrumentation.

2.2 Grandeurs Mesurables et Capteurs

2.2.1 Champ Electromagnétique Rayonné

Lorsqu'un arc se produit, il rayonne un champ électromagnétique pouvant s'étendre jusqu'au GHz, comme présenté dans le chapitre 1 sur la Figure 1.18. Il existe plusieurs capteurs capables de mesurer ces émissions dans des bandes de fréquence différentes.

2.2.1.1 Antennes VHF/UHF

Des antennes dans les bandes de fréquence VHF (30MHz-300MHz) et UHF (300MHz-3000MHz) sont largement utilisées dans des installations de haute tension pour mesurer des signaux pulsés issus des décharges électriques et pour les localiser [1]. Cela permet de détecter des isolations défectueuses et faciliter les opérations de maintenance [2]. Nous pouvons citer en bande UHF l'utilisation d'antennes directives dont la fréquence de fonctionnement est située autour de quelques centaines de MHz [3]. Des concepts d'antennes omnidirectionnelles imprimées sur un substrat sont présentés dans [4] et deux antennes planaires dans [5]. Par ailleurs, une boucle magnétique est utilisée pour mesurer des signaux issus de décharges électrostatiques dans [5], elle fonctionne entre 100MHz et 700MHz. Des exemples de ces différentes antennes sont présentés sur la Figure 2.1.

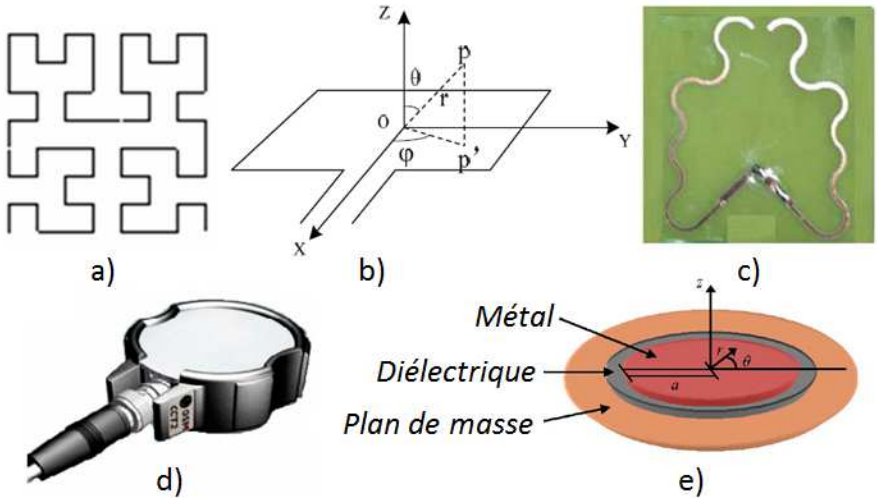


Figure 2.1 - a) Antenne Fractale de Hilbert [5] , b) Antenne Boucle [5], c) Antenne imprimée sur substrat [4], d) Antenne UHF plate [3] , e) Structure de l'antenne UHF plate [3]

Par ailleurs, les systèmes de communication en bande VHF et UHF étant sensibles au P-Static, les antennes de ces systèmes sont des capteurs efficaces pour la mesure des émissions électromagnétiques des arcs. La réutilisation de ces antennes pour la localisation de sources P-Static est donc une option intéressante.

2.2.1.2 Sondes de Champ

La mesure d'un champ électrique peut être effectuée à l'aide de sondes de champ, qui sont en général composées d'un dipôle court, dont la longueur est inférieure à un dixième de la longueur d'onde du signal à mesurer, et d'un détecteur à diode [6]. Elles sont présentées sur la Figure 2.2.



Figure 2.2 - Exemple d'antenne dipôle court avec le système de redressement à diodes [7]

L'antenne dipôle court peut mesurer des signaux sur une bande passante allant de quelques dizaines de kHz à plusieurs dizaines de GHz [7] [8]. Le détecteur à diode permet de convertir le signal issu de l'antenne en une tension continue proportionnelle à l'amplitude du champ électrique mesuré (de quelques centaines de mV/m d'amplitude minimum). La tension continue en sortie de la diode est mesurée avec un voltmètre à haute impédance [6].

Ces capteurs sont compacts, ce qui faciliterait leur installation sur la surface d'un avion. Ils présentent cependant un désavantage puisque les mesures effectuées traduisent uniquement une information sur l'amplitude, toute information de fréquence étant perdue. Ces capteurs pourraient permettre d'indiquer le moment d'apparition d'un arc ainsi qu'une information sur l'amplitude du champ électrique à l'endroit du capteur. L'amplitude du champ électrique diminuant avec la distance, il est donc possible, à l'aide de plusieurs capteurs, d'appliquer une méthode de localisation basée sur la différence de niveau d'amplitude reçu (RSSI « Received Signal Strength Indication »), méthode présentée dans le chapitre 3.

2.2.1.3 Capteurs Electro-optiques

Il existe des capteurs qui permettent de mesurer des champs électriques en utilisant la déviation d'un faisceau laser dans un diélectrique particulier. Ces capteurs sont basés sur l'effet Pockels [9] ou Kerr [10] qui correspondent à une variation de l'indice de réfraction du diélectrique en fonction de l'amplitude du champ électrique dans lequel il est plongé. Ces capteurs sont aussi connus comme des modulateurs électro-optiques [9] et fonctionnent avec des champs électriques allant typiquement du DC à quelques GHz même si des fréquences allant au-delà de 25GHz ont déjà été atteintes [10]. Ces capteurs peuvent permettre de mesurer des champs électriques issus des arcs sur une large plage de fréquences, avec un niveau minimal de quelques dizaines de mV/m [11]. Ces capteurs pourraient potentiellement être utilisés pour la mesure d'émissions électromagnétiques d'arcs. Nous n'avons, cependant, pas poursuivi l'étude plus loin étant donné les contraintes d'installation de capteurs sur la surface externe de l'avion.

2.2.1 Emissions Conduites

Lorsque l'arc se produit entre deux conducteurs d'un circuit, notamment lors d'un défaut d'isolation, des courants peuvent être mesurés au niveau des câbles. C'est le cas dans des installations de haute

tension où des méthodes de surveillance, basées sur la mesure de courants transitoires sur les câbles reliés à la masse, peuvent permettre de localiser la source de perturbations [3]. Les mesures de courant sont effectuées avec des pinces de courant, qui sont généralement composées d'une bobine d'induction avec un noyau ferromagnétique, qui mesure le champ magnétique induit par le courant qui passe dans le câble. Un coefficient, appelé impédance de transfert, permet de relier la tension induite aux bornes de la bobine au courant circulant sur le câble [3]. Le courant issu d'une décharge électrique pouvant atteindre des fréquences de l'ordre du GHz, des pinces de courant fonctionnant entre quelques kHz et quelques centaines de MHz sont suffisantes pour mesurer ces émissions conduites [3]. Ces capteurs sont, de plus, faciles à trouver et ne sont pas onéreux, leur utilisation sur des circuits de haute tension est adaptée étant donné qu'il s'agit de câbles. Leur installation sur avion est cependant impossible pour la localisation d'arcs se produisant sur la surface externe. Ces capteurs pourraient être installés sur des câbles à l'intérieur de l'avion pour mesurer d'éventuelles émissions conduites issues d'arcs mais cela semble peu probable étant donné les pertes d'insertion importantes de ces capteurs ainsi que la grande taille de la structure avion.

2.2.2 Mesure de Potentiel

Une décharge électrostatique est la conséquence d'une montée en potentiel d'un conducteur par rapport à son environnement au-delà d'un certain seuil. La mesure du potentiel ou de la différence de potentiel peut indiquer la sévérité du chargement électrostatique de l'avion. Ces capteurs, étant destinés à mesurer des variations lentes du champ, pourront au mieux déceler la présence d'un phénomène transitoire voir donner une idée de son amplitude. Nous allons présenter plusieurs capteurs qui peuvent permettre de mesurer ces potentiels à travers le champ électrique continu qui en découle.

2.2.2.1 Moulins à Champ

Le moulin à champ est basé sur un mécanisme mécanique qui permet de mesurer le champ électrique statique. Etant donné que la fréquence est nulle, il n'est pas possible de mesurer le champ avec une antenne. La grandeur qu'il est possible de mesurer est la charge induite. Dans ces conditions le mécanisme du moulin à champ permet de faire varier artificiellement le champ électrique, permettant à la surface effective du capteur de mesurer la variation de charge induite par ce champ. Il est composé de deux parties, le rotor qui est relié à la masse et la surface du capteur où la charge induite est mesurée [12]. Cette structure est présentée sur la Figure 2.3. C'est ce rotor qui masque graduellement et périodiquement le champ électrique, permettant de faire varier la charge induite sur la surface du capteur.

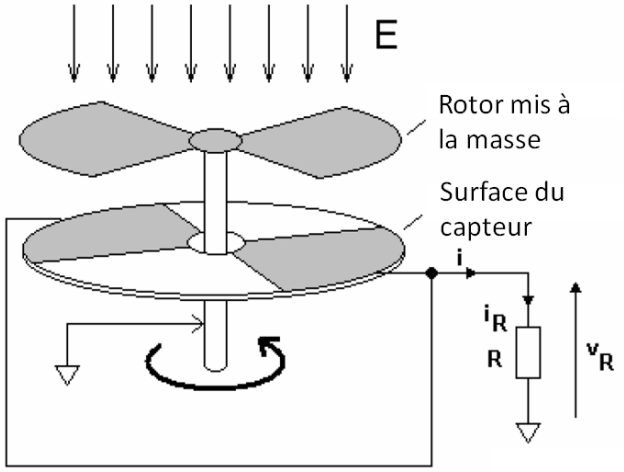


Figure 2.3 – Structure d'un moulin à champ [12]

La Figure 2.4 présente la variation de la surface exposée du capteur (et donc de la charge induite) en fonction du temps. Le champ électrique est relié à la charge induite à travers la relation (2.1).

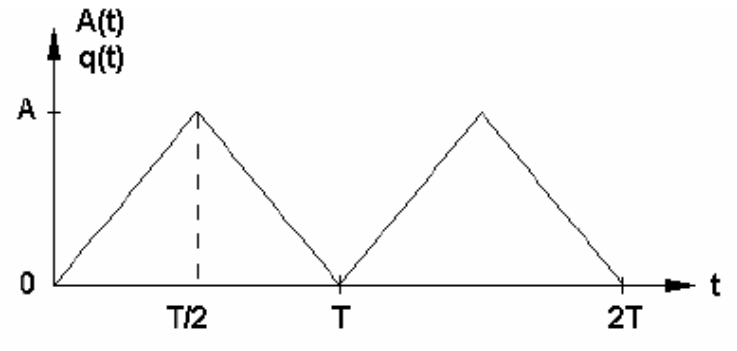


Figure 2.4 - Charge induite dans le capteur en fonction du temps

$$q = \varepsilon_0 E A \tag{2.1}$$

Avec :

- q la charge induite sur le capteur.
- $\varepsilon_0$la constante diélectrique du milieu (ici l'air).
- E l'amplitude du champ électrique statique à mesurer.
- A l'aire de la surface du capteur exposée au champ électrique.

A partir de cette relation, l'expression (2.2) est obtenue, reliant le courant maximal mesuré au champ électrique.

$$I = \frac{\omega}{\pi} \varepsilon_0 E A \tag{2.2}$$

Avec :

- I l'amplitude maximale du courant mesuré aux bornes du capteur.
- $\omega = \frac{2\pi}{T}$ la fréquence du signal de la Figure 2.4.
- $\varepsilon_0$la constante diélectrique du milieu (ici l'air).
- E l'amplitude du champ électrique statique à mesurer.
- A l'aire de la surface du capteur exposée au champ électrique.

A partir de la valeur du courant mesuré en sortie du capteur il est donc possible de connaitre l'amplitude du champ électrique ambiant. En utilisant ce capteur il est possible de mesurer des potentiels allant jusqu'au MV [12].

Ces capteurs ont été utilisés sur avion dans le passé, lors de tests en vol, pour la mesure du potentiel de l'avion en conditions de précipitation. Leur installation est, cependant, impossible en compagnie aérienne puisque cela implique une lourde intervention et modification de panneaux de l'avion.

2.2.2.2 Moulins à Champ à Base de MEMS

Le même principe précédent, c'est-à-dire faire varier la surface du capteur exposée au champ électrique, peut être appliqué à l'aide de MEMS (Micro Electro Mechanical System). Il s'agit de circuits électriques de très faible dimension (µm) qui sont composés d'éléments mécaniques qui permettent d'assurer plusieurs fonctions. Des capteurs de champ électrique statique existent à base de MEMS [13] [14], un exemple est présenté sur la Figure 2.5. En général, le principe de fonctionnement de ces capteurs est qu'un élément vibrant (appelé masque sur la Figure 2.5) vient

occulter périodiquement l'électrode de mesure, créant ainsi le même effet qu'un moulin à champ [15].

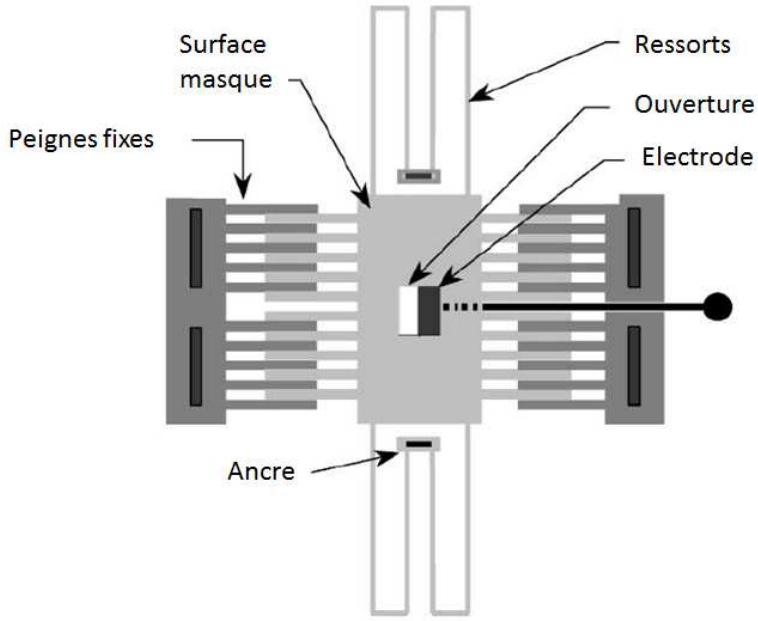


Figure 2.5 - Structure d'un capteur de champ électrique statique à base de MEMS [14]

Ces capteurs peuvent mesurer des champs électriques statiques de quelques dizaines de V/m à plusieurs dizaines de kV/m [13]. Ces capteurs ont l'avantage d'être bien plus compacts qu'un moulin à champ classique et ils consomment très peu d'énergie.

2.2.2.1 Voltmètre Electrostatique

Un autre type de capteurs est basé sur la mesure du déplacement d'une pièce du capteur. En effet, le champ électrostatique génère une force de Coulomb sur tout élément métallique et la valeur de la force, et donc du déplacement de la pièce du capteur, est proportionnelle à l'intensité du champ électrique. C'est le principe du voltmètre électrostatique [16], [17]. Ces appareils permettent de mesurer des potentiels allant de quelques dizaines de volts (en dessous les forces sont trop faibles) à 1000kV. Leur usage est réservé en général au laboratoire, étant donné que des solutions plus compactes ou fiables telles que les moulins à champ ou des diviseurs de tension sont en général utilisées pour mesurer des hautes tensions.

2.2.2.2 Capteurs à Capacité Variable

Des capteurs à MEMS peuvent être développés en utilisant la force électrostatique. Le déplacement d'une électrode par rapport à une autre est mesuré à travers la variation de capacité qui en découle [18], [19]. La Figure 2.6 présente un exemple type de capteur à capacité variable à MEMS dont la relation entre la variation de capacité et le champ électrique appliqué est donnée par l'expression (2.3) [15].

$$\Delta C = \frac{C_{m,initial}^2}{\frac{2k}{E^2} + C_{m,initial}^2} \tag{2.3}$$

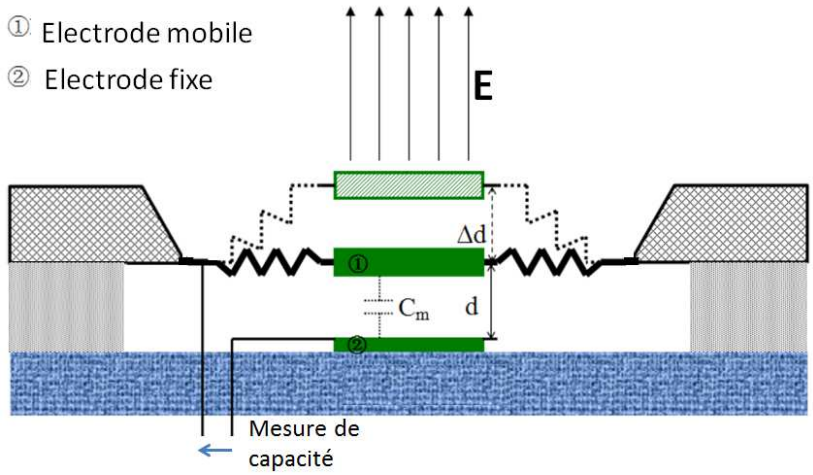


Figure 2.6 - Capteur à capacité variable à base de MEMS [15]

Ces capteurs permettent potentiellement la mesure de champs proches du MV/m, et la limite basse du champ mesurable est de quelques centaines de V/m [15].

2.2.2.3 Capteurs Electro-optiques

Des capteurs électro-optiques, tels qu'ils ont été présentés dans la section 2.2.1.3, sont aussi utilisés pour mesurer des champs électrostatiques avec une intensité de plusieurs dizaines de kV/m [20], [21].

2.2.3 Courant de Décharge de l'Avion

Lors de campagnes d'essais en vol destinées à étudier le P-Static, présentées dans le chapitre 1, des mesures ont été effectuées au niveau des déperditeurs statiques afin de mesurer le courant de décharge de l'avion. Ces mesures ont été effectuées en plaçant une résistance ou une surface résistive entre la structure de l'avion et le déperditeur. La mesure de la tension aux bornes de cette résistance permet de remonter à la valeur du courant qui circule dans le déperditeur. La Figure 2.7 présente le montage utilisé dans [22] pour effectuer cette mesure. Un passe câbles est prévu sur cet appareil, permettant de déporter la mesure et la réaliser à l'intérieur de l'avion.

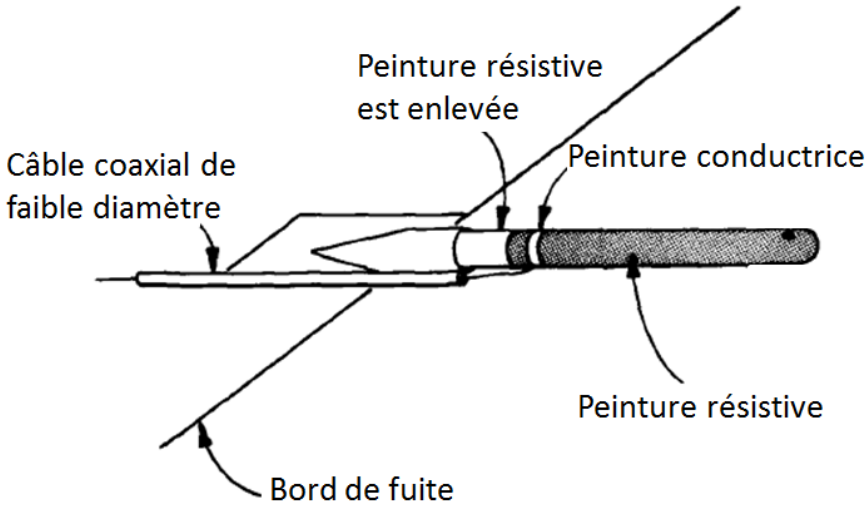


Figure 2.7 - Schéma représentant l'instrumentation d'un déperditeur statique en vol [22]

Lorsqu'un arc se produit sur la structure de l'avion, il est possible que des émissions conduites se retrouvent au niveau des déperditeurs. Nous avons vu au chapitre 1 que la structure d'un déperditeur, est faite de fibres de carbone hautement résistives et présente une résistance comprise entre quelques MOhms et quelques centaines de MOhms. Nous avons vu aussi que la capacité d'un avion en vol vaut quelques centaines de pF typiquement. Nous pouvons donc considérer un avion comme un circuit RC dont la fréquence de coupure serait très basse, comprise entre 1Hz et quelques centaines de Hz. Les émissions issues des décharges que nous pourrons mesurer sont donc en basse fréquence. Il est possible que la mesure du courant parcourant les déperditeurs nous permettent de savoir si une décharge s'est produit sur l'avion, mais ces mesures n'ont jamais été utilisées pour des fins de localisation. Etant donné le caractère hautement variable des mesures présentées sur le chapitre 1 sur la Figure 1.5, les signaux issus des arcs seront potentiellement difficiles à déceler.

Par ailleurs, des contraintes d'installation lourdes existent, étant donné qu'il faut modifier les déperditeurs existants et des passe-câbles doivent être prévus pour effectuer la mesure. Nous n'allons donc pas étudier d'avantage cette piste.

2.2.4 Ondes Acoustiques

Lorsqu'un arc se produit, une onde sonore est générée, et elle peut être mesurée pour aboutir à la localisation de la source. Cette technique est utilisée pour la localisation de défauts d'isolation dans des installations de haute tension comme des transformateurs ou des câbles [23]. Des capteurs piézoélectriques hautement sensibles sont employés afin de mesurer l'onde sonore, deux exemples sont présentés sur la Figure 2.8.

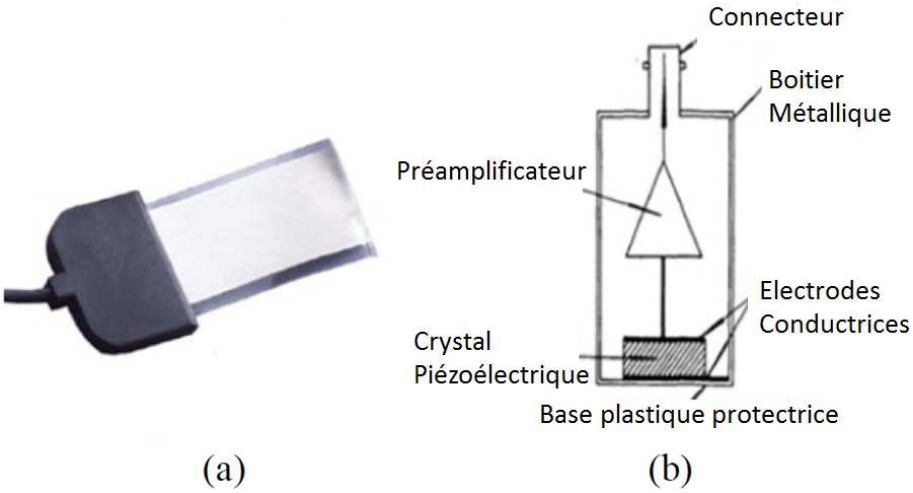


Figure 2.8 – a) Capteur basé sur un film Piézoélectrique, b) Schéma type d'un transducteur piézoélectrique [23]

Ces capteurs ont été utilisés pour localiser efficacement des décharges électriques dans des environnements confinés, avec peu de bruits parasites. Sur un avion en vol il est possible que les différences sources de bruit (moteurs, bruits aérodynamiques) masquent totalement les émissions sonores des arcs.

2.2.5 Synthèse

Le Tableau 2.I récapitule les différents capteurs étudiés ainsi que leurs avantages et inconvénients de dans le cadre de cette étude.

Tableau 2.I - Synthèse sur les capteurs étudiés

Grandeur mesurée	Capteur	Avantages	Inconvénients
Champ RF rayonné	Antennes VHF Avion	Capteur adapté et déjà installé	Instrumentation ne doit pas perturber les communications
	Antennes VHF/UHF indépendantes	Capteur adapté, installation sur hublot à étudier	Installation à l'extérieur
	Sondes de champ	Compact, large bande	Fournit uniquement une information d'amplitude, pas de fréquence, Installation à l'extérieur
	Capteurs Electro-Optiques	Compact, large bande	Installation à l'extérieur
Emissions Conduites	Pinces de courant	Peu onéreux, très répandu	Non adapté pour des arcs externes
Potentiel Electrostatique	Moulins à champ (inclus MEMS)	Nombreux antécédents, adapté même si sensible aux vibrations	Installation à l'extérieur
	Voltmètre Electrostatique	Mesure la charge à travers la force électrostatique	Installation à l'extérieur, Sensible aux vibrations
	Capteurs à capacité variable	Compact	Installation à l'extérieur, Sensible aux vibrations
	Capteurs Electro-Optiques	Compact	Installation à l'extérieur, n'est pas adapté pour de très hautes tensions
Courant sur les déperditeurs	Déperditeurs Instrumentés	A déjà été instrumenté dans le passé	Installation à l'extérieur
Ondes Acoustiques	Capteurs Piezoélectriques	Compact	Installation à l'extérieur, sensible au bruit en vol

2.3 Installation sur Avion

2.3.1 Impossibilité d'Installation de Capteurs sur la Surface Externe

Lorsqu'un équipement d'investigation, tel que l'instrumentation développée lors de cette thèse, est installé dans un avion en compagnie aérienne, il existe plusieurs contraintes à respecter. La première est l'acceptation de l'installation de l'équipement par les responsables du constructeur de l'avion. Ces démarches administratives peuvent être facilitées si l'équipement a déjà été installé sur avion auparavant, qu'il est conforme aux normes aéronautiques, et si l'équipement à installer n'engendre pas de modifications majeures ou de lourdes interventions. Dans tous les cas, la compagnie aérienne se réserve le droit de refuser toute installation d'équipements.

L'installation de capteurs sur la surface externe de l'avion implique, pour sa part, plusieurs difficultés. Le problème principal est la transmission de la mesure effectuée par les capteurs vers l'intérieur de l'avion. Cette opération impliquerait la création de passe-câbles, ce qui est trop contraignant pour une compagnie aérienne. La deuxième difficulté est la méthode de fixation des capteurs sur la surface, qui doit garantir une tenue mécanique efficace pendant le vol et doit se montrer discrète. De ce fait, l'installation de capteurs sur la surface externe de l'avion n'est pas envisageable pour la localisation de sources de P-Static en vol.

La seule solution viable est donc de réutiliser des antennes qui sont déjà installées sur la surface de l'avion, notamment les antennes VHF, dont la sensibilité au P-Static est connue.

2.3.2 Le Système Radio VHF

Le système de communications VHF permet de doter les avions d'un système de communications fonctionnant en voix et data avec le sol. Il fonctionne dans la bande 118-137MHz, en modulation d'amplitude. Ses caractéristiques techniques sont spécifiées pour les avions commerciaux dans la norme ARINC 716 [24]. Il existe trois radios VHF indépendantes dans un Airbus A320, dont les antennes sont séparées sur la structure comme l'indique la Figure 2.9.



Figure 2.9 - Disposition des antennes VHF sur un Airbus A320

Par ailleurs, les communications en bande VHF sont subdivisées en canaux de largeur 25kHz et 8.33kHz. Ces largeurs plus courtes ont été introduites en Europe pour pallier à la demande grandissante de fréquences de communication. Une transition est en cours, et devrait durer jusqu'à la fin de la décennie, pour remplacer progressivement les canaux de 25kHz par plusieurs canaux de largeur 8.33kHz. Les récepteurs VHF doivent donc fonctionner avec deux largeurs de canaux, 25kHz et 8.33kHz.

La norme ARINC 716 spécifie les valeurs de sensibilité que doivent avoir les récepteurs VHF pour ces deux modes de fonctionnement. Elle est fixée à -101dBm que ce soit pour les canaux de largeur 25kHz ou 8.33kHz. Le niveau de puissance en sortie est spécifié entre 25W et 40W mais il existe des radios dont la puissance d'émission est de 50W soit +47dBm.

Lorsque des arcs se produisent sur la surface externe d'un avion, les radios VHF peuvent être perturbées. Des bruits de « clicking » et de friture viennent alors parasiter les communications, phénomène connu sous le nom de P-Static. Etant donné que ces antennes sont sensibles au P-static en conditions réelles, il paraît logique de les utiliser comme capteurs pour la localisation de sources comme vu dans le paragraphe 2.2.1.1.

2.3.3 Concept d'Instrumentation

La mesure de P-Static dans cette thèse va se concentrer autour de la bande VHF. Ce choix va conditionner le dimensionnement de l'instrumentation. Comme nous allons utiliser ces antennes de communication en vol, il faut également assurer le bon fonctionnement des systèmes radios correspondants avec l'ajout de cette instrumentation.

L'instrumentation de mesure est donc composée de trois coupleurs, qui seront placés en baie avionique, permettant de prélever une petite partie du signal issu des antennes VHF. Ces coupleurs sont reliés à un système d'amplification à plusieurs voies, situé en cabine, à l'aide de câbles coaxiaux.

Ce système dispose une large plage dynamique, ce qui lui permet de mesurer de faibles niveaux. La chaîne d'amplification est alors reliée à un oscilloscope qui permet d'effectuer des acquisitions temporelles de plusieurs voies synchronisées. Ce concept est présenté sur la Figure 2.10. Les spécifications détaillées sont présentées dans le chapitre 4.

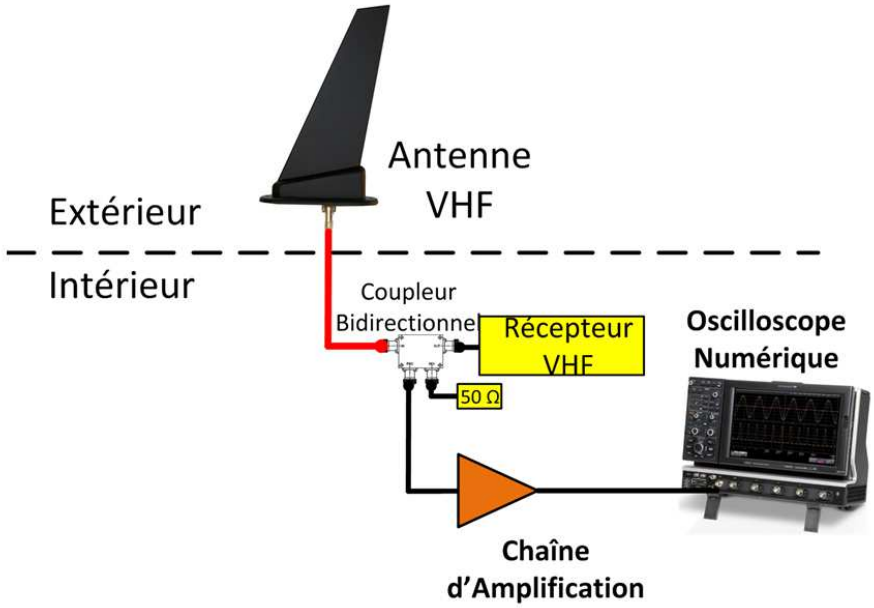


Figure 2.10 - Concept d'instrumentation de mesure d'émissions de sources P-static

2.3.4 Contraintes d'Installation

Dans la partie précédente, la méthode de prélèvement des signaux issus des antennes VHF a été abordée. L'installation de coupleurs en sortie des antennes permet de préserver le bon fonctionnement des communications, mais il est également nécessaire de s'assurer, comme pour toute la chaine de mesure, de leur robustesse durant toutes les phases de vol aussi bien que leur non dégradation des performances des autres systèmes. Tout équipement installé sur avion doit en effet être conforme aux directives du constructeur et une démonstration de robustesse est nécessaire Ceci est réalisé en s'appuyant sur des documents internes au constructeur qui font référence à des normes internationales comme la DO-160 [25], qui décrit différents tests environnementaux. Ce document inclut des tests de tenue à des contraintes mécanique (vibrations), de température, d'humidité, de sécurité, et de compatibilité électromagnétique entre autres. A ce niveau, avoir réalisé une installation sur avion au préalable permet de démontrer la faisabilité et accélérer le processus. La démonstration de robustesse est faite à travers un dossier où les différents éléments composant l'instrumentation sont analysés. Cette démonstration est plus facile si des tests sont effectués, par exemple de tenue aux vibrations ou de compatibilité électromagnétique, qui peuvent être effectués au laboratoire où la thèse a été réalisée. Finalement, la compagnie aérienne se réserve le droit d'installer ou non les équipements sur ses avions dans le cadre d'investigations pour résoudre des problèmes rencontrés tels que le P-Static.

2.4 Conclusion Chapitre 2

Nous avons abordé dans ce chapitre les différents capteurs pouvant mesurer des paramètres liés à une décharge arc. Dans les installations de haute tension, plusieurs méthodes sont en effet utilisées pour surveiller l'apparition de décharges électriques et les localiser. Plusieurs de ces capteurs ne sont cependant pas adaptés à une mesure en vol, notamment dû à l'impossibilité pratique de les installer sur la surface externe de l'avion en compagnie aérienne. L'instrumentation, pour être utilisable pratiquement, doit en effet être installable en un temps raisonnable avec un coût réduit. La solution

adoptée est donc d'utiliser comme capteurs, les trois antennes VHF déjà installées sur l'avion. Nous allons prélever une partie du signal allant de l'antenne vers le récepteur à l'aide d'un coupleur, assurant ainsi le bon fonctionnement des radios VHF.

Par ailleurs, nous avons présenté certaines des contraintes d'installation imposées par le constructeur et la compagnie aérienne. En nous appuyant sur des documents du constructeur ainsi que sur des tests décrits dans la norme DO-160 nous pourrons justifier la sureté d'installation de notre instrumentation en compagnie aérienne.

Références Chapitre 2

[1] M. Kawada, *"Fundamental Study on Location of a Partial Discharge Source with a VHF-UHF Radio Interferometer System",* Electrical Engineering in Japan, Vol. 144, Issue 1, p. 32-41, 07-2003.

[2] M. Hanai, H. Kojima, N. Hayakawa et R. Mizuno, *"Technique for Discriminating the Type of PD in SF6 Gas Using the UHF Method and the PD Current with a Metallic Particle",* IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 21, No.1, p.88-95, Feb 2014.

[3] F. Álvarez, F. Garnacho, J. Ortego et M. Á. Sánchez-Urán, *"Application of HFCT and UHF Sensors in On-Line Partial Discharge Measurements for Insulation Diagnosis of High Voltage Equipment",* Sensors, Volume 15, Issue 4,p.7360-7387, April 2015.

[4] K. Tan Kaiwen, X. Qing, C. Khan Goh et L. Zhu, *"A UHF Omni-directional RFID Antenna",* Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), p.1-4, Toronto, Canada, 11-17 July 2010 .

[5] Z. Jin, C. Sun, C. Cheng et J. Li, *"Two Types of Compact UHF Antennas for Partial Discharge Measurement",* 2008 International Conference on High Voltage Engineering and Application, Chongqing, China,p.616-620, 9-13 Nov 2008.

[6] D. Morgan, " *A handbook for EMC Testing and Measurement",* The Institute of Engineering and Technology (IET), Electrical Measurement Series 8, 304 pages, 1994.

[7] C. L. Holloway, J. A. Gordon, S. Jefferts, A. Schwarzkopf, D. Anderson, S. A. Miller, N. Thaicharoen et G. Raithel, *"Broadband Rydberg Atom-Based Electric-Field Probe: From Self-Calibrated Measurements to Sub-Wavelength Imaging",* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 12, p.6169-6182, Dec 2014.

[8] M. Kanda et L. D. Driver, *"An Isotropic Electric-Field Probe with Tapered Resistive Dipoles for Broad-Band Use, 100kHz to 18 GHz",* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-35, No.2, p.124-130, Feb 1987 .

[9] R. Zeng, W. Chen, J. He et W. Liang, *"Novel Integrated Electro-optic Sensor for Intensive Transient Electric Field Measurement",* 2006 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC 2006, Portland - USA, 14-18 Aug. 2006.

[10] B. Saleh, *"Fundamentals of Photonics",* Ed.Wiley, ISBN: 978-0-471-35832-9,1200 pages, 5 Fev 2013.

[11] S. S. Sriram et S. A. Kingsley, *"Sensitivity Enhancements to Photonic Electric Field Sensor",* Proc. SPIE 5435, Enabling Photonic Technologies for Aerospace Applications VI, p.143-152, 3 August 2004.

[12] P. Tant, B. Bolsens, T. Sels, D. Van Dommelen, J. Driesen et R. Belmans, *"Design and Application of a Field Mill as a High-Voltage DC Meter",* IMTC 2006 – Instrumentation and Measurement Technology Conference, Sorrento, Italy 24-27 April 2006.

[13] P. Chunrong, Y. Pengfei, G. Xin, Z. Haiyan et X. Shanhong, *"Measuring Atmospheric Electric Field Using Novel Micromachined Sensor",* Proceedings of the 2011 6th IEEE International Conference

on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems, Kaohsiung, Taiwan, 20-23 Feb 2011.

[14] M. Horenstein et P. Stone, *"A micro-aperture electrostatic field mill based on MEMS technology",* Journal of Electrostatics vol.51-52, p.515-521, May 2001.

[15] T. Chen, *"MEM Electric Field Sensor using Force Deflection with Capacitance Interrogation",* 2013 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PES), Vancouver, Canada,21-25 July 2013.

[16] E. Kuffel, W. Zaengl et J. Kuffel, *"High Voltage Engineering Fundamentals",* Second Edition, Butterworth-Heinemann, ISBN: 978-0-7506-3634-6, 2000.

[17] S. vand der Merwe, *"Modelling and Performance Evaluation of a Three-Phase Capacitive Voltage Sensor",* Thesis for Masters Degrees inElectrical and Electronic Engineering, University of Stellenbosch, Dec 2006.

[18] M. A. Noras, *"Electric field detection using solid state variable capacitance",* Proceedings Electrostatic Society of America (ESA), Annual Meeting on Electrostatics, Notre Dame, Indianapolis USA, 17-19 June 2014.

[19] Z. Zhang, L. Li, X. Xie, D. Xiao et W. He, *"Optimization Design and Research Character of the Passive Electric Field Sensor",* IEEE Sensors Journal, Vol. 14, No. 2, p.508-513, Feb 2014.

[20] F. Cecelja, M. Bordovsky et W. Balachandran, *"Lithium Niobate Sensor for Measurement of DC Electric Fields",* IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 50, No. 2,p.465 - 469, April 2001.

[21] W. M, K. K et I. N, *"DC Field Measurement in Oil/Pressboard Composite Insulation System by Electro-Optic Kerr Effect",* IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 10, No. 6, p.942-947, Dec 2003.

[22] J. E. Nanevicz, *"Alleviation/Testing techniques for aircraft charging",* Agard Lescture Series No.144, Interaction between EMP, Lightning and Static Electricity with Aircraft and Missile Avionics Systems, ISBN 92-835-1528-5, May 1986.

[23] MM.Yaacob, MA.Alsaedi, JR.Rashed, AM.Dakhil et SF.Atyah, *"Review on Partial Discharge Detection Techniques Related to High Voltage Power Equipment Using Different Sensors",* Photonic Sensors, Springer, Vol. 4, No. 4, p.325–337, Dec 2014.

[24] Airlines Electronic Engineering Commitee, *"ARINC Characteristic 716-11 - Airborne VHF Communications Transceiver",* Published by Aeronautical Radio, Inc., 10 June 2003.

[25] RTCA (Radio Technical Commission for Aeronautics) Special Cominttee 135, *"DO-160G - Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment",* 8 December 2010.

CHAPITRE 3 - Méthodes de Localisation d'Arcs

3.1 Introduction ---------- 44

3.2 Problématique ---------- 44

3.3 Méthodes de Localisation de Sources ---------- 45

3.3.1 Méthodes Nécessitant une Ligne de Vue Entre Source et Capteurs ---------- 45

3.3.2 Méthodes Compatibles avec des Multitrajets ou Situation NLOS ---------- 49

3.4 Méthode de localisation développée ---------- 52

3.4.1 Présentation de la méthode TDOA Fingerprinting ---------- 52

3.4.2 Stratégies d'Estimation du Retard Temporel ---------- 54

3.4.3 Modèle de propagation développé ---------- 57

3.5 Conclusion Chapitre 3 ---------- 63

Références Chapitre 3 ---------- 63

3.1 Introduction

Dans le premier chapitre, nous avons abordé le phénomène de P-Static et nous avons conclu que les décharges de type arc sont les principales causes des occurrences P-Static pouvant survenir de nos jours. Nous avons présenté le concept d'un outil de localisation d'arcs sur un avion en vol et son intérêt dans la réduction du temps d'intervention en compagnie aérienne lors d'occurrences de P-Static. En effet, les arcs qui se produisent sur la surface d'un avion en vol génèrent des émissions électromagnétiques. Les mesures de ces émissions peuvent permettre d'estimer la position de la source à l'aide d'une méthode de localisation. L'application d'une telle méthode sur un avion présente cependant certaines difficultés, comme la présence de multitrajets et le manque de ligne de vue entre source et capteurs (NLOS « Not-In-Line-Of-Sight »).

Ce chapitre présente une étude sur les méthodes de localisation de sources, aboutissant à une solution de ce problème, applicable dans notre cas.

3.2 Problématique

Les méthodes modernes de localisation de source ont largement été étudiées depuis bien des années et pour une grande palette d'applications allant de la télécommunication mobile [1] aux radars [2], pour des applications civiles et militaires [3]. En effet, la demande pour des systèmes de localisation de personnes et d'objets a grandement augmenté. Inspirés de ces techniques, des systèmes de localisation de Décharges ElectroStatiques (DES) sont déjà utilisés dans des installations haute tension indiquant la position d'une dégradation de l'isolation électrique [4], [5]. Dans l'industrie des semi-conducteurs, les DES peuvent être néfastes puisqu'elles peuvent provoquer des défauts voir des dégradations des puces dans les chaînes de production [6]. Toutes ces méthodes ont en commun le fait d'utiliser la mesure de paramètres physiques (pression, champ électromagnétique, lumière) à travers un ou plusieurs capteurs [7] couplés à une méthode ou un algorithme de localisation pour déterminer la position de la source.

Ce chapitre présente une méthode de localisation de sources P-Static compatible avec une structure de type avion. En effet, les décharges électrostatiques responsables du P-Static se produisent sur la surface externe de l'appareil, ce qui implique un certain nombre de contraintes au niveau des capteurs :

- La surface externe est convexe, les capteurs et les sources ne sont pas en ligne de vue dans la plupart des cas.
- L'installation de capteurs sur la surface externe de l'avion en compagnie aérienne est très difficile d'un point de vue administratif/réglementation.
- Les conditions de mesure à l'extérieur d'un avion sont très difficiles (aérodynamisme, contraintes mécaniques, température, routage de câbles…).
- Les décharges électrostatiques se produisent seulement sous conditions de précipitation, elles ont lieu pendant une durée limitée du vol.
- Les décharges étudiées génèrent des signaux pulsés très rapides, avec des temps de montée de l'ordre de quelques nanosecondes et potentiellement de faible niveau.
- On ne connait pas le moment exact où a lieu la décharge.

Les signaux mesurés en vol par les capteurs sont en pratique des sinusoïdes amorties, décalées dans le temps, déformées pour certaines à cause des obstacles physiques qu'elles rencontrent, et de niveaux d'amplitude différents. La méthode de localisation doit permettre d'analyser ces signaux et d'en déduire la position de la source. Les méthodes de localisation étudiées sont présentées dans la section suivante.

3.3 Méthodes de Localisation de Sources

On va s'intéresser aux méthodes de localisation où plusieurs capteurs sont utilisés pour mesurer des émissions provenant d'une ou plusieurs sources. Ces méthodes peuvent être appliquées aussi bien à la localisation de sources sonores que de sources de rayonnements électromagnétiques telles que les décharges électrostatiques. Elles peuvent être classées en deux catégories selon si la source et les capteurs doivent être en ligne de vue (LOS « Line-Of-Sight «), ou pas (NLOS « Non-Line-Of-Sight »).

3.3.1 Méthodes Nécessitant une Ligne de Vue Entre Source et Capteurs

Lorsque la source et les capteurs se trouvent en ligne de vue directe, plusieurs méthodes présentées dans cette partie peuvent être utilisées pour la localiser. Si la distance source-capteur est suffisamment grande (supérieure à dix fois la longueur d'onde environ pour les ondes électromagnétiques par exemple [3]), la propagation des émissions de la source peut être approchée par l'optique géométrique. Ces méthodes ne donnent de résultats précis que lorsqu'il n'y a aucun obstacle entre source et capteurs.

3.3.1.1 TOA « Time Of Arrival »

Cette méthode permet d'obtenir une estimation des distances en mesurant le temps d'arrivée d'un signal issu de la source, vers un ou plusieurs capteurs. Ce problème de localisation basé sur la mesure de distances en utilisant plusieurs capteurs est appelé multilatération.

Etant donné que les capteurs sont séparés par une certaine distance, le signal issu de la source va atteindre les capteurs à des temps différents. Pour chaque capteur, ceci se traduit par une mesure du temps d'arrivée TOA. Si temps t_0 auquel la source a émis son signal est connu, il est possible de retrouver la position de la source. En effet, les temps d'arrivée T_i aux différents capteurs mesurés se traduisent par des longueurs $d_i = c \times T_i$ (en assumant une propagation à la vitesse de la lumière notée c). Ces longueurs définissent des rayons de sphères dont les capteurs sont les centres, ce qui est illustré sur la Figure 3.1. Si on prend trois capteurs A_0, A_1, A_2 avec $A_i\ (x_i, y_i, z_i)$, et une source placée aux coordonnées $S\ (x, y, z)$ qui rayonne dans toutes les directions, les équations des sphères sont présentées dans (3.1) les suivantes [8] :

$$\begin{cases} (c\,T_0)^2 = (x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - z_0)^2 \\ (c\,T_1)^2 = (x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_1)^2 \\ (c\,T_2)^2 = (x - x_2)^2 + (y - y_2)^2 + (z - z_2)^2 \end{cases} \tag{3.1}$$

Avec :

- (x, y, z) : les coordonnées de la source S
- (x_i, y_i, z_i) : les coordonnées du capteur A_i
- c : vitesse de la lumière dans le vide
- T_i : temps d'arrivée des émissions de la source au capteur A_i

La source est donc située à l'intersection de plusieurs sphères. Dans l'exemple de la Figure 3.1, un quatrième capteur serait nécessaire pour obtenir une solution unique dans l'espace étant donné que l'intersection de trois sphères définit deux points. De plus, lorsque le moment exact de l'émission de la source n'est pas connu (ce qui est le cas pour une décharge électrostatique), le temps T_0 d'arrivée des émissions au premier capteur est aussi une inconnue. Cela implique aussi l'ajout d'un quatrième capteur pour résoudre le système.

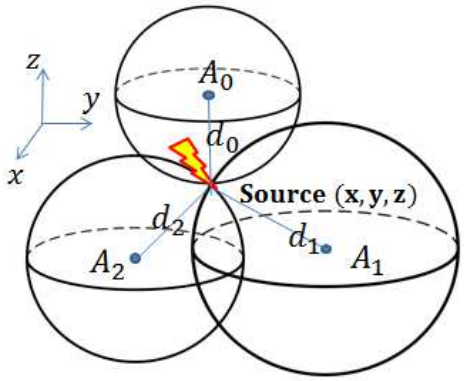


Figure 3.1 - Localisation de source à base de TOA avec trois capteurs

Cette technique de localisation est robuste mais présente plusieurs défauts [3] :

- Elle requiert une synchronisation temporelle très précise entre les différents capteurs, une erreur de synchronisation pouvant aboutir à une perte considérable de précision.
- Il est impératif de connaître le moment exact auquel la source a émis son signal.
- La position des capteurs doit être connue précisément.
- Il ne faut pas qu'il y ait d'obstacles entre source et capteurs.

3.3.1.2 Time Difference Of Arrival (TDOA)

Cette méthode se différencie de la TOA car elle n'utilise pas le temps d'arrivée du signal au capteur le plus proche de la source [8]. Si on considère T_k le temps d'arrivée au k-ième capteur, on définit la différence de temps d'arrivée (TDOA) par $T_{j,i} = T_j - T_i$ entre les capteurs i et j. En combinant les équations des sphères (3.1) on peut faire apparaître les TDOAs, ce qui donne comme résultat le système (3.2) pour un exemple à trois capteurs. Ce sont des équations dites hyperboliques (étant donné qu'elles définissent des hyperboles en 2D et des hyperboloïdes de révolution en 3D).

$$\begin{cases} R_{10} = cT_{1,0} = \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2 + (z-z_1)^2} - \sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 + (z-z_0)^2} \\ R_{20} = cT_{2,0} = \sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2 + (z-z_2)^2} - \sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 + (z-z_0)^2} \end{cases} \quad (3.2)$$

En 3D, la localisation de la source est un problème à trois inconnues qui sont les coordonnées de la source (x, y, z), les TDOAs étant mesurées à l'aide des capteurs. Il faut donc un système de trois équations pour trouver la position de la source. Ceci implique l'implémentation d'un quatrième capteur (et donc l'obtention d'une troisième TDOA qui serait $T_{3,0}$ dans l'exemple ci-dessus) pour en déduire une quatrième équation pour compléter le système (3.2). Un système de ce type est d'ailleurs implémenté dans [5] pour la localisation de décharges électrostatiques. En somme, pour un problème en 2D il est nécessaire de disposer de trois capteurs et pour un problème en 3D il est nécessaire de disposer de quatre capteurs.

Pour illustrer cette méthode, prenons à nouveau un exemple 2D, présenté sur la Figure 3.2, avec une source et trois capteurs placés sur un plan. Dans ce cas, la source se trouve à l'intersection des deux hyperboles définies par le système (3.2) avec $z = z_k = 0$.

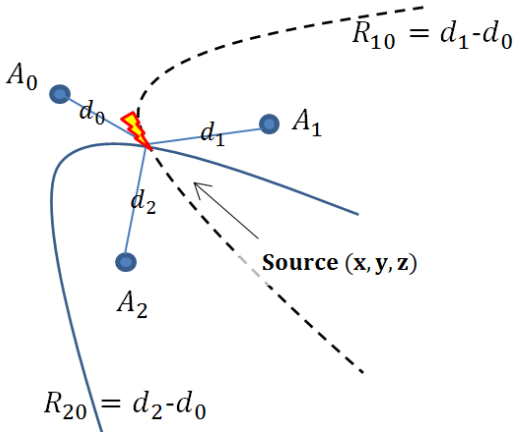


Figure 3.2- Représentation des équations hyperboliques pour trois capteurs sur un plan

L'avantage de cette méthode de localisation réside dans le fait que le moment exact auquel s'est produite l'émission de la source n'est pas nécessaire. Ceci est le cas si nous cherchons à localiser une décharge électrostatique.

Par ailleurs, que ce soit la TOA ou la TDOA, il est nécessaire de faire appel à des méthodes numériques de résolution des systèmes d'équations présentés avec un développement en série de Taylor, en Moindres Carrés ou autres [8]. Une solution exacte est cependant présentée dans [9] pour le problème tridimensionnel. Les inconvénients de cette méthode sont les mêmes que pour la méthode TOA.

3.3.1.3 Received Signal Strength Indication (RSSI)

Dans la mesure de signaux, un des paramètres les plus faciles à exploiter est l'amplitude du signal reçu ou RSSI (Received Signal Strength Indication). Dans les communications mobiles cette mesure est faite automatiquement, ce qui permet une implémentation très facile de tout algorithme de localisation [3]. Lorsqu'une source émet un signal électromagnétique, l'amplitude de celui-ci s'affaiblit avec la distance r, proportionnellement $1/r$ pour le champ et à $1/r^2$ pour la puissance, si l'observation est faite en zone lointaine (distance supérieure à 10λ [3]). Cet affaiblissement permet de remonter à la distance entre la source et le point d'observation si on connaît le niveau du signal émis. Ensuite, en utilisant plusieurs capteurs, à partir de la distance entre capteurs et source, on obtient le même système d'équations que celui présenté dans la partie 3.3.1.1. et la résolution de ce système est identique [3]. Cette méthode n'est pas applicable pour la localisation de décharges électrostatiques car le niveau de leurs émissions n'est pas connu et varie d'une décharge à l'autre.

3.3.1.4 Direction Of Arrival (DOA)

Les méthodes basées sur la direction d'arrivée sont caractérisées par l'utilisation d'un réseau d'antennes (minimum deux antennes espacées d'une distance donnée) pour la formation de faisceaux. En effet, le réseau d'antennes permet de pointer le lobe principal vers la direction où l'énergie reçue est la plus forte, donnant ainsi un angle d'arrivée pour chaque antenne. A partir de ces angles, une méthode de triangulation (mesure d'angles définissant un triangle entre la source et deux capteurs) permet de remonter à la position de la source [3]. Le réel avantage de cette méthode de détection est qu'avec deux antennes on localise une source sur un plan et avec trois on localise dans l'espace, soit une antenne de moins que pour les systèmes basés sur les TOAs ou TDOAs.

Il existe plusieurs algorithmes pour l'estimation de l'angle d'arrivée tels que le Delay-And-Sum (DAS), ou des méthodes de classification des signaux telles que MUltiple SIgnal Classification (MUSIC) ou

Root MUSIC [3]. Néanmoins, le principe fondamental est celui de l'interférométrie radio, illustrée dans la Figure 3.3. Cette technique est d'ailleurs étudiée pour réaliser des cartographies de la foudre [10] et [11], ainsi que pour la localisation de décharges partielles dans des installations de haute tension [12].

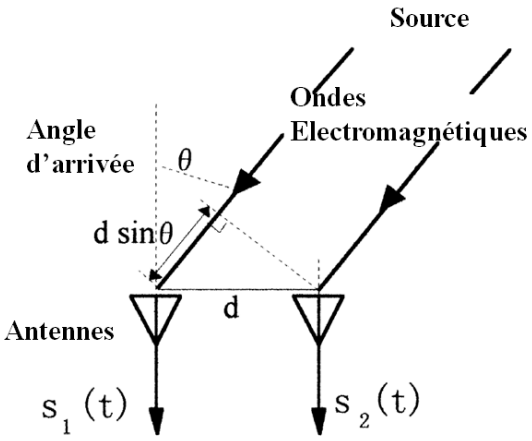


Figure 3.3 - Principe de l'interférométrie Radio [12]

En effet, considérons deux antennes espacées d'une distance d et une source considérée comme lointaine (distance supérieure à 10λ [3]) qui émet un signal. Les ondes électromagnétiques émises sont supposées planes et sont mesurées par ces antennes. Les signaux mesurés sont déphasés, la différence de phase est donné par $dsin\theta$. De plus, la différence de phase entre les deux signaux mesurés s'exprime par l'expression (3.3).

$$\phi_{12} = \phi_1 - \phi_2 = k_0 dsin\theta \tag{3.3}$$

Ainsi, l'angle d'arrivée est donné par l'expression (3.4).

$$\theta = Arcsin\left(\frac{\phi_{12}}{k_0 d}\right) \tag{3.4}$$

Avec :

- $\theta(rad)$: Angle d'arrivée
- $\phi_{12}(rad)$: Différence de phase entre les deux antennes
- $\phi_i(rad)$: Phase du signal mesuré à l'antenne A_i
- $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ le nombre d'onde dans le vide
- λ longueur d'onde

Dans [11], d'impressionnantes cartographies sont obtenues grâce à cette méthode, ce qui permet de reconstruire en trois dimensions le parcours de la foudre, ceci est illustré sur la Figure 3.4.

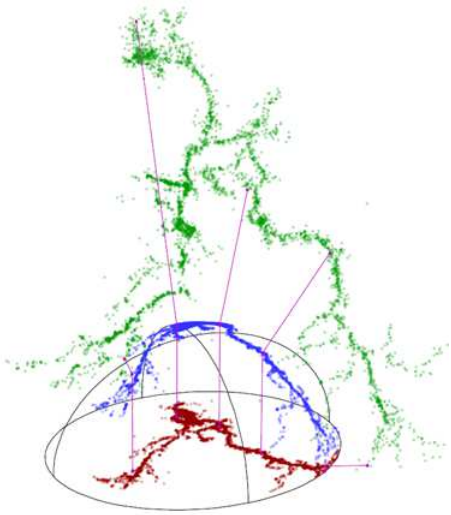


Figure 3.4 - Reconstitution 3D de la foudre grâce à la mesure de plusieurs milliers de sources et à la méthode DOA

Cependant, concernant la localisation de sources sur la surface d'un avion il est inenvisageable d'implémenter un réseau d'antennes pour des raisons pratiques d'installation et à cause des contraintes administratives et règlementaires que cela impliquerait. Par ailleurs, cette méthode n'est pas applicable en situation NLOS. Cette méthode n'est donc pas adaptée pour notre étude.

3.3.2 Méthodes Compatibles avec des Multitrajets ou Situation NLOS

Un des principaux défauts des méthodes de localisation de sources est qu'il est nécessaire pour la plupart de disposer d'une ligne de vue directe entre source et capteurs. Cette section présente les différents problèmes liés aux multitrajets et à la perte de ligne de vue pour un système de localisation. Deux méthodes permettant d'aboutir à une localisation satisfaisante dans ces conditions sont ensuite présentées.

3.3.2.1 Dégradation des Performances due aux Multitrajets et NLOS

Lorsqu'une source émet un signal en présence d'obstacles ou dans un environnement confiné, des signaux ayant subi de multiples réflexions sont aussi mesurés par les capteurs, on appelle ces signaux des multitrajets. Le signal mesuré résultant est la somme du signal arrivant par trajet direct et de ces multitrajets. Ce phénomène peut provoquer des erreurs conséquentes dans les systèmes de localisation basés sur une mesure du trajet direct [4]. Ce principe de localisation perd en précision dans certaines applications comme la localisation de mobiles [13], ou d'événements transitoires (explosions, alarmes, balises…) [14] en environnement urbain. Par ailleurs, depuis les années 2000, la demande de méthodes de localisation de mobiles en environnement NLOS a fortement augmenté, ce qui a dynamisé la recherche dans ce secteur [3], [13]. Concernant la localisation de décharges électrostatiques plus particulièrement, il peut arriver qu'elles se produisent dans des endroits confinés ou comprenant des obstacles, ce qui est le cas dans les installations haute tension ou pour des décharges électrostatiques sur la surface d'un avion. Les multitrajets ou la non visibilité directe peuvent alors provoquer des distorsions sur les signaux pulsés propagés puis mesurés par les capteurs [15], [16]. Des exemples sont présentés sur la Figure 3.5. Dans la Figure 3.5 a), la présence d'un obstacle cylindrique entre une source et un capteur provoque une déformation du signal car il est diffracté par l'obstacle. La Figure 3.5 b) montre le signal reçu par deux capteurs placés à différentes hauteurs sur un plan de masse (un décalage temporel a été ajouté pour superposer les signaux mesurés). En effet, le signal reçu est le même pendant les 10 premières nanosecondes puis le signal réfléchi arrivant à chaque capteur va avoir un effet différent sur chacun des signaux. Il en résulte des signaux pulsés qui sont très proches les premières nanosecondes puis sont distordus

différemment du fait des multitrajets différents. Même si l'auteur n'a pas identifié quelle courbe correspondait à quel capteur, l'effet des multitrajets sur la déformation du signal est explicite. Ces déformations peuvent donc rendre complexe la détermination de retards temporels et réduire la précision des systèmes de localisation associés.

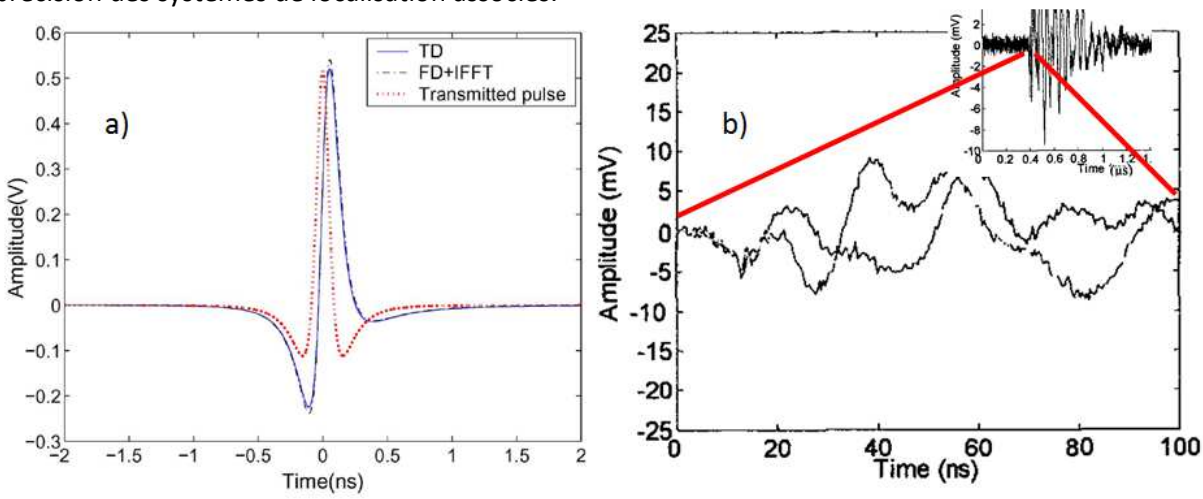


Figure 3.5 - Effets (a) de la Diffraction [16] et (b) des Multitrajets [15] sur des signaux pulsés

Plus particulièrement, lorsqu'une décharge électrostatique se produit sur la surface d'un avion (surface convexe), tous les capteurs placés sur la surface ne seront pas en ligne de vue avec la source. Cet aspect pose plusieurs problèmes qui seront présentés dans la section 3.4. Globalement, deux méthodes ont été identifiées, permettant de localiser une source à l'aide de ses émissions mesurées avec plusieurs capteurs en situation NLOS ou en présence de multitrajets.

3.3.2.2 Localisation par « empreintes » (Fingerprinting)

Le principe de base de cette famille de méthodes est de se servir de la richesse des multitrajets, dus à la propagation dans l'environnement, pour caractériser chaque point d'une zone. Supposons donc une source et des capteurs positionnés dans un espace défini, riche en multitrajets et obstacles. Dans ces conditions, si la source émet un signal dans toutes les directions, ce signal sera réfléchi par les différents obstacles et finira par arriver aux différents capteurs en suivant un chemin bien particulier. Ce canal de transmission [17], autrement dit ce chemin riche en réflexions, sera caractéristique de l'endroit où sont positionnés la source et les capteurs. Si la source est positionnée à un endroit différent, le chemin parcouru (le canal utilisé) par ses émissions pour atteindre les différents capteurs sera différent. Dans un sens large, les caractéristiques du canal de transmission entre source et capteur sont utilisées comme des signatures, des empreintes, de chaque position de la source [18]. La connaissance de ces signatures permet la localisation d'une source dans cet espace défini.

Il est possible de prendre en compte ces multitrajets et obstacles de différentes façons, chacune conduisant à une méthode de localisation basée sur des signatures (fingerprints), appelées fingerprinting ou DCM pour « Database Correlation Method ». Toutes ces techniques utilisent les mêmes éléments [3]:

- Un ensemble de paramètres dépendants de la position de la source (amplitude du signal, temps d'arrivée, forme d'onde, caractéristiques du trajet). Chaque empreinte est associée à une position spécifique.
- Une base de données de corrélation qui stocke les signatures et les positions associées. Ces signatures sont généralement générées par des tests ou par des modèles de simulation.

- Une méthode de comparaison de profils, pour comparer les mesures aux éléments de la base de données.
- Un logiciel d'exploitation qui permet de consulter la base de données, effectuer la comparaison avec les mesures, puis estimer et afficher la localisation de la source.
- Une méthode de réduction des zones de recherche à l'intérieur de la base de données. Ces méthodes sont utiles seulement si la base de données est très volumineuse.

Les paramètres utilisés pour caractériser une position donnée peuvent inclure des mappings d'amplitude de signal reçu (RSSI) [19], des informations concernant les délais apportés par les multitrajets (TOA/TDOA) [20] ou la réponse impulsionnelle du canal (CIR pour Channel Impulse response) [17]. En ce qui concerne la localisation de décharges électrostatiques, il est possible de considérer la forme d'onde de décharges simulées ou reproduites comme paramètre de comparaison [21].

Les cartographies peuvent être obtenues par des campagnes de mesure dans lesquelles les paramètres sont mesurés point par point. Une autre façon de les obtenir, considérablement moins coûteuse, est d'utiliser des outils de simulation. Avec ces outils il est possible de simuler la propagation des signaux dans l'environnement NLOS/multitrajets, ce qui permet d'estimer les paramètres de la base de données [3]. Les modèles de propagation peuvent être développés en utilisant des simulations électromagnétiques ou en approchant la propagation des signaux par l'optique géométrique [20]. Les mesures sont ensuite comparées à la base de données pour pouvoir extraire la position de la source. Des méthodes de corrélation [22] sont alors utilisées ou de minimisation [21].

Cette méthode semble adaptée pour notre étude, elle permet de retrouver la position d'une source en environnement à multitrajets et NLOS. Le problème principal réside dans le choix des signatures et dans la détermination de la base de données. Les émissions des décharges électrostatiques étant sensiblement variables en termes de forme d'onde et d'amplitude, nous devons choisir un paramètre qui peut être déterminé à chaque mesure. Nous verrons que les TDOAs entre capteurs répondent à ce besoin.

3.3.2.3 Retournement temporel

Une deuxième méthode de localisation de sources, adaptée à un environnement NLOS/multitrajets, est le Retournement Temporel. Le principe de cette méthode de localisation est de disposer de plusieurs capteurs. Lorsqu'une source émet un signal dans un environnement NLOS/multitrajets, les capteurs vont mesurer des signaux. Ces signaux sont retournés dans le temps puis réémis au niveau des capteurs par simulation. Le point des interférences constructives des différentes contributions émises par les capteurs indique la position de la source [14]. Ce principe est utilisé pour la localisation de la foudre au sol dans [23], ce qui est illustré sur la Figure 3.6. Sur la Figure 3.6 a) la source $\overrightarrow{r_S}$ marque la position où le signal est émis suite à la foudre. Ses émissions se propagent dans toutes les directions et sont représentées par des cercles concentriques bleus. Les signaux émis sont mesurés dans le domaine temporel par les capteurs synchronisés représentés par des points rouges. Sur la Figure 3.6 b), les mesures des signaux émis au niveau des capteurs sont retournées temporellement puis réémises. Le point de concentration marqué par une étoile marque la position de la source obtenue.

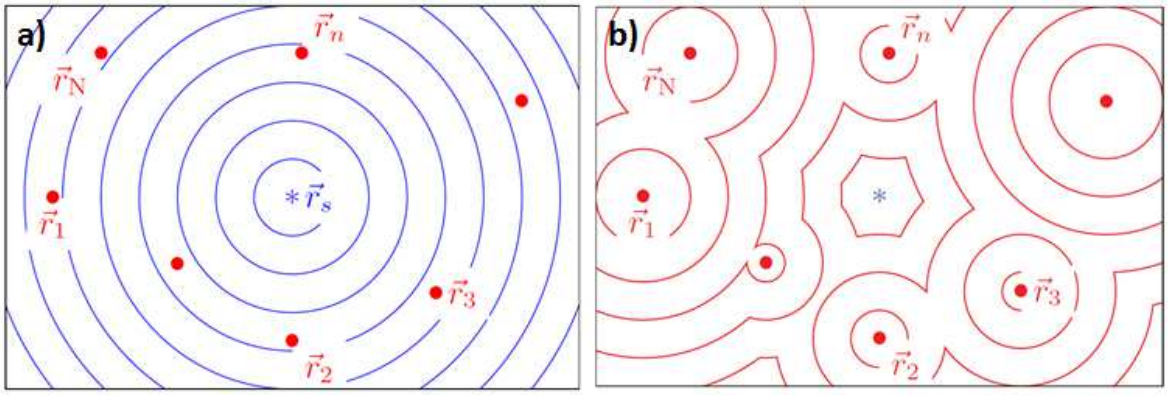


Figure 3.6 - Principe de la méthode du Retournement Temporel appliqué à la localisation de la foudre a) Ecoute/mesure b) Réémission et localisation [23]

Cet exemple illustre cependant un cas où aucun obstacle n'est présent. Dans ces conditions, il est montré dans [23], à l'aide des équations de Maxwell, que cette méthode revient à une multilatération telle qu'elle est présentée dans la section 3.3.1.1. En environnement NLOS/multitrajets, le retournement temporel est utilisé et fournit de bons résultats pour la localisation de sources acoustiques [14], et en communication mobile en utilisant un seul capteur et une base de données de signatures [17]. Dans [24], le retournement temporel est utilisé pour améliorer la précision d'un système radar basé sur la DOA où la source et le capteur sont en ligne de vue mais des multitrajets dégradent les performances.

Le retournement temporel est une méthode intéressante pour la localisation de décharges électrostatiques sur la surface d'un avion. Néanmoins, pour pouvoir effectuer la localisation il est nécessaire de faire réémettre des signaux au niveau des capteurs par simulation. Cette méthode impose donc l'utilisation d'un outil de simulation électromagnétique dit « full wave » pour prendre en compte la structure complexe de l'avion. Ces simulations nécessitent d'ordinateurs performants et de beaucoup de temps de calcul. De plus, cette méthode nécessite potentiellement un nombre important de capteurs or nous n'avons que trois antennes à disposition. Pour ces raisons, cette méthode n'est donc pas implémentée dans cette étude.

3.4 Méthode de localisation développée

Cette section présente la méthode de localisation développée dans cette thèse. Elle est compatible avec les contraintes d'une structure avion, présentées dans la partie 3.2. Comme présenté auparavant, l'avion étant une surface convexe, les sources de P-Static et les antennes sont rarement en ligne de vue, ce qui est illustré sur la Figure 3.7. Les méthodes dites hyperboliques ou autres méthodes nécessitant une ligne de vue entre source et capteur ne sont donc pas compatibles. Il reste les méthodes de localisation de source en présence de multitrajets et sans ligne de vue entre source et capteurs. La méthode retenue est aussi utilisée en [20] pour la localisation de mobiles dans un environnement urbain, mais elle n'a jamais été appliquée sur un avion ou pour la localisation de décharges électrostatiques.

3.4.1 Présentation de la méthode TDOA Fingerprinting

Lorsqu'une décharge électrostatique se produit sur la surface d'un avion, des émissions pulsées peuvent être mesurées avec des capteurs électromagnétiques. Dans la littérature, des capteurs en bande VHF ou UHF sont largement utilisés pour la localisation de décharges électrostatiques [7], [12], [15], [19]. Pour la localisation de sources de P-Static, l'utilisation de capteurs VHF semble donc appropriée. Dans notre cas, après une étude sur les capteurs (présentée dans le chapitre 2), on a

choisi de réutiliser les antennes VHF déjà installées sur avion. La Figure 3.7 présente un exemple d'un arc situé au niveau de la voilure droite d'un A320, dont les émissions sont mesurées au niveau des trois antennes VHF présentes sur cet appareil. Ces mesures ont été obtenues en utilisant un montage de génération d'arcs électriques sur la surface de l'avion ainsi qu'une instrumentation qui mesure les signaux au niveau de l'antenne. Ce montage de test est présenté dans le chapitre 5. Les mesures obtenues sont trois signaux pulsés, proches d'une sinusoïde amortie et d'amplitude différentes (l'échelle est différente pour chaque pulse).

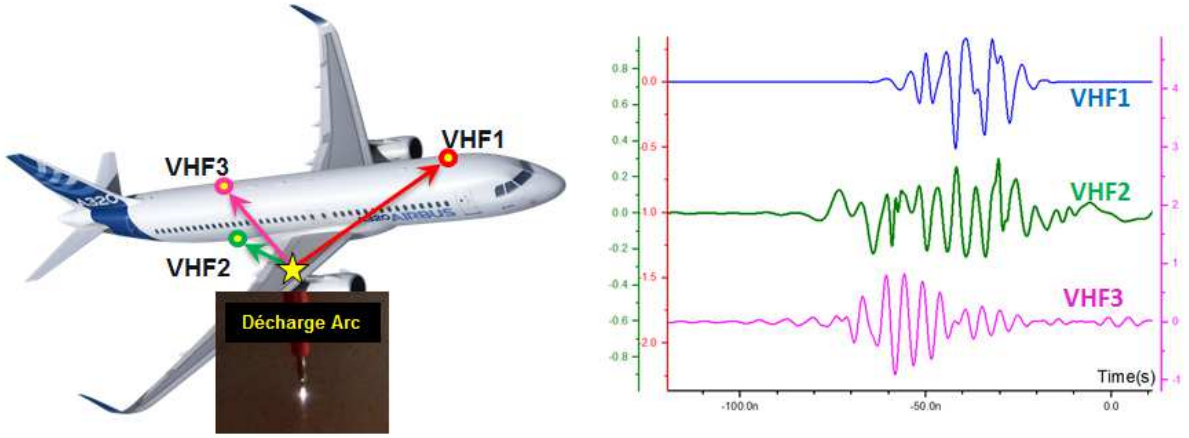


Figure 3.7 - Mesures d'émissions d'un arc

Dans cet exemple, la non visibilité directe entre la source et l'antenne VHF2 située sous l'avion provoque une distorsion du signal pulsé dont l'allure est considérablement différente de celles des autres signaux mesurés sur VHF1 et VHF3. En effet, étant donné la géométrie de l'appareil, dans la plupart des cas il y aura une, voire deux antennes qui seront masquées du point de vue de la source. De ce fait, une méthode de localisation à base d'une signature (fingerprint) des différences de temps d'arrivée (TDOAs) a été développée. Cette méthode est similaire à celle utilisée dans [20], mais n'a jamais été implémentée pour la localisation de décharges électrostatiques sur avion. Cette méthode est composée de deux phases, illustrées sur la Figure 3.8.

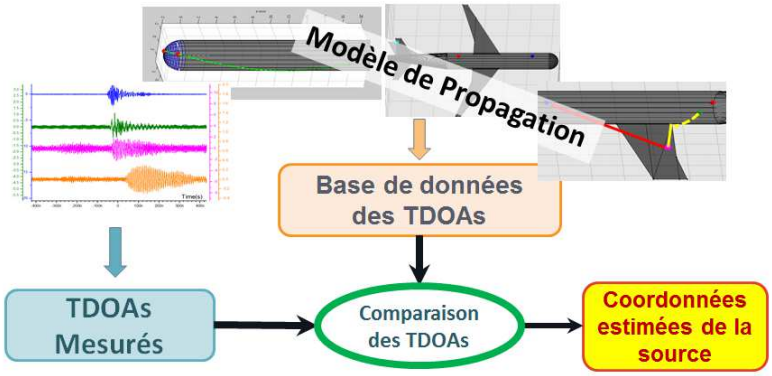


Figure 3.8 - Méthode de localisation développée

La première phase est basée sur la construction d'une cartographie de la surface d'un avion dont chaque point est considéré comme une source potentielle. Pour chaque point, la différence de temps d'arrivée (TDOAs) aux trois antennes VHF est déterminée par simulation (modèle de propagation géométrique présenté dans la partie 3.4.3). Ces simulations alimentent une base de données contenant la signature TDOA aux antennes VHF de chaque point sur la surface de l'appareil. La deuxième phase a lieu lorsqu'un phénomène de P-Static se produit sur avion au cours de son exploitation. Les antennes VHF sont alors instrumentées et les signaux reçus sont mesurés en vol. Les TDOAs sont extraites de ces signaux pulsés et comparées à la base de données avec une tolérance

d'erreur. Les positions associées aux résultats de cette comparaison sont alors les positions estimées des sources.

Un logiciel de démonstration de faisabilité a donc été développé en utilisant MATLAB, qui permet de construire une base de données des TDOAs au niveau des trois antennes pour une cartographie de points source sur la surface d'un Airbus A320. Ce même logiciel permet de comparer des TDOAs mesurées en vol à la base de données. On peut ainsi retrouver la position de la source à une tolérance d'erreur près. Ensuite, dans un cas réel de problème P-Static, une équipe d'intervention devra scanner la zone réduite en utilisant les outils présentés dans le premier chapitre.

3.4.2 Stratégies d'Estimation du Retard Temporel

La partie précédente présente la méthode de localisation développée, qui est basée sur la différence des temps d'arrivée des émissions d'une source P-Static. Cependant, pour obtenir ces TDOAs il faut réaliser des estimations des retards temporels entre les différents signaux. Il y a plusieurs façons d'aborder cette étape.

La solution la plus répandue consiste à utiliser une méthode de corrélation entre les signaux, aussi appelée Cross-Correlation [22]. Elle peut être utilisée sur les signaux temporels comme sur leur transformée de Fourier [12]. Elle est souvent utilisée pour l'estimation des délais temporels entre des signaux pulsés pour la localisation de décharges partielles [5], [12]. Cette méthode peut être couplée avec des coefficients de pondération, qui permettent d'accentuer les contributions de signaux où le rapport signal sur bruit est élevé [5]. Néanmoins, cette méthode ne peut pas être appliquée dans le cadre de cette thèse, puisque les signaux mesurés peuvent être distordus par les multitrajets ou par la non visibilité directe comme il a été présenté dans la partie 3.4.1. Lors de tests effectués avec des signaux issus de décharges électrostatiques, les délais temporels estimés par une méthode de corrélation ne permettent pas d'estimer correctement le retard temporel entre deux signaux, comme présenté sur la Figure 3.9.

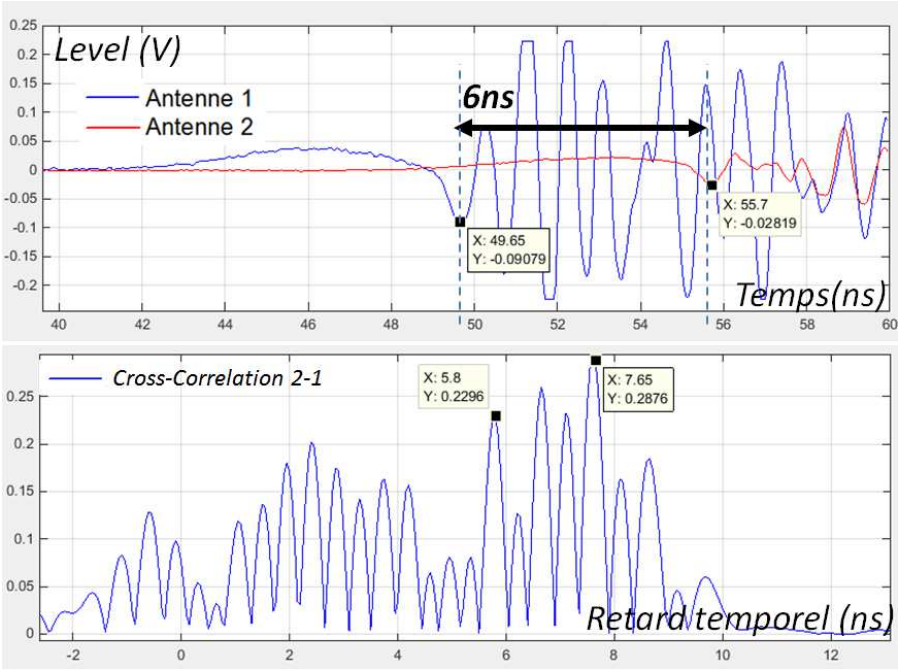


Figure 3.9 - Corrélation entre deux signaux issus d'un arc généré sur une maquette

Sur cette figure nous avons représenté sur le graphe du haut l'estimation visuelle du retard temporel entre les deux signaux, qui permet d'aboutir à l'estimation de la source. Sur le bas est tracée la corrélation entre les deux signaux, en utilisant la fonction « xcorr » de MATLAB. L'abscisse du maximum indique normalement le retard temporel, mais ce n'est pas le cas avec nos signaux, le retard temporel correspond seulement au troisième pic. Nous avons donc choisi d'utiliser des estimations visuelles des retards temporels dans le cadre de cette thèse.

D'autres méthodes de traitement du signal (Signal Subspace Methods) existent cependant, telles que MUSIC, Root MUSIC ou CSSM [4]. Elles permettraient d'améliorer les performances de détection automatique de retards temporels entre deux signaux. Ces méthodes ne sont pas implémentées lors de cette étude mais constituent des perspectives d'amélioration de l'outil de localisation.

Etant donné ces contraintes et pour favoriser la validation globale du principe de localisation développé, les retards temporels sont estimés graphiquement par l'opérateur. En pratique, les différences de temps d'arrivée sont déterminées à partir du même principe que celui présenté dans la partie 3.3.1.2. En effet, pour chaque signal mesuré nous prenons un point de repère, le premier extremum par exemple. Nous relevons les temps correspondants à ces repères, ce sont les $\mathrm{T_k}$, avec k étant l'indice du capteur. Ensuite, les TDOAs sont calculées, comme il est indiqué sur l'expression (3.5), en faisant la différence entre les repères temporels de chaque signal. Il est nécessaire néanmoins, de faire apparaître les différentes sources d'erreur dans cette expression car elles induisent une erreur dans le calcul des TDOAs qui va se répercuter sur la précision de localisation. Ceci est fait à travers le terme $\Delta \mathrm{t_{ji}}$, qui inclut une contribution d'erreur $\Delta \mathrm{t_k}$ dans l'estimation de chaque $\mathrm{T_k}$, ainsi qu'un terme qui tient compte de l'erreur de synchronisation $\Delta \mathrm{t_{sync,ji}}$ entre deux voies i et j de l'oscilloscope utilisé pour réaliser la mesure. Ensuite, chaque $\Delta \mathrm{t_k}$ comprend une erreur $\Delta \mathrm{t_{delay,k}}$ qui représente l'erreur de calibration de chaque canal de la chaine de mesure, ce qui est présenté en détail dans le chapitre 5. Finalement, chaque $\Delta \mathrm{t_k}$ comprend aussi une erreur issue de l'estimation, par l'opérateur, des $\mathrm{T_k}$ directement sur le graphique où sont tracés les signaux pulsés, elle est notée $\Delta \mathrm{t_{mark,k}}$.

$$TDOA_{ji} = T_j - T_i \pm \Delta t_{ji} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \Delta t_{ji} = \Delta t_j + \Delta t_i + \Delta t_{sync,ji} \\ \Delta t_i = \Delta t_{delay,i} + \Delta t_{mark,i} \end{cases} \tag{3.5}$$

Avec :

- $TDOA_{ji}$ La différence de temps d'arrivée du signal issu de la source aux antennes i et j.
- T_i Repère temporel du k-ième signal pulsé.
- Δt_{ji} Erreur totale dans l'estimation de $TDOA_{ji}$.
- $\Delta \mathrm{t_k}$ Erreur totale dans l'estimation de T_k.
- $\Delta t_{sync,ji}$ Erreur due à la synchronisation des canaux i et j de l'oscilloscope.
- $\Delta t_{delay,i}$ Erreur calibration de chaque canal de la chaine de mesure.
- $\Delta t_{mark,i}$ Erreur d'estimation graphique des T_i.

Afin d'évaluer la dernière contribution d'erreur $\Delta \mathrm{t_{mark,k}}$, nous distinguons alors deux cas de figure. Le premier cas se produit lorsque les signaux pulsés présentent clairement des extrema que nous pouvons reconnaitre sans ambiguïté. Nous pouvons alors relever la valeur $\mathrm{T_k}$ facilement une tolérance d'erreur $\Delta \mathrm{t_{mark,k}}$, correspondant à un relevé effectué trop rapidement par exemple. Cette situation est illustrée dans la Figure 3.10.

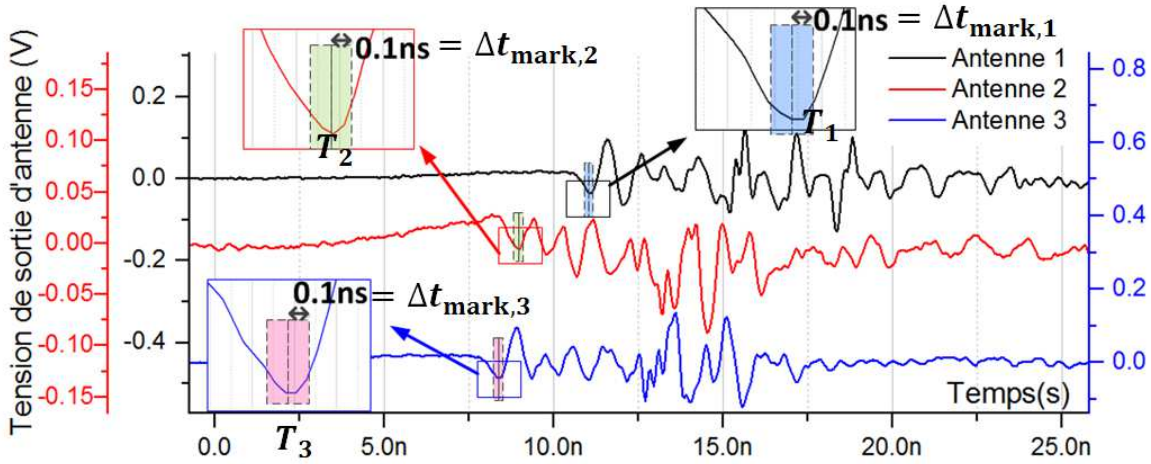


Figure 3.10 - Exemple de détermination de T_k et $\Delta t_{mark,k}$ pour des extrema marqués

Le deuxième cas de figure se produit lorsque, dans les signaux mesurés, il n'est pas évident de prendre un repère temporel. Ce cas s'est produit lors des campagnes de test effectuée sur avion, dont les résultats sont présentés en détail dans le chapitre 5. Sur certaines mesures, comme sur la Figure 3.12, le choix de l'extremum à prendre est ambigu. La tolérance d'erreur $\Delta t_{mark,k}$ définie pour le premier cas de figure ne tient donc pas compte d'un mauvais choix d'extremum. Or, cette erreur est en général suffisamment importante pour aboutir à une localisation erronée, c'est-à-dire que l'ensemble des sources estimées ne contient pas la source réelle. Un exemple de ce cas de figure est donné en annexe 1.

Dans ces conditions, nous avons vu précédemment que, la décharge et l'antenne VHF2 ne sont pas en ligne de vue. Le signal pulsé mesuré à l'antenne VHF2 a donc une allure différente des autres et le choix du repère T_k de l'impulsion est ambigu. Nous avons donc opté pour une méthode de détermination des TDOAs dont l'erreur estimée $\Delta t_{mark,i}$ peut prendre en compte un mauvais choix d'extremum, même si cela augmente la surface des sources estimées, afin d'estimer une zone contenant la source. Cette méthode consiste à prendre comme référence T_k, sur un signal pulsé, l'extremum que l'on considère comme étant le deuxième, puis prendre comme tolérance d'erreur l'intervalle de temps le plus long pour atteindre soit le premier extremum, soit le troisième. Cette méthode est illustrée sur la Figure 3.11, où à partir du deuxième extremum, l'intervalle de temps le plus long pour atteindre l'extremum adjacent conduit au premier minimum. C'est donc cet intervalle qui sera pris pour $\Delta t_{mark,k}$. La Figure 3.12 reprend le cas de cette même décharge et présente en plus les mesures effectuées sur les antennes VHF1 et VHF3 ainsi que leurs déterminations de T_k et $\Delta t_{mark,k}$.

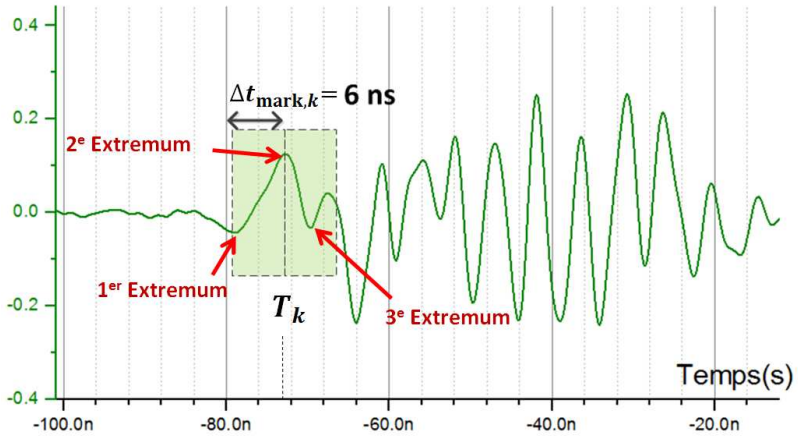


Figure 3.11 - Exemple de détermination de T_k et $\Delta t_{mark,k}$ pour un signal délicat à exploiter (VHF2, source sur voilure)

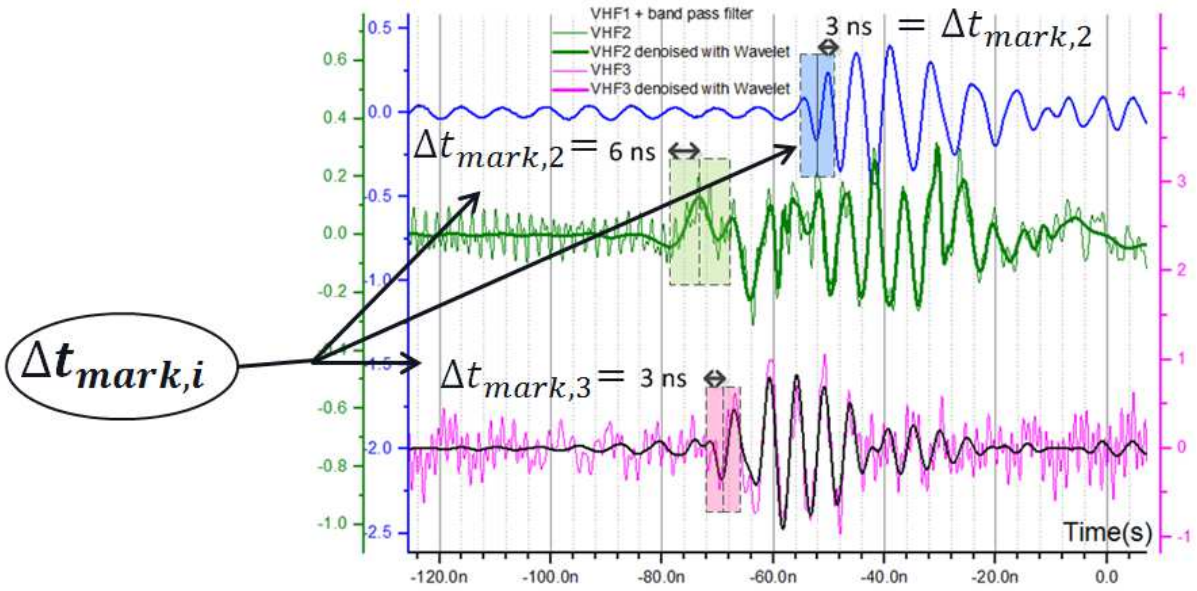


Figure 3.12 - Méthode de détermination des TDOAs pour un signal délicat à exploiter (décharge sur le dessus de la voilure)

L'utilisation de cette méthode, comme nous le verrons dans le chapitre 5, permet d'avoir des résultats de localisation qui contiennent dans tous les cas la source réelle.

3.4.3 Modèle de propagation développé

Dans cette étude on effectue les considérations suivantes sur la propagation des émissions électromagnétiques issues des sources P-Static vers les antennes considérées [8] :

- Si la source et l'antenne sont en ligne de vue (« Line-Of-Sight »), la propagation se fera en ligne droite.
- Si la source et l'antenne ne sont pas en ligne de vue (« Non-Line-Of-Sight »), on assume que la propagation se fait en suivant le chemin le plus court entre la source et l'antenne en suivant la surface externe de l'appareil.
- En première approximation, on considère la vitesse de la lumière comme vitesse de propagation, la longueur du chemin considéré dans ces deux cas entre la source et l'antenne donne donc le temps de propagation.

Comme présenté précédemment, la différence entre les temps de propagation mesurés sur les différentes antennes donne la différence de temps d'arrivée (TDOA), paramètre clé pour la méthode de localisation développée.

Concernant la géométrie utilisée, étant donné la complexité d'une structure avion, une première approche dans la détermination des différences de temps d'arrivée entre les antennes est de considérer une géométrie approximative simple. L'étude a été faite en considérant un Airbus A320. Le fuselage de cet appareil est approché par un cylindre de rayon 2m et de longueur 20m et le cockpit par une demi-sphère de rayon 2m. Ce modèle inclut aussi des voilures infiniment fines et planes ainsi que des stabilisateurs horizontaux et verticaux. Un modèle pour la queue de l'appareil a aussi été développé. La surface totale de ce modèle simplifié peut être obtenue en additionnant les différents éléments. Elle est autour de 715m^2 pour un A320 à l'échelle 1.

Sur la surface de l'avion, trois capteurs sont considérés, les antennes VHF, indiquées par leurs positions (1, 2 et 3) sur un Airbus A320. Ces différents éléments sont illustrés sur la Figure 3.13.

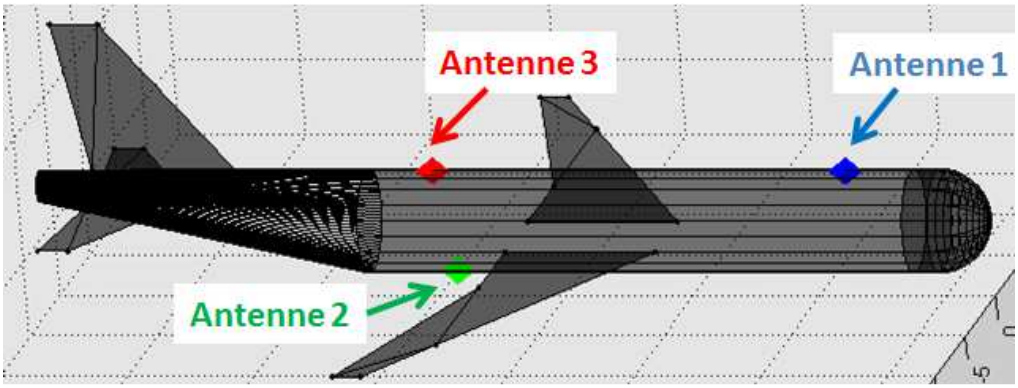


Figure 3.13 - Modèle simplifié d'un avion

La base de données des TDOAs est construite en discrétisant les différentes surfaces. Il en résulte une collection de points, chacun considéré tour à tour comme une source. La source est, pour sa part, simplement caractérisée par sa position, aucune considération de polarisation n'est prise en compte. On considère, par ailleurs, que la fréquence de fonctionnement des antennes VHF (118-138 MHz) est suffisamment haute comme pour que la propagation des signaux suive le chemin le plus court sur la surface de l'avion.

Les parties suivantes détaillent les expressions utilisées pour le calcul du chemin utilisé pour le calcul de la propagation des signaux dus aux émissions électromagnétiques d'une source P-Static.

3.4.3.1 Chemin le plus court sur la surface d'un cylindre

Le chemin le plus court entre deux points sur la surface d'un cylindre est une hélice [8]. Le cylindre représentant le fuselage d'un avion est discrétisé en une collection de points. Chaque point de cette discrétisation est considéré tour à tour comme une source notée M, et le chemin le plus court entre ce point et chacun des capteurs, notés A, est calculé et programmé en utilisant les expressions classées dans le Tableau 3.I. Pour faciliter les calculs, la surface du cylindre peut être déroulée pour devenir un plan où l'hélice devient une simple droite. Le calcul est alors simplifié en utilisant la relation de Pythagore représentée sur la Figure 3.14.

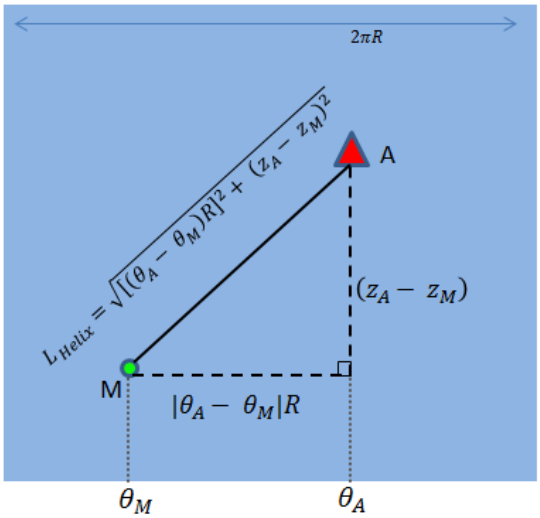


Figure 3.14 - Longueur d'une hélice

Avec :

- θ_A l'angle en coordonnées cylindriques du point A (le capteur/antenne).
- θ_M l'angle en coordonnées cylindriques du point M (la source).
- Les coordonnées du capteur/antenne et de la source sont données par la relation (3.6).

$$A\begin{pmatrix} x_A = R\cos(\theta_A) \\ y_A = R\sin(\theta_A) \\ z_A \end{pmatrix} \qquad M\begin{pmatrix} x_M = R\cos(\theta_M) \\ y_M = R\sin(\theta_M) \\ z_M \end{pmatrix} \tag{3.6}$$

Quatre cas ont été considérés de façon à obtenir l'hélice la plus courte reliant deux points donnés sur la surface d'un cylindre, ces cas sont présentés dans le Tableau 3.I avec :

- b le pas de l'hélice. Il représente la longueur de translation pour une rotation d'angle d'1 rad.
- $\varepsilon = +1\, ou - 1$ un paramètre qui force la rotation de l'hélice vers la droite (+1) ou vers la gauche (-1).
- u est une variable spatiale permettant de définir les équations paramétriques de l'hélice.
- L_{Helix} la longueur de l'hélice en fonction du cas de figure.

Tableau 3.I – Calcul de la longueur d'une hélice cas par cas.

$\theta_A > \theta_M$	$\theta_A - \theta_M < \pi$	$\varepsilon = +1$ $u = [0\,;\, \theta_A - \theta_M]$ $b = \dfrac{z_A - z_M}{\theta_A - \theta_M}$ $L_{Helix} = \sqrt{[(\theta_A - \theta_M)R]^2 + (z_A - z_M)^2}$
	$\theta_A - \theta_M > \pi$	$\varepsilon = -1$ $u = [0\,;\, 2\pi - (\theta_A - \theta_M)]$ $b = \dfrac{z_A - z_M}{2\pi - (\theta_A - \theta_M)}$ $L_{Helix} = \sqrt{[(2\pi - (\theta_A - \theta_M))R]^2 + (z_A - z_M)^2}$
$\theta_A < \theta_M$	$\lvert\theta_A - \theta_M\rvert < \pi$	$\varepsilon = -1$ $u = [0\,;\, \lvert\theta_A - \theta_M\rvert]$ $b = \dfrac{z_A - z_M}{\lvert\theta_A - \theta_M\rvert}$ $L_{Helix} = \sqrt{[\lvert\theta_A - \theta_M\rvert R]^2 + (z_A - z_M)^2}$
	$\lvert\theta_A - \theta_M\rvert > \pi$	$\varepsilon = +1$ $u = [0\,;\, 2\pi - \lvert\theta_A - \theta_M\rvert]$ $b = \dfrac{z_A - z_M}{2\pi - \lvert\theta_A - \theta_M\rvert}$ $L_{Helix} = \sqrt{[(2\pi - \lvert\theta_A - \theta_M\rvert)R]^2 + (z_A - z_M)^2}$

La longueur de l'hélice L_{Helix} est donnée par les expressions du Tableau 3.I en fonction du cas de figure et donc le temps de propagation est donné par la relation (3.7).

$$T_k = \frac{L_{Helix}}{c} \tag{3.7}$$

Avec :

- T_k le temps de propagation des signaux émis depuis la source jusqu'à la k-ième antenne.
- L_{Helix} la longueur de la plus petite hélice reliant la source et l'antenne.
- c la vitesse de la lumière dans le vide.

Les équations paramétriques (3.8) de la plus courte hélice reliant deux points sur un cylindre ont aussi été programmées afin d'effectuer des tests préliminaires [25].

$$H(u) = \begin{cases} x(u) = Rcos(u + \varepsilon\theta_M) \\ y(u) = \varepsilon Rsin(u + \varepsilon\theta_M) \\ z(u) = z_M + bu \end{cases} \tag{3.8}$$

3.4.3.2 Chemin le plus court sur une sphère

La même étude a été réalisée concernant le modèle du cockpit, qui a été approché par une demi-sphère de rayon R. En effet, le chemin le plus court sur la surface d'une sphère est un arc de cercle dont le centre est le centre de la sphère. En coordonnées cartésiennes, des points A et M sur la surface d'une sphère sont définis comme sur la Figure 3.15. L'origine du repère est le centre de la sphère noté O.

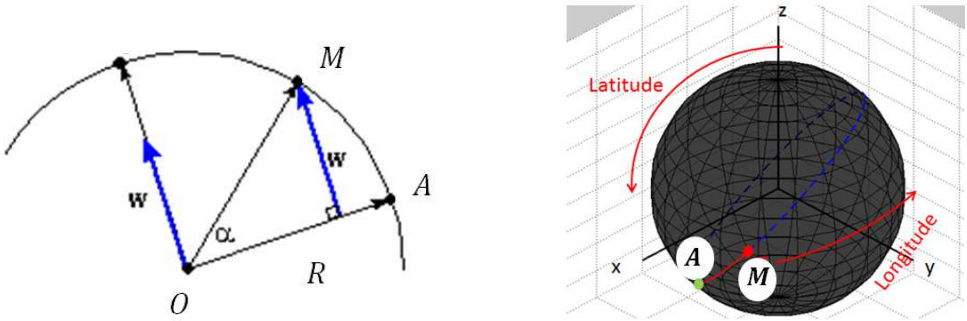


Figure 3.15 - Conventions géométriques pour les calculs de chemin le plus court sur une sphère

Soit α l'angle entre les vecteurs position $\overrightarrow{OA}$ et $\overrightarrow{OM}$. Cet angle peut être déterminé en utilisant la définition du produit scalaire. La longueur du chemin le plus court entre les points A et M est donc la longueur de l'arc de cercle. Les expressions sont présentées dans (3.9).

$$\alpha = Arccos\left(\frac{\overrightarrow{OA}\cdot\overrightarrow{OM}}{R^2}\right) \qquad \text{Longueur de l'arc de cercle : } \widehat{AM} = R\alpha \tag{3.9}$$

Avec :

- $\overrightarrow{OA}\begin{pmatrix} x_A = Rcos(lon_A)cos(lat_A) \\ y_A = Rsin(lon_A)cos(lat_A) \\ z_A = Rsin(lat_A) \end{pmatrix}$ et $\overrightarrow{OM}\begin{pmatrix} x_M = Rcos(lon_M)cos(lat_M) \\ y_M = Rsin(lon_M)cos(lat_M) \\ z_M = Rsin(lat_M) \end{pmatrix}$

3.4.3.3 Chemin le plus court sur un modèle simplifié de fuselage

On construit ensuite un modèle simplifié de fuselage comme indiqué sur la Figure 3.16. De plus, étant donné que les chemins les plus courts entre deux points sur un cylindre et une sphère sont respectivement une hélice et un arc de cercle, pour une combinaison des deux géométries, le chemin le plus court est la combinaison d'un arc et d'une hélice. Ceci est illustré sur la Figure 3.16 par des traits en pointillées verts.

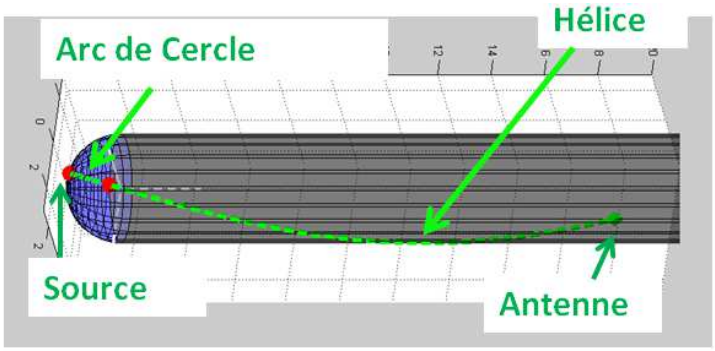


Figure 3.16 - Chemin le plus court entre une antenne et une source sur une surface combinant une demi-sphère et un cylindre

Le point d'intersection entre le cylindre et la sphère est calculé en minimisant la somme des longueurs de tous les chemins combinant une hélice et un arc de cercle.

3.4.3.4 Chemin le plus court en conditions de ligne de vue

Si la source et l'antenne sont en ligne de vue directe, la propagation se fait en ligne droite. La longueur du chemin de propagation est calculée en soustrayant les coordonnées de la source et des antennes et en calculant la norme du vecteur résultant.

3.4.3.5 Chemin le plus court voilure/fuselage

L'étape suivante a été de construire un modèle géométrique simple d'une voilure, ceci est illustré sur la Figure 3.17. Cette structure est simplifiée, dans la mesure où elle est parfaitement plane et c'est une surface infiniment fine. Le modèle géométrique est composé de trois triangles agencés de manière à approcher la surface de la voilure d'un Airbus A320. Cette surface résultante est discrétisée grâce à la fonction « initmesh » de MATLAB, qui utilise un algorithme de triangulation de Delaunay. Cet algorithme permet de décomposer un polygone quelconque en un ensemble de triangles [26]. Les sommets des triangles sont utilisés pour discrétiser la surface du polygone.

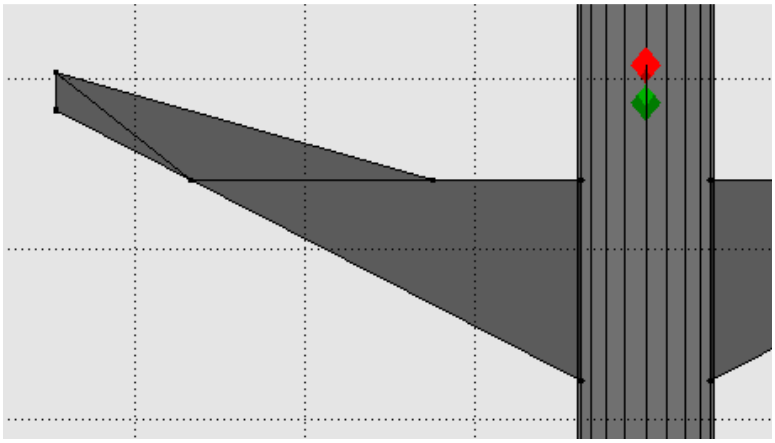


Figure 3.17 - Modèle simplifié d'une voilure et de la jonction avec le fuselage

Si on considère une source située sur le dessus de la voilure, cette source est considérée comme étant en ligne de vue directe avec les antennes 1 et 3 comme indiqué sur la Figure 3.13. Ainsi le plus court chemin est la ligne droite. Par contre, l'antenne 2 n'est pas en ligne de vue directe avec la source puisque la voilure l'occulte. Dans ce cas, un chemin conduit est considéré entre la source et l'antenne 2, qui correspond au chemin le plus court sur la surface de la voilure puis sur le fuselage reliant la source à l'antenne 2.

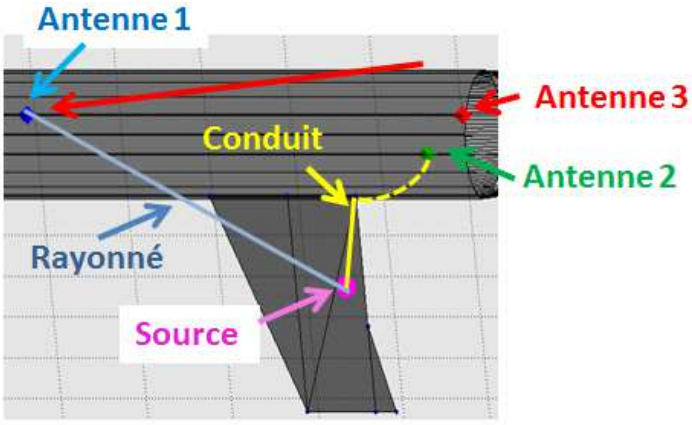


Figure 3.18 - Modèle de propagation voilure/fuselage

L'approximation effectuée dans une première approche est que tout chemin de propagation passe par le point de jonction voilure/fuselage, arrière comme illustré dans la Figure 3.18, pour atteindre l'antenne 2. Si nous avions eu une antenne à l'avant sous l'avion, nous aurions pris le chemin le plus court passant par le point avant de raccordement voilure/fuselage. Concernant une source qui serait placée sous la voilure, le même principe peut être utilisé, le point de jonction voilure-fuselage sera alors différent en fonction de la localisation de l'antenne par rapport à la source.

Globalement, le modèle simplifié de structure avion et un Airbus A320 sont superposés sur la Figure 3.19. L'avion réel est en couleur et le modèle 3D développé est à l'arrière grisé. On voit que les plus mauvaises approximations géométriques se trouvent essentiellement au niveau du cockpit de l'avion, qui est en réalité nettement plus fin qu'une demi-sphère, et de la pointe arrière de l'avion (APU « Auxiliary Power Unit ») qui n'est pas parfaitement droite comme le modèle. Ces écarts géométriques se traduisent par une source d'erreur supplémentaire qui s'ajoute à l'expression (3.5). Ceci est abordé dans le chapitre 5 pour le cas d'une source placée sur le radôme.

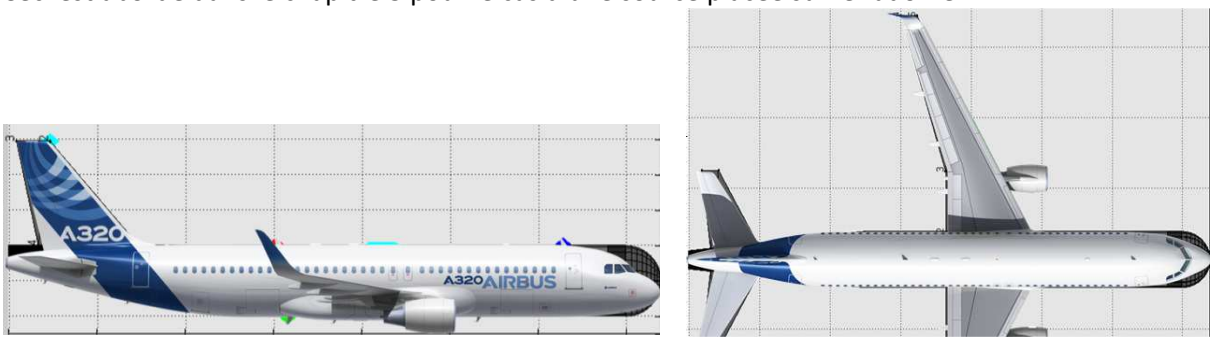


Figure 3.19 - Comparaison entre le modèle géométrique simplifié et l'Airbus A320

Par ailleurs aucun modèle de propagation n'a été développé pour le cône arrière ou les stabilisateurs arrière. En effet, le cône arrière est une structure géométrique complexe et donc la détermination des équations paramétriques formant des hélices est plus délicate. Néanmoins une structure 3D discrétisée a été programmée et peut servir de base pour une future implémentation de modèle de propagation. Cette structure est illustrée sur la Figure 3.20. L'implémentation d'un algorithme de recherche de plus courts trajets sur une surface quelconque (tels que l'algorithme de Dijkstra [27])

est une perspective d'amélioration qui permettrait de traiter l'arrière de l'appareil, ainsi que des maillages d'avion plus fidèles à la réalité.

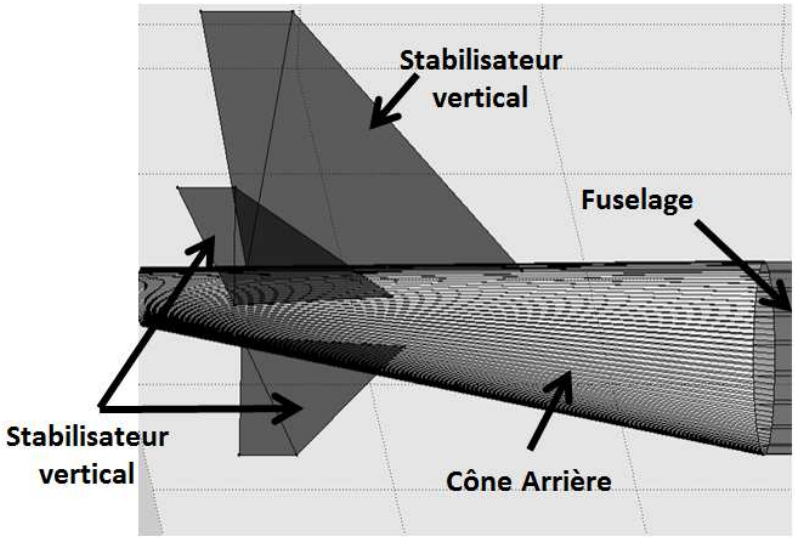


Figure 3.20 - Modèles géométriques simplifiés du cône arrière et des stabilisateurs arrière d'un Airbus A320

3.5 Conclusion Chapitre 3

Ce chapitre a présenté l'étude réalisée sur les méthodes de localisation de source. Plus spécifiquement concernant des arcs sur avion, nous avons vu que la NLOS entre antennes et sources potentielles n'est pas compatible avec des méthodes de multilatération habituelles. Nous avons donc développé une méthode de localisation basée sur un modèle de propagation des émissions de l'arc, qui tient compte la structure de l'avion. Le modèle de propagation étant basé sur une structure géométrique simple, l'établissement des bases de données ne requiert pas une grande puissance de calcul. Il prend moins d'une minute sur un PC de bureau pour plusieurs dizaines de milliers de points. La consultation de la base de données se fait en moins d'une seconde. Le chapitre 5 présente les mesures de validation qui ont été effectuées au laboratoire et sur avion.

Références Chapitre 3

[1] X. Li, Z. D. Deng, L. T. Rauchenstein et T. J. Carlson, *"Contributed Review: Source-localization algorithms and applications using time of arrival and time difference of arrival measurements",* AIP Publishing, Review of Scientific Instruments, Volume 87, Issue 4, p.041502-1 to 041502-12, April 2016.

[2] V. Madisetti, *"Wireless, Networking, Radar, Sensor Array Processing, and Nonlinear Signal Processing",* CRC Press, 874 pages, ISBN 9781420046045, 20 Nov 2009.

[3] R. Zekavat et R. M. Buehrer, *"Handbook of Position Location. Theory, Practice and Advances",* IEEE Series on Digital & Mobile Communication, ID: 2175297, John Wiley and Sons Ltd, November 2011.

[4] Y. Tian et M. Kawada, *"Estimation of DOAs of EM Waves Emitted from Multiple Partial Discharge Sources in Free Space by Using Wideband Signal Subspace Methods",* Journal of International Council on Electrical Engineering Vol. 1, No. 4, p.384~389, 08-2011.

[5] A. Tungkanawanich, Z.-I. Kawasaki et K. Matsuura, *"Location of Multiple PD Sources on*

Distribution Lines by Measuring Emitted Pulse-Train Electromagnetic Waves", T.IEE Japan, Vol.120-B, No.11, p1431-1436, 02-2000.

[6] Commission Electrotechnique Internationale, *Norme Internationale CEI 60270:2000(F),* 2000.

[7] I. Ali Soomro et M. Nor Ramdon, *"Study on different techniques of partial discharge (PD) detection in power transformers winding: Simulation between paper and EPOXY resin using UHF method",* International Journal of Conceptions on Electrical and Electronics Engineering, Vol. 2, Issue. 1, ISSN: 2345 - 9603, April 2014.

[8] I. Garcia-Hallo, D. Lemaire, N. Raveu et G. Peres, *"Method for p-static source location on aircraft using time domain measurements",* Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 62, p.89-98, 2016.

[9] R. Bucher et D. Misra, *"A Synthesizable Low Power VHDL Model of the Exact Solution of Three Dimensional Hyperbolic Positioning System",* MSM 2000, Technical Proceedings of the 2000 International Conference on Modeling and Simulation of Microsystems, p.225-228, 2000.

[10] R. Mardiana, Z.-I. Kawasaki et T. Morimoto, *"Three-dimensional lightning observations of cloud-to-ground flashes using broadband interferometers",* Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics 64, p.91–103, 01-2002.

[11] W. Rison, M. Stock, P. Krehbiel, M. Stanley, H. Edens et R. Thomas, *"Observations of Lightning Using a Broadband Interferometer",* International Conference on Lightning and Static Electricity ICOLSE 2015, Toulouse-France,p. 49, 09-2015.

[12] M. Kawada, *"Fundamental Study on Location of a Partial Discharge Source with a VHF-UHF Radio Interferometer System",* Electrical Engineering in Japan, Vol. 144, Issue 1, p. 32-41, 07-2003.

[13] Yihong Qi, *"Wireless Geolocation in a non-line-of-sight Environment",* PhD Dissertation, Department of Electrical Engineering, Princeton University, Nov 2003.

[14] S. Cheinet, L. Ehrhardt et T. Broglin, *"Time-domain modeling for impulse source localization in urban environments",* EuroNoise 2015, Maastricht-Netherlands, 31 May-3 June 2015.

[15] I. Portugués, P. J. Moore et I. A. Glover, *"The effect of multipath in time domain characterization of partial discharges",* Proceedings of the 7th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Marerials, Nagoya-Japan, p. 311-314, June 1-5 2003.

[16] C. Zhou et R. C. Qiu, *"Pulse Distortion Caused by Cylinder Diffraction and Its Impact on UWB Communications",* IEEE Transactions On Vehicular Technology, Vol. 56, N°4, p.2385-2391, July 2007.

[17] Zhung-Han Wu, Yi Han, Yan Chen et K. J. R. Liu, *"A Time-Reversal Paradigm for Indoor Positioning System",* IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 64, N°.4, p.1331-1339, April 2015.

[18] M. Triki et D. T. Slock, *"Mobile Localization for NLOS Propagation",* 2007 IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Athens-Greece, 3-7 Sept 2007.

[19] Y. Zhang, D. Upton, A. Jaber, H. Ahmed, U. Khan, B. Saeed, P. Mather, P. Lazaridis, R. Atkinson, M. F. Q. Vieira et I. A. Glover, *"Multiple source localization for partial discharge monitoring in electrical substation",* Antennas & Propagation Conference (LAPC), 2015 Loughborough, p.1-4, 2-3 Nov. 2015.

[20] J. Schmitz, F. Schroder et R. Mathar, *"TDOA Fingerprinting for Localization in Non-Line-of-Sight and Multipath Environments",* 2015 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Hobart-Australia, p.374-377, Nov 2015.

[21] R. S. Joshi et S. B. Gupta, *"Arc Location Predictor on a 2D Composite Surface in Vacuum",* IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Volume:23, Issue 1, p.8-13, Fev 2016.

[22] C. H. Knapp et G. C. Carter, *"The Generalized Correlation Method for Estimation of Time Delay",*

IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Volume 24, Issue 4, p.320-327, Aug 1976.

[23] G. Lugrin, N. Mora Parra, F. Rachidi, M. Rubinstein et G. Diendorfer, " *On the Location of Lightning Discharges Using Time Reversal of Electromagnetic Fields",* IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol.56, N°.1,p.149 - 158, Feb 2014.

[24] F. Foroozan et A. Asif, *"Time Reversal Based Active Array Source Localization",* IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 59, N°. 6, p. 2655 - 2668, June 2011.

[25] J. Stuart, *"Calculus: Concepts and Contexts",* 2005 Brooks/Cole, Cengage Learning, ISBN-13:978-0-495-55742-5, 1152 pages, Mars 2009.

[26] J. De Loera, J. Rambau et F. Santos, *"Triangulations: Structures for Algorithms and Applications",* Springer Science & Business Media, ISBN 978-3-642-12970-4, aug 2010.

[27] A. Felner, *"Position paper: Dijkstra's algorithm versus uniform cost search or a case against Dijkstra's algorithm",* Proceedings of the 4th Annual Symposium on Combinatorial Search, SoCS 2011, Barcelona- Spain, p.47-51, July 2011.

CHAPITRE 4 - Mesure des Emissions Electromagnétiques des Sources de P-Static

4.1 Introduction ---------- 67

4.2 Dimensionnement de l'Instrumentation ---------- 67

4.2.1 Concept d'Instrumentation ---------- 67

4.2.2 Système d'Acquisition ---------- 68

4.2.3 Antennes et Coupleurs ---------- 71

4.2.4 Chaine d'Amplification ---------- 73

4.3 Spécifications ---------- 81

4.3.1 Instrumentation de Mesure au Sol ---------- 81

4.3.2 Instrumentation de Mesure en Vol ---------- 83

4.4 Conclusion Chapitre 4 ---------- 86

Références Chapitre 4 ---------- 86

4.1 Introduction

Nous avons présenté dans le chapitre 2 une étude sur les capteurs, qui a abouti à l'utilisation des antennes VHF, existantes sur avion, pour effectuer la mesure de sources P-static. Dans le chapitre 3, la méthode de localisation de sources a été présentée, ainsi que la méthode utilisée pour l'extraction des TDOAs. Dans ce chapitre, le dimensionnement d'une instrumentation capable de mesurer les émissions électromagnétiques des arcs sera présenté, ainsi que les différentes configurations utilisées en fonction des cas de figure étudiés. Les détails sur les tests effectués, ainsi que les résultats d'essais au sol sont présentés dans le chapitre 5.

4.2 Dimensionnement de l'Instrumentation

4.2.1 Concept d'Instrumentation

Nous avons vu dans les deux premiers chapitres que lorsque des arcs se produisent sur la surface externe d'un avion en vol, les radios VHF (118-137MHz) sont souvent perturbées. Nous avons vu que les arcs électriques émettent des signaux large bande pouvant s'étendre jusqu'au GHz [1], ce qui est illustré sur la Figure 4.1.

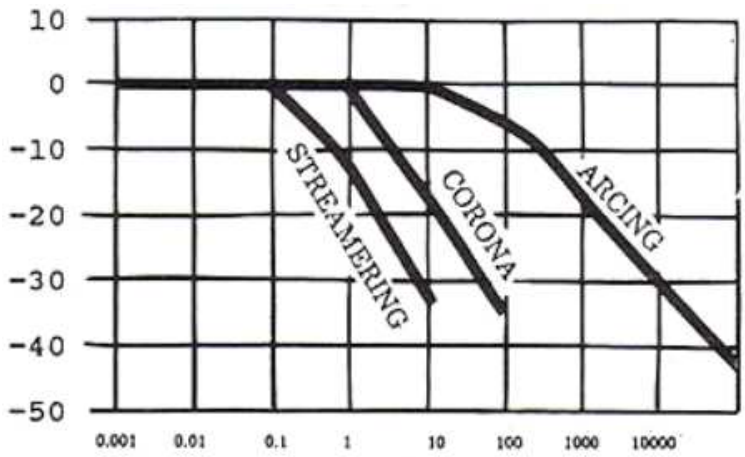


Figure 4.1 - Niveau relatif d'interférence (qualitatif) en fonction de la fréquence pour trois types de décharges électrostatiques responsables du P-Static [2]

L'analyse réalisée sur les capteurs au chapitre 2 a montré que les antennes VHF sont des capteurs sensibles pour la mesure des arcs. Etant donné les fortes contraintes liées à l'installation de capteurs sur la surface d'un avion, nous avons donc choisi d'utiliser ces antennes pour faire nos mesures. Cependant, si nous souhaitons mesurer le signal issu d'une des antennes en vol, il faut en même temps ne pas perturber le bon fonctionnement du système radio correspondant.

Pour chacune des trois antennes VHF présentes sur un Airbus A320, le système de mesure que nous avons développé est donc composé d'un coupleur permettant de prélever une petite partie du signal issu de l'antenne (pertes d'insertion de 0.7dB, voir partie 4.2.3), qui est ensuite relié à une chaine d'amplification comme indiqué dans le chapitre 2. Nous verrons que les niveaux des signaux issus des arcs ne sont pas connus en vol. Nous allons donc dimensionner une instrumentation avec une plage dynamique très large. La puissance minimale issue des arcs, que nous devons mesurer, sera donc fixée par la connaissance de la sensibilité des radios VHF, seule évaluation possible pour l'instant. Ce n'est en effet pas utile de chercher à mesurer plus bas puisque si des arcs provoquent des signaux plus faibles que la sensibilité des radios VHF, elles ne seront pas perturbées. Par ailleurs, la puissance maximale issue des arcs, que nous pouvons mesurer, sera fixée par la limite de notre système

d'acquisition, l'oscilloscope. La plage de puissances que nous devons pouvoir mesurer est donc très large et est étudiée dans la section 4.2.4.

Ainsi, chaque coupleur sera relié à une chaine d'amplification, comme illustré sur la Figure 4.2. Les chaines d'amplification seront ensuite reliées à un oscilloscope qui permettra d'effectuer des acquisitions temporelles synchronisées sur les différentes voies.

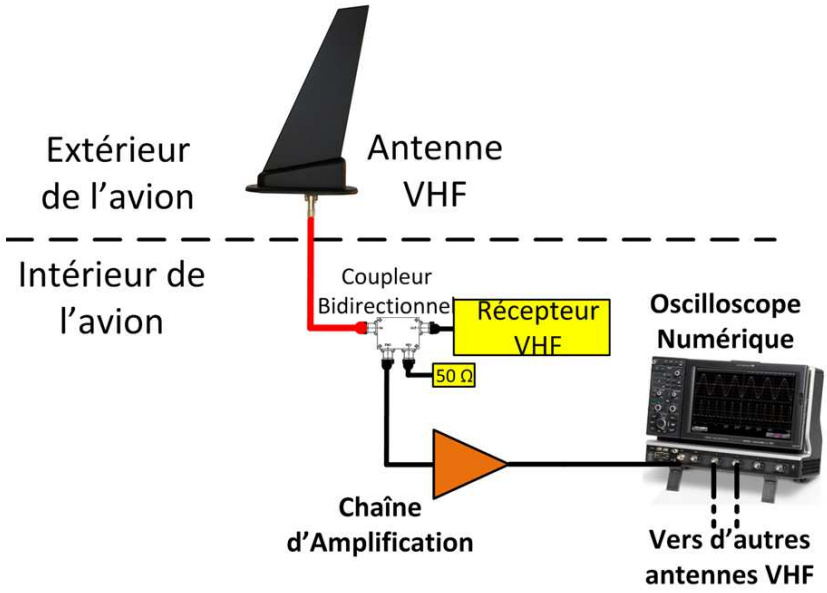


Figure 4.2 - Concept d'instrumentation de mesure d'émissions de sources P-Static

Le concept général présenté sur la Figure 4.2 est destiné à la mesure de signaux en vol. Au sol, cependant, nous sommes en mesure de connecter l'antenne directement à la chaine d'amplification, sans utiliser de coupleur. Tous les essais effectués dans cette thèse ont été donc été faits dans cette configuration présentée en détail dans la section 4.3.1. L'instrumentation dimensionnée pour la mesure en vol, c'est-à-dire comprenant le coupleur, est présentée dans la section 4.3.2.

4.2.2 Système d'Acquisition

Le système d'acquisition des signaux issus des arcs est un oscilloscope. Nous allons présenter sa configuration, comment nous déclenchons la mesure avec cet appareil ainsi que les problèmes que nous avons rencontrés lors d'essais au sol et les solutions employées.

4.2.2.1 Oscilloscope

La méthode de localisation retenue est basée sur les TDOAs entre signaux issus d'arcs électriques. Nous cherchons donc à mesurer des formes d'onde ayant les caractéristiques présentées dans le chapitre 1, à savoir un temps de montée de quelques nanosecondes, une durée de quelques centaines de nanosecondes et avec un taux de répétition supérieur à 1µs. En vol, la pression reste proche de la pression atmosphérique, donc les conditions de formation d'un arc sont semblables [1]. Nous supposons donc que les émissions électromagnétiques d'un arc en vol sont aussi semblables à celles au sol. Dans tous les cas, étant donné que ces décharges peuvent être sources d'interférences en vol, nous avons la certitude de pouvoir mesurer des signaux à condition qu'une dynamique proche de celle du récepteur VHF soit disponible.

Nous utilisons un oscilloscope Lecroy Waverunner WR640ZI pour effectuer la mesure. Au laboratoire, la seule utilisation de cet oscilloscope a permis une mesure satisfaisante de signaux issus d'arcs dont le niveau était suffisamment élevé (sans utilisation de coupleur ni amplificateur). Si ce cas se présente sur avion, comme on le verra dans la partie 4.2.4.4, il sera intéressant de pouvoir utiliser sa large bande passante de mesure (1GHz) et sa fréquence d'échantillonnage fixée à 10Gech/sec, suffisante pour mesurer des signaux dont le temps de montée est de quelques nanosecondes. En effet, pour un oscilloscope de bande passante 1GHz, nous pouvons mesurer des signaux de temps de montée de 5ns avec une erreur inférieure à 1% et jusqu'à 2ns avec une erreur inférieure à 2% [3]. En utilisant ces réglages, la sensibilité de l'oscilloscope est de -15dBm et la puissance maximale qu'il peut mesurer est de +15dBm.

Un échantillonnage conséquent présente, cependant, une contrainte de volume de données, une seule acquisition d'une durée d'une seconde pouvant produire plusieurs giga-octets de données pour une seule voie de mesure. De ce fait, il est inenvisageable d'effectuer une acquisition continue sur toute la durée d'un vol. Un système de déclenchement d'acquisitions courtes est donc nécessaire pour obtenir un volume de données raisonnable et exploitable.

Plusieurs facteurs permettent de fixer la durée d'acquisition dans notre cas. Premièrement, d'après la littérature (voire chapitre 1), les mécanismes physiques conduisant à une décharge arc se produisent sur une durée inférieure à 1µs. Une fois que la décharge se produit, elle s'éteint puis se réamorce. Ainsi, deux décharges successives ne peuvent pas avoir lieu en un temps plus court qu'1µs. Le taux de répétition des décharges ne peut donc être inférieur à cette valeur. Ensuite, nous avons observé au laboratoire qu'un arc résulte en un signal pulsé mesuré au pied d'une antenne VHF dont la durée est en général de quelques centaines de nanosecondes. Nous partirons de l'hypothèse que c'est aussi le cas en vol. Finalement, nous cherchons à mesurer des retards temporels sur un avion dont la dimension la plus grande est d'environ 40m. Afin de trouver une valeur qui majore le plus long des trajets que peut parcourir l'émission électromagnétique d'un arc, nous allons considérer un cylindre de longueur 40m et de rayon 2m comme le fuselage d'un A320. En utilisant les relations présentées dans le chapitre 3 nous pouvons calculer la longueur de l'hélice la plus grande que peut parcourir une émission. Cette hélice aurait une longueur de 40.5m soit l'équivalent d'un temps de propagation de 135ns à la vitesse de la lumière. Cette valeur majore l'ensemble des retards temporels qu'on pourrait obtenir dans une fenêtre de mesure à l'oscilloscope. Ainsi, dans une durée d'acquisition d'1µs nous pouvons avoir le signal que d'un seul arc.

Avec un échantillonnage de 10Géch/s (résultant en 20 000 échantillons pour une mesure et généralement des fichiers de 200Ko) il est donc possible d'effectuer un grand nombre de mesures et de manipuler les fichiers facilement.

4.2.2.2 Déclenchement de la Mesure et Signaux Interférents

Le déclenchement de la mesure est un aspect primordial dans la localisation de sources P-Static. Nous proposons dans cette thèse l'utilisation d'un trigger sur niveau d'amplitude sur une des voies de mesure, nous allons en pratique fixer le déclenchement sur la VHF1. L'oscilloscope va donc mesurer en permanence des signaux provenant des antennes, et dès qu'un signal reçu sur la voie dédiée à la VHF1 aura une amplitude supérieure au niveau de déclenchement spécifié, la mesure synchronisée sur toutes les voies sera enregistrée sur un disque dur.

Par ailleurs, nous cherchons à mesurer des signaux issus d'arcs sur la surface de l'avion, mais tous les autres signaux sont des sources de bruit et peuvent gêner la mesure lorsque ces sources sont suffisamment énergétiques. Nous pouvons distinguer deux cas de figure : des communications VHF entrantes dont le niveau est supérieur aux émissions de sources de P-Static et des signaux

interférents de fort niveau, issus des émissions du pilote, de la foudre (sur l'avion ou entre nuages) ou de radars.

Etudions le premier cas de figure. Lorsque des communications entrantes ont un niveau supérieur au P-Static, l'oscilloscope va déclencher l'enregistrement sur des communications comme sur du P-Static, rendant parfois très difficile l'acquisition des signaux pulsés que nous cherchons pour la détermination des TDOAs si beaucoup de communications ont lieu. Ce cas de figure est arrivé lors d'essais sur avion au sol effectués dans le cadre de cette thèse. Pour pallier à ce problème, nous avons positionné un filtre passe-bande disponible au laboratoire, en entrée de la chaîne d'amplification sur la voie de déclenchement. La bande passante de ce filtre est spécifiée à [fc1,fc2] avec fc1=125MHz et fc2=250MHz. Selon les spécifications présentées en annexe 3, les fréquences de coupure à -6dB sont 110MHz et 250MHz. Une réjection de 40dB est atteinte au-delà de la bande 100MHz-340MHz. L'instrumentation de mesure utilisée lors de cette campagne de mesure est présentée dans la section 4.3.1.

Pour illustrer ceci, la Figure 4.3 présente une mesure en chambre anéchoïque du coefficient de réflexion S11 d'une antenne VHF placée sur un plan de masse carré de 1.5m de côté.

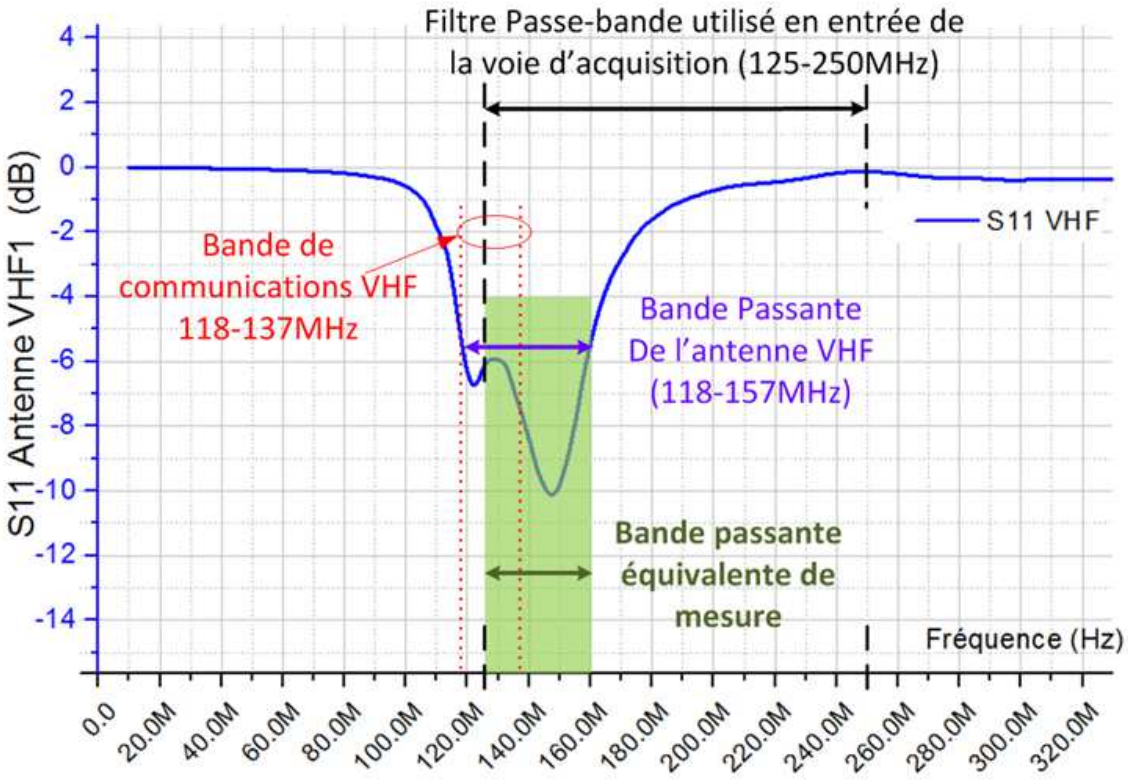


Figure 4.3 - S11 Antenne VHF et largeur de bande de mesure

Sur cette figure la bande de communications VHF (118-138MHz) est représentée à l'aide de traits verticaux rouges pointillés. Il est clair d'après cette mesure de S11 (en bleu), que la bande passante de l'antenne, spécifiée par le constructeur à 118-157MHz, est plus large que la bande de communications VHF, il y a donc une bande (138~157MHz) où peu d'émissions concernant les avions ont lieu (principalement VHF fixes ou mobiles au sol, radioamateur) [4]. L'abondance de communications dans la bande VHF nous a poussés à éliminer les communications dont la fréquence est inférieure à 125MHz à l'aide du filtre passe bande. Ce faisant nous éliminons aussi une partie du

signal issu des arcs, mais cela suffit pour obtenir des signaux pulsés exploitables tout en éliminant suffisamment de communications ambiantes pour réussir à déclencher la mesure.

De plus, la fréquence de coupure haute du filtre utilisé (250MHz) est au-dessus de la bande passante de l'antenne VHF (118-157MHz). En utilisant ce filtre, nous pouvons donc toujours exploiter toute la bande complémentaire de l'antenne VHF (125-157MHz). Une fois le filtre connecté, la bande passante totale (que nous appellerons bande passante de mesure) est l'intersection entre la bande passante du filtre passe-bande (125-250MHz) et celle de l'antenne VHF. Pour la suite nous allons arrondir cette bande passante de mesure à 125-160MHz.

En ce qui concerne le deuxième cas de figure, si des signaux trop puissants arrivent en entrée de la chaine d'amplification, ils vont la saturer. Le signal issu de sources P-static sera alors noyé par le signal interférent, mais ce dernier peut également endommager la chaîne d'amplification si des précautions ne sont pas prises. Le signal le plus fort que peut voir l'entrée de l'instrumentation est une communication du pilote. Nous verrons dans la section 4.2.3, que le niveau qui se trouve en entrée d'amplificateur est de +7dBm dans ces conditions. Nous avons donc choisi des amplificateurs dont la puissance maximale d'entrée est supérieure à cette valeur. Ainsi, lorsque les signaux interférents sont trop puissants, l'oscilloscope va déclencher l'acquisition et la mesure ne sera pas exploitable, mais la chaine d'amplification ne subira pas de dégâts. Nous considérons que les signaux de fort niveau sont beaucoup moins fréquents que les communications entrantes, donc malgré quelques mesures non exploitables, l'instrumentation pourra mesurer les signaux pulsés issus de sources P-Static. En ce qui concerne les signaux mesurés lorsque l'avion est touché par la foudre, il sera nécessaire de prévoir un système de protection adapté, non abordé dans cette thèse.

Finalement, nous avons identifié plusieurs axes d'amélioration de la méthode d'acquisition. La première perspective est d'augmenter les chances de mesurer des sources P-Static en augmentant fortement le nombre de mesures effectuées. Le problème du post-traitement se poserait alors pour identifier les mesures utiles parmi beaucoup de données. Il serait nécessaire de développer une méthode d'estimation de retards temporels automatisée, ce qui rejoint les perspectives présentées dans le chapitre 3. Une deuxième piste serait, par ailleurs, d'utiliser des techniques de déclenchement de mesure avancées, comme dans le système présenté dans [5], où le système de déclenchement peut être paramétré pour identifier une forme d'onde donnée.

4.2.3 Antennes et Coupleurs

Les signaux pulsés générés par les arc électriques sont captés par les antennes VHF de l'avion. Ces signaux sont alors prélevés au niveau de chaque radio VHF, tout en assurant le fonctionnement des communications. Un coupleur bidirectionnel est donc inséré en cascade avec chaque antenne, ce qui est illustré sur la Figure 4.4. Sur cette figure les voies du coupleur sont numérotées : n°1 pour la voie d'entrée, n°2 pour la voie directe, n°3 pour la voie couplée et n°4 pour la voie isolée.

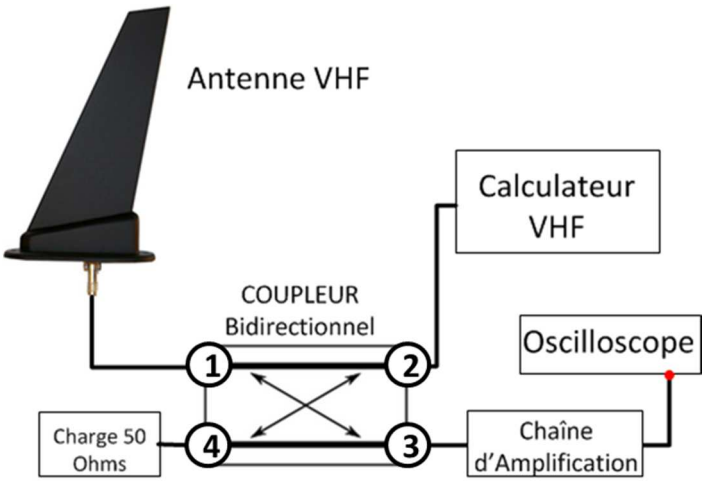


Figure 4.4 - Schéma d'Installation de l'instrumentation sur le système VHF

Ce coupleur permet de récupérer, sur la voie n°3, une petite partie du signal provenant de l'antenne qui est branchée sur la voie n°1. La portion de signal prélevé peut être calculée en utilisant la relation (4.1).

$$\%signal\ prélevé = 100 \times 10^{-Coup/10} \tag{4.1}$$

Avec :

- $Coup$ le facteur de couplage du coupleur choisi (valeur positive en dB).
- $\%signal\ prélevé$ le pourcentage du signal qui est prélevé sur le signal provenant de l'antenne.

Ainsi, en utilisant un coupleur bidirectionnel de 30dB on peut prélever 1‰ du signal issu de l'antenne et 1% pour un coupleur 20dB.
Par ailleurs, lorsque l'instrumentation est installée sur avion, il faut tenir compte des deux scénarios présentés sur la Figure 4.5.

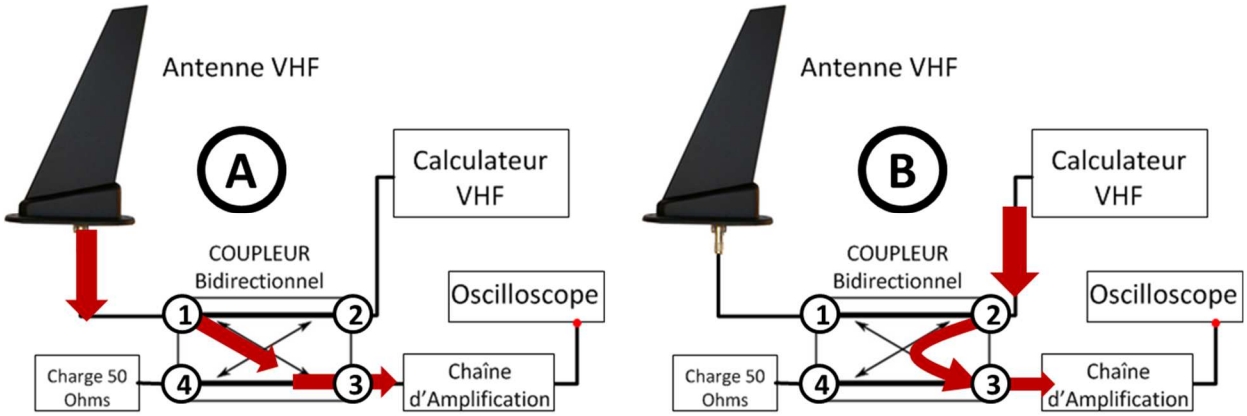


Figure 4.5 - Scénarios pour le signal d'entrée de l'instrumentation. A-Signal provenant de l'antenne B-Signal provenant de l'émetteur VHF de l'avion

Le scénario A correspond à un signal provenant de l'antenne VHF. C'est par ce chemin que les communications, ainsi que les signaux responsables du P-Static et autres sources de bruit sont acheminées vers le récepteur. Le signal issu de l'antenne entre dans le coupleur par la voie n°1, une petite partie du signal (1% pour un coupleur 20dB) est récupéré par la voie couplée n°3 vers

l'instrumentation et le reste est transmis par la voie n°2 vers le récepteur radio. Par ailleurs, lorsque le pilote émet une communication radio, dont la puissance maximale est de +47dBm ou 50W, on se situe dans le scénario B. Le coupleur étant bidirectionnel, le signal émis sera reçu cette fois-ci par la voie n°2 et transmis vers l'antenne à travers la voie n°1, assurant le fonctionnement normal du système VHF. Une petite partie (1% pour un coupleur 20dB) sera cependant transmise sur la voie n°4, qui est la voie couplée pour les signaux entrant par la voie n°2, où elle sera dissipée dans une charge 50 Ohms. Cependant, une portion du signal incident sera transmis sur la voie n°3, qui correspond à la voie isolée si l'entrée est placée sur la voie n°2.

Ainsi, lors de l'émission radio du pilote, de +47dBm (50W), arrivant sur la voie n°2, l'instrumentation verra un signal dont la puissance sera dépendante du facteur d'isolation (somme du facteurs de couplage du coupleur et de sa directivité). Si nous choisissons un facteur de couplage trop bas, une émission issue du pilote peut saturer la chaîne d'amplification voire l'endommager si des précautions ne sont pas mises en place. Nous avons donc choisi, dans le cadre de cette thèse, d'utiliser des coupleurs 20dB et d'isolation 40dB, étant donné qu'une émission du pilote résultera en un signal de +7dBm en entrée de chaîne d'amplification. Nous verrons dans la section 4.2.4 que les amplificateurs sélectionnés sont en mesure de supporter ces niveaux de puissance en entrée sans subir de dégâts. Le modèle de coupleur choisi est un HDL-26-20 de chez MCLI (couplage 20dB, pertes d'insertion 0.7dB, isolation 40dB) ses spécifications techniques sont en annexe 2.

Les émissions provenant du système VHF vont couvrir les signaux issus des sources P-Static et rendre leur mesure impossible, ce qui a été présenté dans la partie 4.2.2.2. Si l'acquisition est déclenchée sur des signaux provenant d'une émission du pilote, cette mesure sera inutilisable et sera donc à écarter. En ce qui concerne l'installation sur avion, dans tous les cas de figure, le fonctionnement des radios VHF n'est pas compromis.

4.2.4 Chaine d'Amplification

Nous avons vu dans le chapitre 2, que les radios VHF sont très sensibles, donc les niveaux des signaux pouvant perturber leur fonctionnement est potentiellement très bas. La chaine d'amplification doit avoir suffisamment de gain pour ramener le niveau de ces signaux à la plage de mesure de l'oscilloscope.

4.2.4.1 Influence de la Bande Passante sur la Mesure de Signaux

En vol, deux types de signaux seront captés par l'antenne : des porteuses et des signaux large bande. La puissance mesurée par l'instrumentation comme par le récepteur VHF, correspond à l'intégrale de la densité spectrale de puissance du signal sur la bande passante de mesure [6]. Cette bande passante est donc un paramètre qui va conditionner le niveau de gain nécessaire pour la chaine d'amplification.

D'une part, les communications sont composées de signaux sinusoïdaux modulés (appelés porteuses), dont le spectre est très étroit. Ainsi, les radios VHF sont décomposées en canaux étroits (de 8.33kHz et de 25kHz), où chaque canal peut mesurer une porteuse. La largeur de ces canaux est plus grande que celle du spectre de la porteuse. En d'autres mots, le canal VHF contient toute l'énergie du signal et la puissance mesurée est indépendante de la bande passante de mesure.

D'autre part, nous avons des signaux tels que le bruit blanc, où les signaux pulsés issus d'arcs électriques. Ces signaux ont un spectre large bande, donc un canal VHF ne contiendra qu'une portion de l'énergie du signal. Leur spectre est plus large que la bande passante des antennes VHF, comme nous avons vu au chapitre 1. Ainsi, la puissance mesurée des signaux issus des arcs est

proportionnelle à la bande passante de mesure. C'est aussi le cas du bruit ambiant ou du bruit thermique, plus la bande passante de mesure sera large, plus les niveaux de puissance de bruit mesurés seront importants.

4.2.4.2 Niveaux de Sensibilité des Récepteurs VHF

Les signaux que nous cherchons à mesurer sont large bande, ce qui implique que la puissance mesurée par l'instrumentation sera proportionnelle à la bande passante de mesure. En vol, nous devrons potentiellement utiliser un filtre passe bande sur la voie de mesure pour faciliter le déclenchement de la mesure. Etant donné les bons résultats obtenus avec le filtre utilisé au sol, nous prévoyons d'utiliser un filtre avec les mêmes caractéristiques en vol. La bande passante de mesure est alors donnée par l'intersection entre la bande passante de l'antenne VHF et celle du filtre passe bande, ce qui a été présenté dans la section 4.2.2.2. La bande passante de mesure considérée est donc 125-160MHz soit une largeur de 35MHz. Ce paramètre va nous permettre de fixer une valeur de gain pour l'instrumentation. Dans le cas où même en utilisant ce filtre passe bande nous n'arrivions pas à déclencher la mesure, d'autres valeurs de filtres devront être utilisées, et la largeur de bande de mesure résultante sera forcément inférieure à la bande passante de l'antenne (118~160MHz soit autour de 42MHz) puisque celle-ci est placée en premier dans la chaine.

Par ailleurs, l'instrumentation doit être suffisamment sensible pour pouvoir mesurer des signaux capables de perturber les radios VHF. Or les signaux issus des arcs ont une bande de fréquence plus large que les canaux VHF, comme il a été présenté dans la section 4.2.4.1, il est donc nécessaire de spécifier les sensibilités des radios VHF par Hertz. La sensibilité de ces radios aéroportées est spécifiée par la norme ARINC [7]. Les niveaux requis sont de -101dBm pour des canaux de largeur 25kHz ou de 8.33kHz. Ainsi, en divisant ces valeurs par les largeurs des canaux correspondants on obtient, dans la relation (4.2)0, deux valeurs de sensibilités par Hertz.

$$\begin{cases} S_{VHF,8.33kHz} = -140.21\ dBm/Hz \\ S_{VHF,25kHz} = -144.98\ dBm/Hz \end{cases} \tag{4.2}$$

Par ailleurs, les constructeurs de radios VHF fabriquent des radios plus sensibles que ce qui est demandé dans la norme ARINC. Certaines radios ont une sensibilité de -113dBm pour des canaux de 8.33kHz, et de -107dBm pour des canaux de largeur 25kHz. Les niveaux de sensibilité réels pour des canaux de 8.33kHz ou de 25kHz sur une bande de 1Hz sont présentés dans (4.3).

$$\begin{cases} S_{rVHF,8.33kHz} = -113\ dBm@8.33kHz = -152.21\ dBm/Hz \\ S_{rVHF,25kHz} = -107\ dBm@25kHz = -150.98\ dBm\ /Hz \end{cases} \tag{4.3}$$

Pour simplifier, nous noterons par la suite $S_{VHF} = S_{rVHF,8.33kHz}$ et S_{arc} la puissance du signal issu d'un arc en entrée de coupleur. Toute largeur de canal confondue, le niveau le plus bas d'un signal issu d'un arc, capable de perturber la plus sensibles des VHF, est donc de $S_{arc} = S_{VHF} = -152.21\ dBm/Hz$.

4.2.4.3 Détermination du Gain de l'Instrumentation

Un coupleur est utilisé pour prélever le signal sur la liaison VHF, son facteur de couplage est $L_{coup} = 20dB$. Le signal issu de l'arc sera donc atténué de ce facteur de couplage. En entrée d'amplificateur, ce signal de niveau le plus faible aura donc la puissance calculée par la relation (4.4).

$$S_e = S_{arc} - L_{coup} = -172\ dBm/Hz \tag{4.4}$$

Il est important de noter que cette valeur est inférieure au plancher de bruit thermique qui est de -168dBm/Hz. La Figure 4.6 présente un schéma de l'instrumentation où sont placées les valeurs de puissance de signal (présentées dans cette section), et de bruit (présentées dans les sections suivantes). Sur cette figure, la bande passante de mesure est représentée par un filtre passe-bande placé après l'amplificateur.

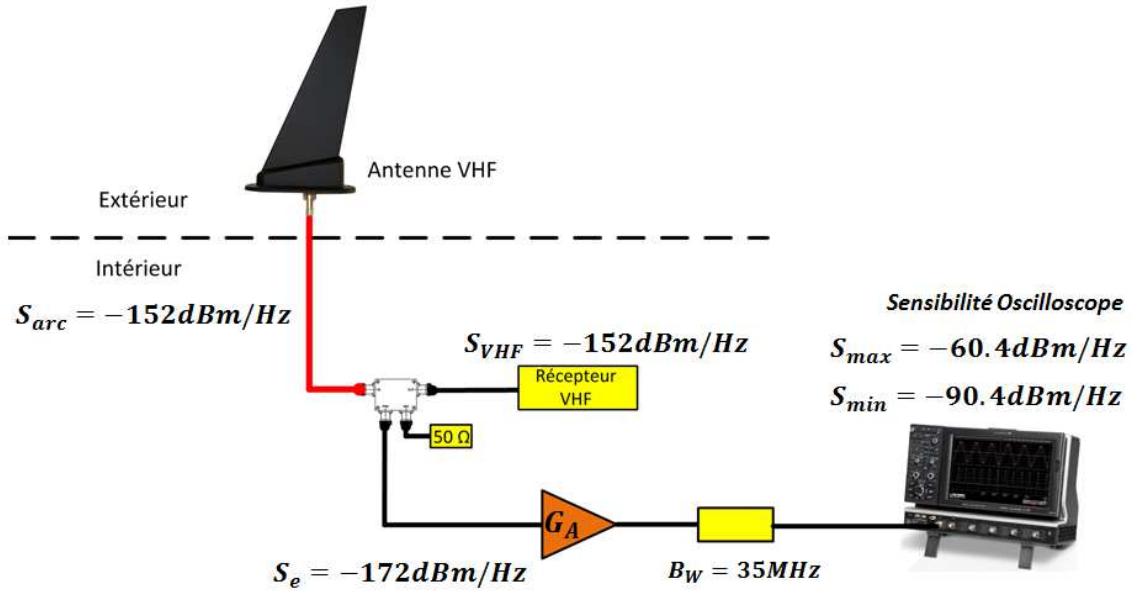


Figure 4.6 - Schéma de l'instrumentation avec les limites des puissances du signal

Nous avons vu plus haut que la plage de mesure de l'oscilloscope est de $[S_{min}, S_{max}] = [-15\ dBm, +15dBm]$. En tenant compte d'une bande passante de mesure $B_{mes} = 35MHz$, les sensibilités pour une bande de 1Hz peuvent être obtenues avec la relation (4.5).

$$\begin{cases} S_{max/Hz} = \dfrac{S_{max,Hz}}{B_{mes}} = -60.4\ dBm/Hz \\ S_{min/Hz} = \dfrac{S_{min,Hz}}{B_{mes}} - 90.4\ dBm/Hz \end{cases} \tag{4.5}$$

Le gain de l'amplificateur nécessaire pour amplifier le plus petit signal capable de perturber une radio VHF, est alors déterminé avec la relation (4.6).

$$G_A = S_{min/Hz} - S_e \text{ d'où } G_A = 81.8dB \tag{4.6}$$

Afin de prévoir diverses sources d'atténuation (pertes des câbles, switchs RF…) et pour prévoir le cas d'une bande passante de mesure plus étroite, nous avons choisi de prendre une marge sur le gain théorique calculé et nous le fixerons à 90dB. La section 4.3.2 présente les détails de cette instrumentation.

4.2.4.4 Zones de Fonctionnement

Nous avons déterminé la limite basse de puissance issue d'un arc que nous pouvons mesurer avec l'instrumentation développée et nous en avons déduit le gain nécessaire pour observer ce signal avec un oscilloscope. Nous n'avons toutefois pas de limite haute de puissance, les niveaux de puissance de signaux P-Static au niveau d'antennes VHF sur un A320 en vol n'étant pas connus. La seule limite haute que nous avons est la puissance maximale que peut tenir le récepteur VHF ou la chaine d'amplification. Actuellement, les amplificateurs sélectionnés peuvent tenir une puissance de +13dBm en CW en entrée sans dommages, ce qui correspond à une porteuse de +33dBm qui arriverait depuis l'antenne (voir section 4.3.2 pour les spécifications des amplificateurs). L'émission du pilote résultant en un signal de +7dBm (sur une fréquence porteuse) en entrée d'instrumentation, elle va donc saturer l'instrumentation mais ne va pas endommager la chaine d'amplification.

Afin de disposer d'une instrumentation capable de mesurer une grande plage de niveaux, nous avons donc défini quatre zones de fonctionnement avec des valeurs de gain différentes, présentées sur la Figure 4.7, où en fonction de la puissance du signal d'entrée, nous devrons utiliser un certain nombre d'amplificateurs en cascade, sélectionnés avec des switchs RF de faibles pertes (<0.7dB, voir section 4.3.2). Sur cette figure, nous avons représenté en abscisse la puissance S_{arc} du signal issu d'un arc, à l'entrée du coupleur comme présenté sur la Figure 4.6. En ordonnée, nous avons représenté plusieurs valeurs de puissance prises après le coupleur, c'est-à-dire en ayant pris en compte le facteur de couplage L_{coup}, donc en entrée d'amplificateur. S_e en noir, présente donc simplement la puissance en entrée de coupleur moins le facteur de couplage L_{coup}. La puissance après amplification, en pointillés orange, permet de visualiser clairement les quatre zones de fonctionnement avec leurs gains respectifs. En fonction de la puissance d'entrée, le gain que devra être utilisé pour atteindre la plage de dynamique de l'oscilloscope est différent :

- La première zone correspond à un gain de 90dB et permet d'observer à l'oscilloscope un signal en entrée de coupleur S_{arc} dont la puissance est comprise dans l'intervalle [-160,-130dBm/Hz]. Les effets du bruit ambiant et du bruit de la chaine de mesure seront discutés dans la section suivante.
- La deuxième zone correspond à un gain de 60dB et permet d'observer à l'oscilloscope un signal en entrée de coupleur S_{arc} dont la puissance est comprise dans l'intervalle [-130,-100dBm/Hz].
- La troisième zone correspond à un gain de 30dB et permet d'observer à l'oscilloscope un signal en entrée de coupleur S_{arc} dont la puissance est comprise dans l'intervalle [-100,-70dBm/Hz].

- Enfin, la quatrième zone correspond au cas où le signal S_{arc} serait compris dans la plage [-70,-40dBm/Hz], où le signal serait suffisamment énergétique pour être mesuré directement à l'aide de l'oscilloscope sans amplificateur.

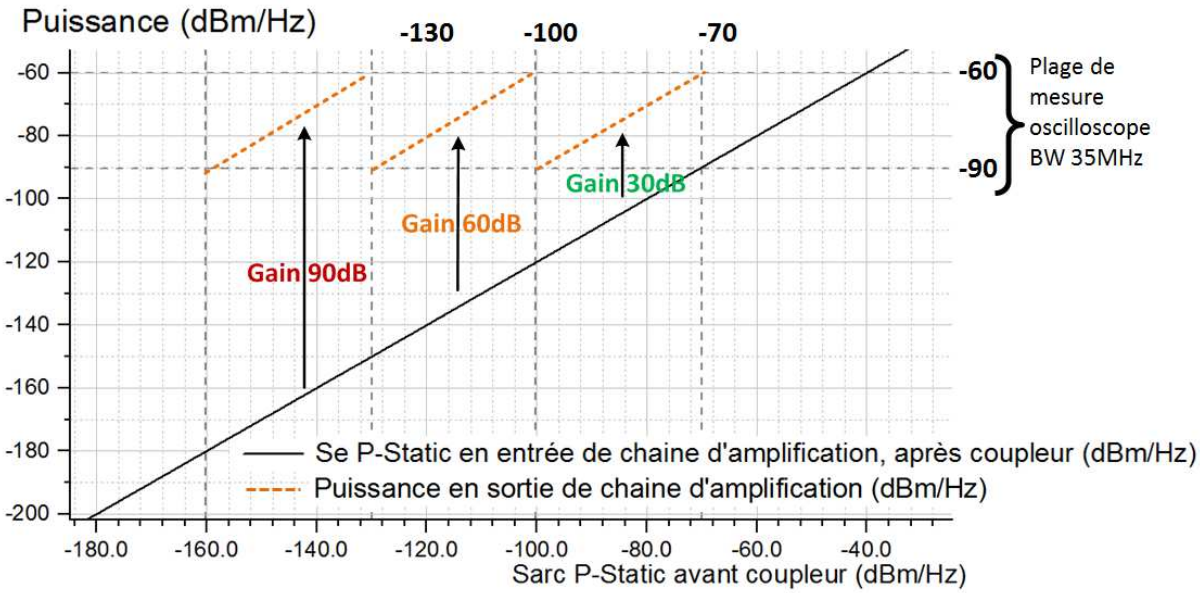


Figure 4.7 - Puissance en dBm/Hz en entrée et en sortie de la chaine d'amplification, en fonction de la puissance en entrée du coupleur

En utilisant ces quatre modes de fonctionnement, il est donc possible de mesurer des signaux avec une grande dynamique, théoriquement de -160 à -40dBm/Hz si nous utilisons une largeur de bande de mesure de 35MHz.

4.2.4.5 Analyse de Bruit

4.2.4.5.1 Bruit Ambiant Mesuré en Vol

Dans les sections précédentes, nous avons établi le plus petit niveau susceptible de provoquer des perturbations sur les radios VHF, qui correspond à leur sensibilité maximale à savoir $S_{VHF} = -152\ dBm/Hz$. Or le bruit ambiant en vol limite aussi cette sensibilité et peut donc limiter la sensibilité de notre instrumentation.

La Figure 4.8 présente la mesure du niveau de sortie d'une antenne VHF avec un analyseur de spectre effectuée dans un avion en vol. Cet appareil réalise un balayage sur une plage de fréquence (ici 118-138MHz), avec un filtre de faible largeur (ici $RBW = 9kHz$). Le graphe résultant est la superposition de chaque mesure effectuée sur ce balayage. Une fois que le balayage se termine, il reprend au point de départ, et les mesures précédentes sont écrasées au fur et à mesure. Concernant la Figure 4.8, les points de mesure affichés correspondent à la valeur médiane de dix balayages successifs. Cette méthode est utilisée habituellement lors des mesures d'EMI (ElectroMagnetic Interference) réalisées sur avion à Airbus. Le temps de balayage dépend de l'analyseur de spectre mais il est inférieur à une minute.

Le plancher de bruit de l'analyseur de spectre est représenté en noir. Il est obtenu en débranchant le câble de l'antenne VHF. Le bruit mesuré est donc uniquement dû à l'appareil. Le niveau mesuré en bout de câble de l'antenne VHF3 est tracé en bleu. On peut en déduire de cette mesure, un plancher de bruit, supérieur à celui de l'analyseur de spectre, qui correspond au bruit capté par l'antenne VHF. Ce plancher de bruit est aux alentours de -120dBm pour un filtre de largeur $RBW = 9kHz$ pour l'analyseur, soit un plancher de bruit de $N_{ant} = -159\ dBm/Hz$. Cette valeur de puissance va se retrouver en entrée de coupleur au même titre que les signaux issus des arcs, ou des communications.

Il est important de noter, par ailleurs, la présence de nombreux signaux très énergétiques sur la Figure 4.8. Ces signaux, obtenus par une superposition de mesures, correspondent à des communications intermittentes qui pourront être sources d'interférences pour les mesures de P-Static, comme il a été abordé dans la section 4.2.2.2.

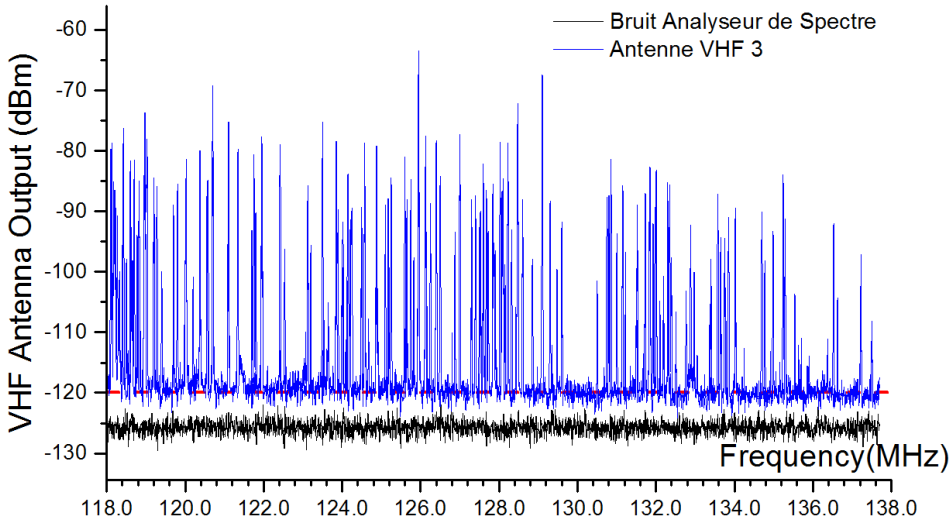


Figure 4.8 - Mesure de l'environnement électromagnétique vu par une antenne VHF3 d'un A320 en vol

4.2.4.5.2 Impact du Bruit sur la Mesure de Signaux P-Static

Afin de déterminer l'impact du bruit ambiant sur la mesure des signaux issus des arcs, dont les signaux mesurés sont proches de la limite de sensibilité des antennes VHF, nous avons effectué des calculs de bruit basés sur la théorie des récepteurs [8].

Le plancher de bruit mesuré en vol nous donne une puissance de $N_{ant} = -159.5\ dBm/Hz$.
Nous pouvons définir la température de bruit équivalente en Kelvins avec la relation (4.7).

$$T_{ant} = \frac{N_{ant}(W/Hz)}{k} = 8130K \tag{4.7}$$

Avec :

- T_{ant} la température équivalente de bruit ambiant reçu par l'antenne VHF en vol.
- $k = 1{,}38 \times 10^{-23} m^2\ kg\ s^{-2}\ K^{-1}$ la constante de Boltzmann.
- $N_{ant}(W/Hz)$ la puissance de bruit mesurée en vol.

Le coupleur est caractérisé par son atténuation voie couplée $L_{coup} = 20dB = 100$ et par sa température équivalente de bruit T_{coup}. Cette température de bruit est définie pour un atténuateur adapté par la relation (4.8).

$$T_{coup} = (L_{coup} - 1)T_0 = 28710K \tag{4.8}$$

Avec :

- T_{coup} la température équivalente de bruit du coupleur.
- $T_0 = 290K$ la température de référence.
- $L_{coup} = 20dB = 100$ le facteur de couplage du coupleur.

On va ensuite représenter la chaine d'amplification par son facteur de bruit. Pour cela prenons comme référence la chaine de mesure au sol dont le facteur de bruit est de $F_A = 5dB = 3.16$, trouvé dans les spécifications de l'amplificateur ZKL-2R5+, de chez Mini-Circuits. L'utilisation de cette valeur

représente un pire cas, car les amplificateurs utilisés en vol ont de meilleures caractéristiques. De plus, le facteur de bruit cumulé de trois amplificateurs de ce type est essentiellement le même que celui du premier amplificateur, conformément à la théorie des récepteurs [8]. La température équivalente de bruit de la chaine d'amplification est déterminée à partir de son facteur de bruit avec la relation (4.9).

$$T_A = (F_A - 1)T_0 = 626K \tag{4.9}$$

Avec :

- T_A la température équivalente de bruit de la chaine d'amplification.
- F_A le facteur de bruit de la chaine d'amplification.
- $T_0 = 290K$ la température de référence.

Par ailleurs, le gain de l'amplificateur est de $G_A = 82dB = 1.58 \times 10^8$. On notera T_R la température équivalente de bruit de l'oscilloscope. Dans ces conditions, la température de bruit équivalente T_{sys} à l'entrée du coupleur est déterminée par la relation (4.10).

$$T_{sys} = T_{ant} + \frac{T_{coup}}{1} + \frac{T_A}{G_{coup}} + \frac{T_R}{G_{coup}G_A} = T_{ant} + \big(L_{coup} - 1\big)T_0 + L_{coup}T_A + \frac{L_{coup}T_R}{G_A} \approx 96830K \tag{4.10}$$

Avec :

- T_{ant} la température équivalente de bruit ambiant reçu par l'antenne VHF en vol.
- T_{coup} la température équivalente de bruit du coupleur.
- T_A la température équivalente de bruit de la chaine d'amplification.
- G_A le gain de l'amplificateur.
- $G_{coup} = \frac{1}{L_{coup}}$ l'inverse de l'atténuation apportée par le coupleur.
- T_R la température de bruit de l'oscilloscope.
- $T_0 = 290K$ la température de référence.

Le dernier terme de la somme $\frac{L_{coup}T_R}{G_A}$ est divisé par le gain de la chaine d'amplification, qui est de plus de 10^8, ce qui rend ce terme négligeable même s'il est très élevé. La valeur de la température équivalente de bruit sera donc sensiblement la même pour des valeurs de gain supérieures.

Finalement, nous pouvons déterminer la puissance équivalente de bruit de l'ensemble N_{sys}, ramenée au niveau de l'entrée, en considérant le coupleur, amplificateur et récepteur comme étant sans bruit avec la relation (4.11).

$$N_{sys} = kT_{sys} = -148dBm/Hz \tag{4.11}$$

Cette étude, montre donc que la puissance équivalente de bruit en entrée de coupleur, en considérant le reste des composants comme étant sans bruit, est de $N_{sys} = -148dBm/Hz$ pour l'instrumentation, valeur qui est supérieure au bruit ambiant mesuré par l'antenne $N_{ant} = -159\ dBm/Hz$. La puissance de bruit vue depuis l'entrée du coupleur est donc supérieure au signal utile minimal : $N_{sys} > S_{arc}$. Notre instrumentation ne pourra donc pas mesurer des signaux issus d'arcs, arrivant sur le coupleur, dont le niveau est compris entre $[S_{arc}, N_{sys}]$ soit [-152dBm/Hz, -148dBm/Hz] qui représente une plage de 4dB. Ces différentes valeurs sont reportées sur la Figure 4.9 qui permet d'illustrer les valeurs de puissance de signal et de bruit en plusieurs points de l'instrumentation.

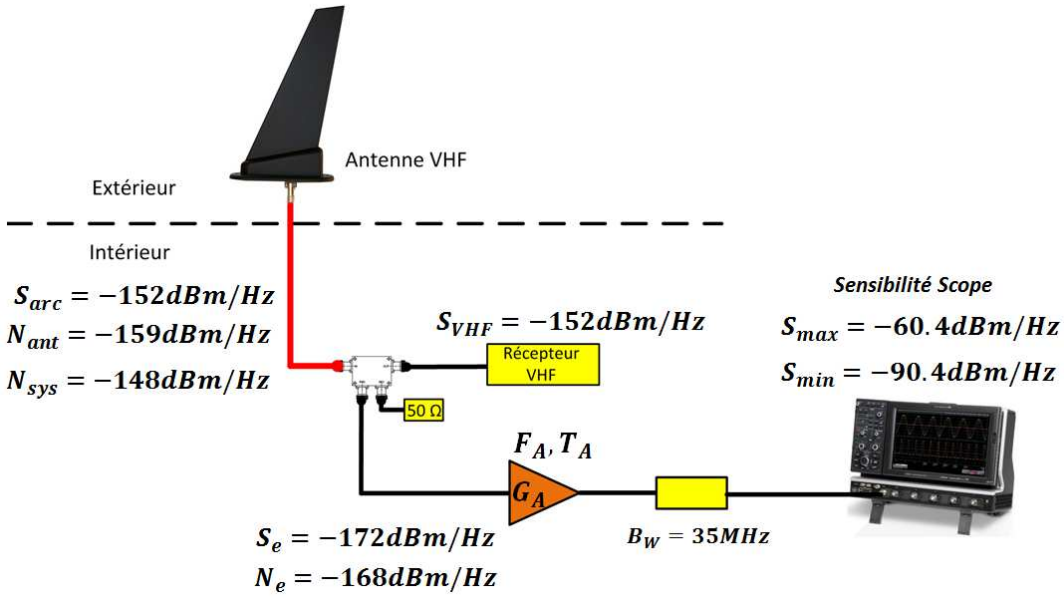


Figure 4.9 - Schéma de l'instrumentation avec les limites des puissances du signal et du bruit

Afin d'illustrer l'effet du bruit, sur la Figure 4.10 nous avons tracé les valeurs de puissance de bruit (N_{ant}, N_{sys}) prises en sortie de coupleur (après avoir appliqué l'atténuation amenée par le facteur de couplage $L_{coup} = 20dB$).

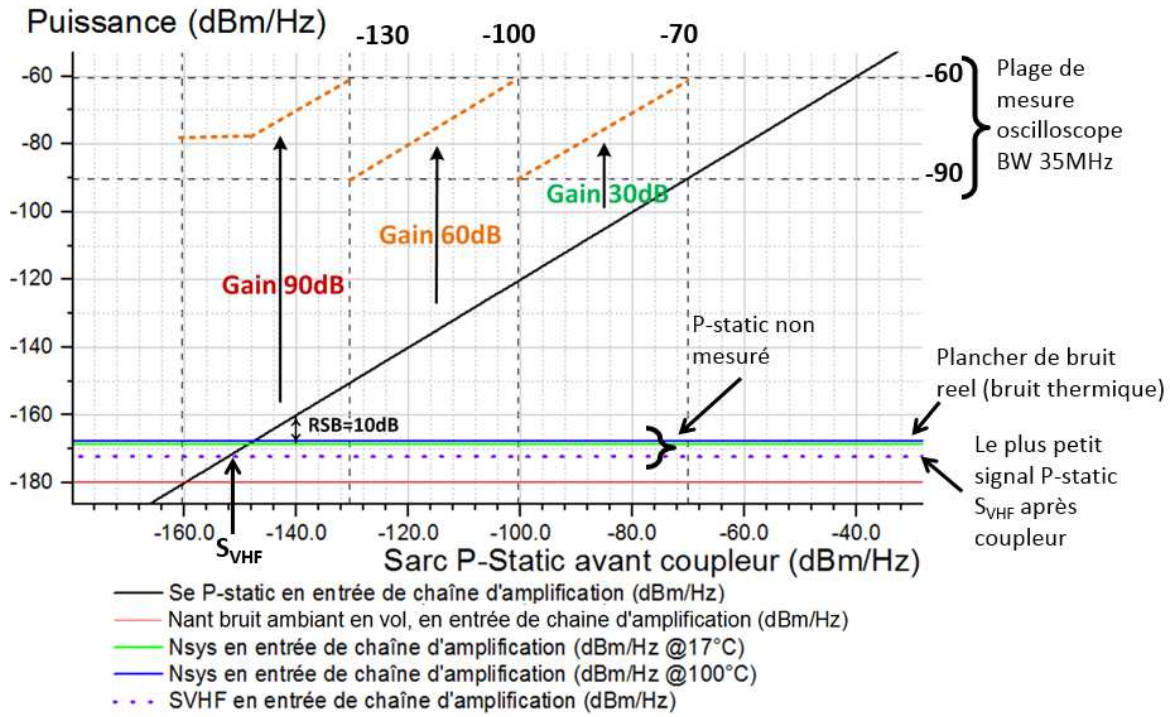


Figure 4.10 - Puissance en dBm/Hz du signal et du bruit en entrée de la chaine d'amplification, en fonction de la puissance en entrée du coupleur

Nous pouvons ainsi comparer les différents signaux et bruits équivalents arrivant en entrée de la chaîne d'amplification. Sur la Figure 4.10, nous pouvons voir la plage d'environ 4dB, qui ne peut pas être mesurée étant donné la puissance équivalente de bruit ramenée à l'entrée du coupleur N_{sys}. A partir de $S_{arc} = N_{sys}$, plus la puissance d'un signal issu d'un arc augmente, plus le rapport signal sur bruit sera bon.

4.3 Spécifications

Cette partie va présenter les spécifications de l'instrumentation utilisée pour réaliser les campagnes de mesure au sol dont les résultats sont détaillés dans le chapitre 5. De plus, le dimensionnement de l'instrumentation de mesure en vol, effectué dans la partie 4.2, aboutit aux spécifications présentées dans la suite.

4.3.1 Instrumentation de Mesure au Sol

Lors de cette thèse nous avons réalisé quatre campagnes de mesure au sol dont le déroulement et les résultats sont présentés dans le chapitre 5. La première campagne a été effectuée sur avion au second semestre 2014. Les deux campagnes suivantes ont été effectuées avec une maquette en chambre anéchoïque au premier semestre 2015. La dernière campagne a été effectuée sur avion pendant l'été 2015. La mesure des arcs a toujours été effectuée à l'aide d'un oscilloscope mais en fonction des campagnes des composants ont été ajoutés (amplificateurs, filtre). Comme nous l'avons évoqué dans la partie 4.2.1, lors de ces essais au sol nous n'avons pas utilisé de coupleurs étant donné que nous avions la possibilité de nous brancher directement sur les câbles installés dans l'avion, menant aux antennes.

Nous allons présenter dans la suite, les instruments utilisés pour chaque campagne.

4.3.1.1 Première Campagne sur Avion

Les décharges que nous avons générées lors des différents tests sont en général suffisamment énergétiques pour être mesurées directement avec un oscilloscope en limite de sa sensibilité. Lors de la première campagne sur avion, nous avons effectivement mesuré des signaux issus d'arcs uniquement avec un oscilloscope numérique Lecroy Waverunner WR640ZI réglé en bande passante à 1GHz, échantillonnage à 10Géch/s sur trois voies branchées directement sur les câbles des antennes VHF de l'avion, sans coupleurs. Le déclenchement de la mesure est fait en fixant un seuil sur le signal entrant sur la voie 1 de l'oscilloscope. Le montage de mesure est présenté sur la Figure 4.11.

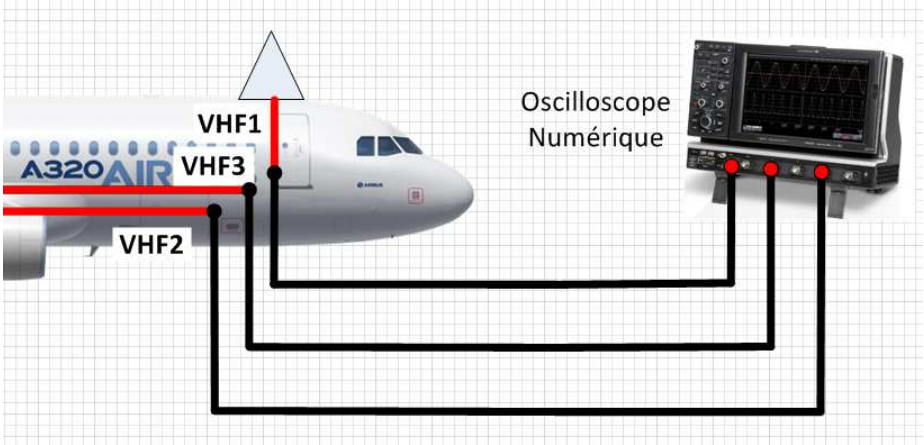


Figure 4.11 - Montage de mesure utilisé lors de la première campagne de mesure sur avion

Lors de cette campagne, chaque câble d'antenne VHF était relié à l'oscilloscope à travers un câble coaxial HUBER+SUHNER doublement blindé. Les trois câbles utilisés sont de même longueur afin d'éviter d'ajouter des retards temporels entre les signaux mesurés.

4.3.1.2 Campagnes sur Maquette

Lors des mesures effectuées sur maquette au laboratoire, les signaux que nous avons mesuré sont plus rapides que ceux mesurés sur avion, ce qui sera présenté dans le chapitre 5. Un dispositif plus performant que lors de la première campagne est requis donc le montage utilisé est composé d'un oscilloscope numérique Lecroy Waverunner WR640ZI réglé en bande passante à DC-4GHz et avec un échantillonnage de 20Géch/s sur une fenêtre inférieure à une centaine de nanosecondes. Trois voies de mesure ont été utilisées, branchées directement sur des câbles menant aux antennes sans utiliser de coupleur. Les câbles utilisés sont de même longueur (Marque Megaphase RF Orange, doublement blindés), évitant ainsi d'ajouter des retards temporels entre les signaux mesurés. Le déclenchement de la mesure est fait en fixant un seuil sur le signal entrant sur la voie 1 de l'oscilloscope.

4.3.1.3 Dernière Campagne sur Avion

Les mesures effectuées sur avion au sol ont été faites avec peu d'éléments. Les décharges que nous avons générées lors des différents tests sont suffisamment énergétiques pour être mesurées directement avec un oscilloscope en limite de sa sensibilité, c'est-à-dire avec un niveau faible (inférieur à 10mV) et les mesures sont donc un peu bruitées. Lors de cette dernière campagne de mesure, effectuée cette fois-ci à l'air libre, nous avons choisi d'utiliser un amplificateur seul de 30dB de gain par voie afin d'obtenir des signaux peu bruités avec un niveau situé au milieu de la plage dynamique de l'oscilloscope.

Lors de cette deuxième campagne, comme nous l'avons présenté dans la partie 4.2.2.2, les signaux ambiants ont rendu la mesure de signaux pulsés impossible. Pour pallier à ces interférences, nous avons donc utilisé un filtre passe-bande disponible au laboratoire, de bande passante [fc1, fc2] avec fc1=125 et fc2=250MHz (réjection supérieure à 40dB en dehors de la bande 100-340MHz) qui permet de rejeter une partie de la bande VHF tout en laissant passer une partie du signal issu des arcs. Ses caractéristiques techniques sont présentées en annexe 3. L'ajout de cet unique filtre passe bande a été fait en entrée de l'amplificateur, sur la voie dédiée à l'antenne VHF1 uniquement. En pratique, cela a suffi pour ne pas déclencher la mesure sur des communications. La Fig12 présente l'instrumentation de trois voies utilisée au sol, sur la photo apparait en plus une voie supplémentaire prévue en cas de problème.

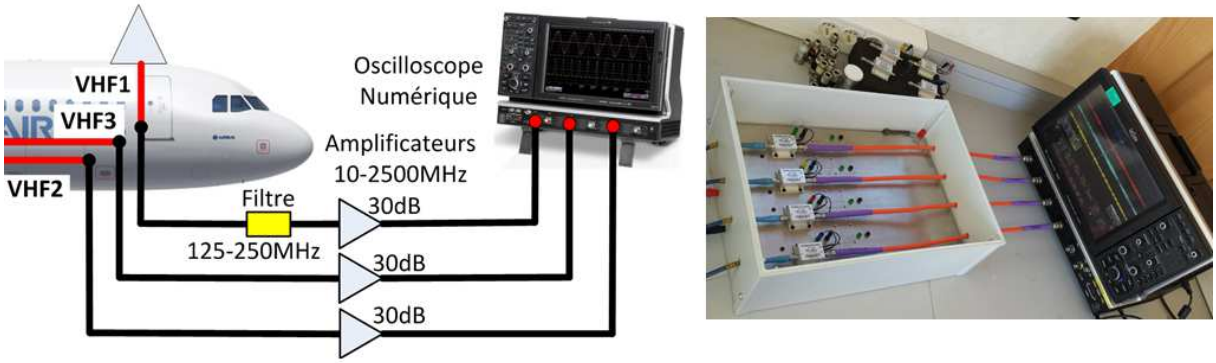


Fig12 - Schéma et photo de l'instrumentation de mesure au sol

Cette instrumentation est composée des éléments suivants :

- Trois câbles coaxiaux de même type et de même longueur (en noir sur le schéma de la Fig12) pour prélever le signal au pied des câbles des antennes VHF de l'avion (en rouge sur le schéma de la Fig12). La longueur des câbles des antennes est corrigée par post-traitement tel que c'est présenté dans le chapitre 5.

- Un filtre passe bande (125-250 MHz) pour filtrer les communications ambiantes de la bande 118-125MHz tel qu'il a été présenté dans la partie 4.2.2.2.
- Un amplificateur RF ZKL-2R5+, de chez Mini-Circuits, pour chaque voie de mesure, de gain 30dB, de bande passante 10-2500 MHz et de facteur de bruit 5dB. Sa fiche technique est présentée en annexe 4. Nous avons choisi des amplificateurs large bande pour pouvoir éventuellement les réutiliser par la suite sur des systèmes aéroportés autres que les radios VHF.
- Un oscilloscope numérique Lecroy Waverunner WR640ZI réglé en bande passante à 1GHz, échantillonnage à 10Géch/s sur trois voies.

Des mesures correspondantes à ces quatre campagnes sont présentées dans le Chapitre 5.

4.3.2 Instrumentation de Mesure en Vol

Nous allons présenter dans cette section l'instrumentation que nous avons développée pour être utilisée en vol, en tenant compte de l'étude réalisée dans la partie 4.2.

La mesure de décharges électriques au sol est assez aisée dans la mesure où les différents composants de l'instrumentation peuvent être séparés et disposés facilement sur une table. Une instrumentation destinée à être installée en vol doit, pour sa part, être compacte. Dans notre cas, elle doit en plus être flexible, c'est-à-dire que plusieurs valeurs de gain commutables doivent être disponibles, ainsi que des ports pour l'ajout d'éléments comme des filtres, des limiteurs ou autres éléments.

Dans le cadre de cette thèse nous avons dimensionné une chaîne d'amplification dont le gain doit être commuté manuellement par un opérateur situé dans l'avion. Les niveaux des signaux provenant des arcs n'étant pas connus en vol, nous devons prévoir une instrumentation qui permette de mesurer une grande plage dynamique à moindre coût. Une fois des tests effectués en vol en conditions de P-Static nous saurons si les niveaux mesurés sont compris dans une plage dynamique plus restreinte. Ensuite nous pourrons optimiser l'instrumentation vers une version plus autonome en control de gain et acquisition.

L'instrumentation est composée de deux blocs que nous noterons A et B sur la Figure 4.13.

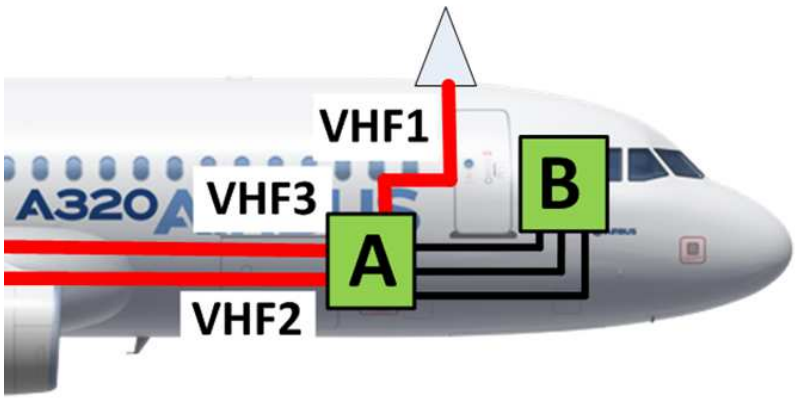


Figure 4.13 - Schéma du concept de l'installation de l'instrumentation sur avion

Le bloc A, présenté sur la Figure 4.13 est détaillé dans la Figure 4.14. Il correspond à la partie de l'instrumentation qui sera installée dans la baie avionique.

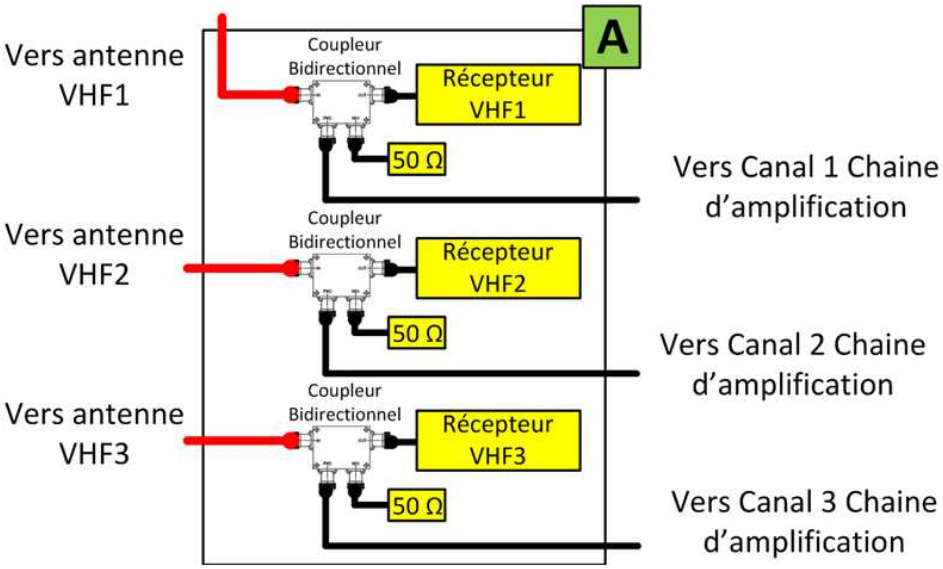


Figure 4.14 - Bloc A - Installation des coupleurs en baie avionique

Le bloc A est composée des éléments suivants :

- Trois coupleurs bidirectionnels de 20dB, HDL-26-20 de chez MCLI, de bande passante 20-550MHz, de directivité 20dB, de pertes d'insertion de 0.7dB. Ils peuvent tenir une puissance de 50dBm (100W) en régime harmonique. Les coupleurs choisis sont conformes à la norme aéronautique DO-160, leur installation sera donc facilitée. Leurs spécifications sont en annexe 2.
- Trois charges de 50 Ohms installées sur les voies isolées des coupleurs. Nous n'avons pas choisi un modèle en particulier à ce jour. Ces charges doivent tenir une puissance d'au moins 30dBm et être suffisamment robustes pour être installées sur avion.
- Deux câbles coaxiaux par coupleur permettant de le connecter d'une part à l'antenne (par la voie d'entrée) et d'autre part au récepteur VHF (par la voie directe). Ces câbles vont aussi faciliter l'installation du coupleur dans la baie avionique. Un câble supplémentaire par voie est utilisé pour connecter la voie couplée des coupleurs à la chaine d'amplification.

Le bloc B, présenté sur la Figure 4.15, correspond à la partie de l'instrumentation qui sera installée en cabine.

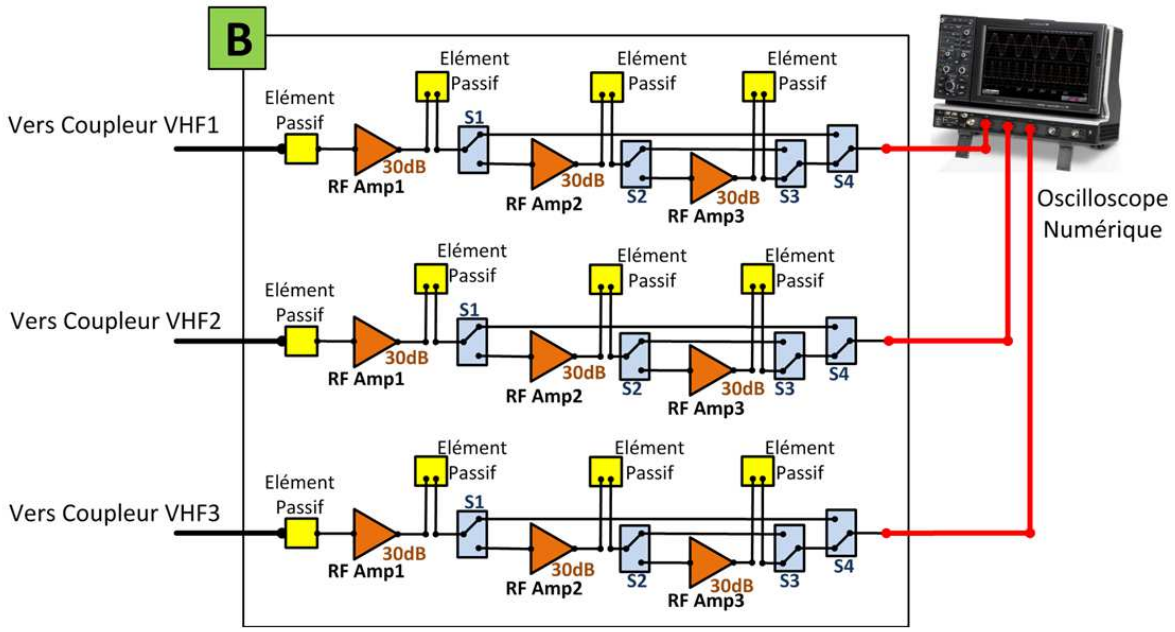


Figure 4.15 - Bloc B - Chaine d'Amplification et Oscilloscope installés en cabine

Le bloc B est composé des éléments suivants :

- Une chaine d'amplification de trois voies intégrées dans un boitier, dont chaque voie dispose de trois niveaux de gain 30dB, 60dB et 90dB, commutables manuellement par l'opérateur. Cette fonction est assurée à l'aide de trois amplificateurs par voie, et d'un arrangement de switches (de pertes de 0.7dB maximum) visibles sur la Figure 4.15. De plus, pour chaque voie, un cavalier coaxial est disponible entre chaque amplificateur, de manière à pouvoir connecter un quadripôle passif en cascade (filtre, atténuateur, limiteur…) en cas de besoin. Cette chaine est composée de trois amplificateurs de gain d'au moins 30dB, de facteur de bruit inférieur à 5dB et de bande passante 10-2500 MHz. Le modèle retenu est le AM-1601-2500 de chez MITEQ. Leurs spécifications sont présentées en annexe 5. Ces amplificateurs peuvent tenir un niveau de puissance en entrée d'environ 15dBm sans subir des dégâts et leur puissance de sortie maximale est de +15dBm. Il est donc possible de les cascader sans risque de les endommager par une émission VHF du pilote (voir section 4.2.3).
- Un oscilloscope numérique Lecroy Waverunner WR640ZI de bande passante 1GHz, échantillonnage à 10Géch/s sur trois voies.

Dans le cas de figure où le niveau des signaux issus des arcs est suffisant pour être mesuré uniquement à l'oscilloscope, l'opérateur devra déconnecter l'instrumentation et connecter les câbles provenant des coupleurs directement sur l'oscilloscope.

Les retards temporels issus des chaînes d'amplification devront être caractérisés individuellement dans tous les modes d'opération (1, 2 ou 3 amplificateurs). Ensuite, lors de la mesure, la configuration de la chaine peut être peut apparaître dans le nom du fichier enregistré, ou dans les entêtes à l'intérieur de ce fichier. Les corrections des retards temporels seront faites en post-traitement.

Par ailleurs, le temps de commutation des étages n'est pas spécifié car dans le cadre de cette thèse, la commutation se fera manuellement étant donné que le phénomène est répétitif pendant plusieurs

minutes. L'automatisation de la commutation fait partie des perspectives d'amélioration qui sont abordées dans le chapitre suivant.

La Figure 4.16 présente un concept d'intégration de la chaîne d'amplification, dont un prototype est en fabrication chez un fournisseur, permettant d'empiler quatre voies (une voie supplémentaire en cas de panne) sur un même boitier de dimensions 30cm x 18cm x 123 cm. Cet arrangement compact permet de faciliter l'installation sur avion.

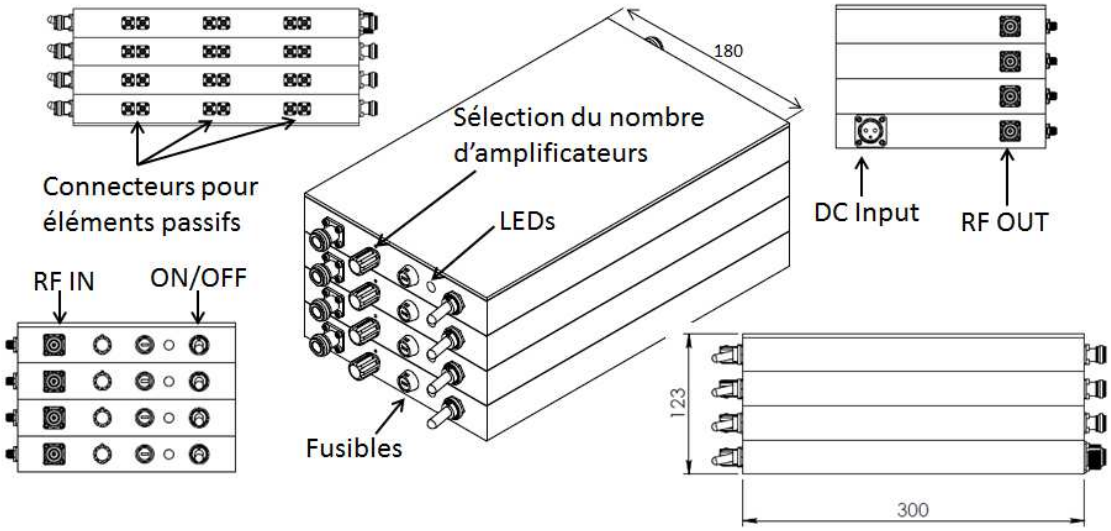


Figure 4.16 - Concept d'intégration pour la chaîne d'amplification

Dans le cadre de cette thèse, nous ne présenterons donc pas des résultats de mesure en utilisant l'instrumentation complète.

4.4 Conclusion Chapitre 4

Dans ce chapitre, nous avons abordé l'instrumentation de mesure des signaux issus des sources P-Static se produisant sur la surface externe d'un avion. Le choix des antennes VHF comme capteurs implique l'utilisation de coupleurs pour garder intact le fonctionnement des radios. Le manque d'informations sur le niveau des signaux issus d'arcs nous a conduits à développer une instrumentation à fort gain pour atteindre les niveaux de sensibilité des radios VHF. Cependant, les niveaux des signaux P-Static pourraient être bien plus énergétiques, c'est pourquoi nous avons prévu plusieurs étages d'amplification afin de pouvoir changer le gain en fonction des besoins. En tout quatre plages de fonctionnement sont possibles (pas d'amplification, 30dB, 60dB et 90dB), ce qui permet de mesurer des signaux dont la puissance est dans l'intervalle -148dBm/Hz à -40dBm/Hz. Les signaux plus faibles que -148dBm/Hz seront néanmoins noyés dans le bruit.

Références Chapitre 4

[1] J. Taillet, *"Basic Phenomenology of Electrical Discharges at Atmospheric Pressure",* AGARD Lecture Series No. 110, "Atmospheric Electricity Aircraft Interactions",p.11.1-11.19, June 1980.

[2] J. D. Cline, *"Electrostatic charging in Flight",* First Published in Avionics Magazine August. 1988 – Updated January 1989, http://jdchapdelaine.com/charginginflight.htm.

[3] G. Lawday, D. Ireland et G. Edlund, *"A Signal Integrity Engineer's Companion: Real-Time Test and Measurement and Design Simulation",* Pearson Education, ISBN 10: 0131860062,12 june 2008.

[4] Federal Communications Commission Office Of Engineers and Technology Policy and Rules Division, *"FCC Online Table of Frequency Allocations",* 47 C.F.R. § 2.106, Revised on August 31, 2016.

[5] S. Shimada, K. Chujoh et K. Takaoka, *"New triggering system and signal processing in digital oscilloscopes",* 7th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1990. IMTC-90. Conference Record., 13-15 Feb 1990.

[6] J. L. B. Walker, *"Handbook of RF and Microwave Power Amplifiers",* Cambridge University Press, ISBN-10: 0521760100, 13 Oct 2011.

[7] Airlines Electronic Engineering Commitee, *"ARINC Characteristic 716-11 - Airborne VHF Communications Transceiver",* Published by Aeronautical Radio, Inc., 10 June 2003.

[8] G. Vasilescu, " *Bruits et Signaux Parasites",* Collection technique et Ingénierie, Série EEA, Edition Dunod, Paris, 1999.

CHAPITRE 5 - RESULTATS

5.1 Introduction ---------- 89

5.2 Démarche de Validation ---------- 89

5.3 Dispositif de Génération d'Arcs ---------- 89

5.4 Mesures au Laboratoire ---------- 91

5.4.1 Maquette de Fuselage ---------- 91

5.4.2 Maquette de Fuselage et Voilure ---------- 95

5.5 Mesures sur Avion ---------- 98

5.5.1 Description du Montage ---------- 98

5.5.2 Méthode de Détermination des TDOAs sur Avion ---------- 100

5.5.3 Post-Traitement des Mesures ---------- 101

5.5.1 Source sur Fuselage ---------- 107

5.5.2 Source sur Radome ---------- 112

5.5.3 Source sur Voilure ---------- 115

5.5.4 Sources Positionnées sur Stabilisateurs Arrière ---------- 117

5.6 Conclusion Chapitre 5 ---------- 117

Références Chapitre 5 ---------- 118

5.1 Introduction

Ce chapitre présente la démarche que nous avons suivi pour valider la méthode de localisation d'arcs développée dans le chapitre 3, ainsi que les mesures effectuées au laboratoire et sur avion basées sur les principes du protocole de mesure développé dans le chapitre 4.

5.2 Démarche de Validation

Afin de valider la méthode de localisation sur avion, nous avons établi une démarche de validation. Cette démarche est composée de plusieurs étapes décrites ici.

- Validation des hypothèses de base :
  - Le phénomène est reproductible.
  - Les signaux issus des arcs sont mesurables facilement au laboratoire.
  - En situation LOS, la propagation a lieu en suivant un trajet direct (ligne droite).
  - En situation NLOS, la propagation peut s'approcher par une propagation de surface suivant le chemin le plus court sur la structure.
  - La mesure des signaux issus des arcs sont viables pour la détermination des TDOAs.
  - La précision de détermination des TDOAs est suffisante pour atteindre une précision de localisation intéressante.
- Valider la méthode de localisation sur une maquette au laboratoire dans un environnement contrôlé (minimum de bruit), pour évaluer la précision de localisation.
- Valider la méthode de localisation sur un avion au sol dans un environnement fortement bruité :
  - Trouver des moyens de pallier aux interférences dues à l'environnement électromagnétique.
  - Evaluer si la précision de localisation est toujours intéressante dans ces conditions.
- Préparation de la validation en vol :
  - Evaluer les contraintes d'installation de l'instrumentation sur avion.
  - Etablir le moyen de déclencher les acquisitions en vol.
  - Dimensionner l'instrumentation de manière à mesurer des signaux dont le niveau est proche de la limite de sensibilité des radios VHF. La mesure en vol permettra de valider la représentativité des arcs générés au sol.
  - Etablir des moyens pour pallier aux interférences dues à l'environnement électromagnétique en vol.
  - Evaluer la précision de localisation.

5.3 Dispositif de Génération d'Arcs

Afin de valider les différents éléments présentés ci-dessus, il est nécessaire de disposer d'un dispositif de test capable de produire des décharges électriques sur une structure métallique et de mesurer ses émissions. Que ce soit au laboratoire ou sur avion, le même dispositif de production de décharges électrostatiques est utilisé, il est présenté sur la Figure 5.1.

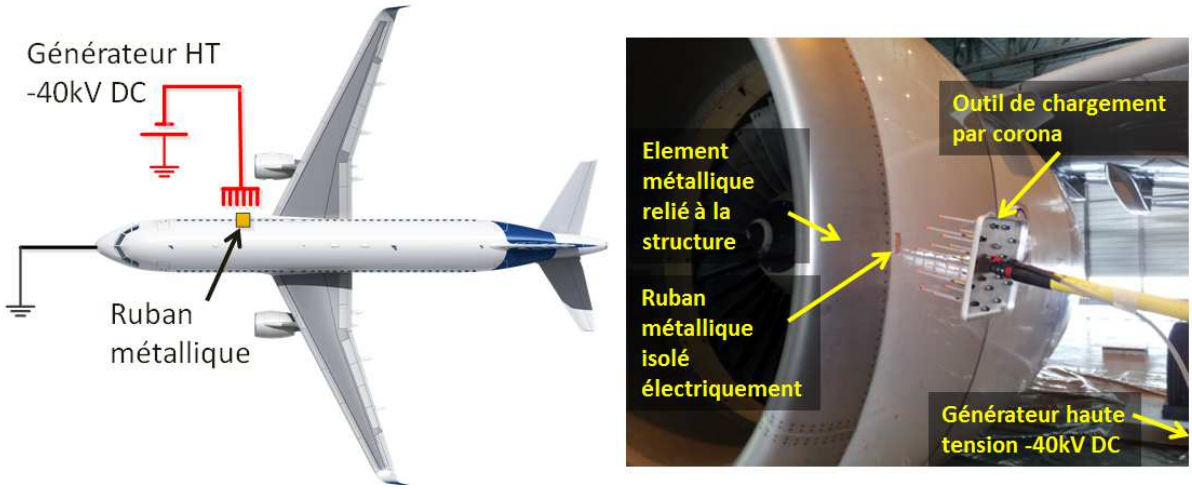


Figure 5.1 - Montage de production d'arcs sur une structure métallique (Airbus A320)

Dans ce test, la structure avion sous test est connectée à la terre à travers un connecteur prévu à cet effet sur le train d'atterrissage avant. Un ruban métallique est positionné sur sa surface à l'endroit où nous souhaitons provoquer une décharge électrique. Ce ruban doit être isolé de la structure métallique par un diélectrique par exemple (adhésif, feuille plastique…) tout en restant proche de la structure. Typiquement nous avons gardé une séparation de quelques millimètres entre la structure et le ruban tel qu'indiqué sur la Figure 5.2.

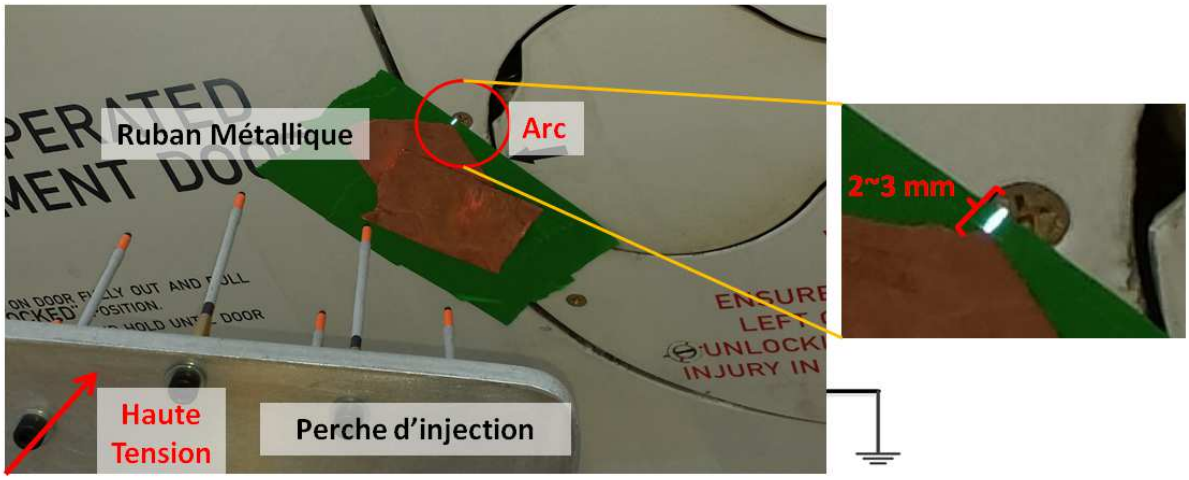


Figure 5.2 - Ruban métallique et arc électrique

Par ailleurs, un générateur haute tension continue (Spellmann SL40150-40kV) est connecté à une électrode où sont fixés des déperditeurs statiques, constituant ainsi un outil de chargement de surfaces par corona. Nous avons vu dans le chapitre 1 que lorsqu'un avion vole en conditions de précipitation il se charge négativement. Ainsi, le générateur de haute tension doit reproduire ce phénomène et charger l'avion et le ruban en polarité négative à l'endroit où nous souhaitons produire un arc. Des décharges corona se produisent au niveau des pointes des déperditeurs, propulsant des électrons vers la structure qui, elle, est reliée à la masse, comme il est spécifié dans [1]. Les charges déposées sur la structure vont être alors évacuées, mais celles déposées sur le ruban resteront piégées, ce qui conduit à une montée en potentiel. Dès que la différence de potentiel entre le ruban et la structure sera suffisamment élevée, des arcs se produisent et génèrent des émissions électromagnétiques qui peuvent être mesurées par les antennes VHF de l'avion.

5.4 Mesures au Laboratoire

En utilisant ce montage de création d'arcs électriques, nous sommes en mesure de reproduire le phénomène sur tout type de structure, que ce soit un montage au laboratoire sur un plan de masse, une maquette ou un avion. On mesure les émissions des arcs à l'aide des capteurs positionnés sur la surface, tels que des antennes VHF de l'avion. Nous cherchons à valider la méthode de localisation par ces mesures.

5.4.1 Maquette de Fuselage

La méthode de localisation est basée sur l'hypothèse que la propagation des émissions de sources P-Static, en situation NLOS, se fait en suivant le chemin le plus court sur la structure. Dans notre cas, le fuselage d'un Airbus A320 peut être approché par un cylindre de 2m de rayon environ, et nous cherchons à mesurer ces émissions dans la partie supérieure de la bande passante d'une antenne VHF (125-157MHz), ce qui est présenté dans le chapitre 4. Pour valider le principe de localisation sur cette maquette dans des conditions équivalentes à celles sur avion, il est nécessaire de tenir compte de ce rapport entre la fréquence de fonctionnement des antennes et le rayon du fuselage. Nous avons utilisé une maquette, présentée sur la Figure 5.3, qui consiste en un cylindre de rayon 30cm, qui est à l'échelle 1:6.67 d'un Airbus A320. La fréquence de fonctionnement des antennes installées sur la maquette est alors fixée par ce rapport d'échelle en prenant comme repère le milieu de bande passante de l'antenne VHF (118-157MHz), soit 137.5MHz. La fréquence de fonctionnement est donc de 917MHz et les antennes sont représentées par des monopôles de 8.18cm de longueur. Comme le phénomène de décharge est large bande et peut atteindre des fréquences de quelques GHz, ce qui est présenté dans le chapitre 1, il semble donc possible de mesurer les émissions avec ces antennes.

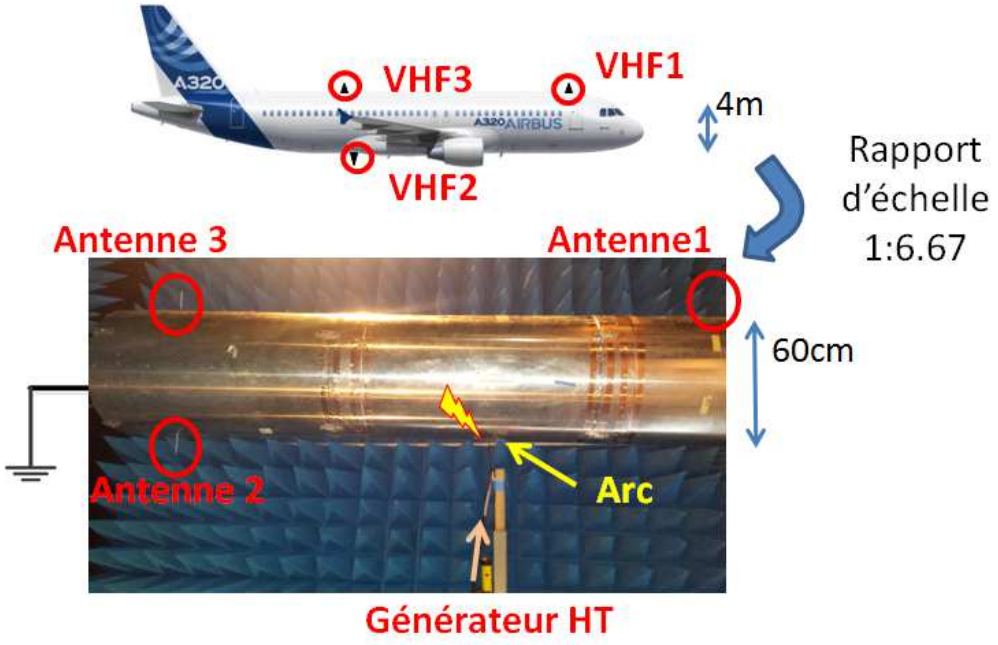


Figure 5.3 - Maquette à l'échelle 1:6.67 du fuselage d'un Airbus A320

Sur cette maquette, des arcs sont donc générés conformément au montage présenté dans la partie 5.3. et sur la Figure 5.3. Les émissions de ces arcs sont mesurées au niveau des antennes monopoles à l'aide d'un oscilloscope numérique Lecroy Waverunner WR640ZI réglé en bande passante DC-4GHz et avec un échantillonnage de 20Géch/s sur une fenêtre inférieure à une centaine de nanosecondes. Les signaux mesurés avec ces antennes étant plus hauts en fréquence (temps de montée de quelques

centaines de picosecondes), il est en effet nécessaire de les capturer à l'aide d'un outil plus performant qu'en bande VHF. Le déclenchement de la mesure est fait en fixant un seuil sur le signal entrant sur la voie 1 de l'oscilloscope.

Par ailleurs, des câbles de même longueur (Marque Megaphase RF Orange, doublement blindés) sont utilisés pour ramener les signaux depuis les antennes jusqu'à l'oscilloscope, évitant ainsi d'ajouter des retards temporels aux signaux mesurés.

Afin de valider la méthode de localisation, plusieurs mesures ont été effectuées en déplaçant la source sur la surface de la maquette. Ces différents points sont présentés sur la Figure 5.4.

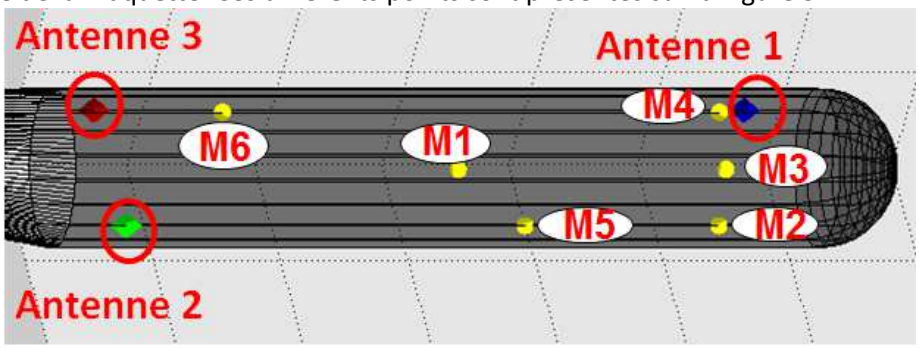


Figure 5.4 - Points source testés sur la maquette cylindrique

Nous allons présenter, dans ce qui suit, les résultats de localisation obtenus en déclenchant un arc sur le point M2. Les signaux mesurés à l'oscilloscope sont ceux de la Figure 5.5.

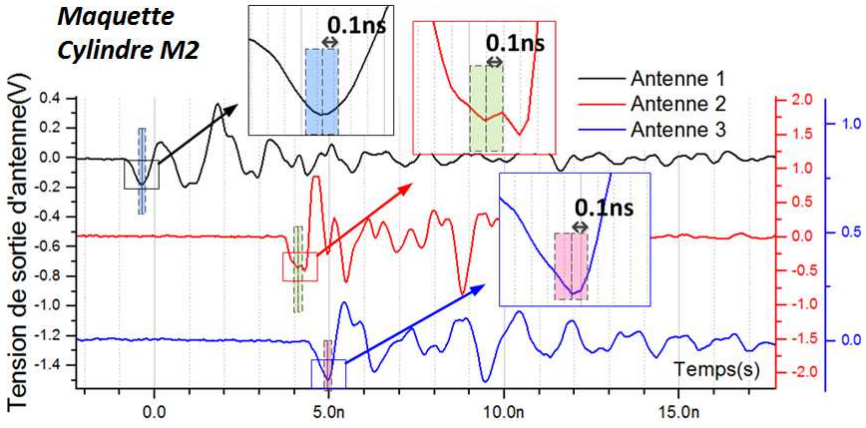


Figure 5.5 - Mesure des signaux issus d'un arc généré sur une maquette cylindrique, position M2

Une fois ces signaux obtenus, il est possible d'extraire les TDOAs, qui vont nous permettre de localiser la source en appliquant la méthode de localisation développée. Nous pouvons cependant avoir une idée de la position de la source juste en regardant les courbes de la Figure 5.5. En effet, le signal arrive en premier sur l'antenne 1 par rapport aux autres, donc nous pouvons dire que la décharge est située à l'avant de la maquette. Ensuite, l'amplitude du signal est plus forte sur l'antenne 2 que sur les antennes 1 et 3, ce qui place la décharge sur la partie inférieure de la maquette. Nous pouvons voir finalement, que le signal de l'antenne 2 a de l'avance sur celui de l'antenne 3 donc cela suggère aussi que la décharge est sur la partie inférieure de la maquette.

Nous allons maintenant déterminer les TDOAs et appliquer la méthode de localisation. Nous allons prendre comme point de référence temporel le premier minima de chaque pulse étant donné que celui-ci est très bien marqué lors de toutes les mesures effectuées. Les TDOAs sont alors obtenues en appliquant la méthode présentée dans le chapitre 3, aboutissant à la relation (5.1).

$$TDOA_{ji} = T_{ji} = T_j - T_i \pm \Delta t_{ji} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \Delta t_{ji} = \Delta t_j + \Delta t_i + \Delta t_{sync,ji} \\ \Delta t_i = \Delta t_{delay,i} + \Delta t_{mark,i} \end{cases} \tag{5.1}$$

Avec :

- $TDOA_{ji}$, aussi notée T_{ji} La différence de temps d'arrivée du signal issu de la source aux antennes i et j.
- T_i Repère temporel du i-ème signal pulsé (temps de départ, extrema…).
- Δt_{ji} Erreur totale dans l'estimation de $TDOA_{ji}$.
- Δt_k Erreur totale dans l'estimation de T_k.
- $\Delta t_{sync,ji}$ Erreur due à la synchronisation des canaux i et j de l'oscilloscope.
- $\Delta t_{delay,i}$ Erreur calibration de chaque canal de la chaine de mesure.
- $\Delta t_{mark,i}$ Erreur d'estimation graphique des T_i.

Dans le setup de mesure utilisé, nous avons estimé les valeurs des différentes sources d'erreur. Les câbles utilisés sont en principe de 6m, mais en pratique ils ont des légères différences de longueur. Nous estimons donc une erreur $\Delta t_{delay,i} = 50ps$ due à ces différences. De plus, l'erreur de synchronisation entre deux canaux de l'oscilloscope est spécifiée à $\Delta t_{sync,ji} \leq 2ps$ par le constructeur dans les spécifications (en annexe 6), valeur qui est négligeable devant les autres sources d'erreur. La principale source d'erreur pour la détermination des TDOAs est donc $\Delta t_{mark,i}$, qui correspond à l'estimation du repère temporel T_i pour chaque courbe. Sa valeur est estimée graphiquement à 0.1ns, pour une source positionnée en M2, à partir du graphique de la Figure 5.5.

Le Tableau 5.I présente les valeurs d'erreurs totales obtenues avec la relation (5.1), ainsi que la valeur des TDOAs calculées à partir des courbes de la Figure 5.5.

Tableau 5.I - Calcul des TDOAs et erreurs, position M2 maquette (valeurs en nanosecondes)

Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
0.4	0.3	0.4
T_1	T_2	T_3
-0.38	4.1	4.9
T_{21}	T_{31}	T_{32}
4.48	5.28	0.8

Par ailleurs, une base de données a été développée, contenant la signature des TDOAs d'une collection de points sur la surface du cylindre. Le modèle de propagation utilisé est tel que des signaux se propagent sur la surface du cylindre en suivant la plus courte hélice entre deux points, ce qui est présenté dans le chapitre sur les méthodes de localisation. En utilisant ces modèles, le programme MATLAB développé permet de créer une base de données de plusieurs dizaines de milliers de points en une minute. Ce même programme permet de comparer ensuite les TDOAs mesurées avec la base de données et ainsi obtenir les positions des points ayant une signature de TDOA similaire, en tenant compte des erreurs de mesure estimées. La comparaison des TDOAs avec la base de données est faite pour chacune des TDOAs séparément, ce qui est présenté sur la Figure 5.6. Cette opération de comparaison prend moins d'une seconde à être effectuée en utilisant un ordinateur de bureau.

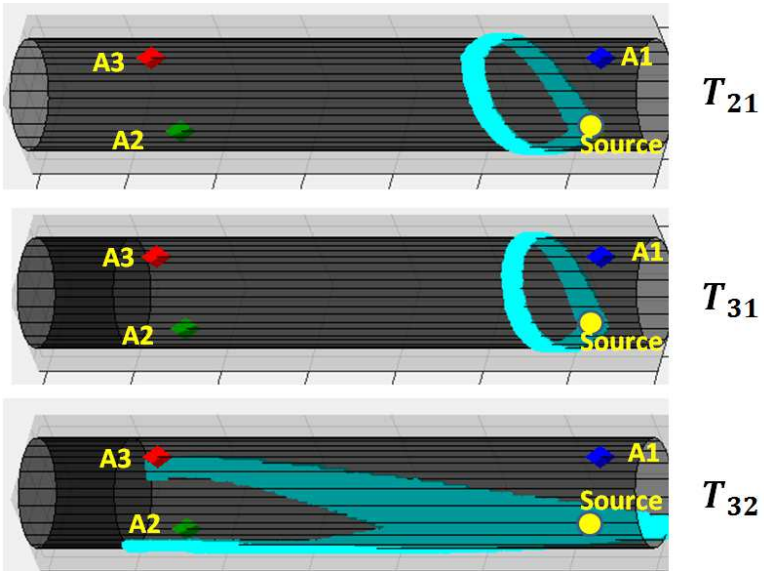


Figure 5.6 - Comparaison des TDOAs une par une avec la base de données (point M2)

Sur cette figure, la source réelle est représentée par un point jaune et les sources estimées forment une surface colorée en bleu clair. L'intersection des zones obtenues sur la Figure 5.6 est ensuite effectuée pour obtenir le résultat de comparaison des trois TDOAs avec la base de données. Ce résultat est illustré sur la Figure 5.7, où la position de l'arc est représentée par un point jaune, et les positions estimées par comparaison avec la base de données sont représentées par des points verts formant une surface.

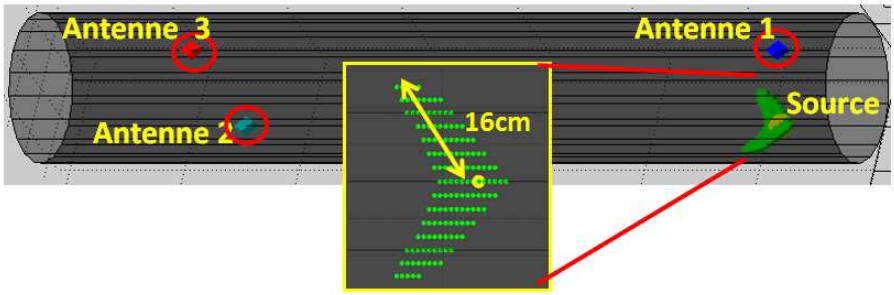


Figure 5.7 - Résultat de la méthode de localisation sur une maquette cylindrique à l'échelle 1:6.6 d'un Airbus A320 (M2)

Une mesure de la distance maximale entre la position réelle de la source et le point estimé le plus lointain donne une idée de la précision de localisation. Dans le cas présenté ci-dessus, la source peut être localisée dans un rayon de 16cm. A l'échelle d'une maquette de 3 mètres de longueur et de 1.8 mètres de circonférence. En appliquant le facteur d'échelle, cela correspond à un rayon de 1 mètre à l'échelle d'un A320. En additionnant des surfaces élémentaires associées à chaque point source, et en multipliant par le nombre de points, il est possible d'obtenir une approximation de la surface estimée. Cette surface sera comparée à la surface totale d'un modèle d'A320 entier, qui est de 715m^2 comme présenté dans le chapitre 3, mise à l'échelle 1 :6.67, soit une surface de 16m^2. Dans le cas du point M2, la surface des sources estimées est de 0.04 m^2, ce qui correspond à 0.25% de la surface totale d'un modèle d'A320 mis à l'échelle 1:6.67. Il s'agit donc d'une réduction importante de la surface à tester dans de le cadre d'une intervention en compagnie aérienne.

Par ailleurs, il est intéressant de remarquer que la position choisie pour la source dans l'exemple de la Figure 5.7 est en NLOS avec deux des trois antennes, et malgré cela une localisation satisfaisante est obtenue. Nous pouvons aussi remarquer que la surface estimée est symétrique par rapport au plan des antennes, il est donc impossible de distinguer si la source est sur le côté droit ou gauche de la maquette.

Lors de cette campagne d'essais, nous avons réussi à localiser tous les points testés sur la surface de la maquette en utilisant les signaux issus des trois antennes. En prenant en compte tous les résultats, la localisation est possible dans des surfaces allant de 0.2% à 0.7% de la surface totale de l'avion à l'échelle (surface totale de 16m^2) dans un rayon de 11 à 27cm, ce qui est présenté dans le Tableau 5.II. Les résultats pour chacun des points sont présentés en annexe 7.

Tableau 5.II - Synthèse des précisions de localisation sur maquette cylindrique

Position sur fuselage	M1	M2	M3	M4	M5	M6
Surface estimée	0.049m^2	0.04m^2	0.11m^2	0.09m^2	0.027m^2	0.048m^2
% surface totale avion à l'échelle 1 :6.67 (16m^2)	0.3%	0.25%	0.7%	0.6%	0.2%	0.3%
Plus grande distance estimée	12cm	16cm	27cm	26cm	22cm	11cm
A l'échelle d'un A320	80cm	106cm	180cm	173cm	146cm	73cm

Ces mesures sur la maquette permettent de valider le principe du modèle de propagation choisi, à savoir la propagation suivant le plus court chemin sur la surface, ainsi que la méthode de localisation en utilisant trois antennes. Il est intéressant cependant de revenir à la Figure 5.6, où nous pouvons constater qu'en disposant d'une seule TDOA parmi les trois il est tout de même possible d'obtenir des estimations intéressantes de la position de la source. C'est le cas notamment des TDOAs T_{21} et T_{31} sur la Figure 5.6 où les zones estimées constituent des couronnes dont la surface totale est faible, ou le T_{32} où on peut affirmer que la décharge se situe dans la partie inférieure du montage. Ces résultats permettent de valider, dans un environnement contrôlé, le principe de localisation basé sur la mesure des TDOAs en situation NLOS à l'aide d'un modèle de propagation simple. Cette approche nous permet de construire une cartographie de signatures de TDOA en moins d'une minute et d'effectuer la localisation de la source en moins d'une seconde.

5.4.2 Maquette de Fuselage et Voilure

La prochaine étape a été de construire une maquette de voilure gauche à l'échelle 1:6.6 et de l'intégrer au cylindre représentant le fuselage. Cette nouvelle maquette est présentée sur la Figure 5.8 a) et b).

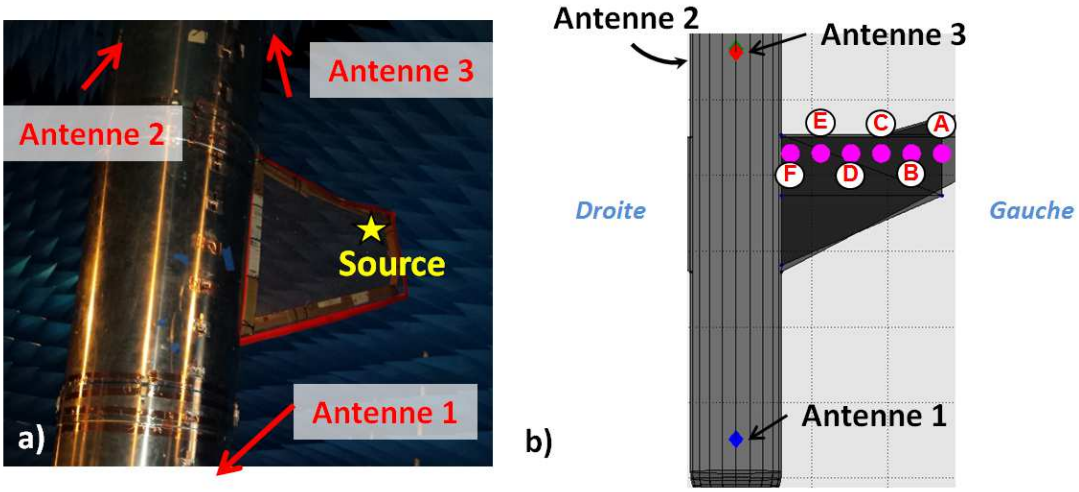


Figure 5.8 - Photo (a) et modèle 3D (b) de la maquette cylindre et voilure, points de test

Des arcs sont alors générés sur la surface de cette voilure, leurs positions sont présentées sur la Figure 5.8 b), en utilisant la méthode présentée dans la partie 5.3. Nous allons nous focaliser sur le point de mesure B, représenté sur la Figure 5.8 a) par une étoile jaune. Nous avons généré un arc électrique sur cette position et mesuré ses émissions à l'aide des trois antennes installées sur le montage. Les résultats sont présentés sur la Figure 5.9.

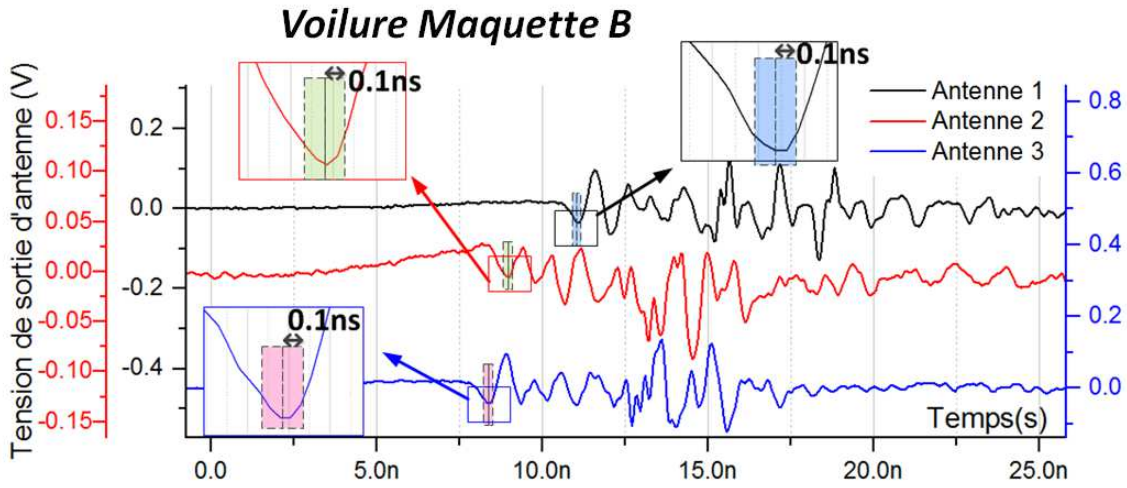


Figure 5.9 - Mesures d'un arc déclenché sur le point B sur la voilure de la maquette

Comme pour l'exemple précédent, l'application de la méthode de localisation va nous permettre de localiser la source. Nous pouvons cependant avoir une idée de sa position en regardant les courbes de la Figure 5.9. En effet les signaux des antennes 2 et 3 sont en avance par rapport à celui de l'antenne 1, donc la décharge est située sur la moitié arrière de la maquette. Le signal de l'antenne 2 est déformé par rapport à celui des deux autres antennes ce qui peut montrer la présence d'un obstacle entre la source et l'antenne 2. Cela place la source sur le dessus de la maquette.

Nous allons maintenant déterminer les TDOAs et appliquer la méthode de localisation. Les TDOAs sont obtenus, à partir des signaux mesurés, en utilisant la relation (5.1), ce qui est présenté dans le Tableau 5.III. Les valeurs de $\Delta t_{delay,i}$ et $\Delta t_{sync,ji}$ sont les mêmes que dans le cas précédent. Les $\Delta t_{mark,i}$ sont tous les trois égaux à 0.1ns d'après l'estimation graphique effectuée sur la Figure 5.9.

Tableau 5.III - Calcul des TDOAs et erreurs, position B sur la voilure de la maquette (valeurs en nanosecondes)

Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
0.33	0.3	0.3
T_1	T_2	T_3
11.07	8.97	8.37
T_{21}	T_{31}	T_{32}
-2.1	-2.7	-0.6

Etant donnée la position du point de test B, la décharge est en ligne de vue avec les antennes 1 et 3 (propagation rayonnée) et en conditions NLOS avec l'antenne 2. Le modèle de propagation pour le trajet jusqu'à l'antenne 2 correspond alors à la combinaison d'une propagation de surface pour atteindre la jonction fuselage/voilure puis d'une hélice sur le cylindre. Ce modèle, qu'on appellera modèle de propagation mixte, présenté en détail au Chapitre 3, donne naissance à une base de données de signatures TDOAs pour les points situés sur le dessus de la maquette voilure (la face visible depuis les antennes 1 et 3). Nous n'avons pas développé de base de données pour des sources situées sous la voilure dans cette thèse mais cela ne présente pas de difficulté supplémentaire.

Les TDOAs du Tableau 5.III sont ensuite comparées à deux bases de données avec le programme développé sous MATLAB. Ces deux bases sont celles contenant les signatures des sources sur la voilure, et celle contenant les signatures des sources sur le cylindre. Le résultat de localisation est représenté sur la Figure 5.10. La source B est représentée par un point rose. Les points sources estimés, issus de la base de données de la voilure, sont représentés par des points verts qui forment deux surfaces. La comparaison avec la base de données du cylindre fournit aussi des estimations, représentées par des points de couleur bleue claire, qui forment deux surfaces sur le cylindre d'à peu près 10cm de rayon. Comme pour le point M2, en additionnant des surfaces élémentaires associées à chaque point source de la voilure comme du cylindre, et en multipliant par le nombre de points, il est possible d'obtenir une approximation de la surface estimée. Cette surface, pour le point B sur la voilure, est d'environ 0.22 m^2, ce qui correspond à 1.5% de la surface totale d'un modèle d'A320 mis à l'échelle 1:6.67.

Pour les arcs générés sur le cylindre, présentés dans la section 5.4.1, cependant, la base de données de la voilure n'a pas donné des résultats car les points testés sont assez éloignés de l'emplacement de la voilure. Nous pouvons voir ça sur les représentations 3D de l'annexe 7.

Il est important de noter que sur la Figure 5.10, la méthode de localisation produit des résultats symétriques par rapport au plan de symétrie du montage. En effet, étant donné que les trois antennes sont contenues dans ce plan, les TDOAs de sources symétriques par rapport à ce plan seront les mêmes. En d'autres termes, il est impossible de déterminer si la source est du côté gauche ou du côté droit, et la méthode de localisation donnera toujours des résultats symétriques par rapport au plan des antennes.

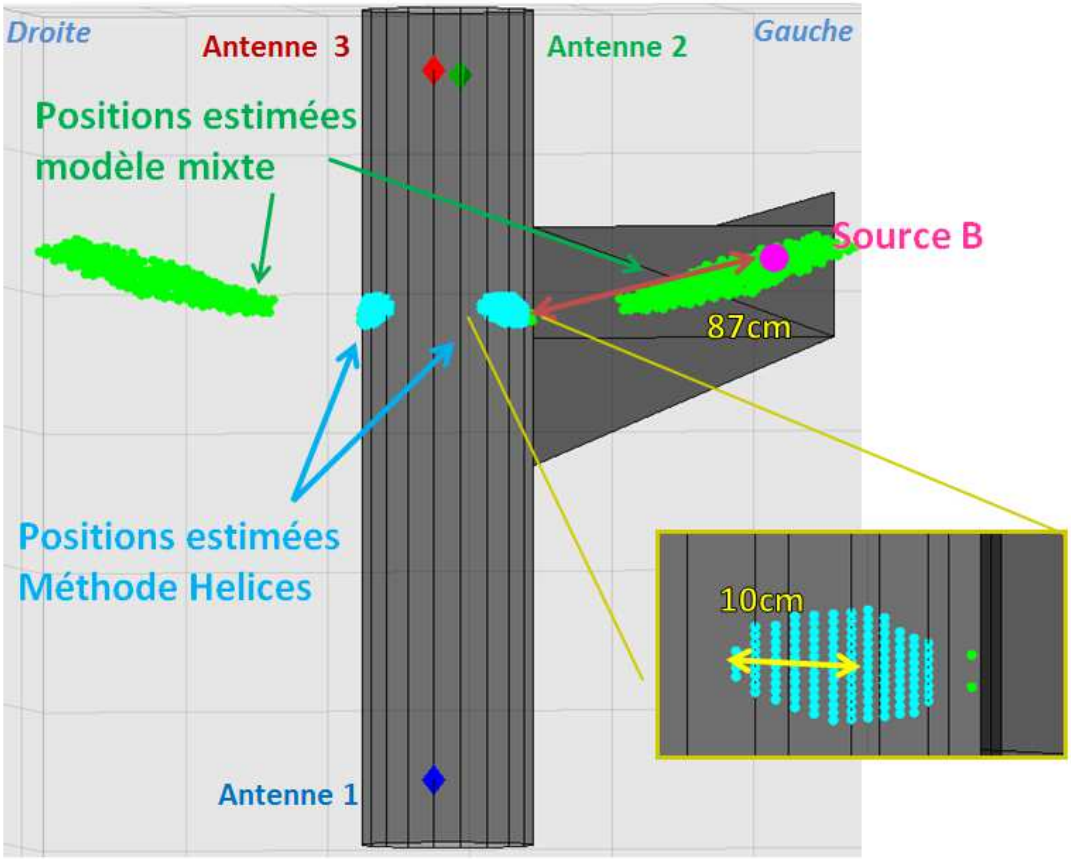


Figure 5.10 - Résultats de localisation sur la voilure de la maquette pour le point test B

De plus, les surfaces estimées sont plus grandes que dans le cas d'une source placée sur le cylindre, la précision de localisation est donc réduite. En effet, chaque TDOA définit une surface 3D de sources

possibles et l'intersection avec la structure avion permet d'obtenir les zones estimées. La voilure couvrant une surface plus grande que le fuselage, les surfaces estimées sont plus grandes aussi et s'étendent même jusqu'au cylindre à travers la base de données le concernant. Ainsi, pour toutes les positions de sources testées, la méthode de localisation résulte en plusieurs surfaces estimées, similaires à celles de la Figure 5.10. En prenant en compte tous les résultats, la localisation est possible dans des surfaces allant de 0.8% à 4.5% de la surface totale de l'avion à l'échelle (surface totale de 16m^2), soit dans un rayon de 25 à 100cm, ce qui est présenté dans le Tableau 5.IV. Les courbes et résultats des différents points de test sont présentés en annexe 8.

Tableau 5.IV - Synthèse des précisions de localisation sur maquette voilure

Position sur voilure	A	B	C	D	E (cas1)	E (cas2)	F
Surface estimée	0.315m2	0.217m2	0.709m2	0.277m2	0.25m2	0.386m2	0.129m2
% surface totale avion à l'échelle	2%	1.5%	4.5%	2%	1.5%	2.5%	0.8%
Plus grande distance estimée	100cm	87cm	50cm	50cm	30cm	100cm	25cm
A l'échelle d'un A320	6.7m	5.8m	3.3m	3.3m	2m	6.7m	1.6m

Cette section a présenté les résultats du test de localisation sur maquette. Les résultats obtenus permettent de valider la méthode de localisation au laboratoire sur une structure proche de celle d'un avion. La précision de localisation est réduite lorsque la source est placée au niveau des ailes mais malgré des précisions de localisation variables en fonction de la zone, les résultats sont encourageants et représenteraient un gain de temps dans le cadre d'une intervention en compagnie aérienne.

5.5 Mesures sur Avion

Une fois que les principes de la méthode de localisation ont été validés au laboratoire, nous avons réalisé des mesures sur avion. Cette section va présenter les différents résultats obtenus lors des tests réalisés sur avion en générant des arcs sur différentes positions.

5.5.1 Description du Montage

Les mesures effectuées sur la maquette ont abouti à des résultats encourageants pour la localisation d'arcs électriques. Des tests sur avion au sol ont été effectués avec la même méthode de génération d'arcs. Deux campagnes de mesure ont eu lieu sur le même avion, et ont abouti aux différentes positions de sources testées sur sa surface. Les différentes positions de source testées sont représentées sur la Figure 5.11. La première campagne a été effectuée dans un hangar, sans utiliser d'amplificateurs ou de filtres. Plusieurs mesures ne sont pas exploitables car trop bruitées. Nous allons présenter le point R1 sur le radôme, issu de cette campagne. La deuxième campagne a eu lieu à l'air libre et nous avons utilisé un amplificateur par voie et un filtre sur la voie de déclenchement, comme présenté dans le chapitre 4, ce qui nous a permis d'avoir des mesures peu bruitées et exploitables.



Figure 5.11 - Points source testés sur A320

Lors de ces différents tests, le niveau des signaux issus des arcs générés ont été suffisamment élevés pour pouvoir les mesurer en utilisant un seul amplificateur par voie de mesure, voir pas d'amplificateur pour la première campagne. Le montage de mesure est décrit dans le chapitre 4. Les amplificateurs utilisés pour ces tests au sol sont des ZKL-2R5+ de chez Mini-Circuits de 30dB de gain, bande passante 10-2500MHz et facteur de bruit 5dB. Les spécifications techniques sont en annexe 4.

Par ailleurs, les câbles provenant de chaque antenne, représentés en rouge sur la Figure 5.12, ont des longueurs différentes. Il est donc nécessaire de prendre en compte le retard temporel ajouté par ces trois câbles sur les signaux pulsés issus des arcs. Ces retards sont pris en compte en effectuant des mesures de réflectométrie directement sur ces câbles, comme présenté dans la section 5.5.3.1. Pour effectuer les tests au sol, ces câbles sont ensuite reliés aux amplificateurs en utilisant des câbles coaxiaux de même longueur et de même type comme présenté sur la Figure 5.12. Les câbles coaxiaux utilisés sont des câbles HUBER+SUHNER doublement blindés.

Le déclenchement de la mesure est fait en fixant un seuil sur le signal entrant sur la voie 1 de l'oscilloscope. Cependant, lors de la campagne de test en extérieur, il était difficile de déclencher une acquisition sur des signaux issus des arcs étant donné la grande quantité de communications présentes dans la bande VHF. Comme présenté dans le chapitre précédent, nous avons utilisé un seul filtre passe bande (125-250MHz) pour éliminer une partie de ces communications et pouvoir ainsi déclencher la mesure sur des signaux issus des arcs. L'utilisation d'un filtre pour la mesure d'un signal pulsé implique la perte éventuelle d'information. Nous avons choisi d'utiliser un seul filtre pour limiter toute éventuelle perte à une seule voie (VHF1). Si les signaux des autres antennes sont bruités nous pourrons alors utiliser des techniques de filtrage en post-traitement, comme présenté dans la section 5.5.3.1.

De plus, en plaçant le filtre devant la chaine d'amplification, des signaux hors bande intenses qui pourraient saturer les amplificateurs sont rejetés. Si ces signaux énergétiques se trouvent dans la bande passante du filtre, cependant, la chaine d'amplification va saturer rendant la mesure inexploitable.

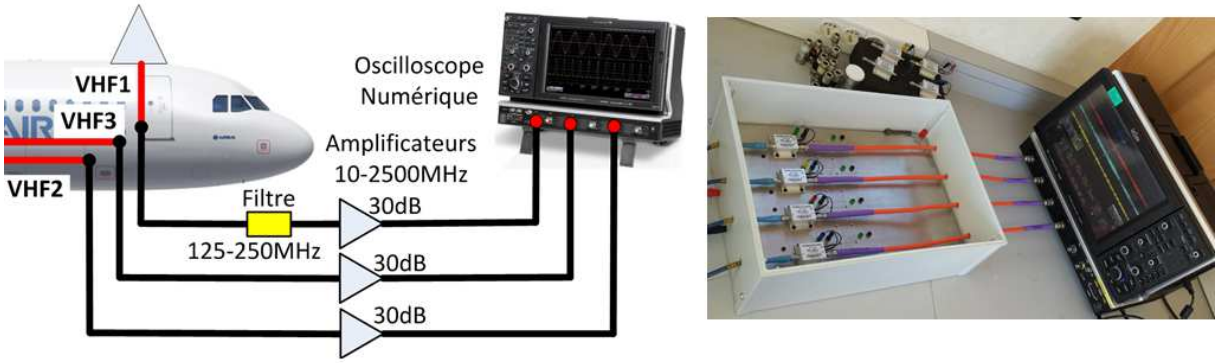


Figure 5.12 - Instrumentation de mesure sur avion au sol

Ainsi, une décharge créée sur une des positions de la Figure 5.11 va générer des signaux qui sont captés par les trois antennes et mesurés par l'instrumentation.

5.5.2 Méthode de Détermination des TDOAs sur Avion

Lors de la détermination des TDOAs pour les mesures effectuées avec la maquette, nous avons utilisé le premier extremum de chaque signal comme référence, comme présenté dans le chapitre 3, et l'erreur d'estimation correspond à de légères erreurs de placement du marqueur par l'opérateur. Lorsque nous appliquons cette même méthode aux mesures effectuées sur avion il n'est pas évident de reconnaitre le premier extremum, et la tolérance d'erreur $\Delta t_{mark,i}$ ne tient donc pas compte d'un mauvais choix d'extremum. Or, cette erreur est en général suffisamment importante pour aboutir à une localisation erronée, c'est-à-dire que la surface formée par les sources estimées ne contient pas la source réelle. Un exemple est donné en annexe 1, où cet aspect est mis en évidence avec la mesure effectuée en générant un arc sur la position F1 du fuselage.

Lors d'une occurrence de P-Static en compagnie, l'objectif de la méthode de localisation est d'estimer la position de la source en étant confiant que les zones estimées contiennent effectivement la source réelle. Nous avons donc opté pour une méthode de détermination des TDOAs dont l'erreur estimée $\Delta t_{mark,i}$ peut prendre en compte un mauvais choix d'extremum, même si cela augmente la surface des sources estimées. Cette méthode, décrite dans le chapitre 3, consiste à prendre comme référence T_i, sur le signal pulsé, l'extremum que l'on considère comme étant le deuxième, puis prendre comme tolérance d'erreur l'intervalle de temps le plus long pour atteindre soit le premier extremum, soit le troisième. Cette méthode est illustrée sur la Figure 5.13, où à partir du deuxième extremum, l'intervalle de temps le plus long pour atteindre l'extremum adjacent conduit au premier minimum. C'est donc cet intervalle qui sera pris pour $\Delta t_{mark,i}$.

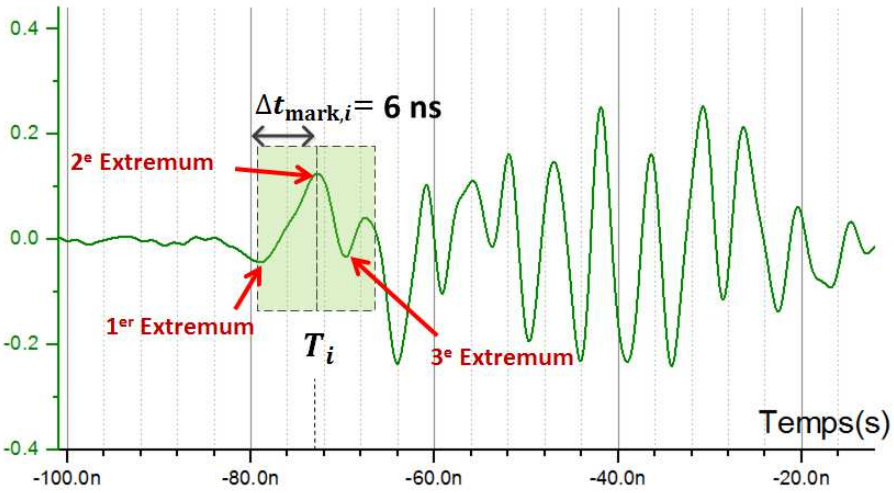


Figure 5.13 - Exemple de détermination de T_i et $\Delta t_{mark,i}$ sur une mesure effectuée sur avion (W4)

Cette méthode, comme nous le verrons dans les sections suivantes, permet d'avoir des résultats de localisation qui contiennent dans tous les cas la source réelle.

5.5.3 Post-Traitement des Mesures

Sur la maquette, une fois la mesure effectuée nous avons déterminé immédiatement les TDOAs tel qu'il a été présenté plus haut. Lorsque nous mesurons des signaux issus des arcs sur avion, cependant, nous devons effectuer deux post-traitements sur ces mesures avant de déterminer les TDOAs. Ces traitements sont présentés dans la suite.

5.5.3.1 Correction des Retards Temporels dus à l'Instrumentation

Sur avion, les antennes VHF sont reliées à notre instrumentation par des câbles de longueur différente. Ces différences de longueur vont ajouter un retard temporel de valeur différente sur chaque signal mesuré, ce qui est illustré sur la Figure 5.14. Nous devons donc caractériser la valeur du retard temporel ajouté, et la prendre en compte lors du calcul des TDOAs.

Par ailleurs, nous avons vu dans la section 5.5.1 que chaque canal de l'instrumentation peut être composé de différents éléments. En effet, dans les campagnes de mesure sur avion au sol, nous verrons plus loin que le canal dédié à la VHF1 est composé d'un amplificateur et d'un filtre alors que les deux autres canaux ont uniquement un amplificateur, ce qui est illustré sur la Figure 5.12.

Ainsi, toute source de retard temporel doit être caractérisée et prise en compte avant la détermination des TDOAs.



Figure 5.14 - Câblage des antennes VHF et leur connexion à l'instrumentation sur avion

Sur avion, comme illustré sur la Figure 5.14, les trois câbles de longueurs L_i, avec $i = 1,2,3$, vont induire un retard temporel Δt_{ci} sur les signaux reçus par les antennes. Ce retard est obtenu avec la relation (5.2).

$$\Delta t_{ci} = \frac{L_i}{v_{ci}} \quad avec \quad i = 1,2,3 \tag{5.2}$$

Avec :

- Δt_{ci} le retard temporel ajouté par le câble de la i-ème antenne VHF.
- L_i la longueur du câble de la i-ème antenne VHF.
- v_{ci} la vitesse de propagation du signal dans de câble de la i-ème antenne VHF.

La Figure 5.15 présente un exemple de mesure d'un pulse sur une voie où un filtre est placé en entrée de la première voie (VHF1). Il est alors nécessaire de soustraire non seulement le retard temporel apporté par le câble, mais aussi le retard apporté par le filtre.

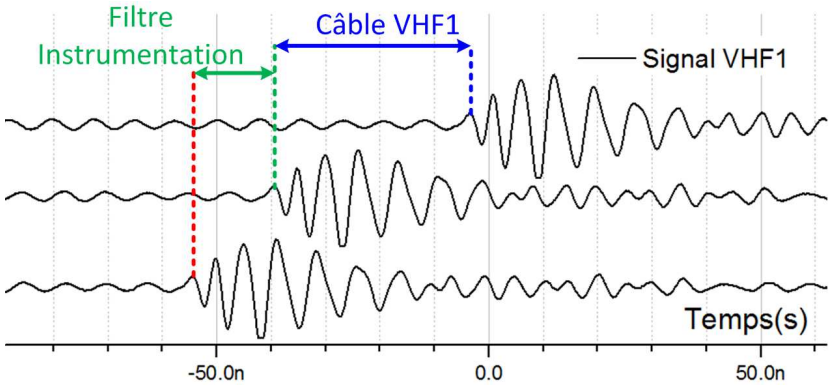


Figure 5.15 - Correction des retards temporels sur une mesure avion (VHF1 Position W4)

En pratique, les retards temporels des câbles reliés aux antennes sont obtenus par réflectométrie (autour de 35ns pour celui de la VHF1 et plus de 80ns pour les VHF 2 et 3). En ce qui concerne le filtre, le retard est estimé au laboratoire à partir d'un arc généré sur un plan de masse. Nous plaçons une antenne VHF d'avion sur un plan de masse et nous la relions à un splitter qui permet de séparer le signal provenant de l'antenne en deux. Une de ces deux voies obtenues est reliée à un oscilloscope directement, tandis que l'autre voie est reliée à une autre voie de l'oscilloscope à travers le filtre dont que nous cherchons à caractériser. Lorsque nous produisons un arc, les signaux mesurés par l'oscilloscope seront décalés dans le temps. Nous prenons ce décalage temporel pour corriger le retard amené par le filtre sur les mesures effectuées sur avion. Nous avons estimé que l'erreur correspondant à cette correction de retard temporel est de $\Delta t_{delay,i} = 500ps$.

5.5.3.2 Réduction du Bruit des Signaux Mesurés

Lors des tests de validation, nous avons effectué des mesures d'arcs sur avion en présence de signaux interférents qui ont ajouté du bruit aux mesures. Ces signaux interférents, comme nous l'avons présenté dans le chapitre 4, peuvent être issus d'émetteurs radio comme des radars ou des communications mobiles. Le déclenchement de la mesure est alors délicat à réaliser mais nous avons vu que l'utilisation d'un filtre passe bande en entrée de la voie de déclenchement, qui est la voie dédiée à la VHF1, nous a permis d'effectuer la mesure. Les signaux mesurés par cette voie de l'oscilloscope ne sont donc pas bruités. Les signaux mesurés par les deux autres voies sont, eux, parfois bruités. Nous allons réduire le bruit de ces signaux en utilisant des filtres à réponse impulsionnelle infinie (RII) en post-traitement, afin de faciliter la détermination des TDOAs. Les filtres ont été appliqués en utilisant

un logiciel de traitement de données appelé Origin. Ce logiciel incorpore un outil de filtrage RII qui permet de fixer manuellement les paramètres suivants :

- Fréquences de Coupure Fp
- Atténuation/réjection dans la bande de réjection Astop
- Fréquences de réjection Fr, pour lesquelles l'atténuation spécifiée est atteinte
- Ondulations dans la bande passante (ripple) Apass

Avec ces informations, l'outil calcule automatiquement la fréquence centrale du filtre spécifié, sa bande passante et fixe l'ordre du filtre pour atteindre les caractéristiques spécifiées. Nous avons utilisé des filtres de Chebyshev type II (aussi connus comme Chebyshev inverse) dont la conception est présentée dans [2]. Les caractéristiques des filtres utilisées ont été fixées de manière à améliorer au mieux la forme des signaux mesurés. En pratique nous avons utilisé deux types de filtres à cet effet, un passe bande et un passe bas dont les caractéristiques sont présentées sur la Figure 5.16.

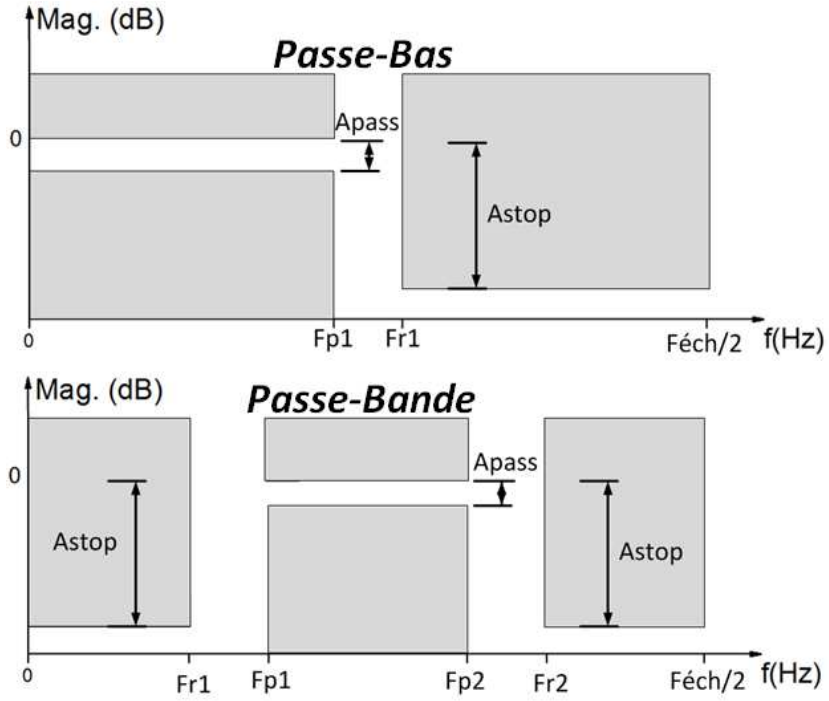


Figure 5.16 - Caractéristiques générales de filtres RII utilisés en post-traitement

Les paramètres du filtre passe-bas sont les suivants :

- Fp1=250MHz, Fr1=300MHz. Nous avons fixé cette fréquence de coupure haute car elle est au-dessus de la bande passante de l'antenne. La fréquence de réjection nous permet de filtrer les hautes fréquences qui amènent du bruit à la mesure, notamment autour de 470MHz lors des essais en extérieur.
- Apass=0.1dB et Astop=30dB

Les paramètres du filtre passe-bande sont les suivants :

- Fr1, Fp1, Fp2, Fr2 sont fixés en fonction du cas de figure étudié
- Apass=0.1dB et Astop=30dB

En règle générale, l'ajout d'un filtre va avoir un effet de décalage temporel sur le signal sur lequel on l'applique, en fonction des paramètres du filtre, notamment la bande passante. Cependant, les filtres

RII que nous utilisons emploient une méthode permettant d'empêcher ce décalage temporel appelée « Forward-Backward Filtering » [3]. Nous n'allons pas étudier le fonctionnement de cette méthode dans cette thèse. L'application des filtres n'ajoute aucun retard temporel supplémentaire, ce qui nous permet d'utiliser des filtres de bandes passantes différentes et de type différent et de pouvoir toujours déterminer correctement les TDOAs.

Nous allons présenter dans la suite deux exemples d'application. Sur le premier, présenté sur la Figure 5.17, le filtrage passe-bande déforme la forme d'onde du signal. Les caractéristiques du filtre passe bande utilisé sont les suivantes :

- Fr1=100MHz, Fp1=125MHz, Fp2=250MHz, Fr2=300MHz,
- Apass=0.1dB et Astop=30dB

La bande passante est la même que pour le filtre placé en entrée d'instrumentation mais d'autres valeurs permettent aussi d'obtenir de bons résultats. Nous pouvons voir sur le spectre (graphe du bas), qu'en hautes fréquences, autour de 470MHz, il existe un pic correspondant à un signal de fort niveau. Ce signal est à l'origine du bruit présent sur cette mesure. Tant que les fréquences Fr2 et Fp2 sont inférieures à ce pic, le bruit sera réduit. Nous pouvons voir également que des niveaux élevés sont contenus dans les basses fréquences qui sont rejetées, d'où la déformation du pulse.

Afin de garder le contenu basse fréquence de ce signal, nous avons appliqué un filtre passe bas dont les caractéristiques ont été présentées plus haut. Il élimine le bruit en hautes fréquences et conserve la forme d'onde, ce qui est présenté sur la Figure 5.18. Nous allons donc sélectionner cette forme d'onde pour le calcul des TDOAs sur la position F1 du fuselage, présenté plus loin.

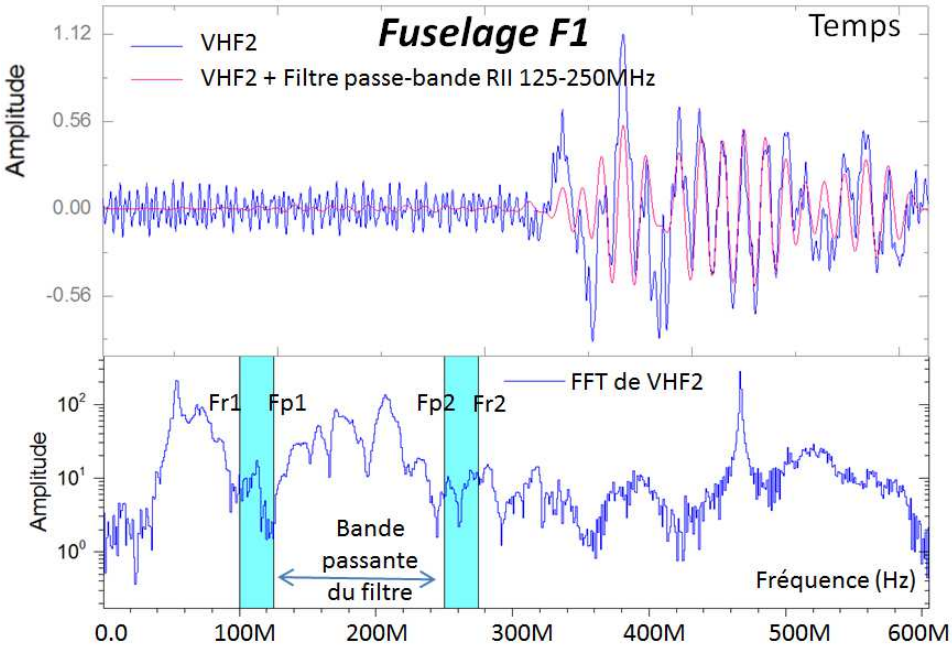


Figure 5.17 - Filtrage RII passe bande d'une mesure effectuée sur la VHF2 (position F1)

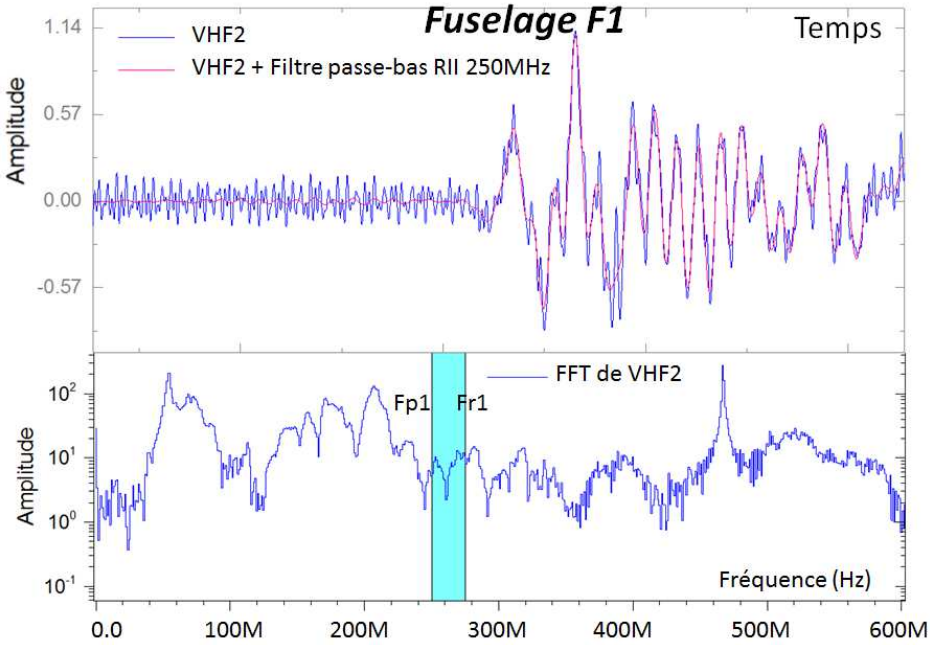


Figure 5.18 - Filtrage RII passe bas d'une mesure effectuée sur la VHF2 (position F1)

Le deuxième exemple concerne une mesure effectuée sur la VHF3 avec une source placée sur le point W4 de la voilure. Ce signal est en premier filtré pas un filtre passe-bas qui est le même que pour le cas précédent. Le résultat de ce filtrage est présenté sur la Figure 5.19. Nous avons effectivement éliminé le bruit en haute fréquence, comme dans le cas précédent, mais une oscillation résiduelle nous pose problème pour déceler le début du pulse. En appliquant un filtre passe bande, cependant, nous arrivons à éliminer à la fois le bruit à haute fréquence et ces oscillations basse fréquence, ce qui est présenté sur la Figure 5.20. Les caractéristiques utilisées pour ce filtre sont les suivantes :

- Fr1=127MHz, Fp1=155MHz, Fp2=250MHz, Fr2=300MHz
- Apass=0.1dB et Astop=30dB

Comme précédemment, les valeurs de la fréquence de coupure et réjection hautes peuvent être changées sans grand changement sur la forme d'onde tant que les fréquences Fp2 et Fr2 sont inférieures à 470MHz où se situe le pic responsable du bruit. Les fréquences Fr1 et Fp1 ont, cependant, plus d'impact sur l'élimination des oscillations basse-fréquence. Cette dernière forme d'onde sera donc conservée pour la détermination des TDOAs.

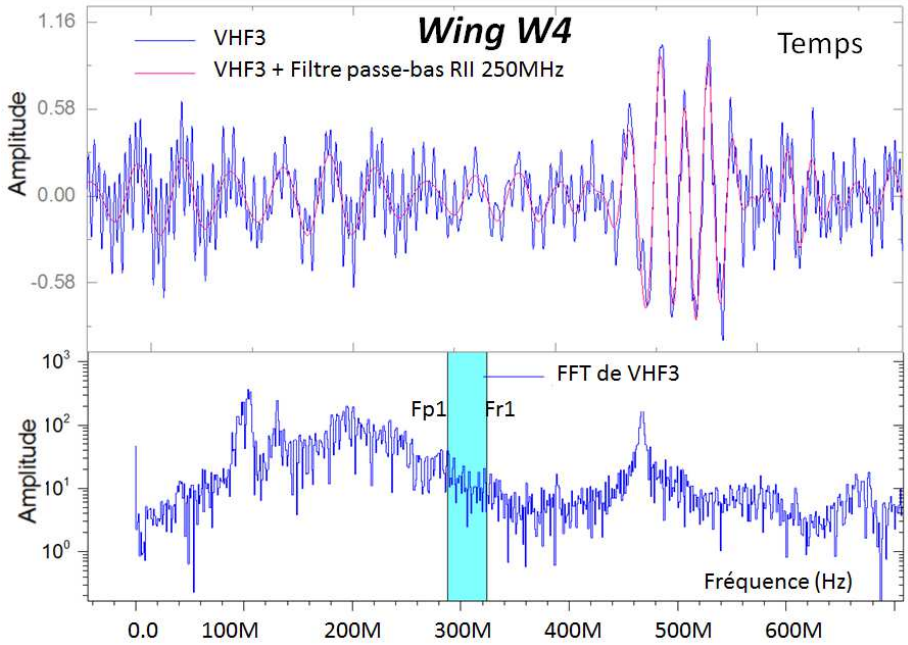


Figure 5.19 - Filtrage RII passe bas d'une mesure effectuée sur la VHF3 (position W4)

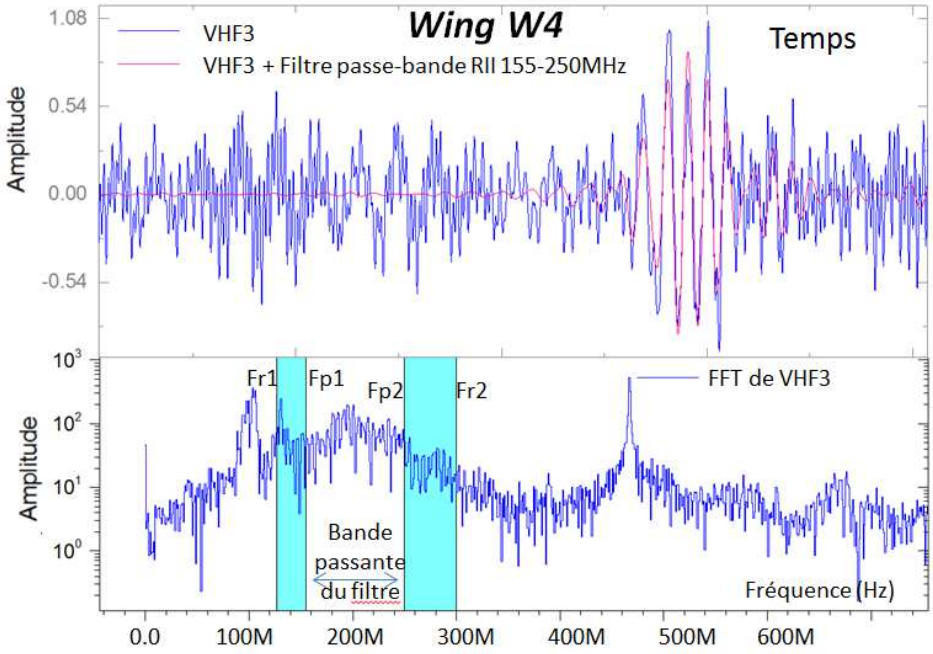


Figure 5.20 - Filtrage RII passe bande d'une mesure effectuée sur la VHF2 (position W4)

Ces exemples montrent bien, qu'en fonction des cas de figure étudiés, le type de filtre à utiliser pour réduire le bruit du signal peut être différent. L'utilisation des filtres peut déformer la forme d'onde du pulse comme dans le premier cas où les informations en basse fréquence ont été rejetées. Dans les exemples présentés ci-après nous préciserons quels filtres nous avons utilisés pour réduire le bruit d'une mesure donnée, mais une étude poussée ne sera pas présentée comme pour les cas illustrés dans cette section.

5.5.1 Source sur Fuselage

5.5.1.1 Exemples

Nous allons présenter trois exemples de sources placées sur le fuselage (F1, F2, F1B comme indiquées sur la Figure 5.11), leurs formes d'onde ainsi que le traitement effectué pour chaque cas. Ensuite nous essaierons de déterminer grossièrement la position des sources en regardant les formes d'ondes mesurées puis en appliquant la méthode de localisation. Il est important de noter que pour tous les points de mesures (fuselage, radome ou voilure), nous avons toujours comparé les TDOAs mesurées avec toutes les bases de données disponibles afin d'obtenir toutes les estimations possibles.

La Figure 5.21 présente les formes d'onde mesurées lorsqu'un arc est généré sur le point F1. Sur cette figure sont tracées les mesures effectuées sur l'antenne VHF1 en bleu, VHF2 en vert et VHF3 en rose.

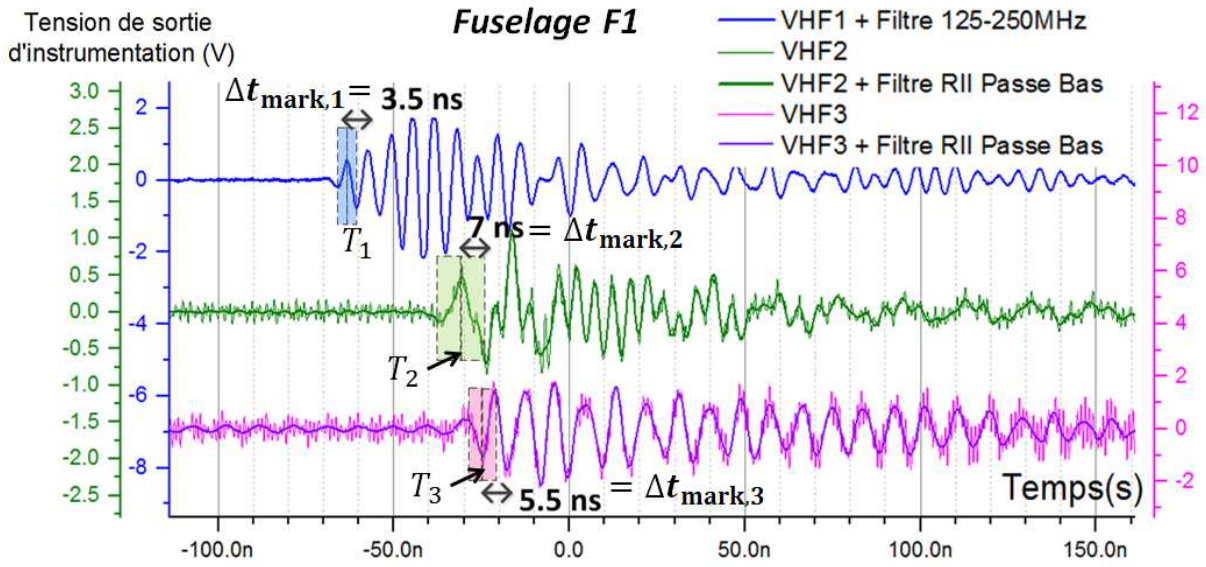


Figure 5.21 - Formes d'ondes mesurées par l'oscilloscope pour une source positionnée sur le point F1

Si nous analysons ces courbes nous pouvons estimer qualitativement l'emplacement de la source. Nous pouvons voir que le signal de l'antenne VHF1 est en avance par rapport aux autres, la source se situe donc à l'avant du fuselage. Le signal de l'antenne 2 est en avance par rapport à celui de l'antenne 3 ce qui place la décharge sur la partie inférieure du fuselage. Ainsi, en regardant les courbes mesurées on peut dire que la source est placée sur la partie avant inférieure du fuselage

Nous allons à présent déterminer les TDOAs pour appliquer la méthode de localisation, mais nous devons avant post-traiter les mesures. En effet, sur le graphique de la Figure 5.21, le signal issu de la VHF1 est peu bruité étant donné l'utilisation du filtre passe-bande lors de la mesure. Les deux autres signaux sont bruités comme attendu. Ainsi, pour réduire le bruit des signaux nous avons opté, comme présenté dans la section 5.5.3.2, pour l'utilisation de filtres numériques en post-traitement. Les caractéristiques des filtres ont été fixées de manière à améliorer au mieux la forme des signaux mesurés. Le signal de la VHF2 a été filtré comme présenté sur la Figure 5.18 par un filtre passe-bas dont les caractéristiques sont les suivantes

- Fp1=250MHz, Fr1=300MHz.
- Apass=0.1dB et Astop=30dB

Le même filtre passe bas a été utilisé pour réduire le bruit de la mesure issue de la VHF3.

Les TDOAs sont ensuite déterminées à partir des formes d'onde de la Figure 5.21 en utilisant la méthode développée dans le chapitre 3. Comme présenté dans la section 5.5.2, sur chaque signal, un intervalle contenant les trois premiers extremas est donc défini. Le deuxième extremum est utilisé pour fixer la valeur du T_i. L'intervalle temporel avec le pic adjacent le plus éloigné correspond à la tolérance d'erreur $\Delta t_{mark,i}$. De plus, comme la longueur des câbles provenant des antennes est bien plus grande que sur la maquette, l'erreur de détermination du retard temporel par réflectométrie est aussi augmentée. Nous avons donc estimé $\Delta t_{delay,i} = 500ps$ pour toutes les mesures effectuées sur avion. Finalement, l'erreur de synchronisation des voies de l'oscilloscope est négligeable devant les autres sources d'erreur. Les TDOAs calculées à l'aide de la relation (5.1) sont présentées dans le Tableau 5.V.

Tableau 5.V - Calcul des TDOAs et erreurs, position F1 sur le fuselage d'un Airbus A320 (valeurs en nanosecondes)

$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
3.5	7	5.5
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
11.5	10	13.5
T_1	T_2	T_3
-63	-31	-25
T_{21}	T_{31}	T_{32}
32	38	6

Ces TDOAs et tolérances d'erreur sont entrées dans le programme MATLAB développé. Le programme compare alors ces TDOAs, aux tolérances près, avec la base de données et les sources correspondantes sont affichées sur une représentation 3D de l'avion, présentée sur la Figure 5.22. La base de données utilisée pour cette mesure a été créée, comme présenté dans le chapitre 3, en modélisant le chemin suivi par les émissions par des hélices sur le cylindre et avec une méthode mixte pour les sources sur les ailes. Etant donné la simplicité du modèle, le temps de calcul de la base de données dure moins d'une minute alors qu'elle contient plusieurs dizaines de milliers de points.

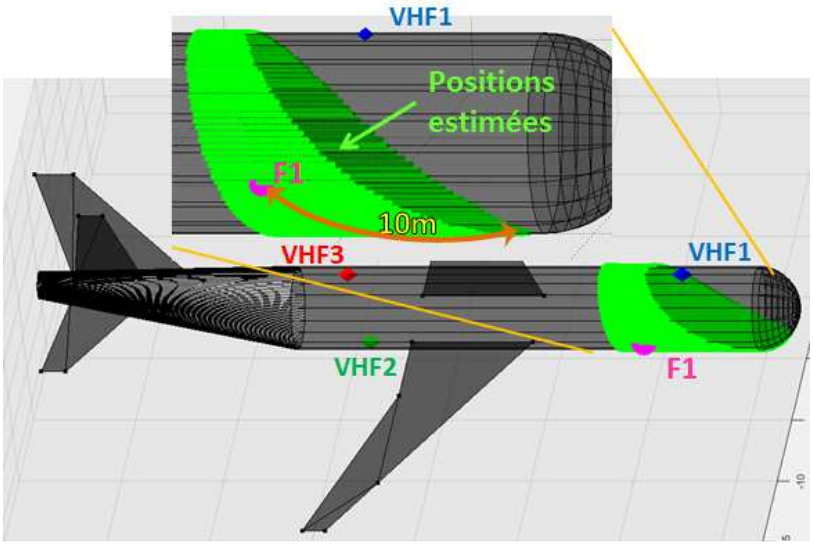


Figure 5.22 - Résultat de localisation sur A320 d'une source sur F1

Dans le cas d'une source placée sur la position F1, la source est localisée dans une zone assez étendue, qui fait le tour du fuselage et s'étend sur la partie inférieure du fuselage jusqu'au nez de l'avion. La distance entre la source réelle et la source estimée la plus éloignée est de 10m. De plus, en additionnant des surfaces élémentaires associées à chaque point source et en multipliant par le nombre de points, il est possible d'obtenir une approximation de la surface estimée. Cette surface,

pour le point F1 sur le fuselage, est d'environ 55m^2, ce qui correspond à 8% de la surface totale d'un modèle d'A320 à l'échelle 1, qui est de 715m^2 comme présenté au chapitre 3.

Pour rappel, la précision de localisation sur maquette équivalait à 2 mètres (position M3) sur avion à l'échelle 1, soit une surface d'environ 5m^2. L'étendue des sources estimées est donc cinq fois plus importante (et la surface estimée 11 fois plus importante) sur avion qu'attendu suite aux analyses sur la maquette avec prise en compte du facteur d'échelle. De plus, l'estimation faite au début en regardant les retards entre les courbes, n'a pas abouti à des sources situées sur le dessus du fuselage. En fait, l'erreur d'estimation la plus grande, en utilisant la méthode de localisation développée, vient notamment des TDOAs T_{21} et T_{32}, qui utilisent la mesure effectuée par l'antenne VHF2, dont le pulse est déformé par rapport aux autres. L'erreur d'estimation graphique $\Delta t_{mark,2}$ est donc très grande et le cumul des imprécisions lors du calcul des TDOAs aboutit à l'estimation de sources sur le dessus de l'avion.

Par ailleurs, comme nous l'avons abordé dans le chapitre sur les méthodes de localisation, la déformation du pulse mesuré sur la VHF2 peut venir de la non visibilité directe entre la source et la VHF2 et à la présence d'obstacles comme la voilure, ou le ventre de l'avion qui est une surface plutôt plate alors que le modèle utilisé est un cylindre.

Nous abordons à présent un deuxième exemple, cette fois-ci sur le point de mesure F2 de la Figure 5.21. Les émissions de l'arc généré sur cette position vont être captées par les antennes VHF instrumentées. Les formes d'onde mesurées sont représentées sur la Figure 5.23.

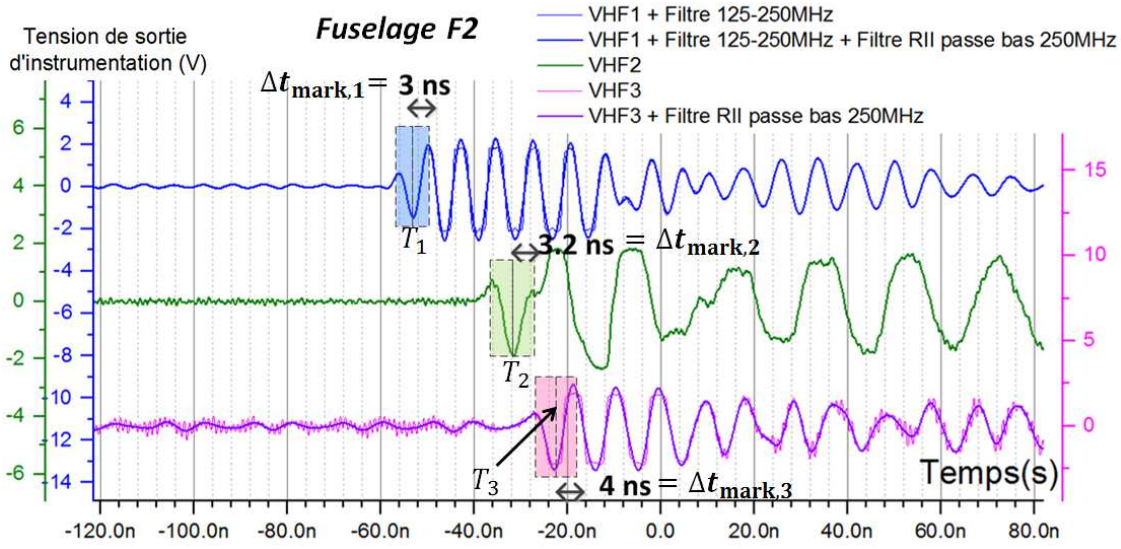


Figure 5.23 - Formes d'ondes mesurées par l'oscilloscope pour une source positionnée sur le point F2

Si nous analysons ces courbes nous pouvons estimer qualitativement l'emplacement de la source. Nous pouvons voir que le signal de l'antenne VHF1 est en avance par rapport aux autres, la source se situe donc à l'avant du fuselage. Le signal de l'antenne 2 est en avance par rapport à celui de l'antenne 3 ce qui place la décharge sur la partie inférieure du fuselage. Ainsi, en regardant les courbes mesurées on peut dire que la source est placée sur la partie avant inférieure du fuselage comme le cas précédent.

Nous allons à présent déterminer les TDOAs pour appliquer la méthode de localisation, mais nous devons avant post-traiter les signaux mesurés. En effet, Les mesures de cet arc présentent des saturations dues à une mauvaise configuration du réglage du calibre de l'oscilloscope. En effet, le niveau du pulse reçu est plus élevé que le niveau maximum que l'oscilloscope peut mesurer sur le calibre réglé, donc le signal mesuré est saturé. Afin de déterminer proprement les TDOAs, nous avons

appliqué des filtres RII en post-traitement pour éliminer les harmoniques crées par la saturation. Les signaux de la VHF1 et 3 sont filtrés, en post-traitement, par un filtre RII passe-bas de bande fréquence de coupure 250MHz identique à celui présenté sur la Figure 5.18. Le résultat de ce filtrage est visible sur la Figure 5.23, en bleu superposé à la courbe de la VHF1 et en rose superposé à la courbe de la VHF3. La mesure sur la VHF2 n'étant pas bruitée et ses premiers extrema étant intacts, nous n'appliquerons pas de filtres à cette mesure. Les TDOAs sont ensuite déterminés en utilisant la relation (5.1) et présentés dans le Tableau 5.VI.

Tableau 5.VI - Calcul des TDOAs et sources d'erreurs, position F2 sur le fuselage d'un Airbus A320

$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
3	3.2	4
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
7.2	8	8.2
T_1	T_2	T_3
-38.3	-16.8	-7.5
T_{21}	T_{31}	T_{32}
21.5	31	9.3

Lorsque nous générons des arcs sur la surface, nous utilisons un ruban métallique qui est séparé de quelques millimètres de la structure de l'avion mais la distance exacte change à chaque fois. Nous n'avons pas cherché à reproduire un arc identique pour chaque position testée, ce qui explique en partie les différences de bruitage entre les mesures effectuées sur les positions F1 et F2. De plus, l'environnement électromagnétique évolue constamment, il suffit qu'une communication ait lieu en même temps que la mesure pour la bruiter.

Le résultat de la méthode de localisation est présenté sur la Figure 5.24.

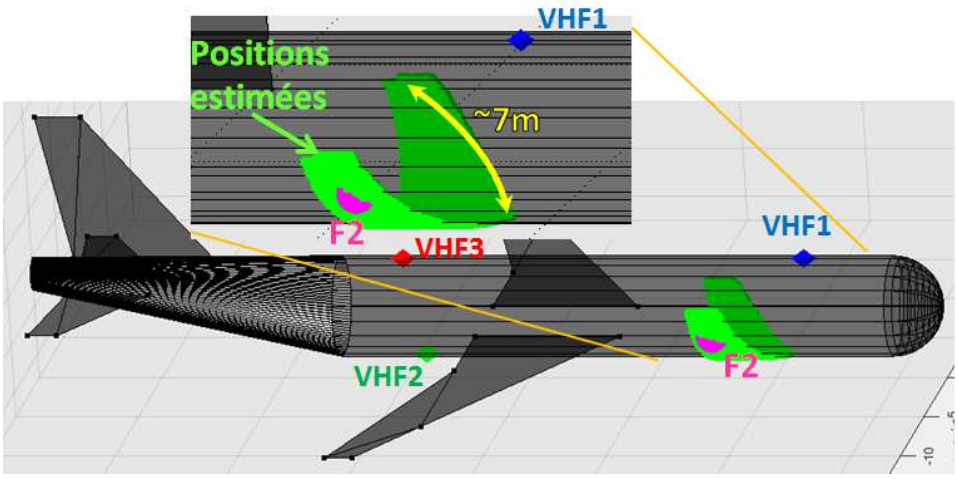


Figure 5.24 - Résultat de localisation sur A320 d'une source sur F2

Les TDOAs extraits de ces signaux ont une tolérance d'erreur plus faible que le cas précédent, notamment due à la mesure sur l'antenne VHF2 où le signal pulsé présente des variations plus rapprochées que dans le cas précédent. La conséquence de cette différence peut se voir sur la Figure 5.24 où la zone contenant les sources estimées n'atteint pas la partie supérieure du fuselage. La surface estimée s'étend sur 7m environ sur la surface du fuselage. De plus, en additionnant des surfaces élémentaires associées à chaque point source et en multipliant par le nombre de points, il est possible d'obtenir une approximation de la surface estimée. Cette surface, pour le point F2 sur le fuselage, est d'environ 14.5m^2, ce qui correspond à 2% de la surface totale d'un modèle d'A320 à l'échelle 1.

Ces deux exemples permettent de valider le principe de la méthode de localisation au sol, en utilisant le modèle de propagation basé sur les hélices. En effet, dans ces deux cas, la zone contenant les sources estimées (en vert sur les représentations 3D) contient également la source réelle. C'est aussi le cas de toutes les autres sources de la Figure 5.11 placées sur le fuselage. Cependant, comme les antennes sont placées sur le plan de symétrie de l'avion, il est impossible pour la méthode de localisation de distinguer de quel côté la source est placée. Dans tous les exemples présentés, les surfaces estimées sont donc symétriques par rapport au plan de symétrie de l'avion. Comme nous l'avons précisé auparavant, ce problème peut être résolu par l'utilisation d'une antenne en dehors du plan de symétrie de l'avion et cela constitue une perspective d'amélioration de la précision de mesure.

Le cas d'une source placée sur le point F3 du fuselage à l'arrière est abordé dans l'annexe 9.

5.5.1.2 Cas d'une Seule TDOA Disponible

Les résultats présentés dans les sections précédentes sont basés sur trois mesures exploitables. Lors des tests réalisés sur avion, malgré la génération de décharges énergétiques, l'utilisation d'amplificateurs et le filtre placé en entrée de la voie de déclenchement de mesure, certaines mesures ne sont pas exploitables. Les techniques de filtrage pour éliminer le bruit, présentées dans la section 5.5.3.2, n'ont pas permis non plus d'extraire le signal utile. C'est le cas du point FB1 sur le fuselage, dont les mesures sont présentées sur la Figure 5.25. Le signal reçu par l'antenne VHF3 n'a pas permis de déceler de pulse, et donc une seule TDOA est disponible.

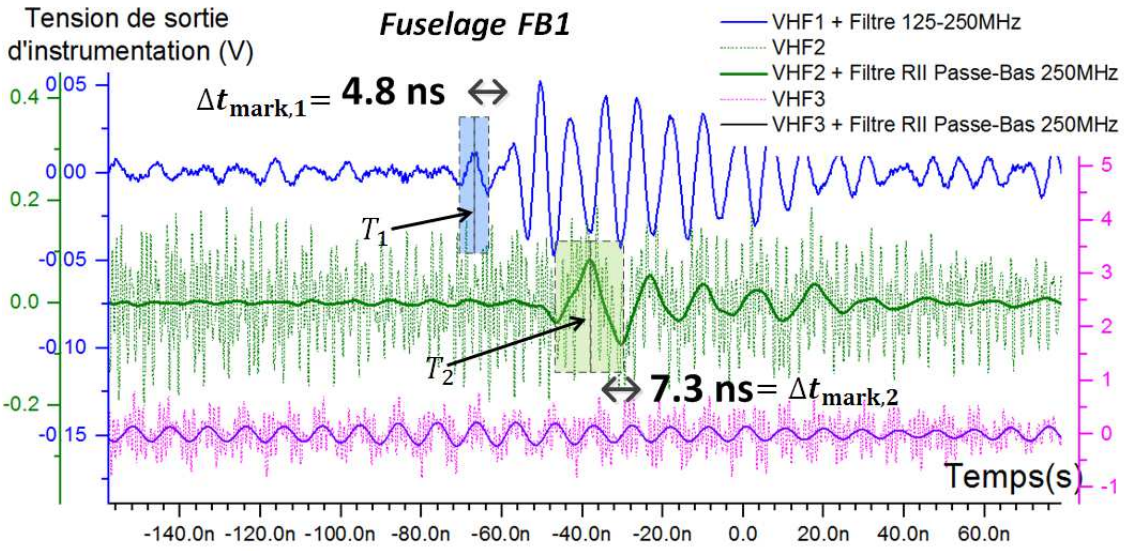


Figure 5.25 - Formes d'onde mesurées par l'oscilloscope pour une source positionnée sur le point FB1

Si nous analysons ces courbes nous pouvons tout de même estimer qualitativement l'emplacement de la source. Nous pouvons voir que le signal de l'antenne VHF1 est en avance par rapport à celui de la VHF2, la source se situe donc à l'avant du fuselage. Le signal étant plus fort sur la VHF2 que sur la VHF1, cela suggère que la source est située sous le fuselage. Ainsi, en regardant les courbes mesurées on peut tout de même dire que la source est placée sur la partie avant inférieure du fuselage.

Nous allons à présent déterminer les TDOAs pour appliquer la méthode de localisation, mais il est nécessaire de post-traiter le signal de la VHF2. Cette mesure est fortement bruitée, donc un filtre passe bas RII identique à celui présenté dans la Figure 5.18 a été utilisé en post-traitement pour réduire le bruit de la mesure. La TDOA extraite de cette mesure est présentée sur le Tableau 5.VII.

Tableau 5.VII - Calcul des TDOAs et sources d'erreurs, position FB1 sur le fuselage d'un Airbus A320

$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
4.8	7.3	N/A
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
13	N/A	N/A
T_1	T_2	T_3
-38.3	-16.8	N/A
T_{21}	T_{31}	T_{32}
28	N/A	N/A

Le résultat de la méthode de localisation est présenté sur la Figure 5.26.

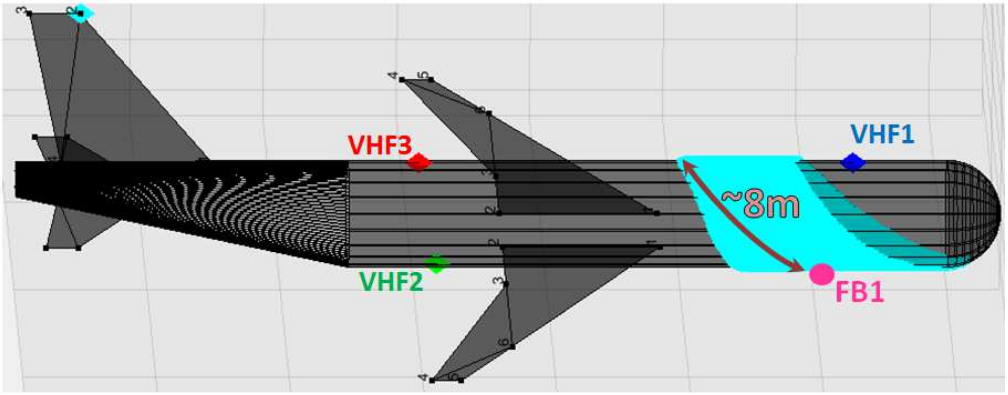


Figure 5.26 - Résultat de localisation sur A320 d'une source sur FB1 avec une seule TDOA disponible

Les sources estimées en se basant uniquement sur une TDOA représentent une surface qui fait le tour du fuselage. En analysant les signaux nous avons vu qu'en prenant en compte le niveau des signaux reçus, nous pouvons suggérer que la source est située sous le fuselage. Cependant, l'information sur l'amplitude n'est pas toujours concluante, comme dans le cas de la Figure 5.21 où le niveau du signal sur la VHF2 est semblable à celui de la VHF1 alors que la source est placée dessous.

Malgré l'utilisation d'une seule TDOA, il a été possible de déterminer une surface de 69m^2, soit environ 10% de la surface totale de l'avion. Cette surface, même si elle est grande, contient la source réelle et représenterait tout de même un gain de temps intéressant en cas d'intervention en compagnie aérienne.

5.5.2 Source sur Radome

Cette section présente les résultats de localisation d'un arc placé sur le radôme (R1) d'un A320 tel qu'il est illustré sur la Figure 5.11. Comme nous l'avons présenté au début de ce chapitre, ces mesures correspondent à une campagne qui précède les autres cas présentés jusqu'ici. Elles ont été réalisées en connectant les câbles des antennes VHF directement sur l'oscilloscope, sans amplificateurs, à l'aide de câbles de même longueurs (doublement blindés HUBERT+SUHNER). Les formes d'ondes mesurées sont présentées sur la Figure 5.27. Nous pouvons remarquer que les niveaux de ces formes d'ondes sont faibles par rapport à ceux obtenus dans la deuxième campagne de mesure avec un amplificateur. Nous n'avons pas eu besoin de filtrer les signaux parasites puisque l'avion était placé dans un hangar, donc l'environnement électromagnétique était moins sévère, les signaux sont donc peu bruités.

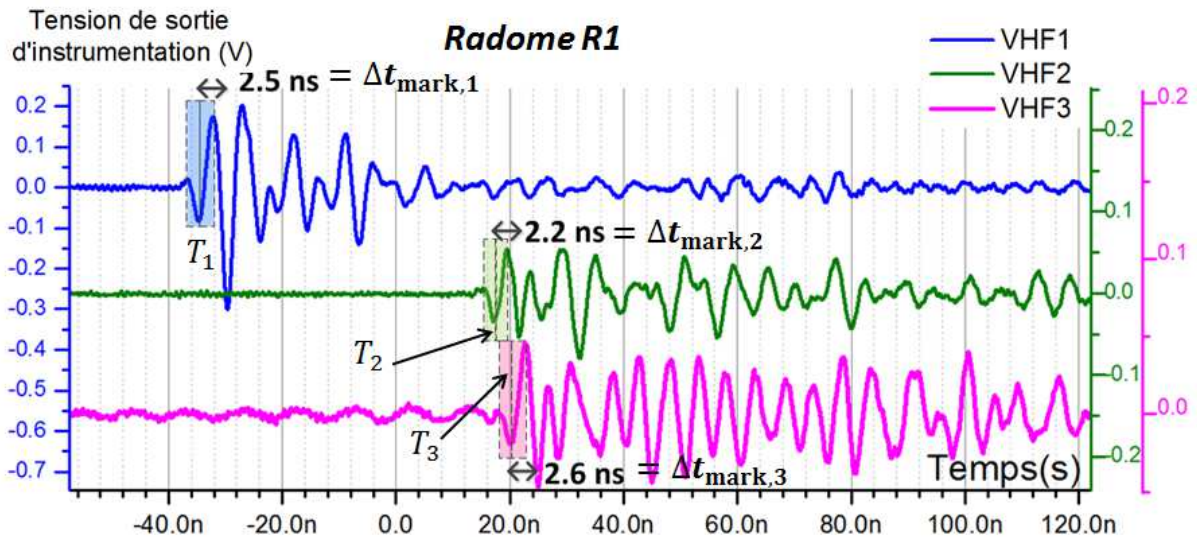


Figure 5.27 - Formes d'ondes mesurées par l'oscilloscope pour une source positionnée sur le point R1

Si nous analysons ces courbes nous pouvons tout de même estimer qualitativement l'emplacement de la source. Nous pouvons voir que le signal de l'antenne VHF1 est en avance par rapport à celui de la VHF2, la source se situe donc à l'avant du fuselage. Le signal étant plus fort sur la VHF2 que sur la VHF1, cela suggère que la source est située sous le fuselage. Ainsi, en regardant les courbes mesurées on peut tout de même dire que la source est placée sur la partie avant inférieure du fuselage.

Nous allons à présent déterminer les TDOAs, pour appliquer la méthode de localisation, selon la même méthode que pour toutes les autres mesures. Le Tableau 5.VIII présente les différentes valeurs conduisant à la détermination des TDOAs.

Tableau 5.VIII - Calcul des TDOAs et sources d'erreurs, position R1 sur le fuselage d'un Airbus A320

$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
2.5	2.2	2.6
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
5.7	6	5.8
T_1	T_2	T_3
-34.7	17.2	20
T_{21}	T_{31}	T_{32}
51.9	54.7	2.8

Les résultats de la méthode de localisation sont présentés sur la Figure 5.28. Nous pouvons remarquer, comme dans les cas des sources F1 et F2, que la zone localisée s'étale sur 7 mètres sur le cockpit depuis la source jusqu'au point estimé le plus éloigné situé près de l'antenne VHF1. Cette zone correspond à une surface de 50m^2, soit 7% de la surface totale. Cependant, la source réelle est en limite de la surface définissant les sources estimées.

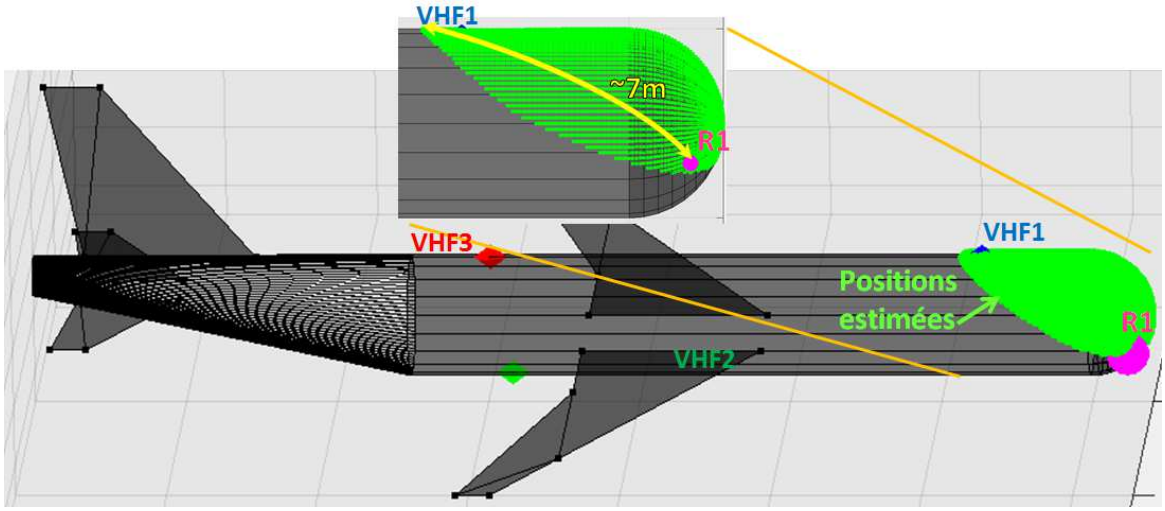


Figure 5.28 - Résultat de localisation sur A320 d'une source sur R1

Nous pouvons imputer cette imprécision à la différence entre la structure avion et notre approximation géométrique. En effet, la structure du cockpit de l'A320 est assez éloignée du modèle géométrique simplifié que nous avons développé. Cette différence est visible sur les comparaisons de la Figure 5.29.

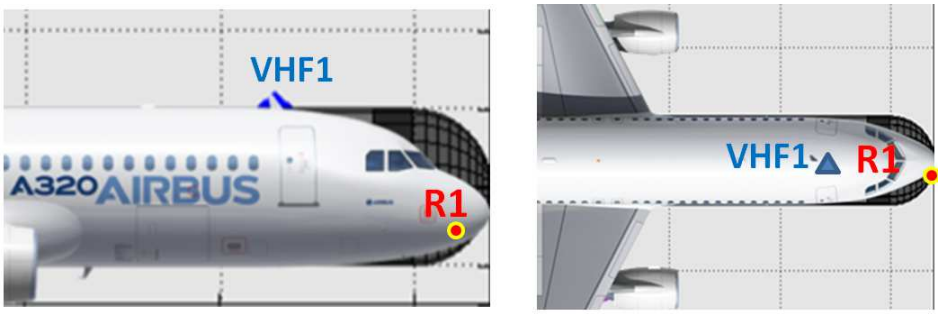


Figure 5.29 - Comparaison entre le modèle géométrique et l'Airbus A320

Sur cette figure, nous pouvons voir que le chemin le plus court sur la surface, qui relie la source à l'antenne VHF1, passe par le pare-brise. La différence entre la structure de l'avion et le modèle développé est justement assez grande au niveau du parebrise, et suivre la surface du modèle rallonge considérablement la longueur du trajet suivi par les émissions de la source. Le temps de trajet ajouté par cette différence de structure est à l'origine du décalage visible entre la source réelle et les sources estimées dans la Figure 5.28. Cet exemple permet de mettre en évidence l'erreur apportée par une modélisation trop simplifiée de la structure de l'avion, et pose les limites d'une telle simplification. Le chapitre sur les perspectives développera cet aspect. Finalement, l'analyse qualitative suggérait une source placée à l'avant et sous le fuselage mais des sources placées sur le radôme ont aussi cette caractéristique. Les résultats de localisation des sources placées sur le fuselage sont résumés dans le Tableau 5.IX.

Tableau 5.IX - Synthèse des résultats de localisation pour les sources placées sur le fuselage d'un Airbus A320

Position sur fuselage	R1	F1B	F1	F2	F3
Surface estimée	50m^2	69m^2	55m^2	14.5m^2	13m^2
% surface totale	7%	10%	8%	2%	2%
Plus grande distance estimée	7m	8m	10m	7m	4m

Pour toutes les sources considérées, les zones localisées correspondent à une fraction de la surface totale de l'avion qui devrait être scannée lors des campagnes de mesures en compagnie. Le gain de temps potentiel reste très intéressant malgré les sources d'imprécisions.

5.5.3 Source sur Voilure

Nous allons présenter maintenant les résultats de localisation d'une source placée sur le dessus de la voilure droite de l'A320, au niveau du point W4 de la Figure 5.11. Les mesures ont été effectuées avec l'instrumentation présentée sur la Figure 5.12, composée d'un amplificateur par voie et d'un filtre passe bande placé en entrée de la voie dédiée à l'antenne VHF1. Les mesures sont présentées sur la Figure 5.30.

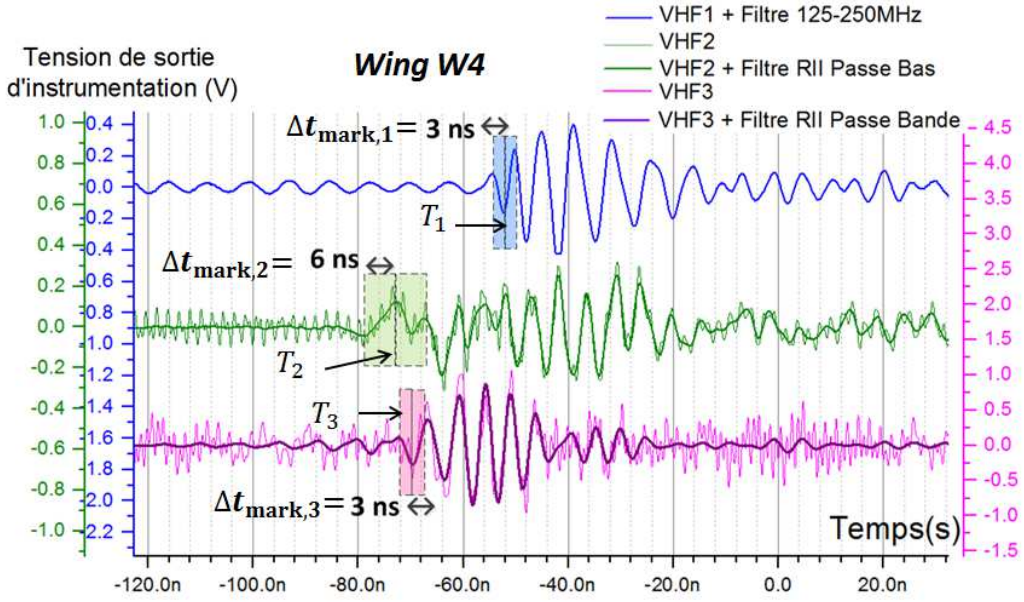


Figure 5.30 - Formes d'onde mesurées par l'oscilloscope pour une source positionnée sur le point W4

Si nous analysons ces courbes nous pouvons tout de même estimer qualitativement l'emplacement de la source. Nous pouvons voir que le signal de l'antenne VHF1 est en retard par rapport à celui des VHFs 2 et 3, la source se situe donc sur la moitié arrière de l'avion. Le signal étant plus fort sur les antennes 1 et 3 que sur la VHF2, cela suggère que la source est sur le dessus de l'avion. Cette hypothèse est appuyée par la déformation du signal de la VHF2 due à un obstacle, potentiellement la voilure.

Nous allons à présent déterminer les TDOAs, pour appliquer la méthode de localisation, avec la même méthode que précédemment. Les valeurs sont présentées dans le Tableau 5.X.

Tableau 5.X - Calcul des TDOAs et sources d'erreurs, position W4 sur la voilure d'un Airbus A320

$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
3	6	3
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
10	7	10
T_1	T_2	T_3
-52	-73	-69
T_{21}	T_{31}	T_{32}
-21	-17	4

Une base de données a spécifiquement été développée pour des sources placées sur le dessus de la voilure comme il a été présenté dans le chapitre 3. Elle combine la propagation en ligne de vue directe avec les antennes VHF1 et VHF3 et la propagation en suivant le chemin le plus court sur la surface pour atteindre l'antenne VHF2, nous appelons cette modélisation méthode mixte. Nous allons comparer les TDOAs obtenues par mesure avec deux bases de données. Celle développée pour la voilure avec la méthode de propagation mixte et celle développée pour le fuselage où la méthode de propagation est basée sur des trajets en hélice.

Les TDOAs mesurés sont comparées avec les TDOAs issues des deux bases. Les résultats sont présentés sur la Figure 5.31.

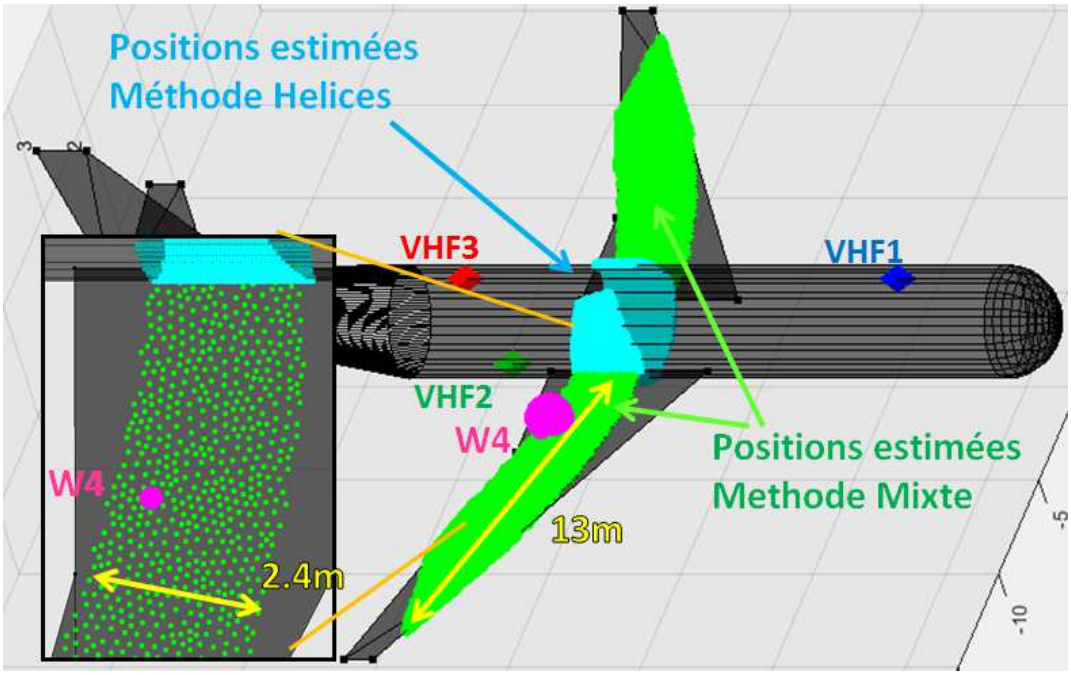


Figure 5.31 - Résultat de localisation sur A320 d'une source sur W4

Sur cette figure sont illustrés les résultats de localisation, en vert pour la base de données spécifique pour des sources situées sur le dessus des ailes, et en bleu clair pour la base de données spécifique à des sources situées sur le cylindre.

Dans cet exemple, les sources potentielles forment une bande de largeur environ 2.5m et de longueur 13m de couleur verte sur la voilure. La surface estimée est grande notamment du fait que les antennes sont alignées sur le plan de symétrie de l'avion, ce qui a été abordé dans la section 5.4.2. Les sources estimées sur le fuselage, correspondent à une bande de 2.4 m de largeur sur 5m de circonférence. Comme pour la maquette, en additionnant des surfaces élémentaires associées à chaque point source de la voilure comme du cylindre, et en multipliant par le nombre de points, il est possible d'obtenir une approximation de la surface estimée. Cette surface, pour le point W4 sur la voilure, est d'environ 82m^2, ce qui correspond à 11% de la surface totale d'un modèle d'A320 à l'échelle 1.

L'estimation effectuée en regardant les courbes, pour sa part, correspond au résultat de la méthode de localisation. La surface estimée représente malgré tout une fraction de la surface totale de l'avion, et représente un gain de temps conséquent en cas d'intervention en compagnie aérienne.

Les résultats correspondant à toutes les sources placées sur la voilure sont présentés dans l'Annexe 9. Le Tableau 5.XI présente une synthèse des surfaces estimées pour les différents points de la voilure.

Tableau 5.XI - Synthèse des résultats de localisation pour les sources placées sur la voilure d'un Airbus A320

Position sur voilure	W1		W2		W3		W4		W5		W6	
Surface estimée	71m^2		47m^2		37m^2		82m^2		89m^2		32m^2	
% surface totale	10%		7%		5%		11%		12%		4%	
Longueur de la surface estimée	Aile	Fus	Aile	Fus	Aile	Fus	Aile	Fus	Aile	Fus	Aile	Fus
	13m	6m	9.5m	6m	5m	2.5	13m	5m	16m	6m	6m	6m
Largeur de la surface estimée	2.5m	2.5m	2.5m	2.5m	2m	2m	2.4m	2.4	3m	2.5	2m	2m

Lors des campagnes de test, nous n'avons pas reproduit des arcs sous la voilure puisqu'il existe à ce niveau des trappes qui permettent d'évacuer les vapeurs de carburant et une telle intervention présente un risque de départ de feu.

5.5.4 Sources Positionnées sur Stabilisateurs Arrière

Plusieurs mesures ont été effectuées en déclenchant des arcs au niveau des stabilisateurs arrière, les positions sont indiquées sur la Figure 5.11. Ces mesures ont abouti à la détermination des TDOAs dont un exemple est présenté sur le Tableau 5.XII.

Tableau 5.XII - Calcul des TDOAs et sources d'erreurs, position VTP2 sur la voilure d'un Airbus A320

$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
3.5	5	4
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
9.5	8.5	10
T_1	T_2	T_3
-47	-92	-104
T_{21}	T_{31}	T_{32}
-44.5	-56.5	-12

Néanmoins, comme nous n'avons pas développé de modèle de propagation pour ces zones, elles n'ont pas pu être exploitées. Etant donné la structure complexe, un algorithme de recherche de plus court chemin sur la surface serait adapté pour établir une base de données de TDOAs concernant ces zones. Un tel algorithme permettrait également d'utiliser des maillages d'avions à la place de notre modèle géométrique approché, augmentant ainsi la précision de localisation.

5.6 Conclusion Chapitre 5

Nous avons présenté dans ce chapitre les tests de validation effectués au laboratoire et sur un Airbus A320 au sol. Nous avons généré des décharges électrostatiques en différents points sur la surface d'une maquette de fuselage et de voilure à l'échelle 1 :6.6. Nous avons mesuré les émissions électromagnétiques de ces décharges en utilisant des antennes monopôles et d'un oscilloscope. Ces émissions nous ont permis de déterminer des TDOAs pour ensuite localiser les différentes décharges, en appliquant la méthode de localisation que nous avons développée, avec une précision de quelques dizaines de centimètres au plus. Les surfaces estimées sur la maquette correspondent dans le pire cas testé à 4.5% de la surface d'un modèle d'avion à l'échelle (dont la surface totale est de 16m^2). Cela

nous a permis de valider les hypothèses prises pour la transmission des signaux issus des décharges. Ainsi, lorsque l'arc et l'antenne sont en situation LOS, les émissions peuvent être considérées comme se propageant en ligne droite. En situation NLOS, la transmission des émissions depuis l'arc jusqu'à l'antenne peut être approchée par le chemin le plus court suivant la surface de la structure.

Nous avons ensuite réalisé le même test sur avion avec une instrumentation composée principalement d'un oscilloscope, d'un amplificateur par voie et d'un filtre passe bande sur la voie qui effectue le déclenchement. Les mesures effectuées nous ont permis d'extraire des TDOAs avec la méthode spécifiée dans le chapitre 3. En appliquant la méthode de localisation développée nous avons estimé des positions possibles pour l'arc. Dans tous les cas étudiés, la surface estimée contient les sources réelles, ce qui permet de valider la méthode de localisation. Cependant, ces surfaces estimées restent grandes, s'étendant sur plusieurs mètres. En termes de surface, le pire cas testé correspond à 12% de la surface totale d'un modèle d'A320 à l'échelle 1 (715m^2) ce qui implique toutefois de fortes réductions de temps d'intervention si un cas de P-Static se produit en compagnie aérienne.

Les tests effectués sur avion à l'air libre ont été perturbés par des signaux environnants, notamment des communications dans la bande des antennes. La solution mise en place a été d'utiliser un filtre passe-bande (125-250MHz) pour couper une partie de la bande de communications VHF. Nous avons donc prévu d'installer ce genre de filtres, si nécessaire, en entrée de l'instrumentation de mesure en vol. Les mesures au sol, ayant été effectuées à proximité de nombreux émetteurs, représentent un pire cas de perturbations et nous nous attendons à moins de perturbations en vol.

Par ailleurs, nous avons pu déceler plusieurs sources d'imprécisions, qui conduisent à de grandes surfaces estimées sur avion. Notamment la difficulté de sélection du point de départ des impulsions, qui nous a poussés à prendre un intervalle contenant les trois premiers extremas pour la détermination des TDOAs avec une tolérance d'erreur. Cependant, lors d'interventions sur avion en compagnie il est essentiel que la surface des sources estimées contienne la source réelle. La méthode développée, permet de faire cela tout en permettant un gain de surface donc de temps considérable.

Comme il a été évoqué précédemment, une méthode de détermination automatique des retards temporels entre deux signaux peut permettre une détection plus précise des TDOAs, et constitue une perspective d'amélioration très intéressante. De plus, nous avons pu voir les limites d'une approximation géométrique simplifiée de l'avion dans le cas de l'arc généré sur le radôme. La géométrie étant différente, les temps d'arrivée des signaux seront différents et cela a un impact sur la précision de localisation.

Références Chapitre 5

[1] SAE-Aerospace, *"Aircraft Precipitation Static Certification",* SAE ARP5672, Aerospace Recommended Practice, issued 12-2009.

[2] B. P. Lathi et R. A. Green, *"Essentials of Digital Signal Processing",* Cambridge University Press, ISBN-10: 1107059321, 28 Avril 2014.

[3] A. Mouffak et M. F. Belbachi, *"Noncausal forward/backward two-pass IIR digital filters in real time",* Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, Vol.20, No.5, p.769- 786, 2012.

Conclusions

Les travaux effectués s'inscrivent dans le cadre de la diminution du temps d'intervention sur avion lors de certaines occurrences de P-Static. Lors de ces investigations, plusieurs semaines sont généralement nécessaires pour scanner tout l'avion à la recherche d'une pièce isolée électriquement du reste de la structure.

Les travaux effectués ont porté sur une étude bibliographique concernant le phénomène P-Static qui nous a permis de comprendre les mécanismes de chargement d'un avion. Le phénomène prépondérant est le chargement triboélectrique qui se produit en conditions de précipitation lorsque des particules percutent la surface externe, déposant ainsi des charges de polarité négative sur l'avion. Ce chargement conduit à trois types de décharges électrostatiques, les coronas, les décharges glissantes et les arcs, qui peuvent être sources d'interférences. Les moyens de protection électrostatique mis en place pour réduire l'effet des de ces décharges sont efficaces. Ils sont composés de déperditeurs statiques pour éviter des coronas trop intenses ainsi que des peintures antistatiques pour éviter les décharges glissantes. De plus, une reprise électrique soignée de tous les éléments métalliques sur la surface externe de l'avion est impérative pour éviter des arcs. C'est ce dernier cas qui nous concerne particulièrement. Lorsqu'une connexion défectueuse a lieu suite à des opérations de maintenance ou autre, des arcs se produisent lorsque l'avion se charge en vol. Les émissions électromagnétiques de ces arcs sont large bande et s'étendent de DC au-delà du GHz.

Nous avons conduit une étude sur les capteurs qui pourraient mesurer les émissions des arcs. Lors de cette étude nous avons notamment identifié des antennes dans la bande VHF/UHF car ces capteurs sont utilisés pour la localisation de décharges dans des installations de haute tension. Nous avons identifié des capteurs électrooptiques qui permettraient d'avoir des mesures large bande. Nous n'avons pas poursuivi sur cette voie étant donné les contraintes d'installation d'équipements sur l'extérieur de l'avion, notamment en compagnie aérienne. Le choix s'est donc porté sur l'utilisation des antennes VHF de l'avion car leur sensibilité au P-Static est connue et cela ne requiert pas l'installation de capteurs supplémentaires.

Etant donné le choix des capteurs, nous avons ensuite développé une méthode de localisation, basée sur la signature des TDOAs à ces antennes. Les signatures ont été obtenues en prenant l'hypothèse qu'en situation NLOS, les émissions des arcs suivent le chemin le plus court sur la surface de l'avion pour atteindre les antennes. En situation LOS, la propagation se fait en ligne droite. Un modèle 3D simplifié d'un avion a été développé (un cylindre pour le fuselage, des ailes plates, une demi sphère pour le cockpit) et les signatures des TDOAs ont été calculées pour plusieurs milliers de points sur la surface de ce modèle. L'établissement de cette base de données de signatures est fait en moins

d'une minute vue la simplicité de la géométrie. La comparaison des TDOAs mesurées avec cette base de données permettra d'obtenir les positions estimées de la source. Cette méthode, jamais utilisée auparavant pour la localisation de décharges électrostatiques sur avion, permet de prendre en compte les situations NLOS entre les antennes et la source. Nous avons ensuite abordé la difficulté de déterminer les retards temporels entre deux signaux issus d'arcs en situation NLOS, notamment due aux déformations induites sur ces signaux. Nous avons choisi, en première approche, de prendre un point de repère, le premier extremum identifié visuellement, comme référence pour le calcul des TDOAs entre signaux mesurés.

Nous avons mis en place une chaine d'acquisition permettant de mesurer des signaux issus des arcs en utilisant les antennes VHF de l'avion. Ce dispositif est composé d'un oscilloscope et d'amplificateurs large bande et nous a permis de mesurer des signaux issus d'arcs lors des campagnes de mesure. Nous avons dimensionné une chaine d'amplification avec une large plage dynamique qui va nous permettre de mesurer des signaux issus des arcs en vol. Leur niveau n'ayant jamais été mesuré, nous avons dimensionné la chaine d'amplification de manière à pouvoir mesurer des signaux dont l'amplitude correspond à la limite de sensibilité des récepteurs VHF. Nous couvrons ainsi une large plage dynamique pour être sûrs de mesurer tous les signaux dont le niveau serait suffisant pour perturber les radios VHF. Cependant, vus les faibles niveaux à mesurer, le bruit apporté par l'instrumentation est quelques dB au-dessus du seuil de sensibilité des VHFs. Il est donc possible que notre instrumentation n'arrive pas à mesurer des signaux issus des arcs de faible niveau.

Nous avons réalisé plusieurs campagnes de mesure afin de valider le principe de localisation. Lors de ces campagnes nous avons généré des arcs sur la surface d'une maquette au laboratoire et sur avion au sol. Sur maquette, des mesures ont été effectuées en chambre anéchoïque avec le dispositif présenté et les TDOAs ont été calculées en prenant comme point de repère le premier extrema de chaque signal. La méthode de localisation a permis de localiser les sources sur un rayon de 30cm maximum, ce qui représente un rayon de 2 mètres sur avion. Les sources estimées sont toujours symétriques par rapport au plan des antennes, il est donc impossible de distinguer si la source est positionnée du côté droit ou gauche de la structure. Malgré cela, la surface estimée reste une fraction réduite de la surface totale et représente un gain de temps intéressant lors d'une intervention en compagnie aérienne. Les mesures sur maquette nous ont donc permis de valider le modèle de propagation sur la surface ainsi que la méthode de localisation.

L'étape suivante a été de réaliser une campagne de mesures sur avion au sol, déterminer les TDOAs et évaluer la précision de localisation en utilisant une base de données calculée à partir d'un modèle simplifié de l'avion. Cette campagne de mesures a été effectuée en extérieur dans une zone aéroportuaire. Les signaux ambiants issus d'émetteurs radio ont posé problème pour le déclenchement de la mesure à l'oscilloscope. Nous avons donc utilisé un filtre passe bande, placé en entrée de la voie de déclenchement de l'acquisition, qui nous a permis de rejeter une partie de la bande de communications VHF. Cela a suffi en pratique pour éliminer un bon nombre de signaux interférents et des mesures ont pu être effectuées dans de bonnes conditions. Les mesures effectuées contiennent du bruit, cependant, et elles ont dû être post-traitées à l'aide de filtres passe-bas et passe-bande RII en fonction des cas. Malgré la réduction du bruit, la détermination des TDOAs en prenant comme repère le premier extremum est moins aisée. L'erreur associée à un mauvais choix d'extremum est alors suffisamment importante pour fausser la localisation (la surface des sources estimées ne contient pas la source réelle). Nous avons donc déterminé un nouveau critère de détermination du repère temporel sur chaque pulse, avec une tolérance d'erreur prenant en compte un mauvais choix d'extremum. Ainsi, les zones estimées contiennent la source réelle pour tous les cas testés. Ces zones sont plus grandes qu'avec le critère précédent, mais elles correspondent tout de même à un gain de temps important lors d'interventions en compagnie aérienne.

Les travaux effectués pendant ces trois années de thèse nous ont donc permis de développer un système de mesure flexible et installable sur avion, qui permet de mesurer des signaux issus des arcs responsables du P-Static. Le test de ce système complet au sol et en vol est prévu pour l'année 2017. De plus, nous avons développé une méthode de localisation simple, économique et flexible également, qui nous a permis de localiser tous les points source produits sur avion. Les zones estimées correspondent à une réduction intéressante du temps d'intervention lors d'une occurrence de P-Static en compagnie aérienne.

Perspectives

Nous pouvons présenter plusieurs perspectives visant principalement à améliorer la précision de localisation et à rendre la mesure en vol plus aisée et autonome.

Discerner le Côté de la Décharge

Les antennes VHF appartenant au plan de symétrie de l'avion, il est donc, comme nous l'avons vu, impossible de discerner le côté de l'avion où se trouve l'arc. La première perspective d'amélioration consiste à utiliser un capteur placé sur un hublot ou potentiellement en cockpit. Une étude spécifique sera nécessaire pour déterminer si les signaux issus des arcs peuvent être mesurés à l'intérieur de l'avion. Si c'est le cas, il sera possible d'utiliser des antennes plus compactes pour réaliser la mesure, comme celles qui ont été présentées dans le chapitre 2, en bande VHF/UHF L'utilisation de la bande UHF serait avantageuse dans la mesure où les communications des avions ne seront plus sources d'interférence pour l'instrumentation, notamment entre 300MHz et 500MHz, bande de fréquence associée avec des communications terrestres fixes ou mobiles. Dans ces conditions, l'instrumentation que nous avons développée permettrait d'amplifier les signaux issus de ces capteurs étant donné qu'elle est large bande (10MHz-2.5GHz). L'implémentation d'une mesure de ce type permettrait potentiellement de diviser par deux la surface des sources estimées.

Estimation des Retards Temporels

La détermination des retards temporels est, comme nous l'avons vu, une étape critique dans la méthode de localisation et impacte directement la précision de localisation. Actuellement, étant donné l'ambiguïté dans la sélection des extrema de certains signaux mesurés sur avion, la tolérance d'erreur est grande car elle prend en compte une erreur de choix d'extremum. Une perspective d'amélioration serait de changer de critère pour déterminer le repère temporel Ti sur chaque signal pulsé. Nous pouvons par exemple considérer les trois premiers extrema, tour à tour, dont la tolérance d'erreur serait déterminée par le passage à 0 de la forme d'onde du signal de part et d'autre de l'extrema. Chaque combinaison résultera en une zone estimée réduite par rapport au critère actuel. L'étape suivante serait de développer un critère ou un test pour déterminer le meilleur scénario de localisation. Cette perspective serait une des plus payantes étant donné que l'erreur de localisation principale vient de ce choix d'extrema pour le calcul des TDOAs.

Lors de l'étude sur les méthodes de localisation, nous avons identifié que des méthodes basées sur le calcul de la corrélation entre deux signaux permettent d'extraire des retards temporels entre les deux signaux. Ces méthodes ne sont pas applicables dans notre cas étant donné la déformation des signaux due au NLOS. Cependant, d'autres méthodes existent, permettant potentiellement d'obtenir une estimation du retard temporel entre deux signaux. Ces méthodes peuvent utiliser des approches statistiques comme le moyennage des signaux pour faciliter la détermination du point de départ puis l'application de tests statistiques (COSUM) entre autres. D'autres méthodes mentionnées dans le chapitre 3, sont basées sur la caractérisation du chemin parcouru à travers sa réponse impulsionnelle

(Channel Impulse Response), pour ainsi caractériser la déformation induite par le NLOS. Une autre approche pour la détermination du retard temporel de signaux pulsés que nous avons mentionnée est basée sur les ondelettes. Ces approches permettraient de réduire potentiellement l'erreur d'estimation des TDOAs et donc d'augmenter la précision de localisation tout en rendant le traitement plus rapide voir automatique.

Modèle de Propagation

Par ailleurs, Nous avons vu dans le chapitre sur les résultats, que lorsqu'une source est placée sur le radôme, la différence de géométrie entre le modèle et la structure réelle de l'avion induit une erreur dans la détermination des TDOAs à partir du modèle géométrique simplifié de l'avion. Afin de réduire cette erreur il est possible de complexifier la géométrie du cockpit en remplaçant le modèle actuel qui consiste en une demi-sphère, par un ellipsoïde de révolution par exemple. Cela complexifie à son tour cependant la détermination du chemin le plus court entre deux points sur la surface, aussi appelé géodésique. Le problème se pose également pour les stabilisateurs arrière. Une perspective d'amélioration supplémentaire du modèle est d'utiliser un algorithme de recherche du plus court chemin entre deux points sur une surface quelconque tel que l'algorithme de Dijkstra. D'autres algorithmes plus complexes existent, qui organisent les points du maillage de façon à retrouver des informations sur la distance entre deux points rapidement, tels que le BFS (Breadth-first Search) ou le Cluster Search. Ensuite, disposant d'un algorithme de ce type, il serait alors possible d'utiliser des maillages plus complexes de l'avion, et augmenter encore la précision de localisation.

Afin d'améliorer encore la correspondance entre le modèle et la structure réelle de l'avion, une perspective supplémentaire est de réaliser des simulations électromagnétiques en domaine temporel. Ces simulations nous permettraient d'obtenir une base de données de TDOAs pour les stabilisateurs arrière de l'avion ainsi que pour les moteurs, dont les effets sur la localisation des arcs n'ont pas été abordés dans cette thèse. Ces simulations requièrent cependant un outil de simulation sophistiqué et un maillage très dense étant donné les écarts temporels (de quelques centaines de nanosecondes maximum) que nous mesurons, sur une structure de plusieurs dizaines de mètres de long. L'utilisation de ces simulations est par ailleurs très couteuse et un nouveau développement serait nécessaire pour chaque avion.

Instrumentation

La différenciation entre des signaux pulsés utilisables et des signaux interférents se fait actuellement manuellement par un opérateur, et elle est facilitée par l'utilisation d'un filtre passe bande placé en entrée de l'instrumentation qui permet de rejeter une partie de la bande de communications VHF. La mesure d'un arc est alors contrôlée par l'opérateur puis enregistrée. Cette méthode s'est montrée efficace pour effectuer les mesures présentées dans le chapitre sur les résultats, dans un environnement aéroportuaire qui constitue un pire cas en termes de nombre de signaux interférents. Certaines mesures ont dû être néanmoins réalisées plusieurs fois à cause des communications ambiantes. En vol, afin d'augmenter les chances d'obtenir des mesures exploitables, il est possible d'augmenter le nombre d'acquisitions. Ceci est en effet réalisable en utilisant un système de stockage classique (disque dur) étant donné la durée d'acquisition d'1µs que nous avons fixée, avec laquelle une mesure sur 3 antennes représente un espace de stockage de 3Mo. Cette augmentation du volume de données permettrait d'augmenter le nombre de signaux exploitables, mais aussi le nombre de mesures non utilisables, et la quantité de mesures obtenues serait très longue à traiter par un opérateur.

L'approche que nous proposons pour faciliter le tri des mesures consiste en une méthode évoluée de déclenchement de la mesure. Il existe par exemple des méthodes de déclenchement de mesure

basées sur l'analyse de la forme d'onde reçue, qui est comparée avec une référence dont les paramètres sont réglables. Les signaux issus des décharges sont très variables mais ils ont une forme globale (enveloppe) assez reconnaissable. En effet, avant chaque décharge le signal est faible, le niveau augmente sur un certain nombre d'oscillations puis le niveau diminue à nouveau. Une communication sur une porteuse peut potentiellement présenter des enveloppes différentes. Une étude spécifique serait nécessaire pour étudier les différents types de signaux et réaliser les références nécessaires pour appliquer ce déclenchement. L'augmentation du nombre de mesures couplée avec un système de déclenchement évolué permettrait donc d'obtenir plus de mesures exploitables.

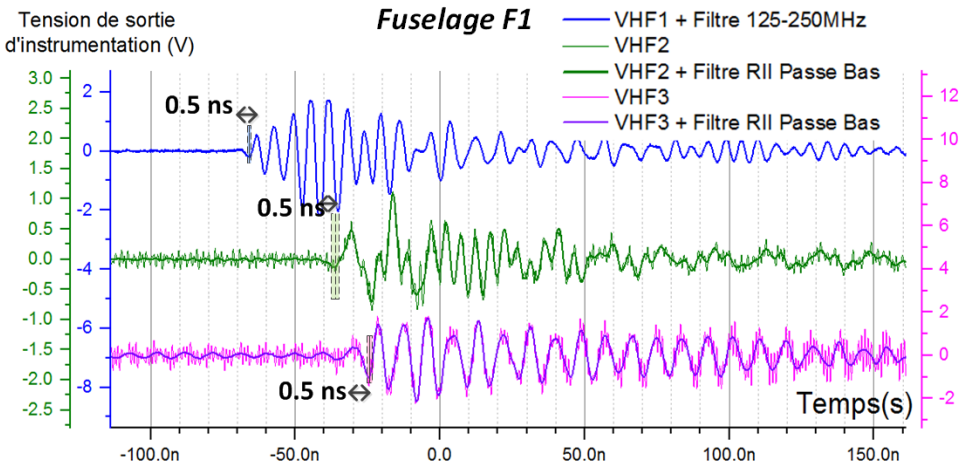
Par ailleurs, la chaine d'amplification développée, dans sa forme actuelle, doit être réglée par un opérateur afin d'ajuster les valeurs de gain nécessaires en fonction des mesures effectuées. La première perspective d'amélioration de l'instrumentation consiste à automatiser la sélection du gain de l'instrumentation en fonction du niveau reçu par la chaîne d'amplification. Le développement de ce système pouvant être couteux, nous avons choisi d'opter pour une commutation manuelle afin de déterminer les plages des niveaux de P-Static en vol. Si les niveaux reçus par les antennes VHF s'avèrent être dans une plage de niveaux restreinte, nous pourrions alors simplifier l'instrumentation et éliminer le besoin d'un système de commutation automatique onéreux.

Avec l'instrumentation développée, nous cherchons à mesurer des niveaux très faibles en vol. Le bruit apporté par l'instrumentation étant, néanmoins, quelques dB au-dessus du seuil de sensibilité des VHFs, il est possible que notre instrumentation n'arrive pas à mesurer des signaux issus des arcs de faible niveau. La deuxième perspective que nous allons présenter concerne l'amélioration de la sensibilité maximale de l'instrumentation. En utilisant des coupleurs de plus faible facteur de couplage, nous pourrions gagner en dynamique mais des moyens de protection contre des forts niveaux seraient nécessaires.

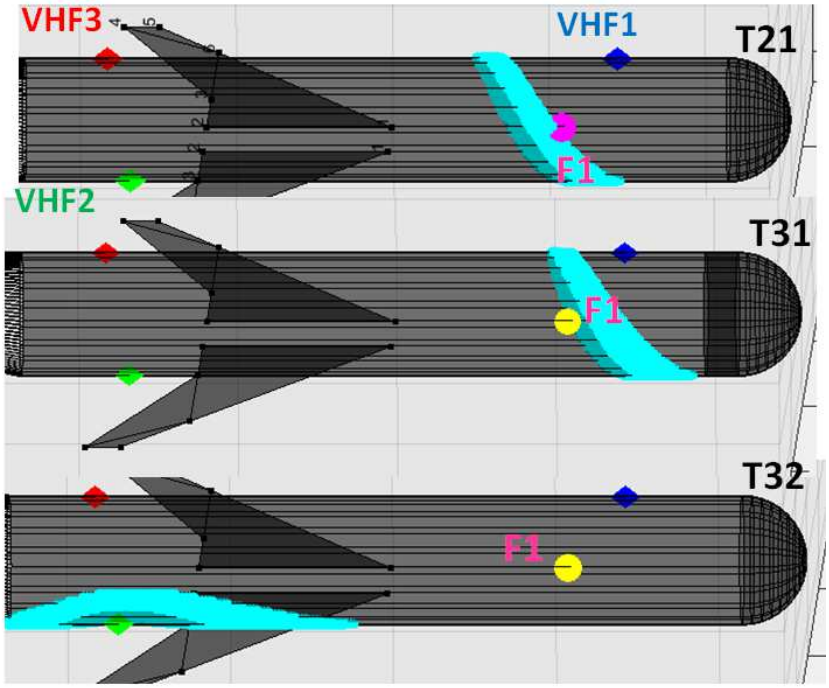
Une deuxième perspective d'amélioration du système d'amplification est de réaliser une chaine en utilisant des amplificateurs logarithmiques. Ces amplificateurs sont utilisés dans les radars afin de mesurer des signaux sur une grande plage dynamique sans saturer. Ils ont à la base été développés pour remplacer les amplificateurs dont le gain est contrôlé automatiquement (AGC *Automatic Gain Control*). Ces appareils nous permettraient donc de couvrir une large plage dynamique (autour de 100dB pour les modèles les plus performants) sans devoir effectuer des commutations pour régler la valeur du gain. Leur fonctionnement se base sur le principe de base d'une diode, dont la tension à ses bornes est proportionnelle au logarithme du courant qui la traverse. Ainsi, en plaçant une diode en contre réaction d'un amplificateur opérationnel, la tension de sortie sera proportionnelle au logarithme du courant d'entrée. Une étude complémentaire sur le fonctionnement de ces amplificateurs ainsi que sur le bruit serait cependant nécessaire pour valider leur utilisation.

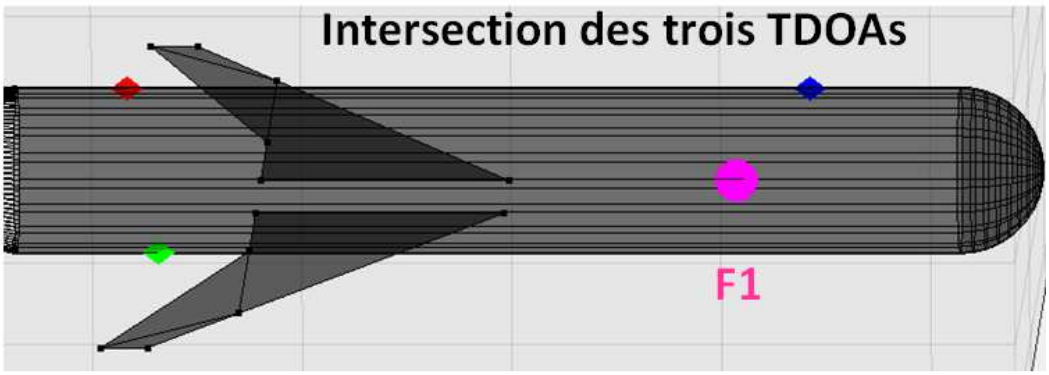
ANNEXE 1 - Cas d'une Mesure sur Avion où un Repère Etroit ne Permet pas de Localiser la Source

Dans cette annexe nous présentons le cas du point source sur F1 sur le fuselage. Si nous choisissons le premier extremum comme repère pour chaque courbe, comme dans le cas des mesures sur maquette, la méthode de localisation n'aboutit pas à une correspondance.



$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
0.5	0.5	0.5
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
2	2	2
T_1	T_2	T_3
-65.9	-36.6	-25
T_{21}	T_{31}	T_{32}
29.3	40.9	11.6

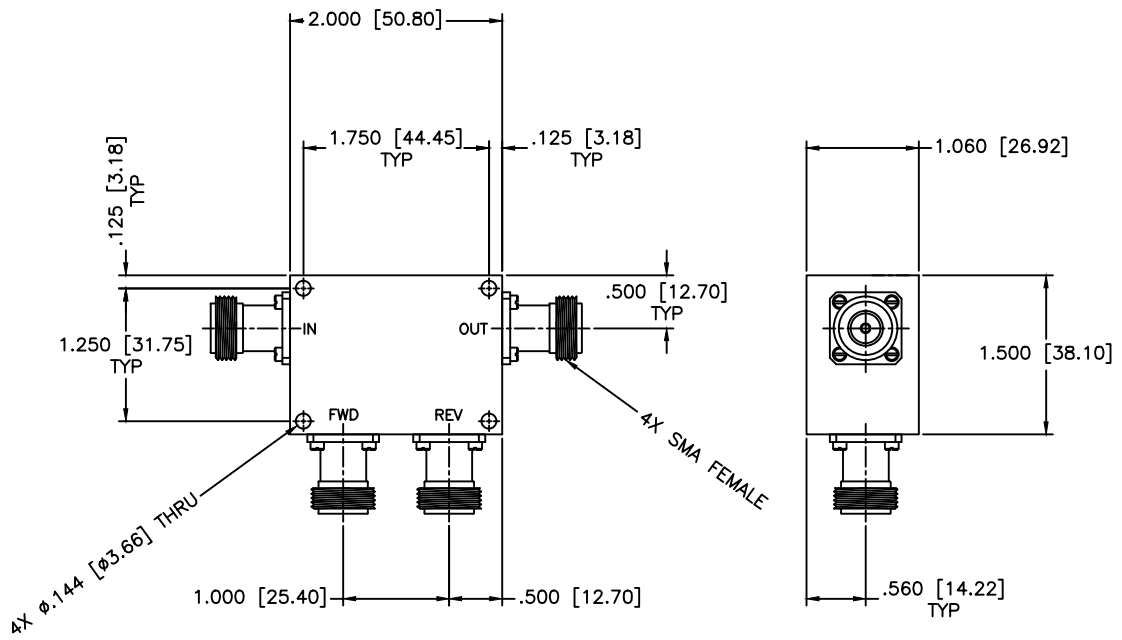




Dans cet exemple nous avons pris une mesure effectuée lors d'une campagne de validation sur avion. Il est clair qu'en sélectrionnant l'extremum que nous pensons être le premier, la méthode de localisation ne permet pas d'estimer la position de la source. Afin de pallier à cette ambiguïté, la tolérance d'erreur doit être élargie. Cet aspect est développé dans le chapitre 3.

ANNEXE 2 - Spécifications Coupleur HDL-26-20

REVISIONS				
ZONE	REV	DESCRIPTION	DATE	APPROVED



SPECIFICATIONS

FREQUENCY RANGE:	20–550 MHz
FLATNESS:	±1.0dB Max.
COUPLING:	20dB
INSERTION LOSS:	0.70dB Max.
DIRECTIVITY:	20dB Min.
VSWR:	1.30:1 Max.
POWER:	100W CW

MATERIAL:

DRAWN: Paiboon Luekhamhan — DATE: 12-20-2010

APPROVED: T. Nguyen — DATE: 12-20-2010

UNLESS OTHERWISE SPECIFIED:
TOLERANCES
IN (INCHES) OR [mm] (MILLIMETERS)
FRACTIONS: ± 1/64
DECIMALS: ±.02 ±.008
ANGLE: ±1/2°

PROPRIETARY NOTICE:
THE INFORMATION IN THIS DRAWING IS PROPRIETARY AND SHALL NOT BE USED OR DISCLOSED WITHOUT WRITTEN PERMISSION FROM MICROWAVE COMMUNICATIONS LABORATORIES INC. (MCLI)

THIRD ANGLE PROJECTION

MCLI
MICROWAVE COMMUNICATIONS LABORATORIES INC.
7255 30TH AVE. N. SAINT PETERSBURG, FL 33710
TEL: (727) 344-6254 FAX: (727) 381-6116
hhtp://WWW.MCLI.COM

SCALE: N/A
SHEET: N/A

DRAWING TITLE: HIGH POWER DUAL DIRECTIONAL COUPLER

PART NO.: HDL-26-20

CAGE CODE: 0D2L5

SIZE: N/A REV: N/A

DO NOT SCALE THE DRAWING

DWG NO.: 85153

ANNEXE 3 - Spécifications Textronix 2706 RF Preselector

Appendix A: Specifications

This appendix describes the electrical, mechanical, and environmental specifications of the Tektronix 2706 RF Preselector.

Electrical Specifications

A–1	Range:	9 kHz to 1800 MHz
	Insertion loss (max):	2.0 dB
Filters	Frequency Range:	9 kHz to 1800 MHz
	Bandpass/high-pass flatness:	1.5 dB max

Table A–1: Preselector Band Related Specifications

Band	Bandpass	Nominal loss	–6.0 dB bandpass (typical)	–40 dB bandpass (typical)
1	9 kHz – 150 kHz	2.0 dB max	6.2 kHz – 220 kHz	3.2 kHz – 440 kHz
2	150 kHz – 3.0 MHz	2.0 dB max	90 kHz – 4.5 MHz	50 kHz – 9.0 MHz
3	3 MHz – 30 MHz	2.0 dB max	2.5 MHZ – 35 MHz	1.6 MHz – 45 MHz
4	30 MHz – 125 MHz	2.0 dB max	23 MHz – 145 MHz	12 MHz – 260 MHz
5	125 MHz – 250 MHz	1.5 dB ±1.0 dB	110 MHz – 280 MHz	100 MHz – 340 MHz
6	250 MHz – 500 MHz	2.0 dB ±1.0 dB	225 MHz – 600 MHz	150 MHz – 950 MHz
7	500 MHz – 1000 MHz	2.0 dB ±1.0 dB	400 MHz – 1190 MHz	225 MHz – 1400 MHz
8	1000 MHz – 1800 MHz	4.0 dB ±1.0 dB	775 MHz	350 MHz

RF input/output connectors:	Type N
Input/output impedance:	50 Ω nominal
VSWR (max):	1.8:1
Ultimate rejection, stop band:	60 dB typical 40 dB min <500 MHz 30 dB min >500 MHz
Maximum input:	+20 dBm, 50 VDC
Switching speed (max):	10 ms

ANNEXE 4 – Spécifications Amplificateur Mini-Circuits ZKL-2R5+

Coaxial

Amplifier

ZKL-2R5+

50Ω Medium Power 10 to 2500 MHz



CASE STYLE: BY493

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZKL-2R5+	$149.95 ea.	(1-9)

Features

- wideband, 10 to 2500 MHz
- high IP3, +31 dBm typ.
- low noise, 5 dB typ.
- rugged, shielded case
- protected by US Patent, 6,943,629

Applications

- communication systems
- cellular
- PCS
- GSM/ISM

+RoHS Compliant

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

Amplifier Electrical Specifications

MODEL NO.	FREQUENCY (MHz)		GAIN (dB)			MAXIMUM POWER (dBm)			DYNAMIC RANGE		VSWR (:1) Typ.		DC POWER	
						Output (1 dB Compr.)		Input	NF	IP3			Volt	Current
	f_L	f_U	Typ.	Min.	Flatness Max.	L	U	(no damage)	(dB) Typ.	(dBm) Typ.	In	Out	(V) Nom.	(mA) Max.
ZKL-2R5+	10	2500	30	26	±1.5	+13	+11	+13	5.0	+31	1.4	1.4	12	120

Open load is not recommended, potentially can cause damage.
With no load derate max input power by 20 dB

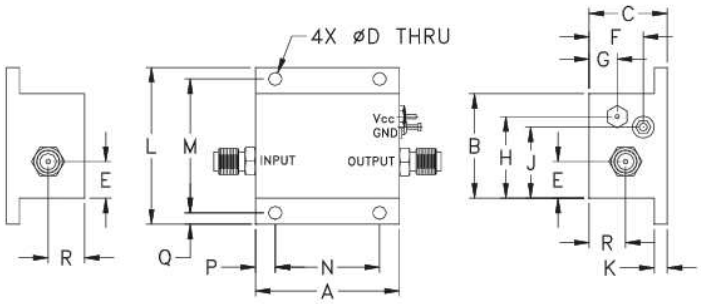
L= low range (f_L to $f_U/2$) U= upper range ($f_U/2$ to f_U)

Maximum Ratings

Operating Temperature	-40°C to 75°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
DC Voltage	+13V Max.

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch / mm)

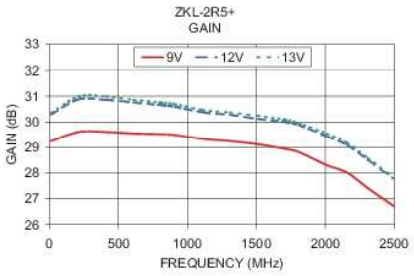
A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	wt
1.38	1.00	.75	.125	.35	.52	.27	.78	.68	.125	1.50	1.281	1.000	.19	.11	.35	grams
35.05	25.40	19.05	3.18	8.89	13.21	6.86	19.81	17.27	3.18	38.10	32.54	25.40	4.83	2.79	8.89	40

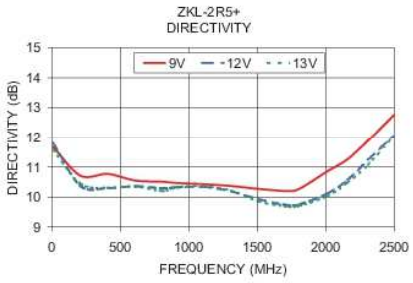
Notes
A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions.
C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp

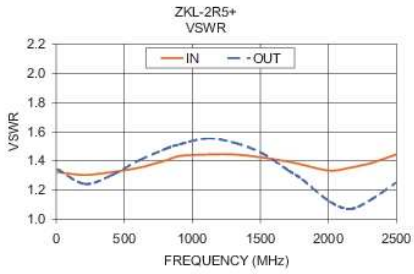
Typical Performance Data/Curves

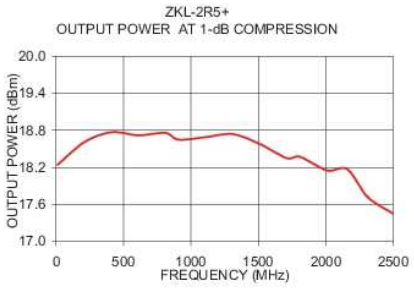
ZKL-2R5+

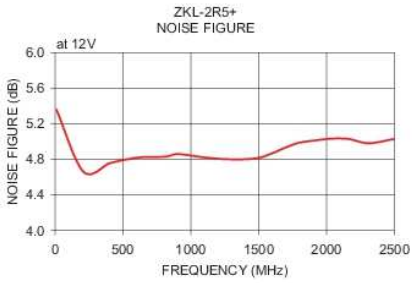
FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)			DIRECTIVITY (dB)			VSWR (:1)		NOISE FIGURE (dB)	POUT at 1 dB COMPR. (dBm)
	9V	12V	13V	9V	12V	13V	IN	OUT	12V	12V
10.00	29.24	30.29	30.35	11.67	11.80	11.57	1.32	1.34	5.36	18.24
210.00	29.61	30.88	30.99	10.71	10.37	10.45	1.30	1.24	4.66	18.61
410.00	29.61	30.86	30.99	10.77	10.30	10.31	1.32	1.30	4.76	18.77
610.00	29.55	30.76	30.86	10.55	10.36	10.35	1.35	1.40	4.82	18.72
810.00	29.52	30.66	30.76	10.51	10.29	10.20	1.40	1.48	4.83	18.76
910.00	29.49	30.59	30.69	10.47	10.32	10.33	1.43	1.51	4.86	18.65
1110.00	29.33	30.38	30.47	10.43	10.34	10.36	1.44	1.55	4.82	18.69
1310.00	29.24	30.28	30.37	10.37	10.19	10.21	1.44	1.52	4.80	18.74
1510.00	29.12	30.12	30.24	10.27	9.93	9.86	1.42	1.45	4.82	18.58
1710.00	28.94	30.00	30.09	10.20	9.74	9.69	1.39	1.33	4.94	18.35
1810.00	28.81	29.88	29.95	10.28	9.76	9.71	1.37	1.27	4.99	18.37
2010.00	28.31	29.44	29.55	10.85	10.11	10.03	1.33	1.12	5.03	18.15
2160.00	28.01	29.08	29.17	11.26	10.57	10.48	1.35	1.07	5.03	18.17
2310.00	27.41	28.51	28.59	11.89	11.24	11.09	1.38	1.13	4.98	17.72
2500.00	26.71	27.76	27.82	12.76	12.08	12.05	1.44	1.25	5.03	17.45











Notes
A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions.
C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp

ANNEXE 5 - Spécifications MITEQ AM-1601-2500

AM-1601-2500
Amplificateur faible bruit, 10-2500MHz, Gain 33dB min, NF 4,4dB max

UKRF

MITEQ BIPOLAR AMPLIFIERS

Low Cost LNA's to 3GHz
Medium Power Amplifiers to 3Ghz
Narrowband and Wideband
Low Frequency Amplifiers
Fast Recovery NMR Applications
75 Ohm Amplifiers

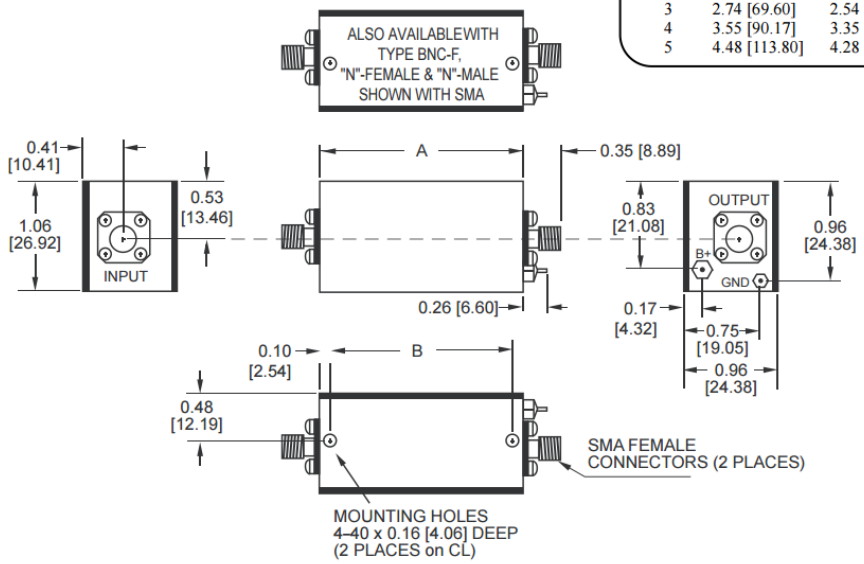


AMPLIFIERS BY FREQUENCY (CONT.)

FREQUENCY (MHz)	MODEL NUMBER	GAIN (dB) (Min.)	VAR. (±dB) (Max.)	VSWR (Max.)	IMPED. IN/OUT (Ohms)	NOISE FIGURE (dB, Typ.)	P1 dB (dBm) (Typ.)	VOLTS	NOM. DC POWER (mA)	OUTLINE NO.
1–2500	AM-1185-2500	28	1.75	2.0:1	50/50	3.6	9	15	115	2
1–2500	AM-1601-2500	33	1.5	2.0:1	50/50	3.5	19	15	180	2
1–3000	AM-1596-3000	12	1.5	2.0:1	50/50	4.7	20	15	130	7

OUTLINES 1-5

OUTLINE	DIM A	DIM B	OUNCES
1	1.11 [28.19]	0.91 [23.11]	1.5
2	1.92 [48.77]	1.72 [43.69]	2.2
3	2.74 [69.60]	2.54 [64.52]	2.9
4	3.55 [90.17]	3.35 [85.09]	3.7
5	4.48 [113.80]	4.28 [108.71]	4.5



NOTE: DIMENSIONS ARE IN INCHES [MILLIMETERS].

29

ANNEXE 6 - Spécifications Oscilloscope Lecroy Waverunner 640Zi

SPECIFICATIONS

	WaveRunner 620Zi	WaveRunner 620MZi	WaveRunner 625Zi	WaveRunner 640Zi
Vertical System				
Analog Bandwidth @ 50 Ω (-3 dB)	2 GHz (≥ 5 mV/div)		2.5 GHz (≥ 5 mV/div)	4 GHz (≥ 5 mV/div)
Analog Bandwidth @ 1 MΩ (-3 dB)	500 MHz (typical)		500 MHz (typical)	500 MHz (typical)
Rise Time (10–90%, 50 Ω)	175 ps (typical)		160 ps (typical)	100 ps (typical)
Rise Time (20–80%, 50 Ω)	130 ps (typical)		120 ps (typical)	75 ps (typical)
Input Channels	4			
Bandwidth Limiters	20 MHz, 200 MHz, 1 GHz		20 MHz, 200 MHz, 1 GHz	20 MHz, 200 MHz, 1 GHz
Input Impedance	50 Ω ±2% or 1 MΩ ‖ 17pF, 10 MΩ ‖ 9.5 pF with supplied Probe			
Input Coupling	1 MΩ: AC, DC, GND; 50 Ω: DC, GND			
Maximum Input Voltage	50 Ω: 5 V_{rms} ±10 V peak 1 MΩ: 400 V max. (DC + peak AC < 10 kHz)			
Channel-Channel Isolation	> 100:1 up to rated BW			> 100:1 up to 2.5 GHz > 30:1 from 2.5 GHz to rated BW
Vertical Resolution	8-bits; up to 11-bits with enhanced resolution (ERES)			
Sensitivity	50 Ω: 1 mV/div–1 V/div, fully variable 1 MΩ: 1 mV/div–10 V/div, fully variable			
DC Vertical Gain Accuracy (Gain Component of DC Accuracy)	±1% F.S. (typical), offset at 0 V			
Offset Range	**50 Ω:** ±1.6 V @ 1 mV–4.95 mV/div ±4 V @ 5 mV–9.9 mV/div ±8 V @ 10 mV–19.8 mV/div ±10 V @ 20 mV–1 V/div **1 MΩ:** ±1.6 V @ 1 mV–4.95 mV/div ±4 V @ 5 mV–9.9 mV/div ±8 V @ 10 mV–19.8 mV/div ±16 V @ 20 mV–140 mV/div ±80 V @ 142 mV–1.4 V/div ±160 V @ 1.42 V–10 V/div		**50 Ω:** **BWL ≤ 1 GHz** ±1.6 V @ 1 mV–4.95 mV/div ±4 V @ 5 mV–9.9 mV/div ±8 V @ 10 mV–19.8 mV/div ±10 V @ 20 mV–1 V/div **BWL > 1 GHz** ±1.4 V @ 5 mV–122 mV/div ±10 V @ 124 mV–1 V/div **1 MΩ:** ±1.6 V @ 1 mV–4.95 mV/div ±4 V @ 5 mV–9.9 mV/div ±8 V @ 10 mV–19.8 mV/div ±16 V @ 20 mV–140 mV/div ±80 V @ 142 mV–1.4 V/div ±160 V @ 1.42 V–10 V/div	
DC Vertical Offset Accuracy	+(1.5% of offset setting +1% of full scale + 1 mV) (test limit)			
Horizontal System				
Timebases	Internal timebase common to 4 input channels; an external clock may be applied at the auxiliary input			
Time/Division Range	20 ps/div - 1.6 ks/div with standard memory (up to 3.2 ks/div with -S memory, 6.4 ks/div with -M memory) RIS available at ≤ 10 ns/div; Roll Mode available at ≥ 100 ms/div and ≤ 5 MS/s	20 ps/div - 6.4 ks/div with standard memory RIS available at ≤ 10 ns/div; Roll Mode available at ≥ 100 ms/div and ≤ 5 MS/s	20 ps/div - 1.6 ks/div with standard memory (up to 3.2 ks/div with -S memory, 6.4 ks/div with -M memory) RIS available at ≤ 10 ns/div; Roll Mode available at ≥ 100 ms/div and ≤ 5 MS/s	
Clock Accuracy	≤ 1.5 ppm +(aging of 0.5 ppm/yr from last calibration)			
Trigger and Interpolator Jitter	≤ 3 ps_{rms} (typical) < 0.1 ps_{rms} (typical, software assisted)		≤ 2.5 ps_{rms} (typical) < 0.1 ps_{rms} (typical, software assisted)	≤ 2 ps_{rms} (typical) < 0.1 ps_{rms} (typical, software assisted)
Channel-Channel Deskew Range	±9 x time/div. setting, 100 ms max., each channel			
External Timebase Reference (Input)	10 MHz ±25 ppm via optional LBUS BNC adapter			
External Timebase Reference (Output)	10 MHz 3.5 dBm ±1 dBm, synchronized to reference being used by user (internal or external reference) via optional LBUS BNC adaptor			
External Clock	DC to 100 MHz; (50 Ω/1 MΩ), Ext. BNC input, Minimum rise time and amplitude requirements apply at low frequencies			

SPECIFICATIONS

	WaveRunner 620Zi	WaveRunner 620MZi	WaveRunner 625Zi	WaveRunner 640Zi
Acquisition System				
Single-Shot Sample Rate/Ch	10 GS/s on 4 Ch 20 GS/s on 2 Ch	20 GS/s on 4 Ch 40 GS/s on 2 Ch		
Random Interleaved Sampling (RIS)	200 GS/s for repetitive signals (20 ps/div to 10 ns/div)			
Maximum Trigger Rate	1,000,000 waveforms/second (in Sequence Mode, up to 4 channels)			
Intersegment Time	1 µs			
Standard Memory (4 Ch / 2 Ch / 1 Ch) (Number of Segments)	16M / 32M / 32M (5,000)	64M / 128M / 128M (15,000)	16M / 32M / 32M (5,000)	
Memory Options (4 Ch / 2 Ch / 1 Ch) (Number of Segments)	S-32 Option: 32M / 64M / 64M (15,000) M-64 Option: 64M / 128M / 128M (15,000)	NA	S-32 Option: 32M / 64M / 64M (15,000) M-64 Option: 64M / 128M / 128M (15,000)	
Acquisition Processing				
Averaging	Summed averaging to 1 million sweeps; continuous averaging to 1 million sweeps			
Enhanced Resolution (ERES)	From 8.5- to 11-bits vertical resolution			
Envelope (Extrema)	Envelope, floor, or roof for up to 1 million sweeps			
Interpolation	Linear or Sin x/x or cubic (using math tool)			
Triggering System				
Modes	Normal, Auto, Single, and Stop			
Sources	Any input channel, Ext, Ext/10, or line; slope and level unique to each source (except line trigger)			
Coupling Mode	DC, AC, HFRej, LFRej			
Pre-trigger Delay	0 - 100% of memory size (adjustable in 1% increments or 100 ns)			
Post-trigger Delay	0 - 10,000 divisions in real time mode, limited at slower time/div settings or in roll mode			
Hold-off by Time or Events	From 2 ns up to 20 s or from 1 to 99,999,999 events			
Internal Trigger Range	±4.1 div from center (typical)			
Trigger Sensitivity with Edge Trigger (Ch 1–4) ProBus Inputs	2 div @ < 2 GHz 1.5 div @ < 1 GHz 1 div @ < 200 MHz 0.9 div @ < 10 MHz (DC, AC, and LFRej coupling)	2 div @ < 2.5 GHz 1.5 div @ < 1.25 GHz 1 div @ < 200 MHz 0.9 div @ < 10 MHz (DC, AC, and LFRej coupling)	2 div @ < 4 GHz 1.5 div @ < 2 GHz 1 div @ < 200 MHz 0.9 div @ < 10 MHz (DC, AC, and LFRej coupling)	
External Trigger Sensitivity, (Edge Trigger)	2 div @ 1 GHz 1.5 div @ < 500 MHz 1 div @ < 200 MHz 0.9 div @ < 10 MHz (DC, AC, and LFRej coupling)			
Max. Trigger Frequency, SMART Trigger	2.0 GHz @ ≥ 10 mV/div (minimum triggerable width 400 ps)	2.0 GHz @ ≥ 10 mV/div (minimum triggerable width 300 ps)	2.0 GHz @ ≥ 10 mV/div (minimum triggerable width 200 ps)	
External Trigger Input Range	Ext (±0.4 V); Ext/10 (±4 V)			
Basic Triggers				
Edge	Triggers when signal meets slope (positive, negative, or either) and level condition			
Window	Triggers when signal exits a window defined by adjustable thresholds			
TV-Composite Video	Triggers NTSC or PAL with selectable line and field; HDTV (720p, 1080i, 1080p) with selectable frame rate (50 or 60 Hz) and Line; or CUSTOM with selectable Fields (1–8), Lines (up to 2000), Frame Rates (25, 30, 50, or 60 Hz), Interlacing (1:1, 2:1, 4:1, 8:1), or Synch Pulse Slope (Positive or Negative)			

SPECIFICATIONS

	WaveRunner 604Zi 606Zi	WaveRunner 610Zi 620Zi 620 MZi	WaveRunner 625Zi 640Zi

Processor/CPU

Type	Intel® E5300 Pentium Dual Core 2.6 GHz or greater
Processor Memory	2 GB standard, up to 4 GB optional
Operating System	Microsoft Windows® 7 Professional for Embedded Systems, 64-bit
Real Time Clock	Date and time displayed with waveform in hardcopy files. SNTP support to synchronize to precision internal clocks

Interface

Remote Control	Via Windows Automation, or via Teledyne LeCroy Remote Command Set
Network Communication Standard	VXI-11 or VICP, LXI Class C (v1.2) Compliant
GPIB Port (Optional)	Supports IEEE–488.2 (External)
Ethernet Port	Supports 10/100/1000Base-T Ethernet interface (RJ45 port)
USB	Minimum 4 total (Including 2 front panel) USB 2.0 ports support Windows compatible devices
USB Device Port	1 USBTMC Port
External Monitor Port	15-pin D-Type SVGA compatible DB-15 to support customer-supplied external monitor. Includes support for extended desktop operation with WXGA resolution on second monitor
Peripheral Bus	Teledyne LeCroy LBUS standard

Power Requirements

Voltage	100–240 VAC ±10% at 45–66 Hz; 100–120 VAC ±10% at 380–420 Hz; Automatic AC Voltage Selection; Installation Category: 300 V CAT II
Power Consumption (Nominal)	400 W / 400 VA
Max Power Consumption	500 W / 500 VA (with all PC peripherals, active probes connected to 4 channels, and MSO active)

Environmental

Temperature (Operating)	+5 °C to +40 °C
Temperature (Non-Operating)	–20 °C to +60 °C
Humidity (Operating)	5% to 80% relative humidity (non-condensing) up to +31 °C Upper limit derates to 50% relative humidity (Non-condensing) at +40 °C
Humidity (Non-Operating)	5% to 95% relative humidity (non-condensing) as tested per MIL-PRF-28800F
Altitude (Operating)	Up to 10,000 ft. (3,048 m) at or below +25 °C
Random Vibration (Operating)	0.31 g_{rms} 5 Hz to 500 Hz, 15 minutes in each of three orthogonal axes
Random Vibration (Non-Operating)	2.4 g_{rms} 5 Hz to 500 Hz, 15 minutes in each of three orthogonal axes
Functional Shock	30 g_{peak}, half sine, 11 ms pulse, 3 shocks (positive and negative) in each of three orthogonal axes, 18 shocks total

Physical Dimensions

Dimensions (HWD)	11.6929" H x 16.4567" W x 8.937" D (297 x 418 x 227 mm)
Weight	25.4 lbs. (11.52 kg)
Shipping Weight	39 lbs. (17.69 kg)

Certifications

CE Compliant, UL and cUL listed; Conforms to EN 61326-1, EN 61010-1, UL 61010-1 2nd edition, and CSA C22.2 No. 61010-1-04

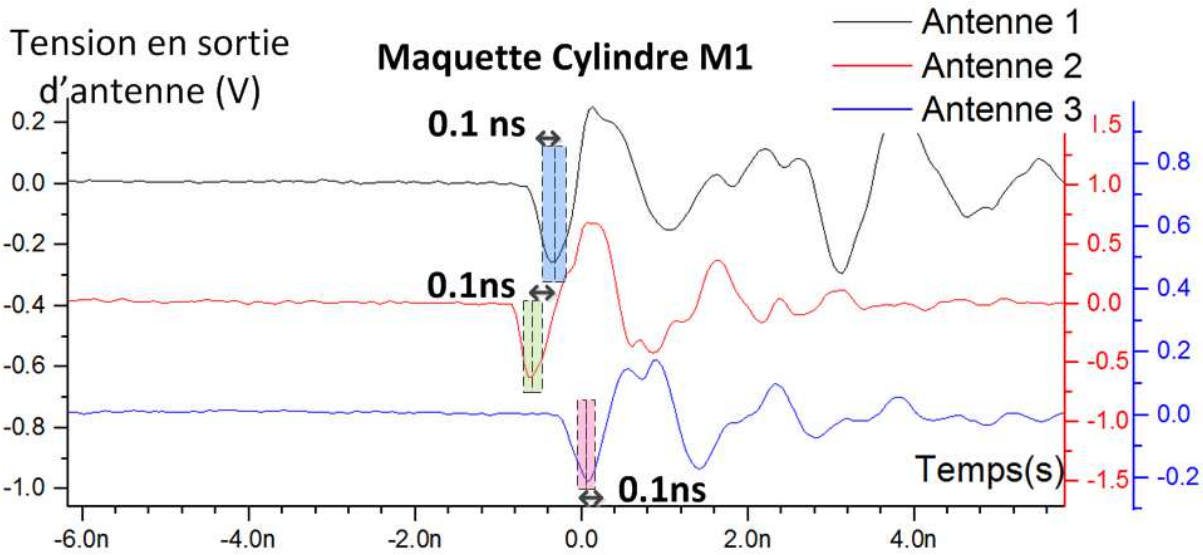
Warranty and Service

3-year warranty; calibration recommended annually. Optional service programs include extended warranty, upgrades, and calibration services

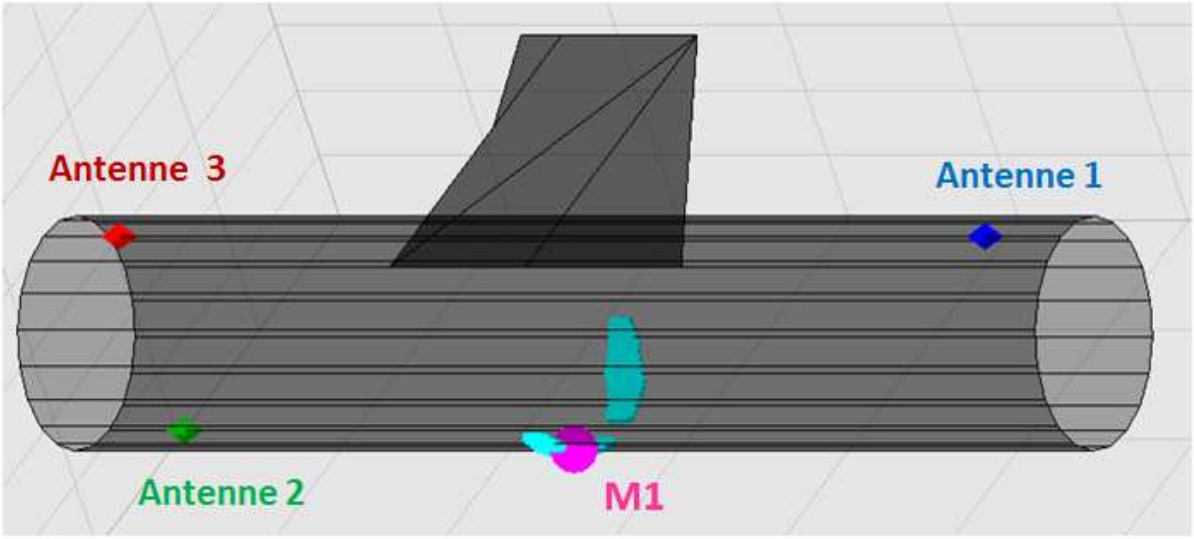
ANNEXE 7 - Résultats de Localisation, sources sur maquette cylindre

Dans les résultats présentés ci-dessous, tous les temps affichés dans les tableaux sont indiqués en nanosecondes.

Position M1

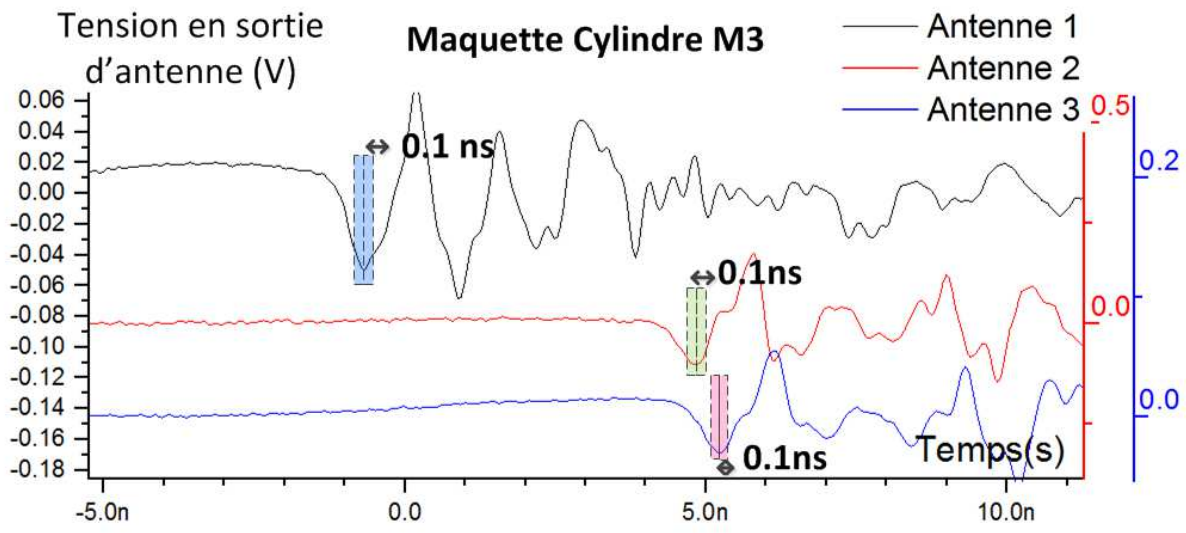


$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
0.1	0.1	0.1
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
0.33	0.3	0.3
T_1	T_2	T_3
0.32	-0.6	0.06
T_{21}	T_{31}	T_{32}
-0.91	-0.25	0.65

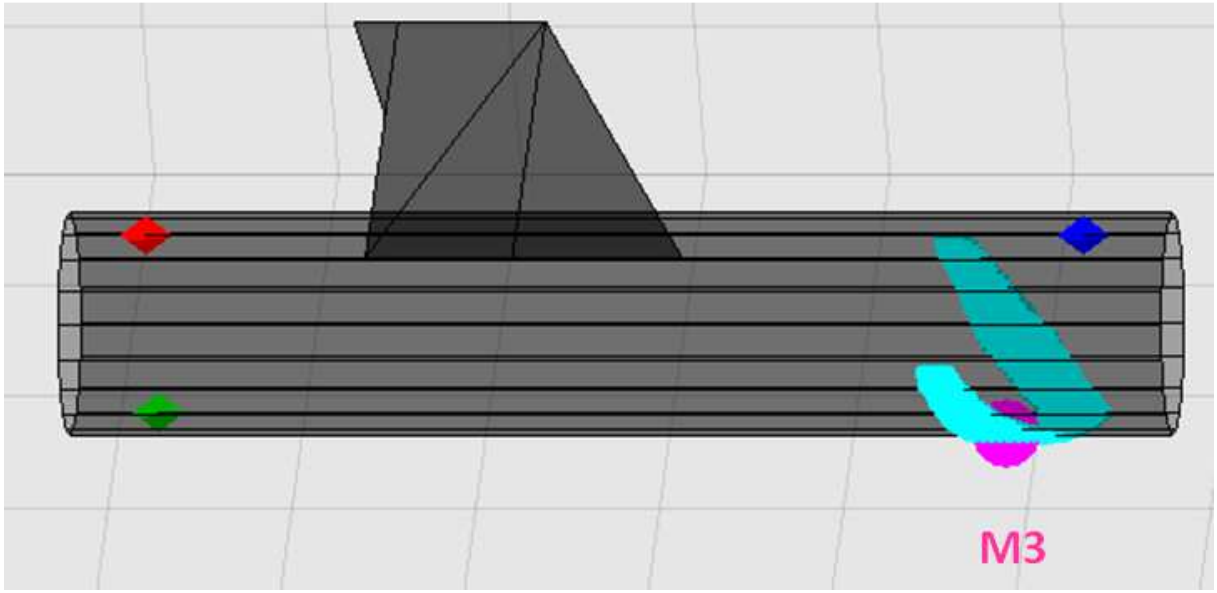


L'erreur maximale de distance entre la source réelle M1 et le plus éloigné des points source estimés est de 12cm. La surface estimée est de 0.05m^2 soit 0.3% de la surface totale d'un modèle simplifié d'A320 à l'échelle 1:6.67 (16m^2).

Position M3

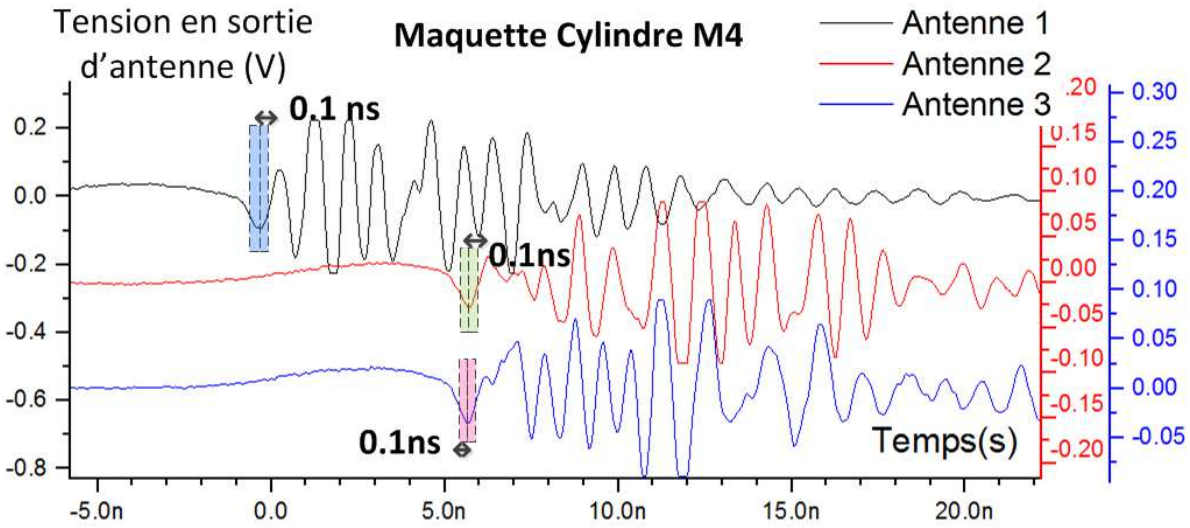


$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
0.1	0.1	0.1
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
0.33	0.3	0.3
T_1	T_2	T_3
-0.67	4.8	5.2
T_{21}	T_{31}	T_{32}
5.47	5.9	0.4

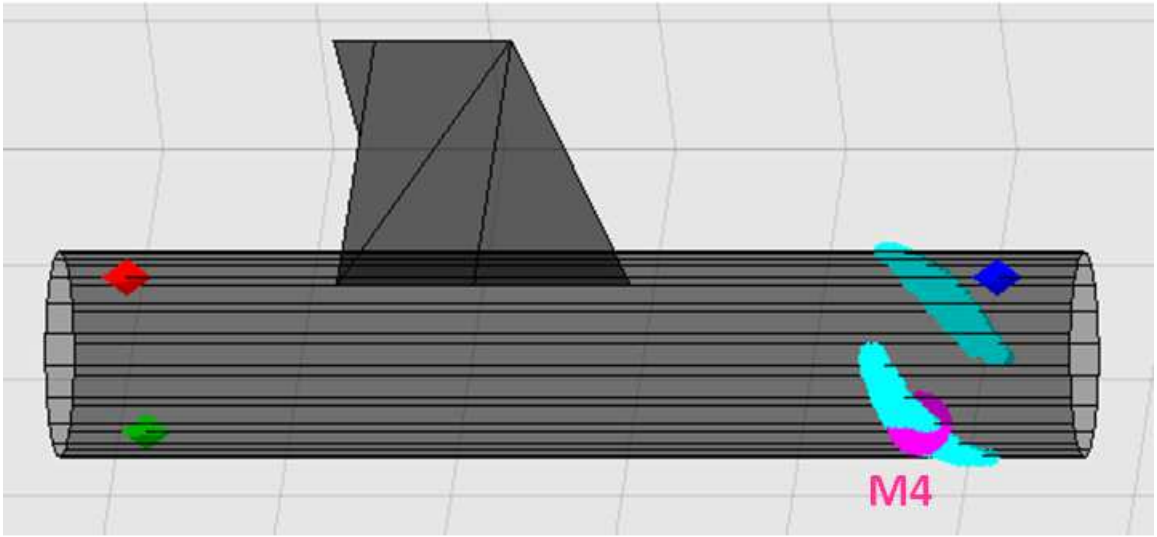


L'erreur maximale de distance entre la source réelle M3 et le plus éloigné des points source estimés est de 27cm. La surface estimée est de 0.11m^2 soit 0.7% de la surface totale d'un modèle simplifié d'A320 à l'échelle 1:6.67 (16m^2).

Position M4

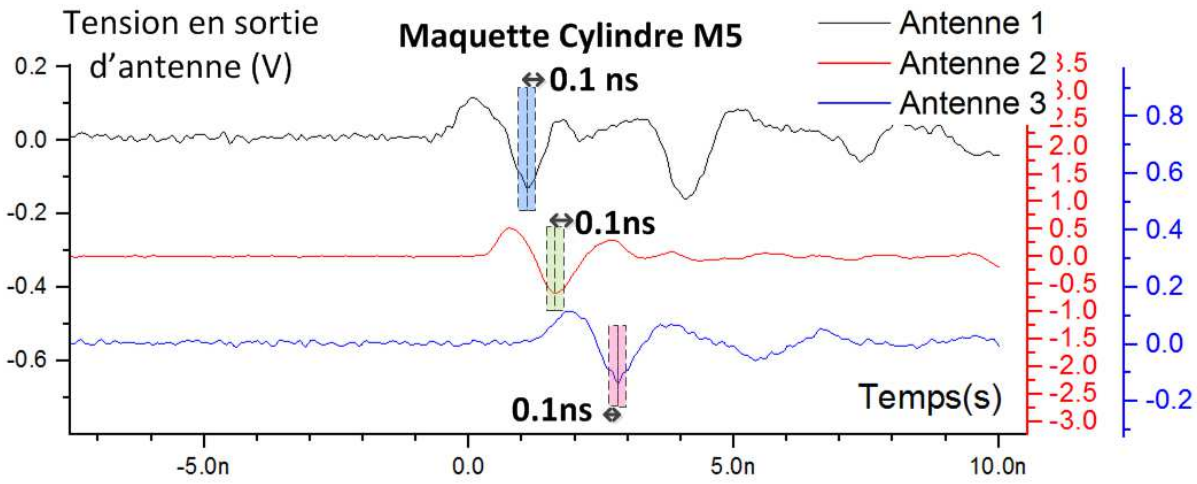


$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
0.1	0.1	0.1
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
0.33	0.3	0.3
T_1	T_2	T_3
-0.365	5.68	5.66
T_{21}	T_{31}	T_{32}
6	6	0

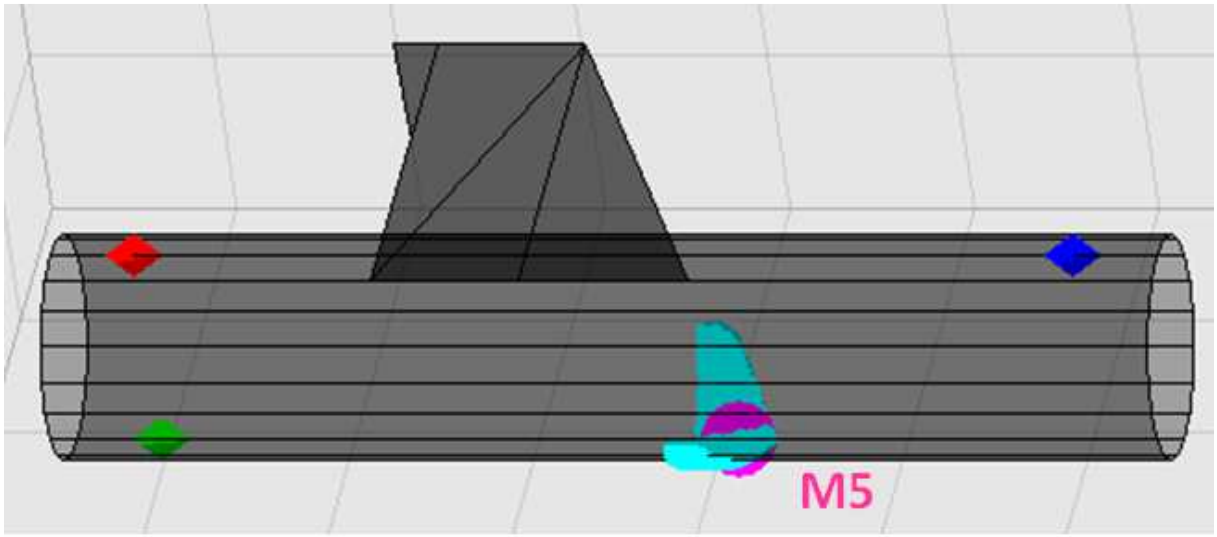


L'erreur maximale de distance entre la source réelle M4 et le plus éloigné des points source estimés est de 26cm. La surface estimée est de 0.09m^2 soit 0.6% de la surface totale d'un modèle simplifié d'A320 à l'échelle 1:6.67 (16m^2).

Position M5

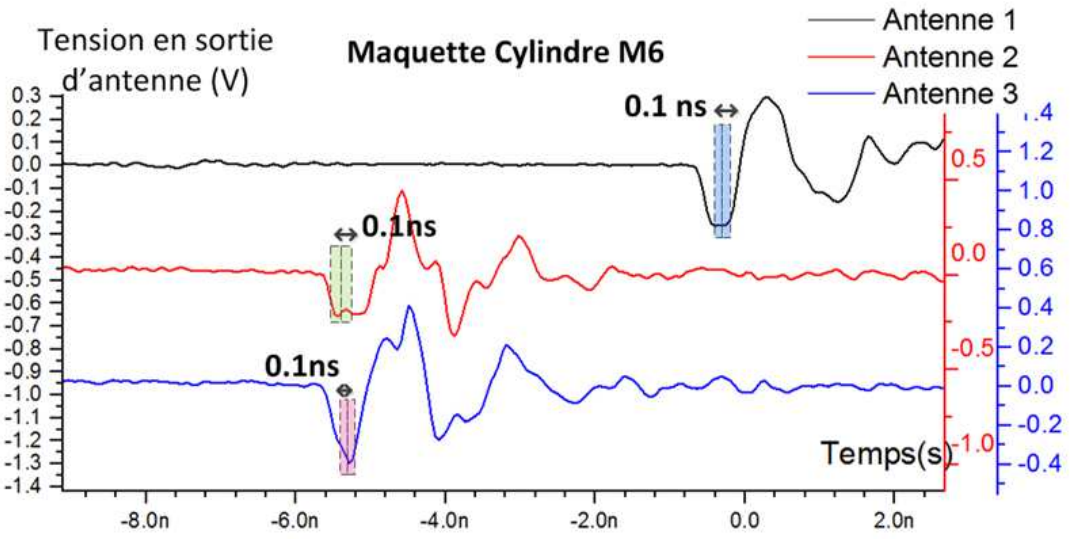


$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
0.1	0.1	0.1
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
0.5	0.5	0.5
T_1	T_2	T_3
0.08	0.73	1.91
T_{21}	T_{31}	T_{32}
0.65	1.83	1.18

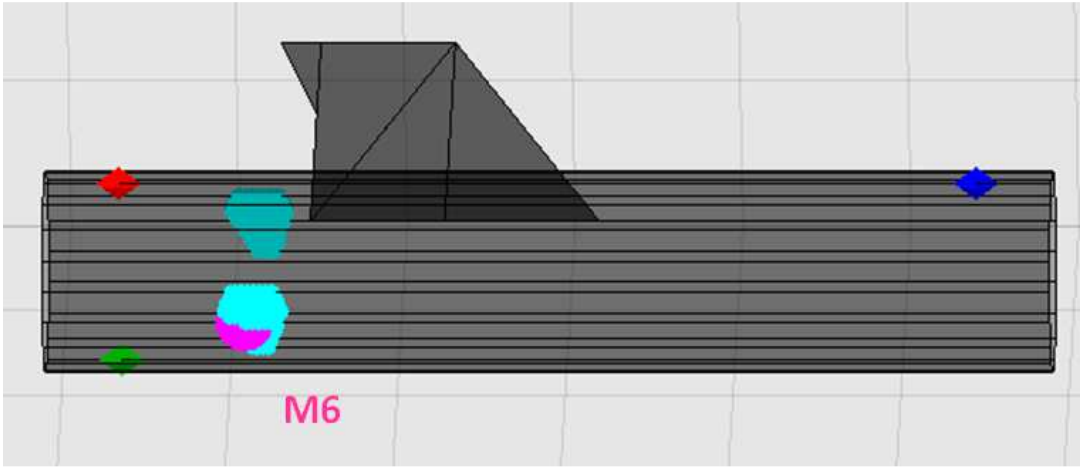


L'erreur maximale de distance entre la source réelle M5 et le plus éloigné des points source estimés est de 22cm. La surface estimée est de 0.027m^2 soit 0.2% de la surface totale d'un modèle simplifié d'A320 à l'échelle 1:6.67 (16m^2).

Position M6



$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
0.1	0.2	0.2
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
0.43	0.4	0.5
T_1	T_2	T_3
-0.3	-5.48	-5.39
T_{21}	T_{31}	T_{32}
-5.18	-5.09	0.1

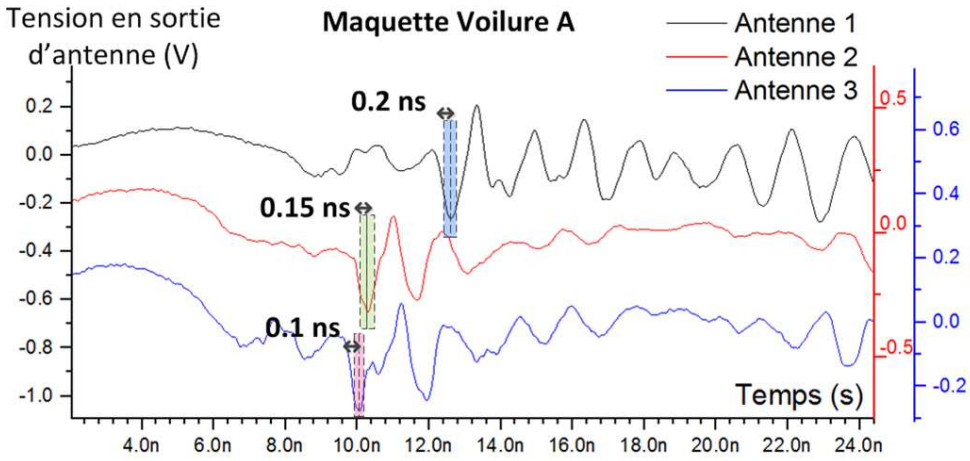


L'erreur maximale de distance entre la source réelle M6 et le plus éloigné des points source estimés est de 11cm. La surface estimée est de 0.048m² soit 0.3% de la surface totale d'un modèle simplifié d'A320 à l'échelle 1:6.67 (16m²).

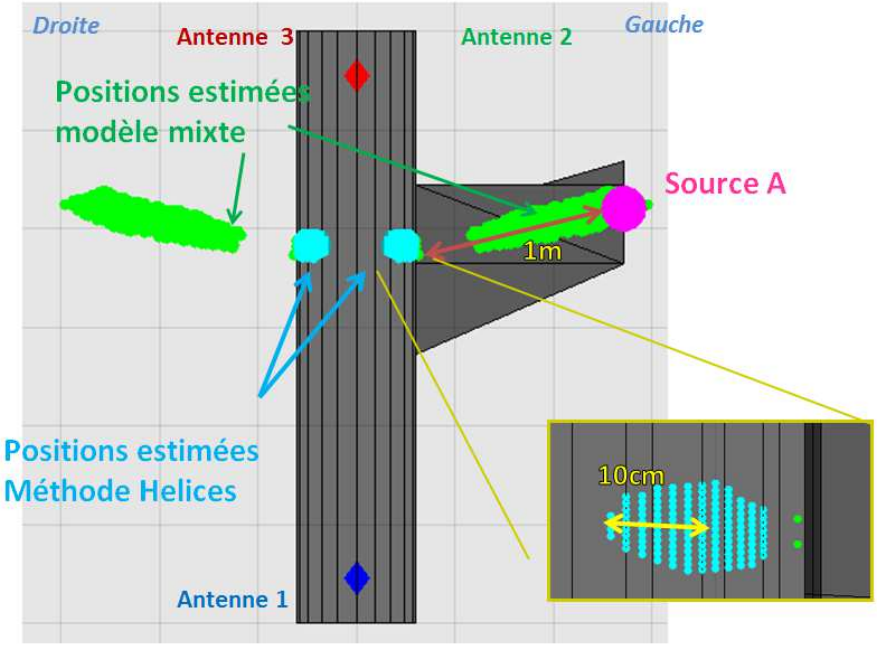
ANNEXE 8 - Résultats de Localisation, sources complémentaires sur Maquette avec Voilure

Dans les résultats présentés ci-dessous, tous les temps affichés dans les tableaux sont indiqués en nanosecondes.

Position A

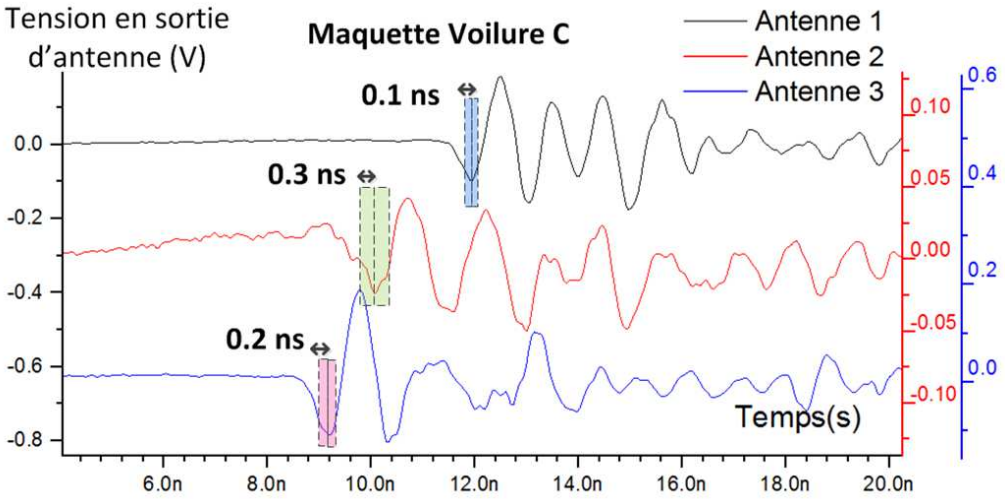


$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
0.2	0.15	0.1
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
0.47	0.4	0.35
T_1	T_2	T_3
12.5	10.3	10.2
T_{21}	T_{31}	T_{32}
-2.2	-2.3	-0.1

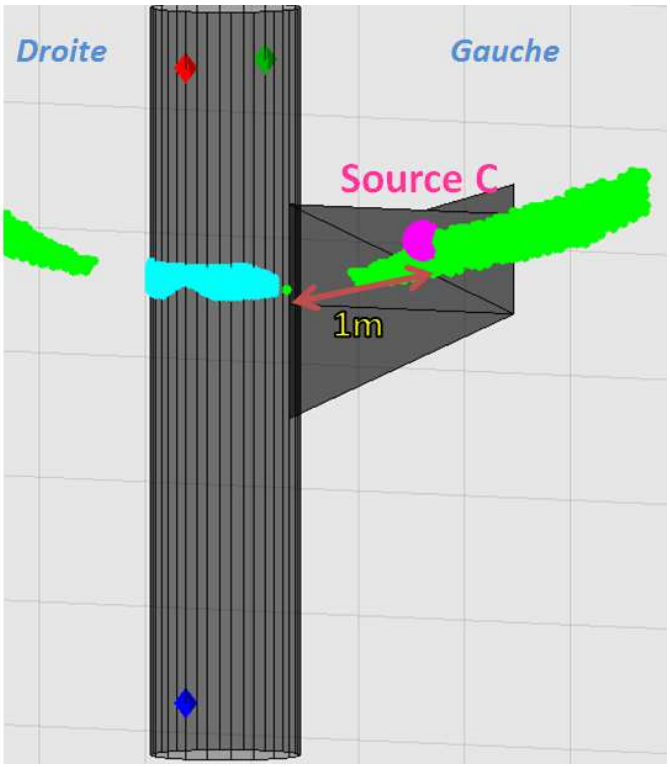


L'erreur maximale de distance entre la source réelle A et le plus éloigné des points source estimés est de 1m. Les zones estimées sur le fuselage ont une longueur de 20cm sur 10cm de largeur. La surface estimée est de 0.315m^2 soit 2% de la surface totale d'un modèle simplifié d'A320 à l'échelle 1:6.67 (16m^2).

Position C

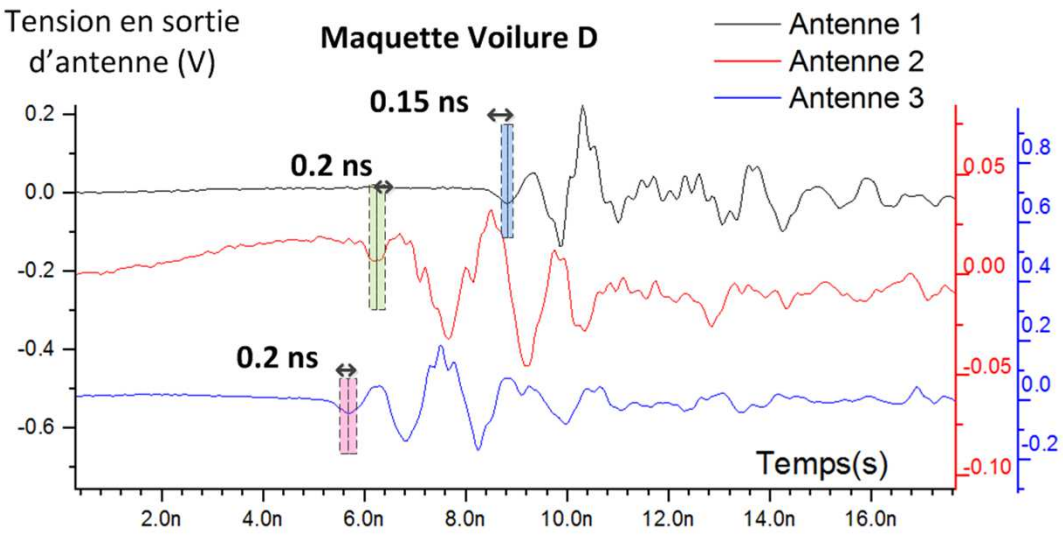


$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
0.1	0.3	0.2
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
0.53	0.4	0.6
T_1	T_2	T_3
-12	-10	-9.2
T_{21}	T_{31}	T_{32}
-1.9	-2.75	-0.85

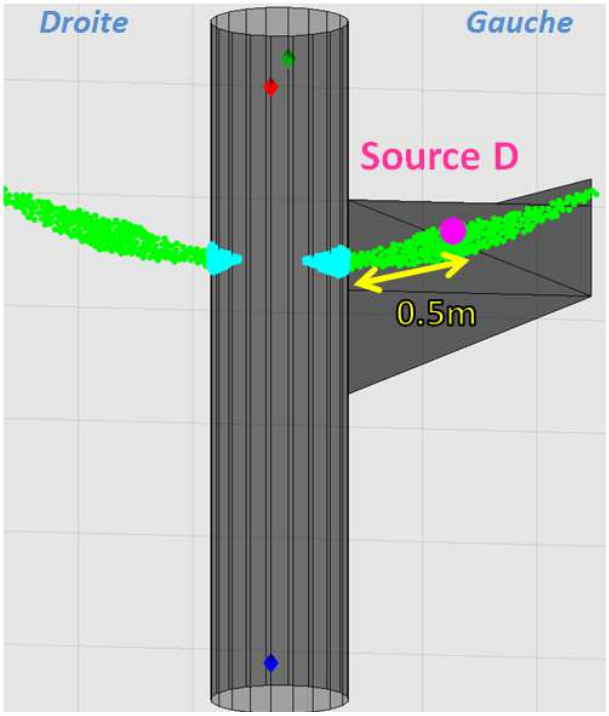


L'erreur maximale de distance entre la source réelle C et le plus éloigné des points source estimés est de 1m. Les zones estimées sur le fuselage sont symétriques par rapport au plan des antennes. Elles ont une circonférence de 40cm sur 10cm de largeur. La surface estimée est de 0.709m^2 soit 4.5% de la surface totale d'un modèle simplifié d'A320 à l'échelle 1:6.67 (16m^2).

Position D

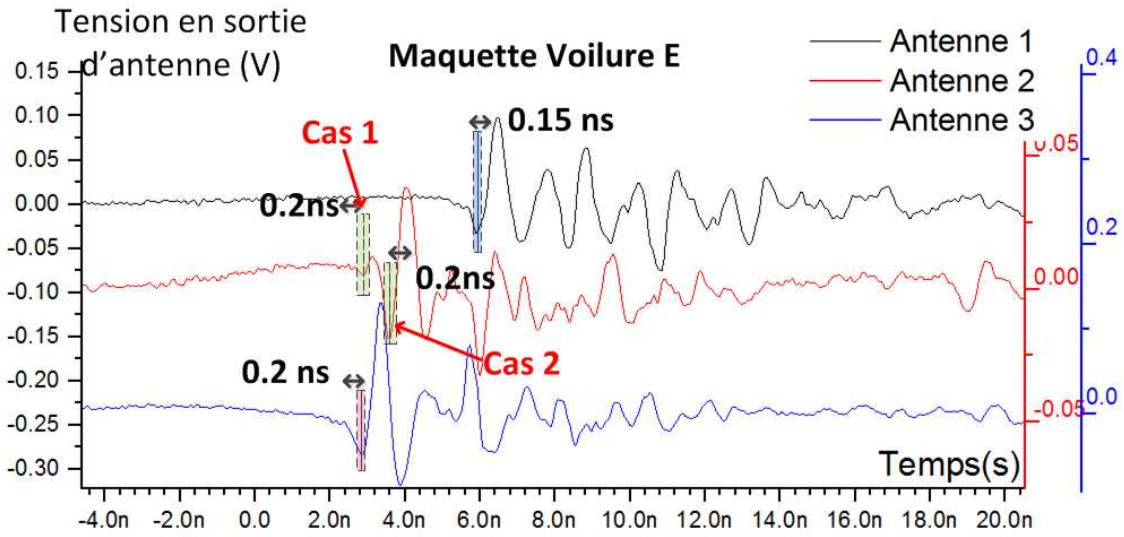


$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
0.15	0.2	0.2
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
0.47	0.4	0.6
T_1	T_2	T_3
8.8	6.2	5.68
T_{21}	T_{31}	T_{32}
-2.6	-3.11	-0.51

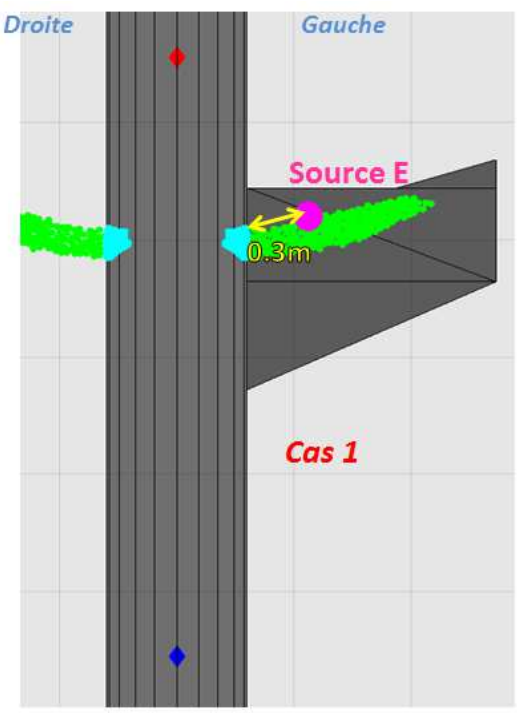


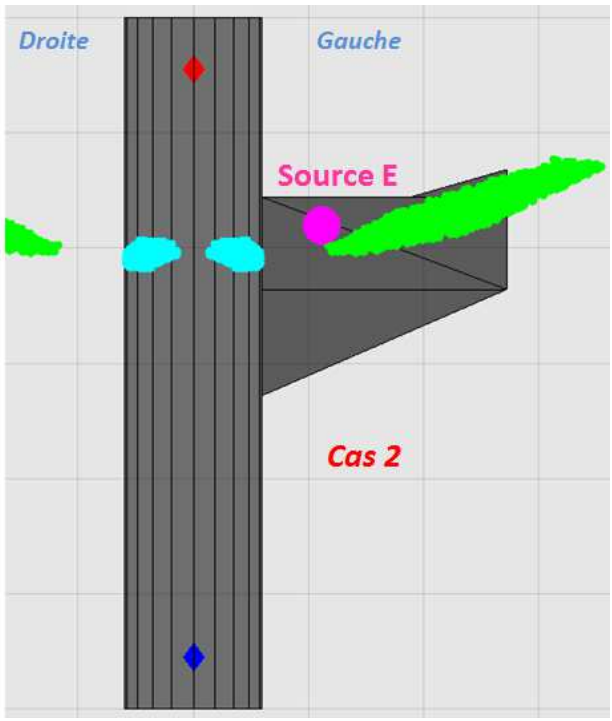
L'erreur maximale de distance entre la source réelle D et le plus éloigné des points source estimés est de 0.5m. Les zones estimées sur le fuselage sont symétriques par rapport au plan des antennes. Elles ont une circonférence de 25cm sur 10cm de largeur. La surface estimée est de 0.277m^2 soit 2% de la surface totale d'un modèle simplifié d'A320 à l'échelle 1:6.67 (16m^2).

Position E - Ambiguïté sur le choix de l'extremum



Cas 1			Cas 2		
$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$	$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
0.15	0.2	0.2	0.15	0.2	0.2
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}	Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
0.4	0.4	0.5	0.4	0.4	0.5
T_1	T_2	T_3	T_1	T_2	T_3
5.9	6.2	5.68	5.9	3.59	2.82
T_{21}	T_{31}	T_{32}	T_{21}	T_{31}	T_{32}
-2.76	-3.08	-0.32	-2.31	-3.08	-0.77



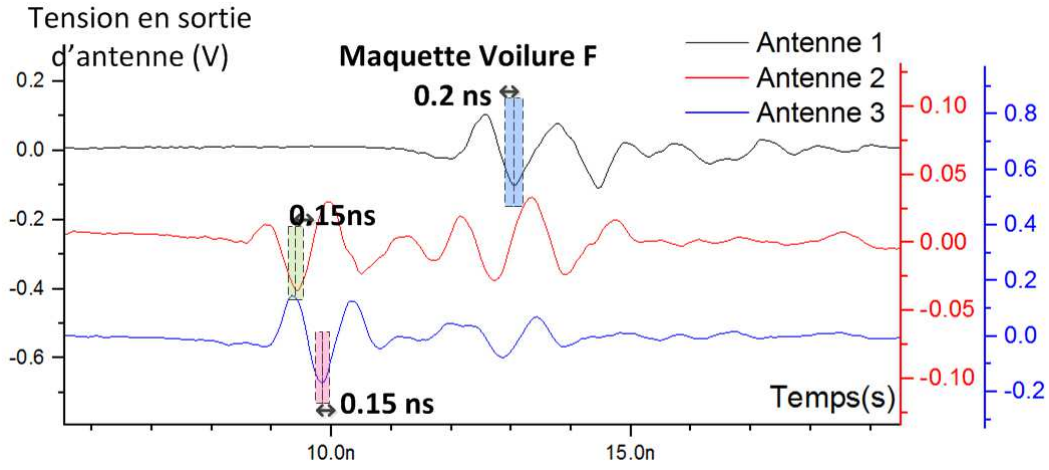


Pour cette position, le choix de l'extremum pour la mesure de l'antenne 2 peut induire une erreur de localisation non prise en compte par le terme $\Delta t_{mark,k}$. Lorsque le bon extrema est choisi, la distance maximale entre le point source et le point estimé le plus lointain est de moins de 50cm. La surface estimée est de 0.25m^2 soit 1.5% de la surface totale d'un modèle simplifié d'A320 à l'échelle 1:6.67 (16m^2).

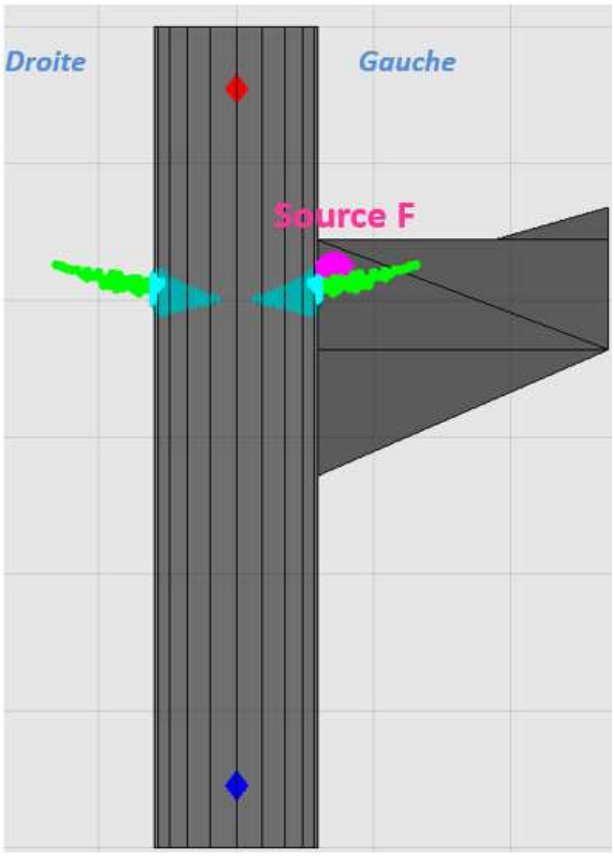
Cependant, si un mauvais extrema est choisi, les sources estimées ne contiennent plus la source réelle. Comme pour les mesures effectuées sur avion, il est nécessaire de changer de critère de détermination des repères T_k lorsque le choix est ambigu.

Les zones estimées sur le fuselage sont symétriques par rapport au plan des antennes. Elles ont une circonférence de 10cm sur 10cm de largeur pour le cas 1, et une circonférence de 30cm sur 10cm de largeur pour le cas 2. La surface estimée est alors de 0.386m^2 soit 2.5% de la surface totale d'un modèle simplifié d'A320 à l'échelle 1:6.67 (16m^2).

Position F



$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
0.2	0.15	0.15
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
0.47	0.45	0.4
T_1	T_2	T_3
13	9.4	9.83
T_{21}	T_{31}	T_{32}
-3.56	-3.17	-0.39

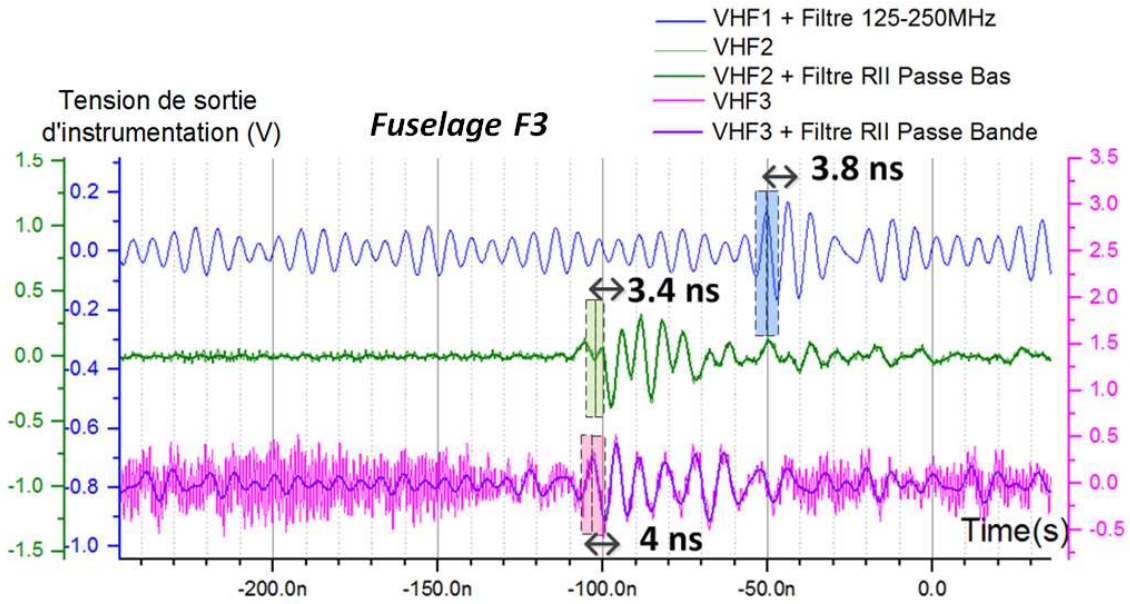


L'erreur maximale de distance entre la source réelle F et le plus éloigné des points source estimés est de 0.25m. Les zones estimées sur le fuselage forment une surface de 4cm de côté environ. La surface estimée est de 0.13m^2 soit 0.8% de la surface totale d'un modèle simplifié d'A320 à l'échelle 1:6.67 (16m^2).

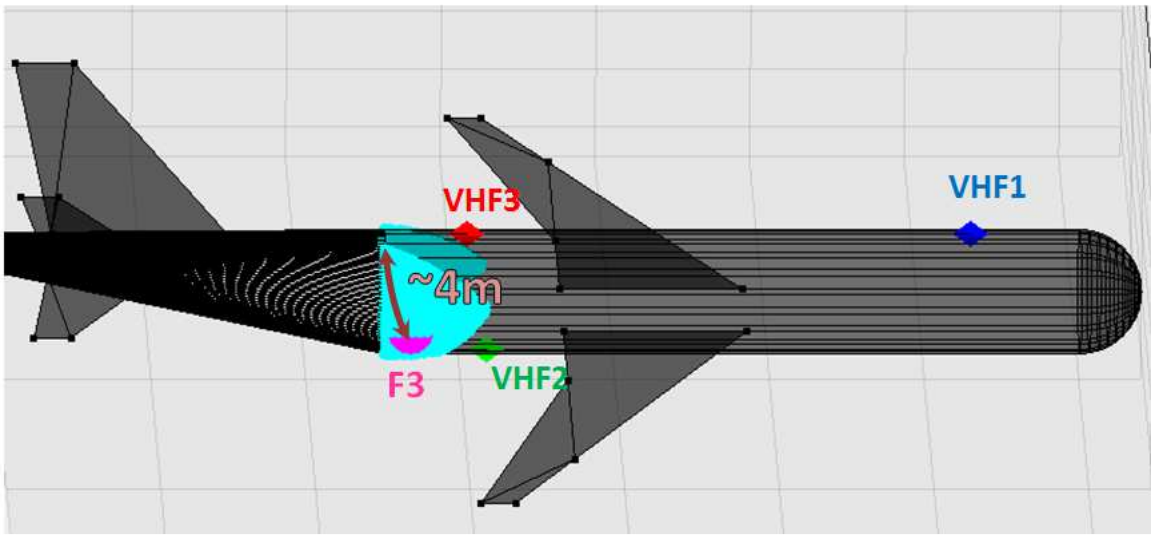
ANNEXE 9 – Résultats de Localisation, sources complémentaires sur A320

Nous allons présenter dans cette annexe les différents points de test sur avion où nous avons généré des arcs. Dans les résultats présentés ci-dessous, tous les temps affichés dans les tableaux sont indiqués en nanosecondes.

Fuselage F3

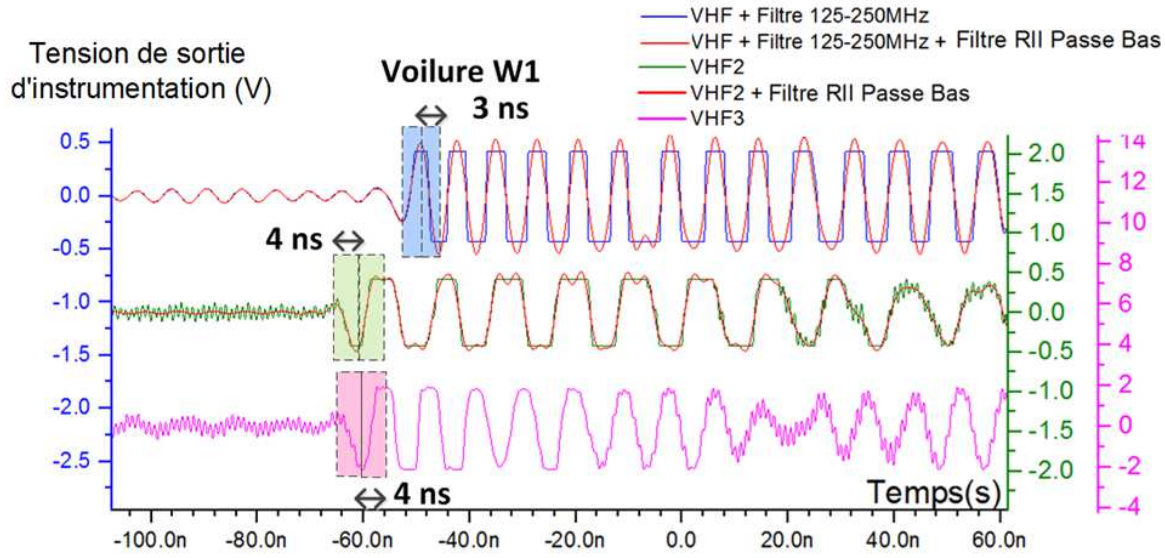


$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
3.8	3.4	4
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
8.2	8.8	8.4
T_1	T_2	T_3
-50	-102	-103
T_{21}	T_{31}	T_{32}
-52	-53	-1

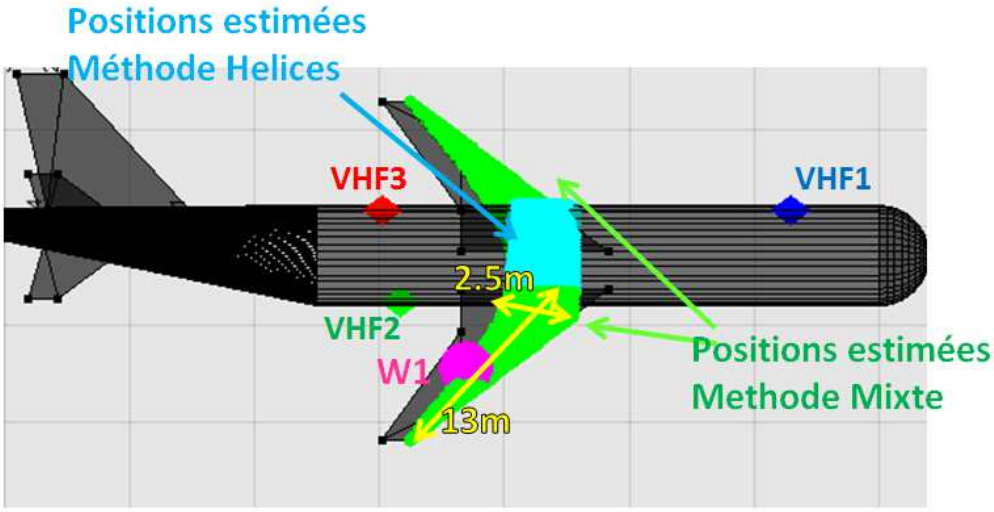


L'erreur maximale de distance entre la source réelle F3 et le plus éloigné des points source estimés est de 4m. La surface estimée est de 13m^2 soit 2% de la surface totale d'un modèle simplifié d'A320 (715m^2).

Voilure W1

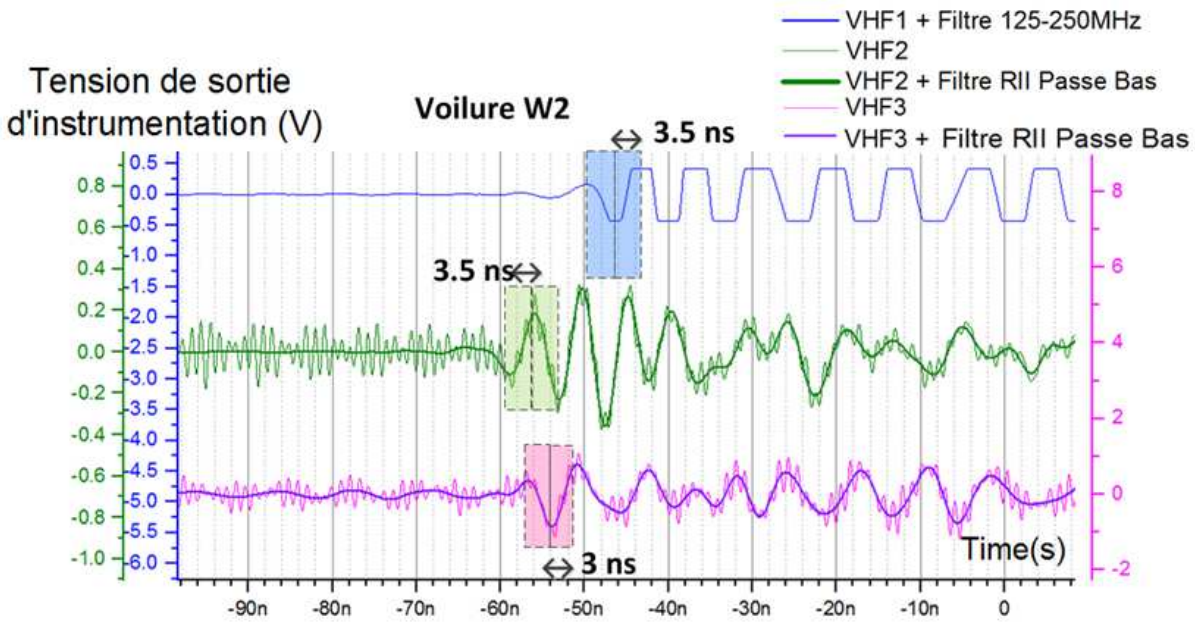


$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
3	4	4
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
8	8	9
T_1	T_2	T_3
-49	-60	-60
T_{21}	T_{31}	T_{32}
-11	-11	0

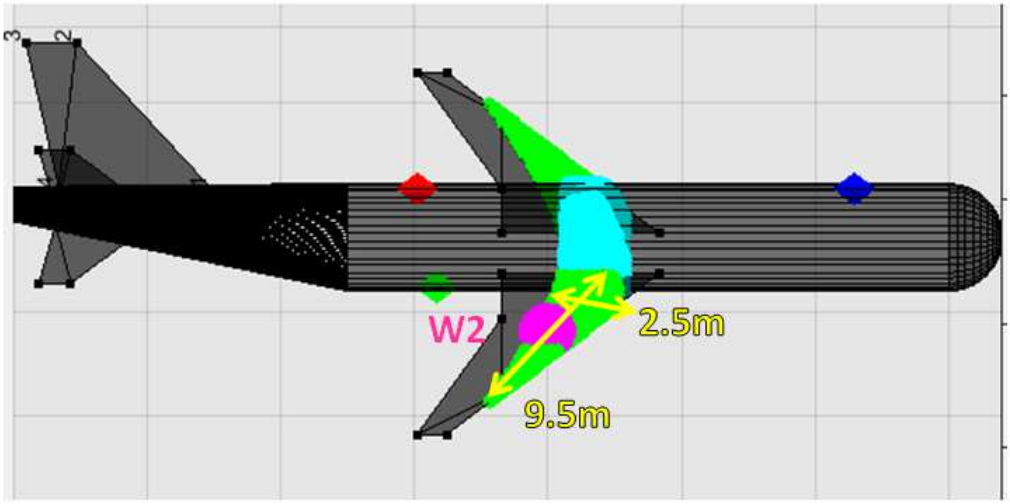


Les sources estimées forment des bandes de 13m de longueur et 2.5m de largeur sur l'aile, et de 6m de circonférence et 2.5m de largeur sur le fuselage. La surface estimée est de 71m^2 soit 10% de la surface totale d'un modèle simplifié d'A320 (715m^2).

Voilure W2

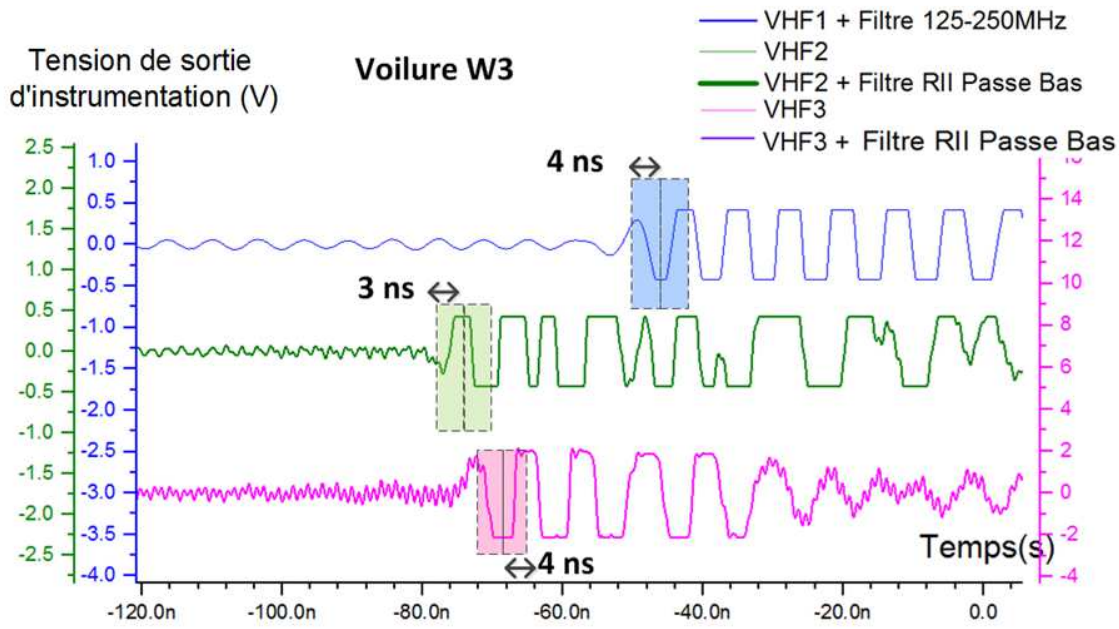


$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
3.5	3.5	3
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
7.5	7.3	7.3
T_1	T_2	T_3
-46	-55	-54
T_{21}	T_{31}	T_{32}
-9	-8	1

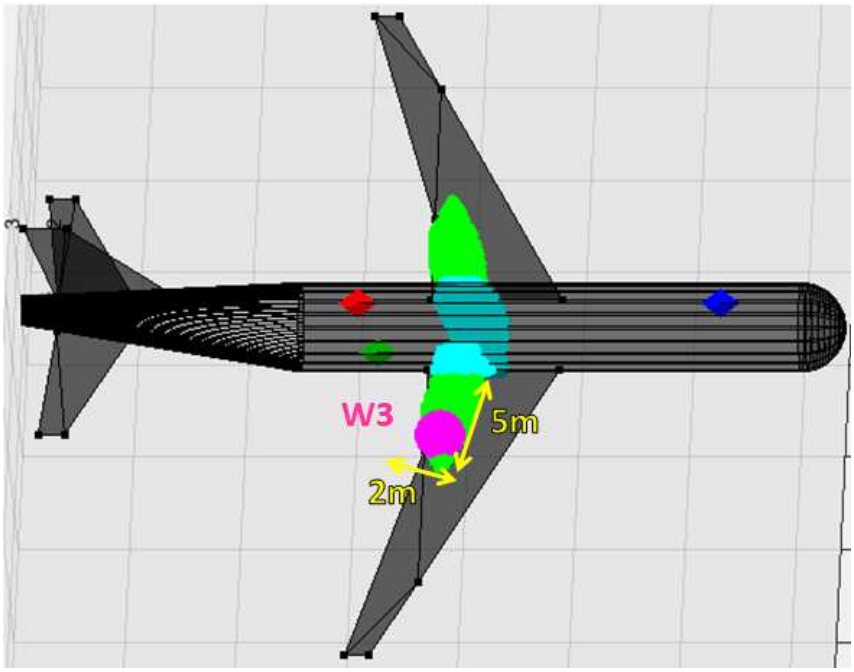


Les sources estimées forment des bandes de 9.5m de longueur et 2.5m de largeur sur l'aile, et de 6m de de circonférence et 2.5m sur le fuselage. La surface estimée est de 47m^2 soit 7% de la surface totale d'un modèle simplifié d'A320 (715m^2).

Voilure W3

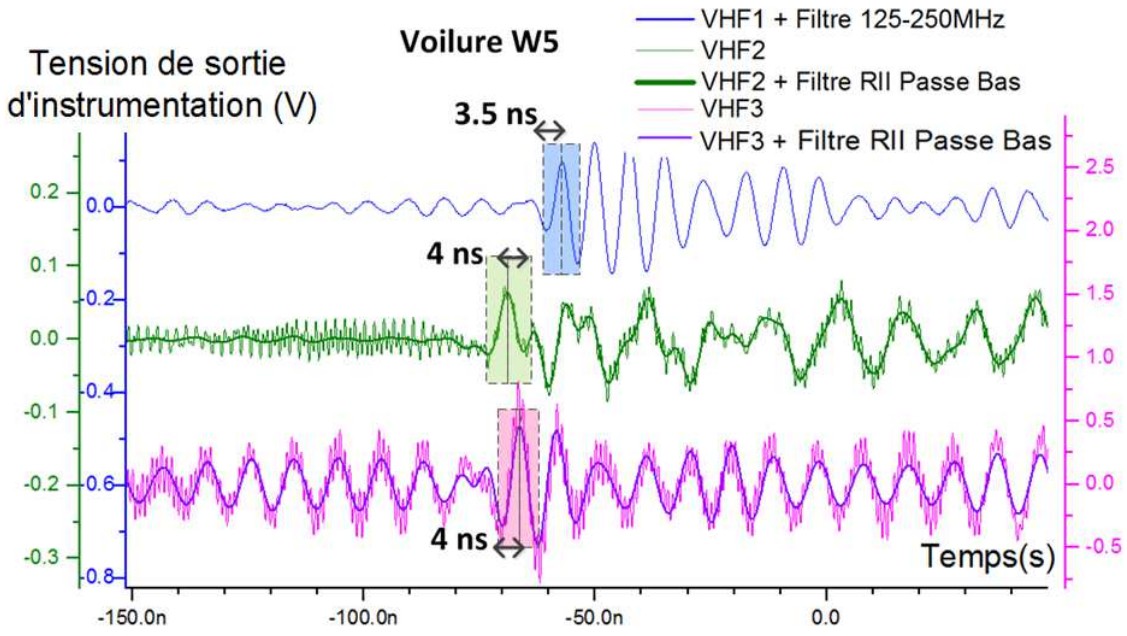


$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
4	3	4
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
8	9	8
T_1	T_2	T_3
-46	-74	-68.5
T_{21}	T_{31}	T_{32}
-28	-22.5	5.5

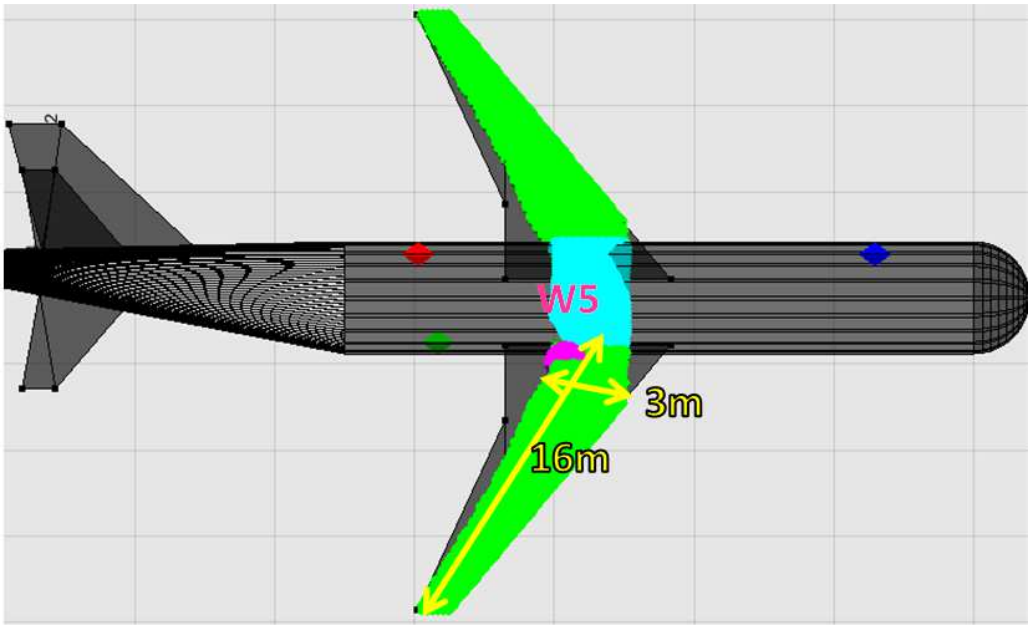


Les sources estimées forment des bandes de 5m de longueur et 2m de largeur sur l'aile, et de 2.5m de circonférence et 2m de largeur sur le fuselage. La surface estimée est de 37m^2 soit 5% de la surface totale d'un modèle simplifié d'A320 (715m^2).

Voilure W5

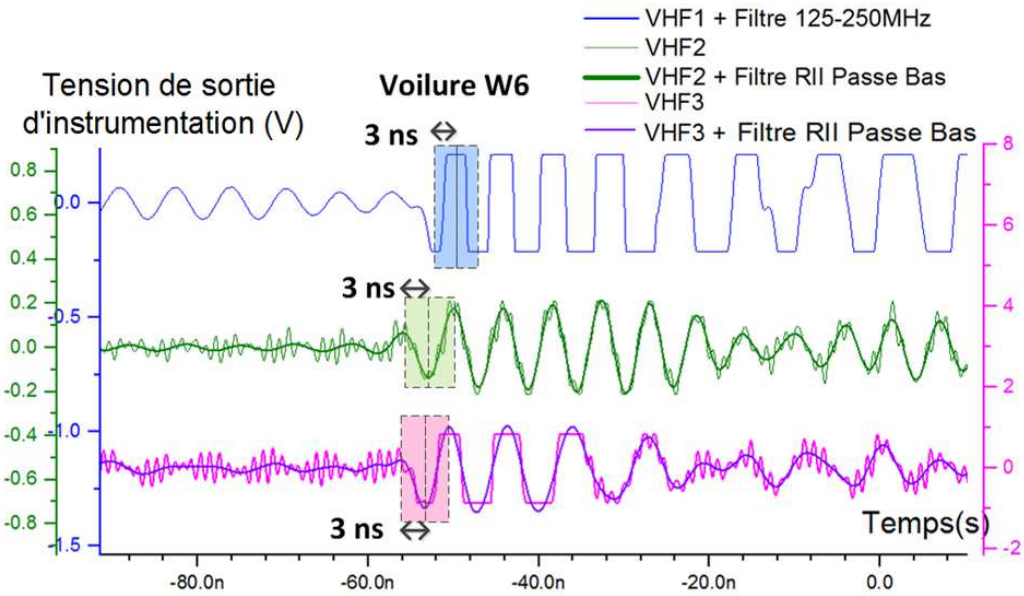


$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
3.5	4	4
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
8.5	8.5	9
T_1	T_2	T_3
-57	-69	-70
T_{21}	T_{31}	T_{32}
-12	-13	-1

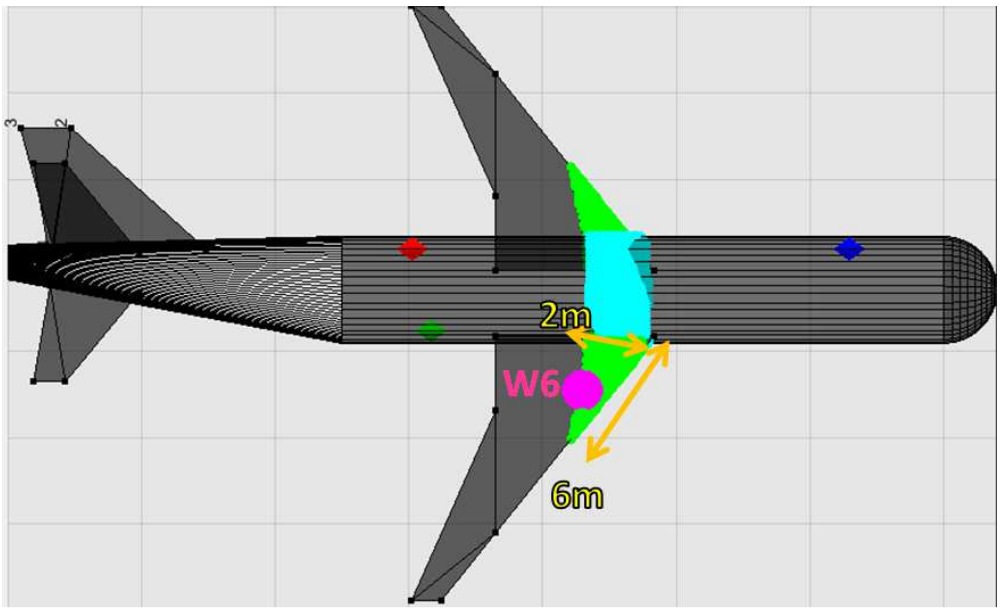


Les sources estimées forment des bandes de 16m de longueur et 3m de largeur sur l'aile, et de 6m de de circonférence et 2.5m de largeur sur le fuselage. La surface estimée est de 89m^2 soit 12% de la surface totale d'un modèle simplifié d'A320 (715m^2).

Voilure W6



$\Delta t_{mark,1}$	$\Delta t_{mark,2}$	$\Delta t_{mark,3}$
3	3	3
Δt_{21}	Δt_{31}	Δt_{32}
7	7	7
T_1	T_2	T_3
-49.7	-53	53
T_{21}	T_{31}	T_{32}
-3.3	-3.3	0



Les sources estimées forment des bandes de 6m de longueur et 2m de largeur sur l'aile, et de 5m de circonférence et 2m de largeur sur le fuselage. La surface estimée est de 32m^2 soit 4% de la surface totale d'un modèle simplifié d'A320 (715m^2).