



HAL
open science

Contribution à l'étude d'un système de dégivrage piézoélectrique pour l'aéronautique : actionnement vibratoire et alimentation de puissance HF adaptée

Modar Jomaa

► To cite this version:

Modar Jomaa. Contribution à l'étude d'un système de dégivrage piézoélectrique pour l'aéronautique : actionnement vibratoire et alimentation de puissance HF adaptée. Energie électrique. Université Paris-Saclay, 2024. Français. NNT : 2024UPAST058 . tel-04841989

HAL Id: tel-04841989

<https://theses.hal.science/tel-04841989v1>

Submitted on 17 Dec 2024

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

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

Contribution à l'étude d'un système de dégivrage piézoélectrique pour l'aéronautique : actionnement vibratoire et alimentation de puissance haute fréquence adaptée

*Contribution to the study of a piezoelectric deicing system for aeronautics:
vibrational actuation and adapted high-frequency power supply*

**Thèse de doctorat de l'université Paris-Saclay
Préparée à l'École Normale Supérieure Paris-Saclay**

École doctorale n°575 : Electrical, Optical, Bio-physics and Engineering (EOBE)
Spécialité de doctorat : Génie Électrique
Graduate School : Sciences de l'ingénierie et des systèmes. Référent : ENS Paris-Saclay

Thèse préparée dans l'unité(s) de recherche **SATIE (Université Paris-Saclay, ENS Paris-Saclay, le CNAM, CY Université, Université Gustave Eiffel, CNRS)**, sous la direction de **François COSTA**, Professeur des universités, Université de Paris Est Creteil, le co-encadrement de **Dejan VASIC**, Professeur des universités, CY Cergy Paris Université, le co-encadrement de **Pierre-Etienne LÉVY**, Maître de conférences, ENS Paris-Saclay et la co-supervision de **Marwan ALI**, Docteur, Ingénieur expert senior, SAFRAN Tech

Thèse soutenue à Paris-Saclay, le 13 juin 2024, par

Modar JOMAA

Composition du Jury

Membres du jury avec voix délibérative

Frédéric GIRAUD

Professeur des universités, Université de Lille

Yves LEMBEYE

Professeur des universités, Université Grenoble Alpes

Valérie POMMIER-BUDINGER

Professeure des universités, ISAE-SUPAERO

Lionel PETIT

Professeur des universités, INSA Lyon

Rapporteur et
examinateur

Rapporteur et
examinateur

Examinatrice et
présidente

Examinateur

Titre : Contribution à l'étude d'un système de dégivrage piézoélectrique pour l'aéronautique : actionnement vibratoire et alimentation de puissance haute fréquence adaptée.

Mots clés : Dégivrage piézoélectrique, actionneur piézoélectrique, ARCPI, commutation douce.

Résumé : Les contraintes environnementales et l'opinion publique, ont conduit les équipementiers aéronautiques à accélérer la transition énergétique à travers l'avion plus électrique. Ceci se traduit par une tendance à remplacer les systèmes hydrauliques et pneumatiques par des chaînes de conversion électromécanique. Le système de dégivrage est un candidat de choix pour cette transition.

L'accumulation de glace sur les aéronefs a été reconnue comme risque majeur dans le domaine de l'aéronautique dès le début du XX^e siècle. Les solutions actuellement utilisées en vol, telles que le flux d'air chaud, les boudins pneumatiques, les systèmes électrothermiques, le fluide chimique ou les systèmes électromécaniques impulsifs-expulsifs, offrent une protection plus ou moins efficace, mais présentent des inconvénients tels qu'une consommation d'énergie significative, un encombrement ou une applicabilité limitée à certains types d'aéronefs. De plus, dans le cadre des avions plus électriques, les systèmes dépendants des moteurs thermiques sont susceptibles de devenir obsolètes, ouvrant ainsi la voie à de nouveaux systèmes électriques.

Le système de dégivrage piézoélectrique s'est récemment révélé pertinent en termes de consommation d'énergie et de masse embarquée, et fait l'objet de cette thèse. Celle-ci se concentre sur la conception d'un système de dégivrage piézoélectrique résonant, ainsi que sur son alimentation associée. Ce système repose sur l'utilisation des actionneurs piézoélectriques pour exciter en vibration la structure à dégivrer à une fréquence donnée. Lorsque cette fréquence correspond aux modes de résonance propres de la structure, l'amplitude des vibrations augmente, générant des niveaux élevés de contraintes et de

déformations, dépassant les résistances critiques de la glace (traction/compression, adhésion ou les deux) et provoquant sa rupture.

L'objectif de cette thèse est donc de développer dans un premier temps un dispositif capable de démontrer une bonne efficacité et une rapidité de dégivrage avec une consommation d'énergie minimale. Pour ce faire, une méthodologie de positionnement et de pilotage des actionneurs est proposée, utilisant une approche analytique et modale par éléments finis pour identifier les modes de résonance les plus contributifs au dégivrage. Une validation expérimentale en plusieurs étapes menant à un prototype de dégivrage opérationnel est assurée.

Dans un second temps, l'accent est mis sur le développement d'une alimentation de puissance adaptée aux actionneurs piézoélectriques. Compte tenu de la dépendance du comportement électrique des actionneurs à la charge mécanique et à la température, certains aspects doivent être pris en compte lors de la conception de l'alimentation électrique. Une recherche exhaustive dans la littérature est entreprise pour identifier les topologies appropriées pour piloter des charges piézoélectriques, conduisant à la proposition de la topologie d'onduleur ARCPI-LLCC. Cette dernière offre des avantages significatifs en termes de performance globale du système, notamment en termes de compensation de l'énergie réactive et de réduction du taux de distorsion harmonique.

Enfin, l'ARCPI-LLCC est utilisée pour piloter le prototype de dégivrage conçu selon la méthodologie proposée. Les résultats obtenus démontrent un dégivrage opérationnel avec un rendement optimisé, validant ainsi l'efficacité de cette technologie.

Title: Contribution to the study of a piezoelectric deicing system for aeronautics: vibrational actuation and adapted high-frequency power supply

Keywords: Piezoelectric deicing system, piezoelectric actuator, ARCPI, soft-switching converter.

Abstract: Environmental constraints and their impact on public opinion have led the aircraft industry to accelerate the energy transition in aeronautics toward a "More Electric Aircraft" (MEA). Therefore, we are witnessing a gradual increase in the role of electrical energy in onboard applications. This electrification trend aims to replace all non-propulsive systems (hydraulic and pneumatic) with electromechanical alternatives in order to optimize aircraft performance, decrease operating and maintenance costs, increase dispatch reliability, and reduce gas emissions. Among the systems affected by this transition is the deicing system. The deicing system is a prime candidate for this transition.

Ice accumulation on aircraft has been recognized as a major risk in aviation since the early 20th century. Currently employed in-flight solutions, such as hot air flow, pneumatic boots, electrothermal systems, chemical fluid, or impulsive/expulsive electromechanical systems, offer varying degrees of effectiveness but come with drawbacks such as significant energy consumption, bulkiness, or limited applicability to certain aircraft types. Furthermore, within the context of more electric aircraft, systems dependent on thermal engines are most likely to become obsolete, paving the way for new electrical systems.

The piezoelectric deicing system has recently proven to be relevant in terms of energy consumption and integration and is the focus of this thesis. It concentrates on the design of a resonant piezoelectric deicing system and its associated power supply. This system relies on the use of piezoelectric actuators to excite the structure to be deiced at a given frequency. When this frequency matches the natural frequencies of

the structure, the magnitude of vibration increases, generating high levels of stress and deformation, eventually exceeding the critical strengths of the ice (traction/compression, adhesion, or both).

The objective of this thesis is to develop, initially, a prototype capable of demonstrating efficient and rapid ice protection with minimal energy consumption. To achieve this, a methodology for positioning and controlling the actuators is proposed, utilizing analytical and modal finite element analysis to identify the most contributing resonance modes to deicing. Experimental validation through several stages is ensured to obtain an operational deicing prototype.

Subsequently, emphasis is placed on the development of a power supply tailored to piezoelectric actuators for deicing purposes. Given the dependence of the electrical behavior of actuators on mechanical load and temperature, certain aspects must be considered when designing the electrical power supply. An exhaustive literature search is conducted to identify suitable topologies for driving piezoelectric loads, leading to the proposal of the ARCPI-LLCC topology. The latter offers significant advantages in terms of overall system performance, particularly in reactive energy compensation and harmonic distortion reduction.

Finally, the ARCPI-LLCC is employed to drive the deicing prototype designed according to the proposed methodology. The results demonstrate operational deicing with optimized efficiency, thus validating the effectiveness of piezoelectric deicing technology in the context of aircraft electrification.

Remerciement

Au terme de cette aventure scientifique et humaine que ces trois ans de thèse ont représentée, il me tient à cœur d'exprimer ma gratitude envers toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à l'aboutissement de ce travail. Ces années de recherche ont été ponctuées de rencontres enrichissantes, de discussions stimulantes et de moments de partage précieux. C'est avec une immense reconnaissance que je souhaite remercier ceux qui m'ont soutenu, guidé et encouragé tout au long de ce parcours.

Je tiens tout d'abord à exprimer ma gratitude à François COSTA, mon directeur de thèse, pour sa disponibilité, ses encouragements, ainsi que pour ses qualités scientifiques et humaines qui ont guidé ce travail.

Je remercie particulièrement Marwan ALI, mon co-encadrant industriel, pour son investissement total dès le début jusqu'à la fin de cette thèse. Sa disponibilité constante, ses discussions scientifiques enrichissantes, ainsi que ses encouragements et sa motivation ont été d'une aide précieuse. J'ai énormément appris à ses côtés.

Je souhaite également remercier mes co-encadrants, Dejan VASIC et Pierre-Etienne LÉVY, pour leurs précieux commentaires scientifiques et leur soutien tout au long de cette thèse.

Merci à l'ensemble des membres du jury, notamment la présidente Madame Valérie POMMIER-BUDINGER, Monsieur Yves LEMBEYE, Monsieur Frédéric GIRAUD, ainsi que Monsieur Lionel PETIT, pour avoir accepté d'examiner et de rapporter sur ce manuscrit de thèse.

J'adresse également mes remerciements chaleureux à tous mes collègues de SAFRAN et du SATIE. Un merci particulier à Gaël PONGNOT pour son aide et son soutien.

Je souhaite exprimer ma reconnaissance à mes amis qui sont venus de plusieurs endroits et villes pour me soutenir et assister à ma soutenance : Koutaiba, Moussab, Khaldoun, Nawras, Amira...

Les plus grands remerciements, pleins d'amour, vont à mon père, que nous avons perdu au début de ma thèse, qui a tout fait pour que j'en arrive là où je suis aujourd'hui, à ma mère qui pense toujours à moi, à mes frères Moussab, Manaf et Medyane, et à ma sœur Yara, qui m'ont encouragé tout au long de mes études.

Un chapitre se termine et un autre commence...

Table des matières

Résumé.....	3
Abstract	4
Remerciement.....	7
Chapitre I Introduction générale	21
I.1 Contexte	22
I.2 Introduction.....	23
I.3 Présentation de la solution de dégivrage proposé par Safran Nacelle.....	24
I.4 Objectif de la thèse.....	25
I.5 Démarche scientifique adoptée	25
Chapitre II État de l’art des technologies de dégivrage et d’antigivrage en aéronautique	29
II.1 Introduction.....	29
II.2 Météorologie du givre.....	30
II.2.1 Types de nuages propices au givre	31
II.2.2 Paramètres météorologiques de givrage des avions	33
II.2.3 Conclusion	35
II.3 Les systèmes de protection contre le givre en vol.....	35
II.3.1 Système à prélèvement d’air chaud	36
II.3.2 Système à boudins pneumatiques	37
II.3.3 Systèmes électrothermiques.....	38
II.3.4 Système d’antigivrage chimique.....	39
II.3.5 Systèmes électromécaniques	40
II.4 Conclusion	43
Chapitre III Dégivrage piézoélectrique	47
III.1 Propriétés mécaniques de la glace	47
III.1.1 Comportement élastique	49
III.1.2 Résistances à la traction et à la compression	49
III.1.3 Les modes de défaillance de la glace.....	57
III.1.4 Caractéristiques de la glace.....	59
III.2 Mécanisme de dégivrage.....	59
III.3 Dégivrage piézoélectrique	60
III.3.1 Analyse analytique et par éléments finis	61
III.3.2 Validation expérimentale.....	71
III.3.3 Extrapolation du modèle.....	73
III.3.4 Discussion.....	78
III.2 Conclusion	78
Chapitre IV Topologies de Conversion DC/AC Adaptées aux Actionneurs Piézoélectriques.....	81
IV.1 Modélisation des actionneurs piézoélectriques.....	81
IV.2 Cahier des charges	87
IV.3 Alimentations dédiées aux actionneurs piézoélectriques.....	88
IV.3.1 Les onduleurs de tension résonants	89

IV.3.2	Onduleurs à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)	94
IV.3.3	Conclusion	101
IV.4	Topologies candidates	101
IV.4.1	Onduleur de courant	101
IV.4.2	Convertisseur "résonant" avec récupération de l'énergie réactive	104
IV.4.3	Onduleur de tension à résonance auxiliaire (ARCPI)	108
IV.5	Conclusion	120
Chapitre V	Validation expérimentale	123
V.1	Implémentation de la commande	124
V.1.1	Génération de la Modulante	125
V.1.2	Création de la porteuse	126
V.1.3	Comparateur et commande du circuit auxiliaire	126
V.2	La carte d'interfaçage FPGA/ARCPI	127
V.3	La mise en œuvre de la technologie GaN	128
V.3.1	Problématique de la commande de grille	129
V.3.2	Problématique des inductances parasites concernant le routage et l'emplacement du driver	129
V.3.3	Impact de forts dV/dt	130
V.3.4	Problématique du choix des résistances de grille	131
V.3.5	Le choix du driver	132
V.4	Description du convertisseur	132
V.5	Conception et réalisation de l'inductance résonante	133
V.6	Validation sur charge RL	140
V.6.1	Problème d'oscillation dans le circuit auxiliaire	141
V.6.2	Problème du couplage capacitif à travers le semiconducteur (Crosstalk)	145
V.7	Conception de la charge finale de dégivrage	146
V.8	Prototype avec filtre LC	148
V.9	Prototype avec filtre LLCC	152
V.10	Validation du système complet	154
V.11	Conclusion	157
	Conclusion générale et perspectives	161
	Contributions scientifiques	165
	Bibliographie	167
	Annexes	177

Table des figures

Figure I-1 Évolution de la puissance électrique embarquée dans l'avion depuis 60 ans (source : Safran).....	22
Figure I-2 Comparaison entre l'architecture actuelle d'avion avec quatre types d'énergies et l'architecture d'avion plus électrique [7].	23
Figure I-3 Nombre d'accidents aériens dus au givre selon une étude du NTSB (National Transportation Safety Board) [8].....	24
Figure I-4 Nombre d'accidents aériens dus au givre sur une période de 5 ans entre 2010 et 2014 [9].	24
Figure I-5 Illustration du système de dégivrage proposé par Safran – améliorée de [10].	25
Figure II-1 Principales formes de givre dans l'aéronautique : (a) Givre transparent, (b) Givre blanc et (c) Givre mixte (Source : NASA [11]).	30
Figure II-2 Illustration des différents types de nuages [13].	32
Figure II-3 Accumulation du givre en fonction de la température – refaite de [15], [16].	33
Figure II-4 Impact du LWC sur la forme du givre – refaite de [19].	34
Figure II-5 Impact du MVD sur la forme et la densité du givre – refaite de [20].	35
Figure II-6 Flux d'air chaud dans le bord d'attaque de l'aile [3].	37
Figure II-7 Vue en coupe d'un système de dégivrage à boudins pneumatiques [3].	38
Figure II-8 Schématique du système de dégivrage à boudins pneumatiques [3].	38
Figure II-9 Vue en coupe d'un tapis chauffant.	39
Figure II-10 Illustration d'un système électrothermique : (a) ETIPS intégré dans une aile [32], (b) ETIPS intégré dans une nacelle [33].	39
Figure II-11 Système d'antigivrage chimique [3].	40
Figure II-12 Configuration d'un système EIDI [36].	41
Figure II-13 Configuration d'un système EMEDS [36].	42
Figure II-14 Illustration du brevet déposé par Safran concernant un système de dégivrage piézoélectrique – refaite de [10].	43
Figure II-15 Illustration des deux configurations possibles d'un système de dégivrage piézoélectrique.	43
Figure III-1 Diagramme de phase (a) de la glace, (b) Zoom autour de la phase Ih [46].	48
Figure III-2 Évolution des résistances à la compression et à la traction en fonction de la température – amélioré de [51].	50
Figure III-3 Évolution des résistances à la compression et à la traction en fonction de la vitesse de déformation - amélioré de [51].	50
Figure III-4 Évolution de la résistance à la traction en fonction de la taille de grain de glace – amélioré de [51].	51
Figure III-5 Éprouvette de glace sous forme d'altère – amélioré de [57].	52
Figure III-6 Banc de test utilisé pour la mesure de la force adhésive de la glace atmosphérique – amélioré de [72], [73].	54
Figure III-7 Mesure de la force d'adhésion de la glace du banc de test de Phan [74].	54
Figure III-8 Illustration du banc de test de la résistance d'adhésion de la glace par la méthode centrifuge [38].	55
Figure III-9 Illustration de : (a) test en cisaillement (push test), (b) test en traction (test de pelage ou peel test) – refaite de [81].	56
Figure III-10 Résistance d'adhésion de la glace sur un substrat en aluminium, testée en utilisant trois méthodes (test en cisaillement, test en traction et test centrifuge) – refaite de [80].	57
Figure III-11 Ténacité à la rupture de la glace en fonction de la taille de grain de glace [51].	58
Figure III-12 Illustration des fractures cohésives et adhésives.	60
Figure III-13 Les deux mécanismes de fracture : (a) mécanisme cohésif, (b) mécanisme adhésif.	62

Figure III-14	<i>Impédance mesurée et simulée d'une céramique piézoélectrique de type PIC181.</i>	64
Figure III-15	<i>Illustration de l'éprouvette et de sa modélisation 3D sous COMSOL.</i>	64
Figure III-16	<i>Vue en coupe de l'éprouvette (Céramique + colle + aluminium).</i>	65
Figure III-17	<i>Comparaison entre la mesure de l'impédance de l'éprouvette et la simulation COMSOL.</i>	65
Figure III-18	<i>Première contrainte principale au premier mode d'extension : (a) déplacement imposé sur y et z, (b) déplacement libre.</i>	68
Figure III-19	<i>Première contrainte principale au troisième mode d'extension : (a) déplacement imposé sur y et z, (b) déplacement libre.</i>	68
Figure III-20	<i>Illustration du positionnement des trois actionneurs piézoélectriques ainsi que leur direction de polarisation.</i>	69
Figure III-21	<i>Première contrainte principale tracée le long d'une ligne parcourant la longueur de la plaque pour le premier mode d'extension.</i>	70
Figure III-22	<i>Première contrainte principale tracée le long d'une ligne parcourant la longueur de la plaque pour le troisième mode d'extension.</i>	70
Figure III-23	<i>Première contrainte principale au troisième mode d'extension avec trois actionneurs : (a) déplacement imposé sur y et z, (b) déplacement libre.</i>	70
Figure III-24	<i>Impédance mesurée et simulée de l'éprouvette avec trois actionneurs.</i>	71
Figure III-25	<i>Configuration expérimentale de la plaque en aluminium avec une couche de glace de 2 mm.</i>	71
Figure III-26	<i>Fracture cohésive et propagation de la fracture adhésive au troisième mode d'extension avec un seul actionneur – Essai N°1.</i>	72
Figure III-27	<i>Photographie de la plaque avec les trois actionneurs collés d'en dessous.</i>	73
Figure III-28	<i>Dégivrage complet de la couche de glace sur le troisième mode d'extension avec trois actionneurs, dégivrage complet à $t = 5$ s – Essai N° 2.</i>	73
Figure III-29	<i>Résultats de simulation du 7^e mode d'extension.</i>	74
Figure III-30	<i>Résultats de dégivrage au 7^e mode d'extension – Essai N° 3.</i>	74
Figure III-31	<i>Impédance mesurée et simulée de la grande éprouvette.</i>	75
Figure III-32	<i>Niveau de contrainte simulé au 7^e mode d'extension.</i>	75
Figure III-33	<i>Résultat de dégivrage avec des actionneurs « doux » de type PIC255 – Essai N° 4.</i>	76
Figure III-34	<i>Impédance mesurée et simulée de l'éprouvette avec les actionneurs « doux » de type PIC255.</i>	76
Figure III-35	<i>Niveau de contrainte simulé au 7^e mode avec l'encastrement des extrémités.</i>	77
Figure III-36	<i>Résultat de dégivrage avec l'éprouvette encastree – Essai N° 5.</i>	77
Figure III-37	<i>Impédance mesurée et simulée de l'éprouvette encastree.</i>	77
Figure IV-1	<i>Circuit équivalent de Mason d'un actionneur piézoélectrique.</i>	81
Figure IV-2	<i>Circuit équivalent de Butterworth-Van Dyke (BVD) d'un actionneur piézoélectrique.</i>	82
Figure IV-3	<i>Le cercle d'admittance (Nyquist) et le diagramme d'impédance.</i>	83
Figure IV-4	<i>Modèle de BVD étendu.</i>	84
Figure IV-5	<i>Modèle équivalent autour d'un mode de résonance de plusieurs actionneurs mis en parallèle et couplés sur une structure mécanique.</i>	85
Figure IV-6	<i>Comportement fréquentiel d'un actionneur piézoélectrique en fonction du ratio M.</i>	86
Figure IV-7	<i>Synoptique du système global.</i>	87
Figure IV-8	<i>Onduleur demi-pont résonant LC.</i>	90
Figure IV-9	<i>Onduleur résonant LC.</i>	90
Figure IV-10	<i>Réponse fréquentielle du filtre LC résonant.</i>	91
Figure IV-11	<i>Onduleur résonant LLCC.</i>	92
Figure IV-12	<i>Réponse fréquentielle du filtre résonant LLCC.</i>	94
Figure IV-13	<i>Modulation sinusoïdale bipolaire avec la tension de sortie normalisée et sa FFT.</i>	95
Figure IV-14	<i>Modulation sinusoïdale unipolaire avec la tension de sortie normalisée et sa FFT.</i>	96
Figure IV-15	<i>Onduleur LC à MLI Unipolaire.</i>	97

Figure IV-16 Onduleur LLCC à MLI Unipolaire.....	98
Figure IV-17 Onduleur NPC simple.....	99
Figure IV-18 Onduleur NPC double.....	100
Figure IV-19 Onduleur NPC Hybride.....	100
Figure IV-20 Schéma de principe de l'onduleur de courant.....	101
Figure IV-21 Schéma l'onduleur de courant avec la charge.....	102
Figure IV-22 Les formes d'ondes simulées en sortie de l'onduleur de courant.....	103
Figure IV-23 Impédance vue par l'onduleur de courant avec l'ajout de l'inductance parallèle (Lajoutée).....	104
Figure IV-24 Le circuit du convertisseur et ses formes d'ondes théoriques.....	105
Figure IV-25 Configurations des différentes étapes de fonctionnement.....	106
Figure IV-26 Configuration de la structure avec un pont capacitif.....	107
Figure IV-27 Configuration en dupliquant la structure avec ses signaux de commande.....	107
Figure IV-28 Les formes d'onde en sortie du convertisseur.....	108
Figure IV-29 Schéma de principe du convertisseur ARCPI.....	109
Figure IV-30 Modulation sinusoïdale unipolaire avec la tension de sortie normalisée pour l'ARCPI monophasé.....	110
Figure IV-31 La FFT de la tension de sortie normalisée de l'ARCPI.....	110
Figure IV-32 Les séquences de fonctionnement de l'ARCPI.....	113
Figure IV-33 Formes d'ondes théoriques des différentes étapes de fonctionnement.....	114
Figure IV-34 Comparaison du courant ILr entre (a) la méthode de contrôle fixe et (b) la méthode de contrôle variable – refaite de [158].....	115
Figure IV-35 Schéma de simulation du système complet (ARCPI + Filtre LC + Transformateur + Inductance de câblage + Charge).....	116
Figure IV-36 Réponse fréquentielle du filtre LCLC.....	117
Figure IV-37 Les formes d'ondes simulées en sortie de l'ARCPI avec le filtre LC.....	117
Figure IV-38 Réponse fréquentielle du filtre LLCC en fonction du ratio σ	118
Figure IV-39 Schéma de simulation du système complet (ARCPI + Filtre LLCC + Transformateur + Inductance de câblage + Charge).....	119
Figure IV-40 Les formes d'ondes simulées en sortie de l'ARCPI avec le filtre LLCC.....	119
Figure V-1 Schéma de description des différents blocs du système.....	123
Figure V-2 Détails des composants principaux de la carte ZCU104 de AMD-XILINX.....	124
Figure V-3 Méthodologie de l'implémentation des lois de commande.....	125
Figure V-4 DDS avec troncature de phase (schéma simplifié du DDS Core).....	125
Figure V-5 Conception de la modulante sous Simulink.....	125
Figure V-6 Conception de la porteuse sous Simulink.....	126
Figure V-7 Conception du bloc comparateur et de la commande du circuit auxiliaire sous Simulink.....	126
Figure V-8 Les ordres de commande de la MLI unipolaire généré sous Simulink HDL Coder.....	127
Figure V-9 Carte d'interface et d'isolation.....	127
Figure V-10 Les éléments clés de la commande des transistors GaN.....	128
Figure V-11 Emplacement du driver, du transistor GaN et des condensateurs de découplage.....	130
Figure V-12 Les séquence de commutation théoriques d'un bras d'onduleur avec une illustration des pics de tension générés par un fort dV/dt	130
Figure V-13 Schématique de la boucle de grille avec les résistances d'amorçage $R_g(on)$ et de blocage $R_g(off)$	131
Figure V-14 Photographie du convertisseur ARCPI.....	133
Figure V-15 Courant résonant dans le circuit auxiliaire et sa FFT.....	134
Figure V-16 Les différentes formes de l'inductance spirale : (a) carrée, (b) octogonale et (c) circulaire.....	135
Figure V-17 Conception de l'inductance spirale circulaire sous Altium Designer.....	137

Figure V-18	<i>Modélisation de l'inductance spirale circulaire sur COMSOL.</i>	137
Figure V-19	<i>Illustration des trois configurations d'inductance : (a) PCB, (b) Conducteur bobiné au vertical et (c) Solénoïdale en fil de Litz.</i>	138
Figure V-20	<i>Les relevés de température des inductances en fonctionnement nominal.</i>	139
Figure V-21	<i>Caractérisation de l'inductance résonante du circuit auxiliaire.</i>	139
Figure V-22	<i>Illustration du banc expérimental avec une charge RL.</i>	140
Figure V-23	<i>Schéma du convertisseur avec un transformateur et une charge RL.</i>	140
Figure V-24	<i>Les formes d'ondes expérimentales de l'ARCPI avec une charge RL.</i>	141
Figure V-25	<i>Schéma simplifié du chemin du courant résonant avant la phase de commutation en ZVS.</i>	142
Figure V-26	<i>Circuit équivalent de la phase post-commutation ($t_3 - t_4$).</i>	142
Figure V-27	<i>Chemin du courant résonant pendant le temps mort du circuit auxiliaire avec les diodes de clamping.</i>	142
Figure V-28	<i>Les formes d'ondes de la tension VAB et du courant résonant I_r, avec et sans les diodes de clamping.</i>	143
Figure V-29	<i>Schéma du convertisseur intégrant les diodes de clamping.</i>	143
Figure V-30	<i>FFT du courant résonant avec et sans diodes de clamping superposée sur la RS de l'inductance solénoïdale.</i>	144
Figure V-31	<i>Bilan de rendement du convertisseur à iso-puissance et en fonction de la fréquence.</i>	145
Figure V-32	<i>Mise en évidence du CrossTalk en commutation dure et de son absence en commutation douce.</i>	146
Figure V-33	<i>Modélisation de la pièce courbée (Portion de Nacelle) sous COMSOL.</i>	147
Figure V-34	<i>Impédance mesurée vs simulée de la pièce courbée + son modèle équivalent autour du 7^{ème} mode d'extension.</i>	147
Figure V-35	<i>Caractéristiques du matériau magnétique utilisé pour l'inductance de filtrage.</i>	149
Figure V-36	<i>Schéma du système complet (ARCPI + Filtre LC + Transformateur + Inductance de câblage + Charge piézoélectrique).</i>	149
Figure V-37	<i>La FFT de la tension V_{ond} et la réponse en fréquence de V_s/V_{ond}.</i>	150
Figure V-38	<i>Résultats : (a) d'expérimentation et (b) de simulation de l'ARCPI avec le filtre LC.</i>	150
Figure V-39	<i>Illustration de la distribution des pertes dans l'onduleur, de son facteur de puissance et de son rendement.</i>	151
Figure V-40	<i>Schéma du système complet (ARCPI + Filtre LLCC + Transformateur + Inductance de câblage + Charge piézoélectrique).</i>	152
Figure V-41	<i>La FFT de la tension V_{ond} et la réponse en fréquence de V_{piezo}/V_{ond}.</i>	153
Figure V-42	<i>L'admittance du filtre LLCC avec la charge + Diagramme de Bode de V_{piezo}/V_{ond}.</i>	153
Figure V-43	<i>Résultats d'expérimentation et de simulation de l'ARCPI avec le filtre LLCC.</i>	154
Figure V-44	<i>Impédance mesurée en fonction de la température et l'épaisseur du givre.</i>	155
Figure V-45	<i>Illustration du banc expérimental avec la charge piézoélectrique (voir aussi annexe B).</i>	155
Figure V-46	<i>Résultat d'expérimentation de dégivrage au 7^{ème} mode d'extension avec du PIC181 – Essai N° 6.</i>	156
Figure V-47	<i>Caractérisation de la maquette de dégivrage avec 16 actionneurs de type PZ26.</i>	156
Figure V-48	<i>Résultat d'expérimentation de dégivrage au 7^{ème} mode d'extension avec du PZ26.</i>	157

Table des tableaux

Tableau II-1	<i>Comparaison entre les nuages stratiformes et cumulonimbus.</i>	33
Tableau II-2	<i>Conditions de givrage des essais de la NASA, tirées de [15], [16].</i>	33
Tableau II-3	<i>Comparaison entre les technologies de dégivrage.</i>	44
Tableau III-1	<i>Différents types de glace selon les conditions atmosphériques de formation [45].</i>	48
Tableau III-2	<i>Caractéristiques de la glace.</i>	59
Tableau III-3	<i>Propriété de l'aluminium A5 1050.</i>	64
Tableau III-4	<i>Distribution des contraintes en fonction du positionnement des actionneurs et de leur polarisation.</i>	69
Tableau III-5	<i>Comparaison entre les céramiques dures et douces.</i>	78
Tableau IV-1	<i>Paramètres du modèle de Mason.</i>	82
Tableau IV-2	<i>Paramètre du modèle de BVD en fonction des paramètres physiques et géométriques.</i>	84
Tableau IV-3	<i>Tableau comparatif entre les topologies candidates.</i>	121
Tableau V-1	<i>Comparaison entre les caractéristiques les différentes technologies de transistor (Si, SiC et GaN).</i>	128
Tableau V-2	<i>Caractéristiques du driver UCC5304DWVR.</i>	132
Tableau V-3	<i>Caractéristiques du GaN GS66506T.</i>	133
Tableau V-4	<i>Comparaison entre les différentes inductances résonante.</i>	140
Tableau V-5	<i>Paramètres du système avec le filtre LC.</i>	151
Tableau V-6	<i>Paramètres du système avec le filtre LLCC.</i>	153
Tableau V-7	<i>Comparaison entre le filtre LC et le filtre LLCC.</i>	154
Tableau V-8	<i>Puissance requise par les systèmes de dégivrage.</i>	158

Chapitre I Introduction générale

Le changement climatique est un phénomène mondial caractérisé par des modifications à long terme des conditions météorologiques, notamment l'augmentation des températures moyennes de la Terre. Il est principalement attribué aux activités humaines, en particulier aux émissions de gaz à effet de serre résultant de l'utilisation de combustibles fossiles. Les émissions mondiales dues à l'aviation ont beaucoup augmenté au cours des cinquante dernières années. Actuellement, l'aviation génère autour de 2 à 3 % des émissions mondiales de CO₂ d'origine humaine et 12 % des émissions de CO₂ de l'ensemble des sources de transport [1]. On prévoit que ce pourcentage atteindra 11 % si de nouvelles technologies ne sont pas développées dans les deux prochaines décennies pour faire face à la croissance annuelle prévue de l'aviation. Afin de réduire son impact sur l'environnement et d'améliorer la durabilité de ses opérations, l'Union européenne s'est engagée dans une politique climatique ambitieuse. Dans le cadre du Pacte vert pour l'Europe, elle vise à devenir le premier continent à éliminer autant d'émissions de CO₂ qu'elle en produit d'ici 2050. Cet objectif est devenu juridiquement contraignant lorsque le Parlement européen et le Conseil ont adopté la loi sur le climat en 2021. L'objectif intermédiaire de réduction des émissions de l'UE pour 2030 était également mis à jour de 40 % à au moins 55 %. Atteindre cet objectif de neutralité de carbone nécessite une innovation radicale dans le système de propulsion des avions. La nécessité de réduire les émissions de gaz, d'optimiser les performances des avions et de réduire les coûts d'exploitation et de maintenance pousse les équipementiers aéronautiques à accélérer la transition énergétique en aéronautique à travers l'avion plus électrique ou More Electric Aircraft (MEA) [2]. Ceci se traduit par une tendance à remplacer les systèmes non propulsifs (hydrauliques et pneumatiques) par des chaînes de conversion électromécanique. Le système de dégivrage est un candidat de choix pour cette transition. En effet, les industriels de l'aviation développent depuis les années 1920 des systèmes de protection afin de se prémunir contre les risques liés à la présence du givre sur l'aéronef, tels que l'augmentation du poids, une diminution des performances aérodynamiques, des risques pour le moteur en cas d'injection des blocs de glace solide, ou encore le dysfonctionnement d'une sonde. Sur la grande majorité des avions commerciaux, et y compris sur les avions très récents, les systèmes de protection utilisés sont des systèmes d'antigivrage à prélèvement d'air chaud. Ceci comprend un prélèvement d'air chaud à la sortie du compresseur du turboréacteur et l'injection dans la zone à dégivrer (ailes et nacelles). Ce type de système fonctionne en permanence pendant le vol, ce qui empêche la moindre formation du givre sur les zones à protéger et leur confère donc une grande fiabilité. En revanche, son inconvénient principal réside dans la surconsommation significative de carburant qu'il entraîne. C'est pourquoi de nouveaux systèmes de protection sont très étudiés aujourd'hui par les centres de recherche aéronautiques, tels que Safran Tech, afin de trouver une alternative plus économique et compatible avec l'avion plus électrique. Les stratégies actuelles pour le dégivrage et d'antigivrage sont chimique, électrothermique ou électromécanique [3]. Cependant, elles sont soit très énergivores, soit peu adaptées à tous les types d'avions. La solution envisagée ici de dégivrage piézoélectrique semble être une alternative efficace et plus économique en termes de coût, de masse et encombrement. En revanche, le remplacement des dispositifs classiques par

des dispositifs électriques implique de gérer les problèmes liés à la CEM, ainsi que la recherche de solutions de stockage d'énergie et le développement de convertisseurs beaucoup plus performants, nécessaires pour répondre aux nouveaux besoins énergétiques.

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été réalisés dans le cadre d'une thèse CIFRE entre Safran Tech, centre de recherche de l'équipementier aéronautique Safran, et le laboratoire des Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Énergie (SATIE), unité mixte de recherche (UMR CNRS 8029). Ils portent sur l'étude d'un système de dégivrage piézoélectrique avionique.

I.1 Contexte

Depuis les débuts de l'aéronautique, l'énergie électrique prend une place de plus en plus importante dans les systèmes énergétiques embarqués. Ceci se traduit par une augmentation du nombre d'équipements électroniques utilisés pour le fonctionnement de l'avion tel que les commandes de vol gérées et commandées électriquement qui ont été introduites dans les années 1980 sur l'Airbus A320 [4].

Actuellement, dans le fonctionnement d'un avion civil, quatre types d'énergie sont employés : pneumatique, électrique, hydraulique et mécanique [5]. L'énergie électrique, associée à des convertisseurs statiques, est plus facile à maîtriser que les trois autres types d'énergie, permettant un réglage plus fin et une réduction des coûts de maintenance [6]. L'évolution de la puissance électrique embarquée dans l'avion est illustrée dans la Figure I-1.

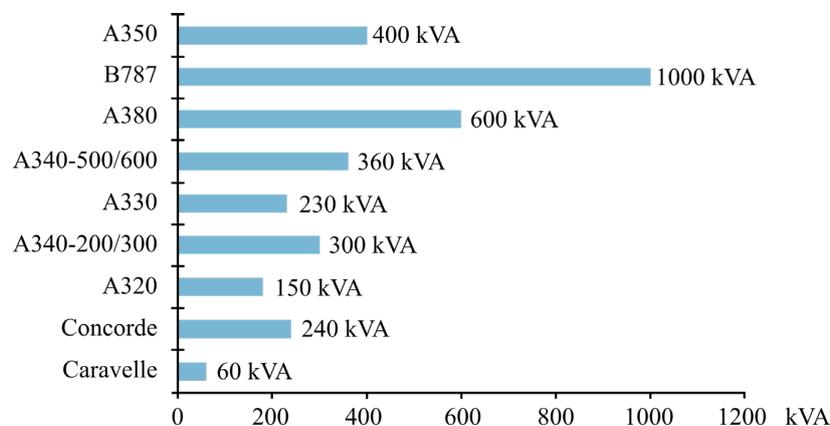


Figure I-1 Évolution de la puissance électrique embarquée dans l'avion depuis 60 ans (source : Safran).

La réduction de la masse est un objectif principal de l'avion plus électrique par le passage d'un système hydraulique et pneumatique à un système électrique. Il est souvent affirmé qu'en économisant un kilogramme sur chaque vol, on pourrait économiser environ 1700 tonnes de carburant et 5400 tonnes de CO² par an pour l'ensemble du trafic aérien [7]. Dans ce but, l'industrie aéronautique s'oriente vers l'avion plus électrique et cela crée de nouveaux défis en termes de fiabilité, rendement, réduction de coût et de masse pour l'électronique de puissance.

En outre, le remplacement des systèmes conventionnels par des dispositifs électriques requiert la résolution des problèmes associés à la compatibilité électromagnétique (CEM), ainsi que l'amélioration

des convertisseurs de puissance afin de répondre aux exigences énergétiques émergentes. Les fonctions particulièrement touchées par l'électrification de l'avion sont le démarrage des moteurs, le **dégivrage**, le freinage des roues, le train d'atterrissage ou encore le conditionnement de l'air. La Figure I-2 montre une comparaison entre l'architecture actuelle d'avions et l'architecture d'avion plus électrique (exemple de Boeing 787 « Bleedless architecture »).

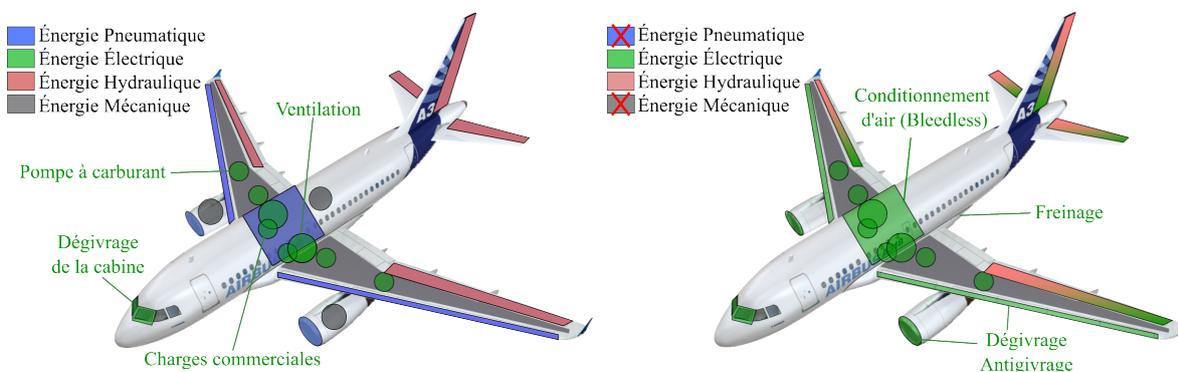


Figure I-2 Comparaison entre l'architecture actuelle d'avion avec quatre types d'énergies et l'architecture d'avion plus électrique [7].

I.2 Introduction

La formation de givre sur des parties de l'aéronef, comme les bords d'attaque des ailes et les lèvres d'entrée d'air des nacelles de turboréacteurs, pose un problème majeur en termes de sécurité du vol. En effet, l'accumulation de givre peut présenter une réelle menace en raison de son impact significatif sur le poids de l'aéronef et la configuration aérodynamique, entraînant une diminution de la portance et une augmentation de la traînée. Dans ces conditions, les caractéristiques de vol de l'aéronef deviennent imprévisibles pour l'équipage. L'apparition de givre est également susceptible de conduire à la formation de blocs de glace pouvant se détacher et venir impacter des parties sensibles de l'aéronef, telles que les aubes d'une soufflante de turboréacteur.

Pour se prémunir de ces effets et éviter tout accident lié (voir Figure I-3), il existe des dispositifs de dégivrage au sol et des systèmes de protection qui opèrent pendant le vol. Ces systèmes sont conçus pour empêcher la formation de glace atmosphérique avant qu'elle ne puisse atteindre une épaisseur dangereuse sur les surfaces des aéronefs.

Cependant, toutes les méthodes de dégivrage et d'antigivrage qui existent aujourd'hui, parmi les pneumatiques, les thermiques et chimiques, sont très énergivores et ne sont pas adaptées à l'avion plus électrique (MEA). C'est pourquoi ce manuscrit se concentre sur le développement d'une nouvelle méthode de dégivrage piézoélectrique.

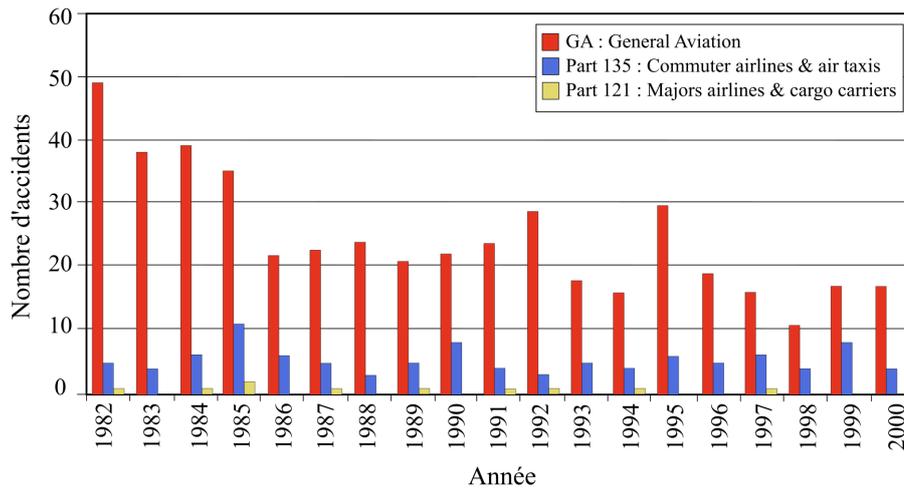


Figure I-3 Nombre d'accidents aériens dus au givre selon une étude du NTSB (National Transportation Safety Board) [8].

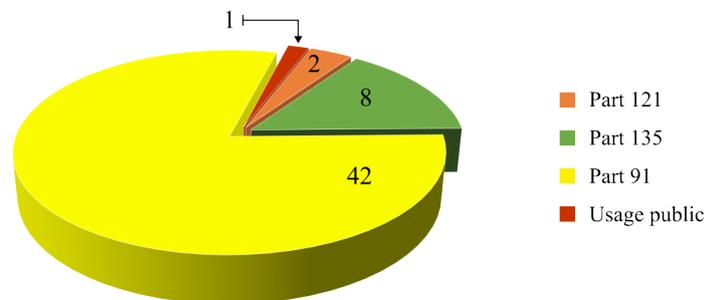


Figure I-4 Nombre d'accidents aériens dus au givre sur une période de 5 ans entre 2010 et 2014 [9].

I.3 Présentation de la solution de dégivrage proposé par Safran Nacelle

Durant ces dernières années, la société Nacelle du Groupe Safran (SNA) a travaillé sur des solutions de dégivrage à faible consommation d'énergie. Parmi ces solutions, une nouvelle technologie électromécanique basée sur l'effet piézoélectrique est dédiée au dégivrage des bords d'attaque des nacelles, et elle pourra également être appliquée aux ailes. Cette technologie de dégivrage par éléments piézoélectriques semble être la solution la plus économique en termes d'énergie, de coût, de masse et d'encombrement. Il s'agit de coller des actionneurs piézoélectriques sur l'étage d'entrée de la nacelle, et de les alimenter par secteur à l'aide d'une alimentation AC selon des fréquences mécaniques propres de la structure.

Le procédé, selon l'invention décrite dans le brevet déposé par Safran Nacelle, comprend une étape préalable de placement de chaque élément piézoélectrique sur une zone de la nacelle (zone à dégivrer) qui permet un couplage électromécanique optimal. Puis une étape d'excitation de l'élément dans plusieurs plages de fréquences, dont au moins une plage de fréquences situées entre 10 kHz et 200 kHz [10], de manière simultanée ou successive, en fonction du résultat de l'étape de recherche des fréquences de résonance et de couplage dynamique optimal pendant la phase de conception. En excitant le mode

propre de la zone à dégivrer, on obtient une amplitude de vibration maximale dans cette zone, permettant ainsi de rompre puis de décoller la couche de givre. Un retour d'information sur la présence du givre et de son épaisseur pourra être fait par un des éléments collés en faisant des mesures successives de l'amortissement dynamique de ces éléments. L'état de santé de l'élément piézoélectrique peut être également vérifié en mesurant son impédance, puis en la comparant avec son impédance nominale [10].

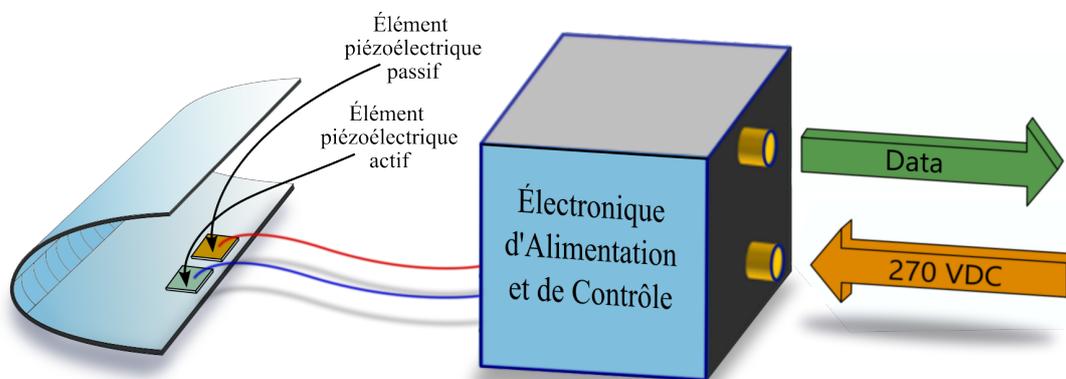


Figure I-5 Illustration du système de dégivrage proposé par Safran – améliorée de [10].

I.4 Objectif de la thèse

À partir des études préliminaires qualitatives de ce système de dégivrage qui prend en compte les caractéristiques des actionneurs piézoélectriques, un cahier des charges a été initialement fixé, indiquant la nécessité d'un convertisseur d'électronique de puissance de quelques centaines de watts pour alimenter cette charge capacitive à environ 200 V crête. Cette valeur de tension a été initialement visée selon la revue de la littérature, ainsi les contraintes aéronautiques limitant la montée en tension. La fréquence de la tension de sortie, comprise entre 20 kHz et 150 kHz en fonction des modes visés, la possibilité de faire un balayage fréquentiel, ainsi que la compatibilité électromagnétique entre le convertisseur et la charge sont des défis majeurs de ce système.

L'objectif de ces travaux est, dans un premier temps, d'approfondir les études théoriques sur le système de dégivrage piézoélectrique afin d'investiguer ses paramètres de conception dans le but d'établir un cahier des charges précis pour son alimentation. Puis, dans un second temps, de concevoir et réaliser une alimentation fortement intégrée de quelques centaines de watts adaptée aux actionneurs piézoélectriques dans le cadre du dégivrage. Selon le cahier des charges initial, cette alimentation doit être capable de fournir une tension sinusoïdale avec une fréquence de sortie allant de 20 kHz à 150 kHz pour alimenter cette charge piézoélectrique particulière. Pour un convertisseur d'électronique de puissance, cette fréquence de sortie semble très élevée par rapport aux convertisseurs classiques. Pour atteindre cet objectif tout en optimisant le volume et la masse, une recherche topologique de convertisseur adapté à ce cahier des charges est indispensable.

I.5 Démarche scientifique adoptée

Dans un premier temps, nous nous intéressons à l'état de l'art de la solution de dégivrage piézoélectrique afin de comprendre les mécanismes de fracturation qui apparaissent en raison des

vibrations créées par les actionneurs piézoélectriques. Le but est de chercher les modes de résonance qui contribuent le plus efficacement au dégivrage, puis d'établir un modèle analytique qui sera validé par une modélisation multiphysique sur le logiciel COMSOL. Enfin, cela permettra de construire une maquette opérationnelle de dégivrage.

Dans la deuxième partie de l'étude, nous nous focalisons sur le choix topologique du convertisseur d'électronique de puissance. En fonction du cahier des charges établi dans la première partie, nous nous dirigerons vers une topologie convenable parmi les onduleurs, les amplificateurs de puissance et les convertisseurs résonants. Afin de mener à bien ce point, nous allons prendre en compte la possibilité d'ajuster la fréquence de sortie en fonction de la variation de la fréquence de résonance de la charge. La qualité du signal en entrée et en sortie sera aussi un critère très important afin de minimiser le besoin de filtrage CEM. Cette démarche sera simulée et modélisée sur des logiciels comme LTspice et PLECS afin de comparer les topologies candidates et de valider le choix. Une fois celui-ci fait, l'étape suivante consiste à concevoir et prototyper des briques technologiques, afin de valider la faisabilité technologique des différentes parties du convertisseur. Durant cette phase de conception et de réalisation, nous veillerons à ce que ces briques (procédé de fabrication, composants,...) puissent monter en maturité technologique. La caractérisation et la modélisation de ces briques vont nous permettre d'ajuster les modèles établis dans la première phase, et de pressentir la faisabilité de la structure complète du convertisseur final. Un test fonctionnel de l'assemblage en laboratoire de ces briques sera confronté aux résultats des simulations afin de valider l'efficacité de la topologie choisie.

Après avoir établi le cahier des charges du système, construit une maquette de dégivrage opérationnelle, validé le choix de la topologie de convertisseur adapté ainsi que la fabrication des briques, un test de validation global sur le système sera assuré.

Chapitre II État de l'art des technologies de dégivrage et d'antigivrage en aéronautique

Dans ce chapitre, nous explorerons les divers aspects de l'accumulation du givre et son impact sur les avions. Nous commencerons par examiner les différentes formes de givre qui peuvent se former, ainsi que les mécanismes sous-jacents à leur formation, en tenant compte des différents types de nuages et leur incidence sur le processus de givrage. Par la suite, nous passerons en revue l'état actuel des technologies de dégivrage et d'antigivrage utilisées dans l'industrie aéronautique. Nous analyserons les méthodes existantes, leurs avantages et leurs limites, ainsi que leur efficacité en termes de prévention. Enfin, nous procéderons à une comparaison de ces différentes technologies, en évaluant leurs performances respectives, leur complexité et leur adaptation aux différents types d'aéronefs et de conditions météorologiques.

II.1 Introduction

La formation de givre en aéronautique est un phénomène lié à la présence de gouttelettes d'eau liquide dans les nuages. Ces particules qui se trouvent à l'état liquide malgré des températures négatives (dites en surfusion) se transforment à l'état solide en heurtant le bord d'attaque de la zone impactée ce qui conduit à l'accrétion de givre. Pendant le vol, deux types de givre sont rencontrés : givre dur ou transparent (Clear Ice) et givre blanc (Rime Ice), mis à part un troisième type, gelée blanche (Hoar Frost), qui se forme au sol.

Le givre dur ou transparent se forme lorsque les gouttelettes d'eau en surfusion s'étalent sur la surface de l'avion et congèlent lentement sous la forme d'un film lisse de glace solide. La formation se produit lorsque les gouttelettes sont de taille importante, comme dans la pluie ou dans les nuages de type cumuliforme (Cumulus : nuages généralement bas à développement vertical). Le givre transparent est dur, lourd, tenace et son élimination par des équipements de dégivrage est particulièrement difficile.

Le givre blanc se forme lorsque les gouttelettes d'eau sont petites, comme celles présentes dans les nuages stratifiés (Stratus : nuages bas à développement horizontal) ou la bruine. Ces gouttelettes congèlent rapidement dès qu'elles heurtent l'avion et n'ont pas le temps de s'étaler sur la surface de l'aéronef. Ces petites gouttelettes congelées emprisonnent de l'air lors de leur formation, donnant leur forme et leur couleur blanche. Ce type de givre est plus léger que le givre transparent, mais sa forme irrégulière et sa surface rugueuse dégrade l'aérodynamique de l'avion. Le givre blanc reste plus fragile et plus facile à éliminer que le givre transparent.

Un givre mixte (Mixed Ice), composé de givre transparent et de givre blanc, peut aussi se former rapidement lorsque les gouttelettes d'eau ne sont pas homogènes en taille ou lorsqu'elles se mêlent à des flocons de neige [3].

La formation du givre sur un aéronef crée deux risques fondamentaux :

- La déformation de l'aérodynamique du profil de l'aile, qui pourrait réduire la portance.
- L'ajout important de poids, ainsi que l'inhomogénéité de la formation de givre qui pourraient provoquer un déséquilibre de l'aéronef, ce qui rend son contrôle difficile à maîtriser.

Une quantité de givre suffisante pour provoquer une condition de vol non sécurisée peut se former en très peu de temps, c'est pourquoi une méthode de dégivrage ou d'antigivrage est nécessaire.

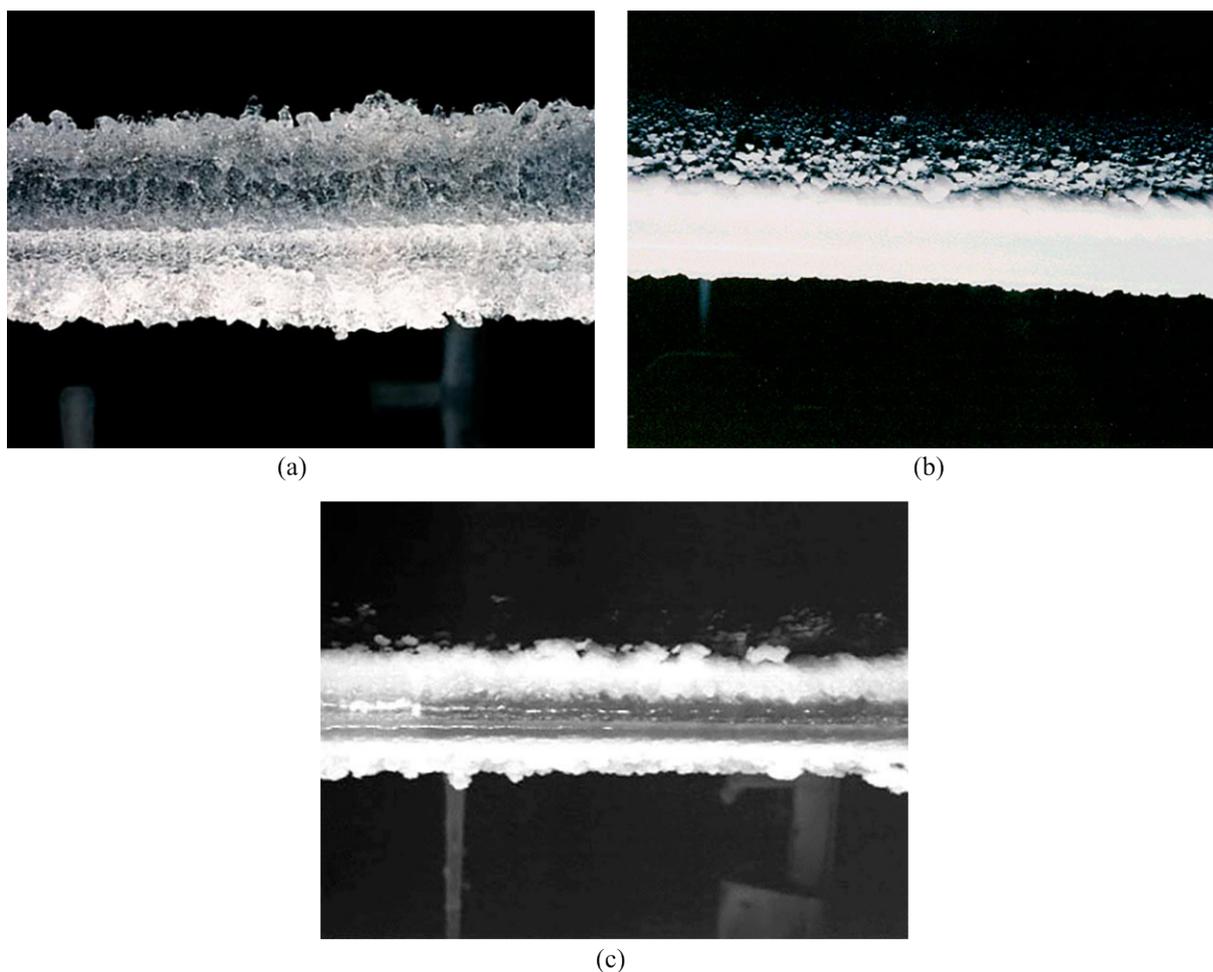


Figure II-1 Principales formes de givre dans l'aéronautique : (a) Givre transparent, (b) Givre blanc et (c) Givre mixte (Source : NASA [11]).

II.2 Météorologie du givre

La météorologie du givre concerne l'étude des conditions atmosphériques qui favorisent la formation du givre sur les surfaces des aéronefs. Le givre peut se former lorsqu'il y a présence de super-refroidissement des gouttelettes d'eau dans les nuages, ce qui signifie que l'eau reste liquide même en dessous de zéro degré Celsius. Lorsque ces gouttelettes en suspension entrent en contact avec une surface froide, comme les ailes, les hélices ou le fuselage d'un avion, elles gèlent instantanément, formant une couche de glace. Plusieurs facteurs météorologiques peuvent contribuer à la formation de

givre sur un avion, à savoir, la température, l'humidité, le super-refroidissement et le mouvement de l'air.

La formation de givre sur les surfaces des aéronefs est une préoccupation majeure en aviation, compromettant la sécurité du vol. C'est pourquoi les pilotes et les opérateurs d'aéronefs surveillent attentivement les conditions météorologiques et prennent des mesures préventives, telles que l'utilisation de systèmes de dégivrage et de protection contre le givre, pour minimiser les risques associés à la formation de givre sur les avions.

II.2.1 Types de nuages propices au givre

Il existe deux types de nuages dans lesquels la glace se forme sur les surfaces des aéronefs : les nuages de type stratiforme ou cumulonimbus [12].

II.2.1.1 Nuages stratiformes

La formation des nuages stratiformes se produit généralement lorsque de l'air humide est soulevé de manière uniforme sur de vastes zones, souvent lors de situations frontales étendues ou lorsque de l'air stable est contraint de s'élever au-dessus d'obstacles topographiques comme des montagnes. Cela conduit à la création d'un plateau nuageux large et uniforme.

Ces nuages se forment généralement à des altitudes moyennes ou élevées, oscillant entre 2 000 et 6 000 mètres au-dessus du niveau de la mer, bien que cela puisse varier en fonction des conditions météorologiques locales et de la saison.

Ils présentent souvent une apparence de couches uniformes, épaisses et relativement plates, qui peuvent s'étendre sur de vastes étendues de ciel (Figure II-2). Ces nuages ont tendance à avoir une teinte grise ou blanchâtre et peuvent parfois obscurcir complètement le ciel.

Les nuages stratiformes sont généralement associés à des précipitations légères et continues, telles que la pluie ou la neige, qui se produisent sur de longues périodes plutôt que de manière soudaine et intense.

En ce qui concerne la formation de glace, les nuages stratiformes sont propices à la formation de givre sur les surfaces des aéronefs en raison du super-refroidissement des gouttelettes d'eau. Lorsque les températures sont inférieures à zéro degré Celsius, les gouttelettes d'eau peuvent rester liquides tout en étant refroidies en dessous de leur point de congélation. Lorsqu'elles entrent en contact avec les surfaces froides des avions, elles gèlent instantanément, formant une couche de glace.

II.2.1.2 Nuages cumulonimbus

Les cumulonimbus sont des structures nuageuses imposantes qui se forment généralement dans des environnements météorologiques dynamiques et instables. Leur formation est souvent associée à des processus atmosphériques vigoureux tels que les courants ascendants forts et les zones de convergence atmosphérique. Ces nuages se développent verticalement, s'élevant souvent à des altitudes très élevées dans l'atmosphère (Figure II-2).

Visuellement, les cumulonimbus se présentent sous forme de tours massives de nuages en forme d'enclume, avec une base sombre et souvent menaçante. Ces nuages peuvent s'étendre sur de vastes

portions du ciel et sont souvent associés à des conditions météorologiques extrêmes telles que les orages, la grêle et les rafales violents.

Les cumulonimbus sont généralement associés à des précipitations intenses et soudaines, souvent sous forme d'averses de pluie ou de grêle, bien que des chutes de neige puissent également se produire dans les parties les plus froides de l'atmosphère.

En ce qui concerne les avions, les cumulonimbus peuvent représenter un danger significatif en raison de leurs turbulences sévères et de leurs phénomènes météorologiques violents associés. Les avions évitent généralement les cumulonimbus en volant autour ou au-dessus d'eux pour éviter les conditions dangereuses de turbulences et de cisaillement du vent.

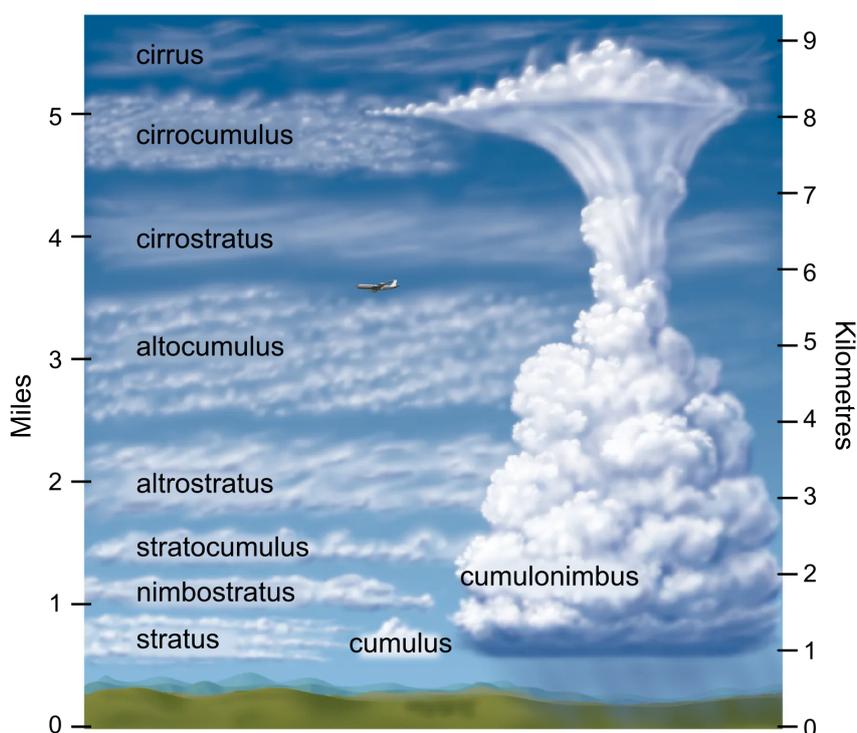


Figure II-2 Illustration des différents types de nuages [13].

Dans les deux cas, la présence de températures négatives et d'humidité suffisante favorise la formation de givre. Les pilotes doivent être particulièrement attentifs aux nuages de type stratiforme et cumulonimbus lorsqu'ils volent dans des conditions météorologiques propices au givre, car ces nuages peuvent entraîner une accumulation rapide de givre sur les surfaces des avions, ce qui peut affecter la performance de vol et la sécurité.

Tableau II-1 Comparaison entre les nuages stratiformes et cumulonimbus.

	Nuages Stratiformes	Nuages Cumulonimbus
Distribution	Horizontale	Verticale
Zone couverte	Plus étendue	Moins étendue
Contenu en eau liquide	Moins important	Plus important
Intensité du givrage	Moins intense	Plus intense

II.2.2 Paramètres météorologiques de givrage des aéronefs

La quantité, la forme et la vitesse de formation du givre dépendent principalement des conditions météorologiques et de vol. Les paramètres météorologiques de givrage des aéronefs comprennent la température, le contenu en eau liquide, le diamètre des gouttelettes et l'étendue des nuages.

II.2.2.1 La température

La température du nuage représente le paramètre météorologique le plus déterminant. Il influence directement la formation éventuelle de glace sur la surface de l'aéronef. En effet, le givre ne se forme que lorsque la température de l'air local est inférieure au point de congélation. De plus, cette température influence la forme et la structure de la glace. Par exemple, à des températures proches du point de congélation, seule une partie des gouttelettes d'eau en suspension dans l'air gèlera sur la surface de l'aéronef, tandis que le reste gèlera plus en aval. Cela peut conduire à la formation de structures de glace telles que des cornes doubles [14].

La température influence également le type d'accumulation de glace qui se forme. Par exemple, à des températures plus basses, le givre blanc (Rime Ice), qui est plus poreux et rugueux, peut se former. À des températures plus élevées, mais toujours sous le point de congélation, le givre dur ou transparent (Clear Ice) peut se former. Les caractéristiques d'accumulation de givre pour diverses conditions de givrage ont été explorées dans [15], [16]. Ci-dessous, quelques résultats sont extraits pour illustrer les effets de la température sur l'accumulation de givre.

Tableau II-2 Conditions de givrage des essais de la NASA, tirées de [15], [16].

Essais	DMG (μm)	CEL (g/m^3)	Vitesse de l'air (m/s)	Température ($^{\circ}\text{C}$)	Temps de pulvérisation (min)
2	20	1,0	67,1	-6,42	6
5	20	1,0	67,1	-28,65	6

*DMG : Diamètre Moyen des Gouttelettes d'eau (MVD), CEL : Contenu en Eau Liquide (LWC).

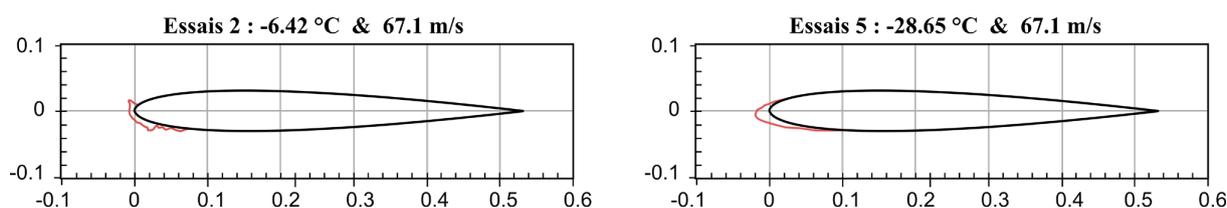


Figure II-3 Accumulation du givre en fonction de la température – refaite de [15], [16].

II.2.2.2 Le Contenu en Eau Liquide (CEL ou LWC) :

Le contenu en eau liquide (LWC) est une mesure importante en météorologie et en science du givre, définie comme la masse d'eau liquide contenue dans un volume unitaire de nuage. Plus précisément, le LWC représente la quantité d'eau liquide présente sous forme de gouttelettes dans une masse donnée d'air à l'intérieur d'un nuage. Cette mesure est cruciale pour évaluer le potentiel de formation de givre et l'intensité des conditions de givrage. L'unité couramment utilisée pour exprimer le LWC est le gramme d'eau par mètre cube d'air (g/m^3). Cette mesure donne une indication de la densité des gouttelettes d'eau liquide présentes dans le nuage. Un LWC plus élevé signifie qu'il y a plus de gouttelettes d'eau par unité de volume d'air, ce qui indique des conditions plus humides et donc un potentiel accru de formation de givre [17], [18]. Comme il est illustré sur la Figure II-4, la quantité de givre augmente avec le LWC, accompagnée d'un changement de forme, entraînant par conséquent des effets plus néfastes sur l'aérodynamique des aéronefs.

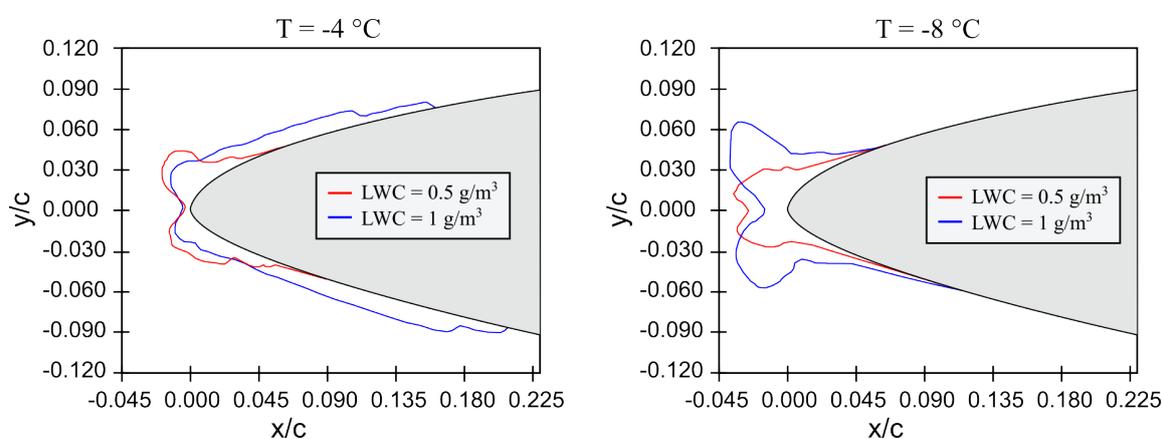


Figure II-4 Impact du LWC sur la forme du givre – refaite de [19].

De plus, un LWC élevé pose un autre problème en augmentant considérablement le risque de ruissellement des gouttelettes d'eau. En effet, quand l'humidité est très élevée, les gouttelettes d'eau ne gèlent pas rapidement, ce qui peut entraîner le ruissellement de l'eau résiduelle vers les surfaces en aval, où elles peuvent geler à nouveau. Cela conduit à une extension des zones de givrage, ce qui nécessite par conséquent d'élargir la zone de protection.

II.2.2.3 Diamètre Moyen des Gouttelettes (DMG ou MVD) :

Le diamètre moyen des gouttelettes d'eau, également connu sous le nom MVD (pour Mean Volume Diameter), est un aspect important dans l'étude des conditions météorologiques associées au givrage des aéronefs. Il représente la taille moyenne des particules d'eau en suspension dans l'air, et cette caractéristique a des implications importantes pour la formation de givre. Par exemple, les gouttelettes plus petites ont tendance à rester en suspension plus longtemps et peuvent contribuer à la formation de nuages à fort potentiel de givrage. De plus, la taille des particules peut influencer la quantité de glace qui s'accumule sur les surfaces des avions et la capacité des systèmes de dégivrage et d'antigivrage à les traiter efficacement. Il est important de reconnaître que cette caractéristique peut varier dans le temps et dans l'espace, ce qui rend la gestion du givre en aviation particulièrement complexe [20].

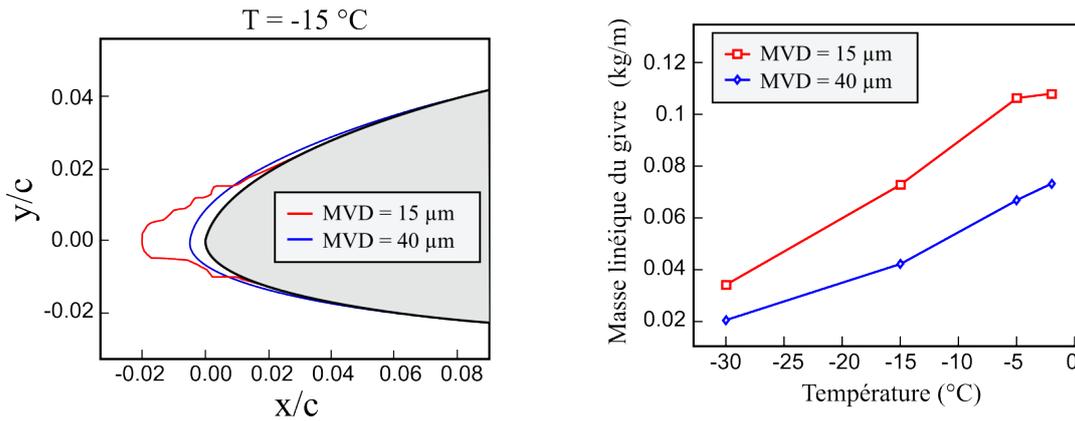


Figure II-5 Impact du MVD sur la forme et la densité du givre – refaite de [20].

Comme illustré sur la Figure II-5, les gouttelettes de plus grande taille affectent une zone de surface plus étendue en raison de leur grande inertie, tandis que les plus petites ont tendance à dévier de leur trajectoire initiale. Pour le cas des gouttelettes de grande taille, suite au dégivrage, des crêtes de glace peuvent se former facilement sur les espaces non protégés, ce qui a des conséquences dangereuses sur l'aérodynamisme. Par conséquent, les concepteurs des systèmes de protection contre le givre doivent envisager une meilleure couverture de protection pour réduire ces effets néfastes.

II.2.2.4 Étendue des nuages :

L'étendue des nuages joue un rôle crucial dans la formation du givre sur les avions. Une plus grande étendue de nuages signifie généralement un plus grand volume d'air avec le potentiel d'accrétion de givre. Cela est particulièrement significatif pour les avions volant à travers une couverture nuageuse étendue, car ils sont exposés à une plus grande surface où les gouttelettes d'eau super-refroidies peuvent adhérer à leurs surfaces et geler au contact.

II.2.3 Conclusion

La météorologie du givre sur les aéronefs est complexe et implique la compréhension des différents types de nuages propices au givrage, tels que les nuages stratiformes et cumuliformes, ainsi que des paramètres météorologiques comme la température et l'humidité. Ces facteurs influencent directement le processus de formation du givre sur les surfaces des avions.

Pour prémunir des effets néfastes du givre, les avions doivent être équipés de systèmes de dégivrage et d'antigivrage. Ces systèmes sont essentiels pour protéger les aéronefs contre les accumulations de glace sur des zones critiques telles que les ailes, les gouvernes de vol et les entrées d'air des moteurs. Il est crucial que ces systèmes soient efficaces, indépendamment du type de givre rencontré, qu'il s'agisse de glace solide, de givre blanc ou de givre mixte. Cela garantit une protection adéquate des avions et assure la sécurité des opérations aériennes.

II.3 Les systèmes de protection contre le givre en vol

Dans l'aéronautique, il y a généralement deux régimes d'utilisation du système de protection contre le givre. Le premier mode est l'antigivrage qui a pour rôle d'éviter la formation du givre, et le deuxième est le dégivrage qui consiste à éliminer le givre après sa formation.

Antigivrage :

Le principe consiste à protéger les surfaces contre la formation de givre et cela est souvent fait par une action thermique en gardant une température des surfaces concernées supérieure à celle du point de congélation (0 °C), ou bien par une action chimique en déplaçant le point de la fusion à une température nettement inférieure à 0 °C (-13 °C pour l'éthylène glycol, -59 °C pour le propylène glycol). Ce mode est le plus fiable, mais également consomme plus d'énergie vu qu'il requière une activation permanente.

Dégivrage :

Il s'agit d'enlever le givre accumulé sur l'avion, soit par une action mécanique (pneumatique ou électromécanique) en expulsant le givre ou thermique (air chaud ou tapis résistif) en le faisant fondre. L'avantage de ces systèmes est qu'ils fonctionnent par intermittence et permettent une réduction de la consommation.

II.3.1 Système à prélèvement d'air chaud

Le flux d'air chaud est une méthode thermique, souvent utilisée en mode antigivrage, réservée aux avions propulsés par un turboréacteur. C'est la méthode de protection la plus utilisée pour les avions de transport de taille moyenne et large. Le principe est de prélever une quantité relativement importante d'air chaud du compresseur du turboréacteur afin de chauffer les surfaces à protéger de la formation du givre. L'idée initiale de ce système, basé sur le prélèvement de la chaleur des moteurs, est apparue en 1920 [21], puis il a été développé et largement utilisé vers les années 1940 [22].

Aujourd'hui, ce système a largement été amélioré et on le trouve dans la grande majorité des avions commerciaux au vu de sa fiabilité même sous conditions givrantes sévères. La Figure II-6 montre une vue en coupe d'une aile d'avion, indiquant l'acheminement du flux d'air.

L'air chaud est extrait du turboréacteur et conduit vers des tuyaux dans le bord d'attaque de l'aile, de la nacelle et des stabilisateurs verticaux et horizontaux. Ces tuyaux sont souvent faits d'un alliage d'aluminium, titane ou acier inoxydable et sont isolés avec de la fibre de verre, un isolant thermique résistant au feu [3].

Bien que cette solution soit très performante, elle impose un surdimensionnement du compresseur du moteur entraînant une augmentation importante de la consommation de carburant (peuvent consommer ponctuellement jusqu'à 40 % de la puissance totale produite par un avion [23]). Selon des études, la puissance spécifique nécessaire pour assurer la protection contre le givre à l'aide d'un tel système pourrait atteindre 420 kW pour un Airbus A320, ce qui correspond à 25 kW/m² [24]. En plus, elle n'est adaptée que pour les avions à turbine.

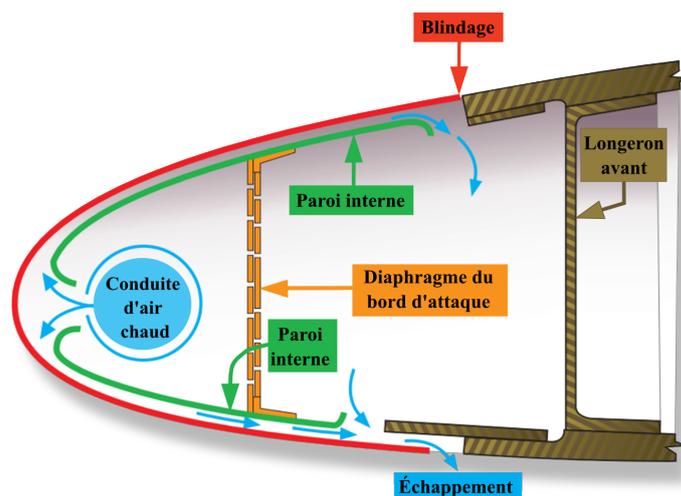


Figure II-6 Flux d'air chaud dans le bord d'attaque de l'aile [3].

II.3.2 Système à boudins pneumatiques

Les boudins de dégivrage pneumatique ont été inventés en 1929-1930 par Dr William Geer, ancien vice-président de la recherche et développement pour le BFGoodrich Company, et ont été d'abord commercialisés par Northrop Alpha en 1932 [25]. Depuis, le principe de fonctionnement n'a pas changé, mais la conception et les matériaux des boudins ont considérablement évolué.

Le principe de fonctionnement consiste à coller des boudins sur les bords d'attaque des ailes et des stabilisateurs horizontaux et verticaux et de les gonfler et dégonfler par pression pneumatique comme le montre la Figure II-7.

Les boudins sont formés d'une série de chambres gonflables. Pendant le fonctionnement, ces chambres sont gonflées et dégonflées pendant environ 6 à 8 secondes [3]. Cette action génère un choc mécanique brisant la couche de glace sur les bords d'attaque, qui est ensuite éjectée par les forces aérodynamiques.

En plus des boudins, le système pneumatique comprend plusieurs éléments principaux, tels qu'une source de pression régulée, une source de vide, un système de distribution d'air, ainsi que divers autres composants tels qu'un solénoïde (pour le contrôle des vannes), des vannes de décharge, des clapets antiretours, des filtres à air, des interrupteurs de commande, des fusibles et des disjoncteurs [26]. La source de pression régulée est utilisée pour gonfler les boudins. La source de vide est essentielle pour assurer une déflation positive et maintenir les boudins repliés pendant les conditions de non-givrage afin de minimiser la pénalité aérodynamique. Un schéma typique du système de dégivrage à boudins pneumatiques est illustré dans la Figure II-8.

Cette technologie de dégivrage est utilisée sur les avions de ligne de taille moyenne et les avions utilitaires depuis de nombreuses années, et les procédures de réparation, d'inspection, de maintenance et de remplacement sont bien établies. Cependant, ce type de système présente ses propres limitations :

- Le caoutchouc des boudins se détériore avec le temps, nécessitant ainsi des inspections régulières.
- L'augmentation de la traînée aérodynamique lors du gonflage des boudins est inévitable.
- Les contraintes volumiques imposées par le système pneumatique.

- Les morceaux de glace qui se détachent de la surface des boudins peuvent endommager la partie arrière de l'aéronef, notamment les moteurs et les hélices arrière.
- Les pilotes doivent avoir une certaine expertise pour activer le système de dégivrage pneumatique en raison de sécurité et d'efficacité. Si la couche de glace est trop fine, l'activation du système peut provoquer la formation d'un pont de glace, impossible à enlever lors des gonflages suivants. Il est donc difficile pour les pilotes de déterminer le moment optimal pour mettre en marche ce système en raison des exigences minimales d'épaisseur de la glace.

Tous ces inconvénients limitent l'utilisation des boudins pneumatiques.

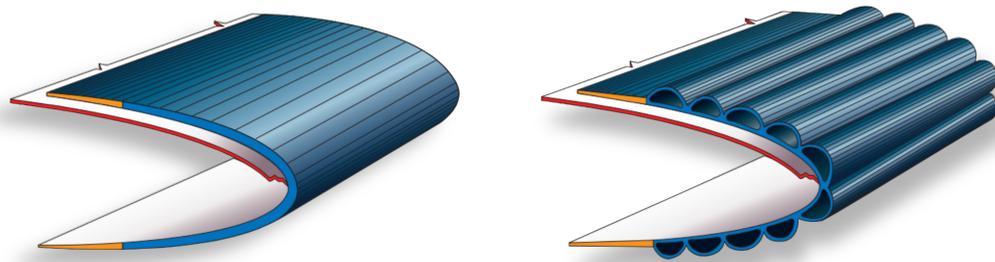


Figure II-7 *Vue en coupe d'un système de dégivrage à boudins pneumatiques [3].*

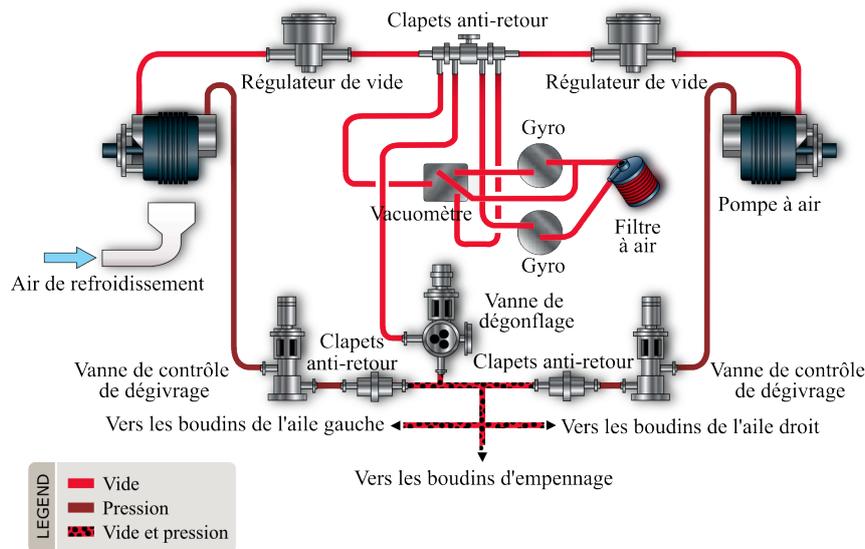


Figure II-8 *Schématique du système de dégivrage à boudins pneumatiques [3].*

II.3.3 Systèmes électrothermiques

Les systèmes électrothermiques ou ETIPS (Electro-Thermal Ice Protection Systems) peuvent fonctionner comme des systèmes d'antigivrage, de dégivrage ou les deux en fonction de la disponibilité de l'énergie [27]. Le principe de ces systèmes est de placer des tapis résistifs sous le blindage des ailes, des nacelles et les autres surfaces de l'avion que l'on souhaite protéger contre le givre, et de les alimenter via une source d'énergie électrique. Une représentation typique d'un élément chauffant est illustrée dans la Figure II-9. La première couche est en acier inoxydable, servant de protection contre la corrosion, tandis que les deuxième et quatrième couches sont des isolants destinés à maintenir une isolation

électrique des résistances chauffantes. L'élément chauffant, constitué de résistances électriques, est visible en rouge entre les couches isolantes.

La première étude d'un système de dégivrage ou d'antigivrage électrothermique remonte aux années 1930 [28]. Cependant, cette technologie a été rejetée dans un premier temps, car elle nécessitait un générateur électrique lourd [29],[30]. Bien que cette technologie soit reprise avec l'arrivée des turboréacteurs, son utilisation est toujours très restreinte. En effet, avec les turboréacteurs est venu le vol à haute vitesse et à haute altitude ce qui requiert un antigivrage continu pour des surfaces très larges [31]. Cela entraîne un ajout important de poids et une consommation significativement élevée.

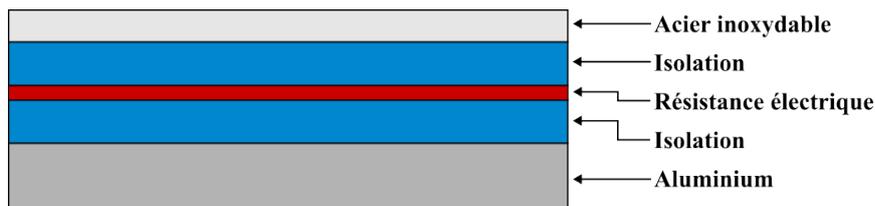


Figure II-9 *Vue en coupe d'un tapis chauffant.*

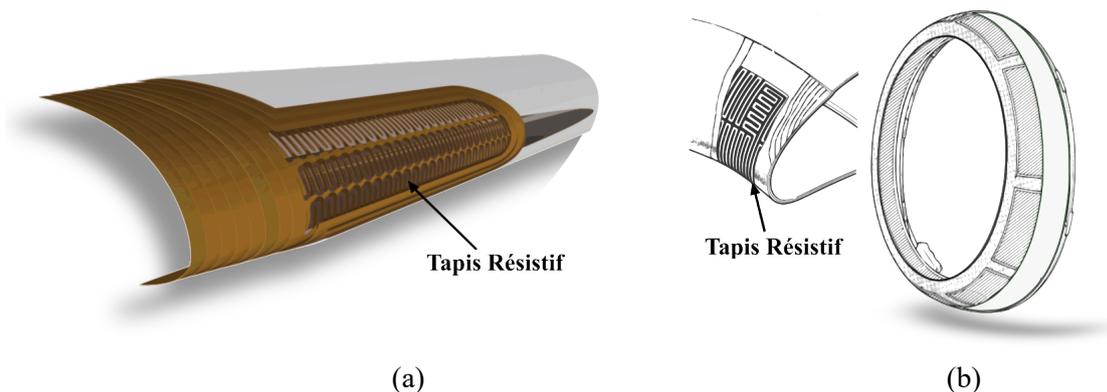


Figure II-10 *Illustration d'un système électrothermique : (a) ETIPS intégré dans une aile [32], (b) ETIPS intégré dans une nacelle [33].*

II.3.4 Système d'antigivrage chimique

Cette solution consiste à traiter les surfaces susceptibles d'être givrées avec des substances chimiques qui empêchent la formation du givre. Cela se fait à travers des microtrous percés sur les bords d'attaque des ailes, des stabilisateurs horizontaux et verticaux, le pare-brise et les hélices (Figure II-11). Ce système est connu sous le nom commercial TKS (Tecalemit-Kilfrost-Sheepbridge Stokes).

L'opération est basée sur le concept de modifier le point de fusion des particules d'eau vers une température plus basse en utilisant un liquide contenant de l'éthylène glycol. Ce liquide est stocké dans un réservoir et est pompé sous pression pour couvrir les surfaces concernées à travers les microtrous. Le système est conçu pour fonctionner en antigivre, mais il est également capable de dégivrer en brisant les liens chimiques entre les particules de la glace qui sera ensuite balayée par le flux d'air [3]. Ce système

est réputé pour sa facilité d'entretien et sa fiabilité. Les composants du système sont conçus pour durer toute la durée de vie de la structure de l'aéronef, avec la pompe comme seul élément mobile. Lorsqu'il est utilisé en mode antigivrage, ce système n'a aucun impact négatif sur l'aérodynamique, et nécessite généralement une faible consommation d'énergie, typiquement de 30 à 100 watts [26]. Cependant, le système offre une autonomie limitée en raison de l'approvisionnement en fluide limité. De plus, le poids du fluide réduit la charge utile de l'aéronef, ce qui peut entraîner une surconsommation du carburant. Il est également important de prendre en compte l'espace nécessaire pour l'installation du réservoir de fluide. Par ailleurs, ces fluides peuvent avoir des impacts environnementaux potentiels, notamment la pollution des sols et des eaux, les risques pour la santé humaine et la contribution au changement climatique.

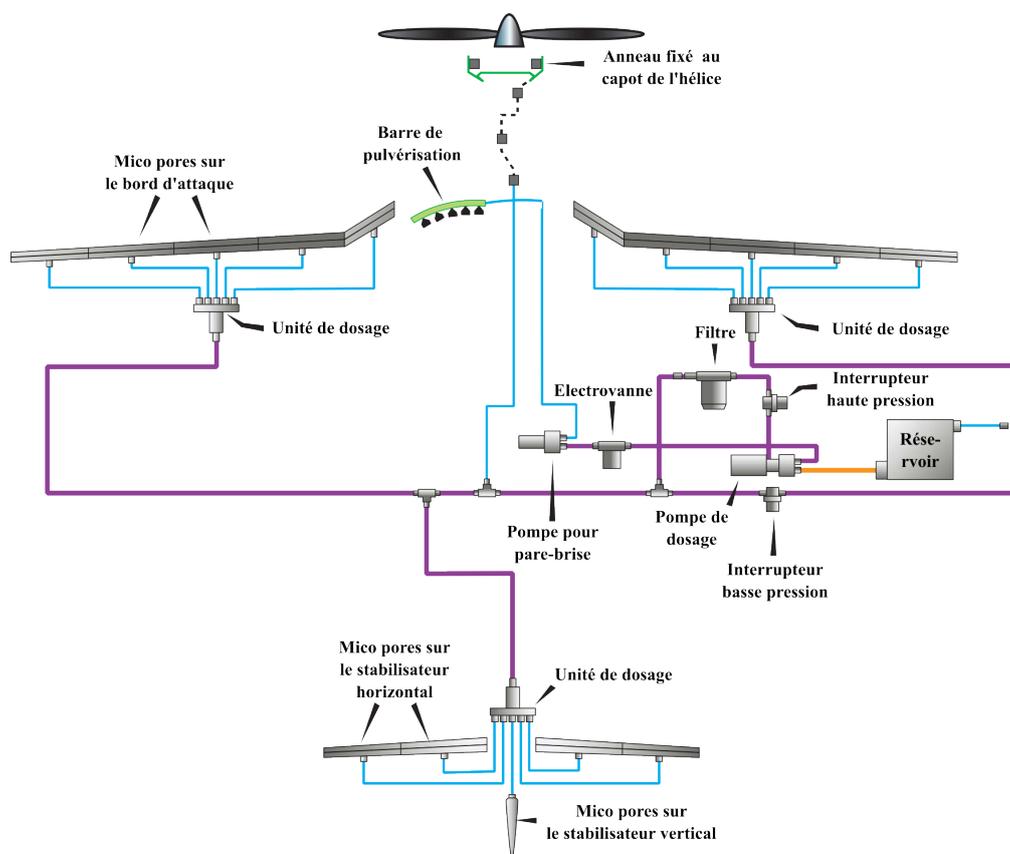


Figure II-11 *Système d'antigivrage chimique [3].*

II.3.5 Systèmes électromécaniques

Ce sont des systèmes qui fonctionnent seulement en mode dégivrage. Leur principe est d'expulser un bloc de givre déjà accréché grâce à une déformation de la surface concernée en utilisant des actionneurs électromécaniques. On retrouve trois types de systèmes de dégivrage électromécanique, le système électromécanique impulsif, le système électromécanique expulsif et le système piézoélectrique.

II.3.5.1 Système Electro-Impulsif

Appelé aussi EIDIS (Electro Impulsive De-Icing System), il consiste à créer un déplacement très rapide de la surface pour détacher le givre. Le système utilise des condensateurs haute tension qui se

déchargent rapidement dans des actionneurs électromagnétiques montés sur la face interne du bord d'attaque. Cette décharge se traduit par des courants de forte intensité injectés dans les spires conductrices de l'actionneur générant des forces magnétiques répulsives fortes et rapides. Il en résulte une flexion de la surface, provoquant le détachement du givre [34],[35],[36]. Le phénomène est rapide où l'on applique généralement deux impulsions avec un délai moyen de 5 secondes (temps nécessaires pour recharger les condensateurs). La première impulsion sert à fracturer le givre et affaiblir son adhérence à la surface, et la deuxième impulsion lance le reste du givre loin de la surface. Des études expérimentales ont été réalisées afin de démontrer la faisabilité de ce système [37].

Les inconvénients de cette technologie sont :

- La fatigue structurelle causée par les déformations répétées ;
- L'ajout important du poids ;
- L'interférence électromagnétique générée par les impulsions du courant envoyées aux actionneurs ;
- Le bruit acoustique généré lors du dégivrage.

Cette méthode de dégivrage a été certifiée pour un seul avion et seulement sur la dérive [36].

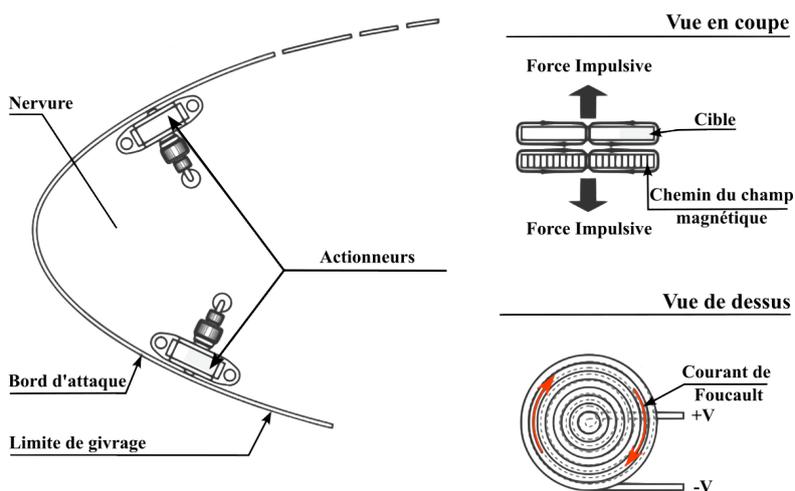


Figure II-12 Configuration d'un système EIDI [36].

II.3.5.2 Système électromécanique expulsif

Appelé aussi EMEDS (Electro Mechanical Expulsion Deicing System), il est similaire au EIDS. Cette solution a été proposée et développée par Cox & Company inc. [38]. Le principe de fonctionnement consiste à envoyer une impulsion électrique de courte durée aux bobines pour générer un mouvement expansif afin de réaliser le travail de déformation conduisant au dégivrage du bord d'attaque.

Ce système a quasiment les mêmes inconvénients que le système électro-impulsif (EIDIS), mais un avantage par rapport à ce dernier est qu'il ne déforme pas directement la structure de l'avion, mais une botte élastique et donc n'entraîne pas de la fatigue de la structure. Cependant, cette botte élastique reste exposée aux risques de corrosion et d'endommagement.

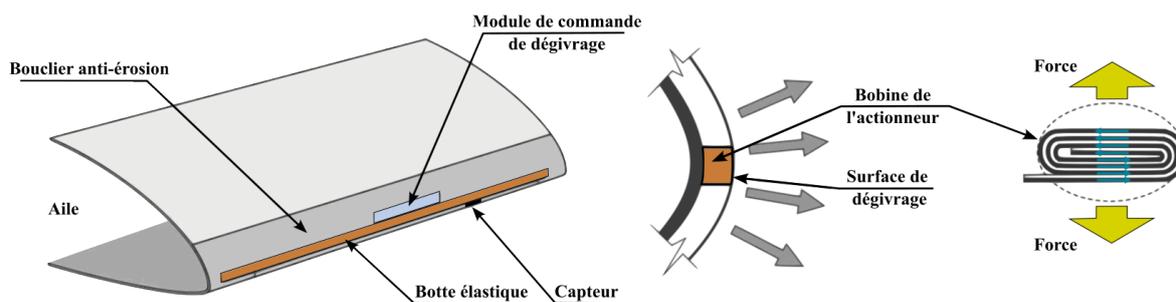


Figure II-13 Configuration d'un système EMEDS [36].

II.3.5.3 Système piézoélectrique

Bien que les solutions de dégivrage et antigivrage thermiques, électrothermiques, électro-impulsives ou expulsives soient certifiées et montées sur certains avions, elles restent très énergivores, en plus des autres inconvénients mentionnés ci-dessus. Les solutions thermiques requièrent approximativement de 2 kW/m^2 à 25 kW/m^2 pour l'antigivrage et de 5 kW/m^2 à 50 kW/m^2 pour le dégivrage, et la puissance totale requise pour dégivrer un Boeing 787 avec des solutions électrothermiques est estimée à $75,8 \text{ kW}$ [39].

De nombreuses études sont en cours pour proposer de nouvelles solutions moins énergivores et applicables pour un spectre large d'aéronef. Parmi ces études, le système de dégivrage par actionneur piézoélectrique fait l'objet d'un intérêt croissant.

Le principe de fonctionnement des systèmes de dégivrage à base d'actionneurs piézoélectriques consiste à appliquer des vibrations à une certaine fréquence à la structure cible pour fracturer le givre et le faire décoller. Ceci se fait en déclenchant les fréquences propres de la structure, ce qui permet d'atteindre des amplitudes de vibration suffisantes pour assurer la casse et le détachement du givre avec une faible consommation. Ces actionneurs piézoélectriques sont fixés (colle ou vis (Figure II-5)) sur la face interne du bord d'attaque concerné (nacelle ou aile) et créent des vibrations quand on les alimente avec une tension alternative. Elles ont une amplitude très faible par rapport aux autres solutions électromécaniques, ce qui élimine le risque de fatigue structurelle. Les actionneurs excitent en fonction de leur position et de la fréquence choisie, un mode de flexion, d'extension ou une combinaison de modes de la structure ce qui génère des contraintes de cisaillement, de traction ou une combinaison des contraintes au niveau de l'interface givre/surface de contact.

De nombreuses configurations de systèmes de dégivrage utilisant des actionneurs piézoélectriques ont été testées et ont montré la viabilité de cette solution basse énergie. Étant donné que cette technologie est encore en phase de recherche, ses inconvénients n'ont pas encore été pleinement identifiés. Cependant, quelques inconvénients potentiels liés à l'utilisation des actionneurs piézoélectriques peuvent être évoqués, tels que leur fragilité mécanique et le coût élevé de fabrication.

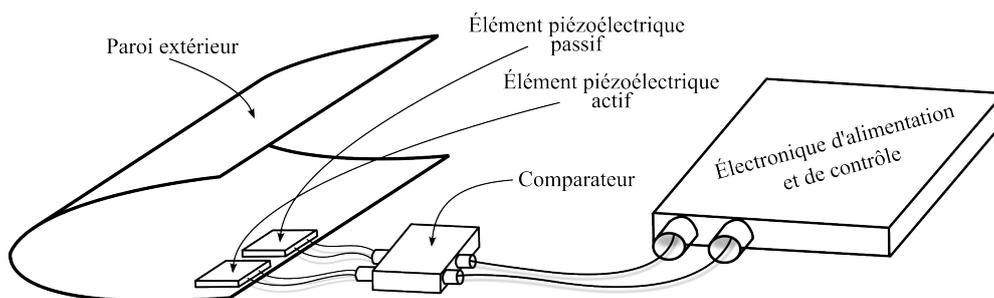


Figure II-14 *Illustration du brevet déposé par Safran concernant un système de dégivrage piézoélectrique – refaite de [10].*

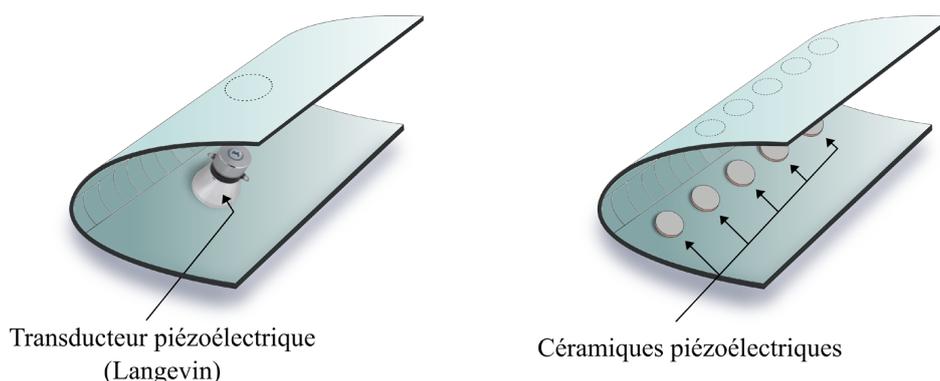


Figure II-15 *Illustration des deux configurations possibles d'un système de dégivrage piézoélectrique.*

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons discuté des conditions atmosphériques favorisant la formation de givre sur les surfaces des avions, en mettant en lumière l'impact des différents types de nuages et des conditions météorologiques sur ce processus. Comprendre ces aspects est essentiel pour concevoir des systèmes de dégivrage et d'antigivrage efficaces.

Nous avons aussi examiné en détail les diverses technologies de dégivrage et d'antigivrage utilisées dans l'industrie aéronautique pour répondre aux exigences opérationnelles des avions. Nous avons observé une gamme de solutions comprenant des méthodes thermiques, chimiques, électrothermiques et électromécaniques, chacune présentant ses propres avantages et limitations. Toutefois, la tendance actuelle dans le domaine aéronautique cherche à développer des solutions plus efficaces et économiques en termes d'énergie, de coût, de masse et d'encombrement.

À la lumière de cette exploration, la technologie piézoélectrique émerge comme une alternative particulièrement prometteuse, surtout dans le contexte de la conception d'avions plus électriques. Le Tableau II-3 fournit une comparaison qualitative entre les différentes technologies, en mettant en avant des critères tels que la compacité, l'efficacité de dégivrage, le rendement énergétique, l'intégrabilité électrique, l'autonomie et la puissance requise. En considérant ces aspects, il est évident que la technologie piézoélectrique se démarque comme une option potentiellement supérieure pour répondre aux besoins de l'aviation moderne, offrant à la fois de meilleures performances et un meilleur rendement.

Tableau II-3 Comparaison entre les technologies de dégivrage.

Technologie	Compacité	Qualité de dégivrage	Rendement	Intégration	Durée de vie	Puissance nécessaire
Prélèvement d'air chaud	⊖⊖	⊕⊕	⊖	⊖⊖	⊕	⊖⊖⊖
Boudins pneumatiques	⊖⊖	⊕	~	⊖	⊖	⊖
Électrothermique	⊕	~	⊕⊕	⊕	⊕	⊕⊕
Fluides chimiques	⊕⊕	~	⊕	⊖⊖	⊖	⊕⊕
Électro-Impulsive	⊕	⊕	⊕	⊕⊕	⊕	⊕
Électromécanique Expulsive	⊕	⊕	⊕	⊕	⊖	⊕
Piézoélectrique	⊕	⊕⊕	⊕	⊕	⊕⊕	⊕⊕

Chapitre III Dégivrage piézoélectrique

Ce chapitre se concentre sur l'étude approfondie de la solution de dégivrage piézoélectrique. Pour comprendre pleinement son fonctionnement et son efficacité, il est essentiel de commencer par examiner les propriétés mécaniques de la glace, qui constituent le substrat sur lequel le processus de dégivrage opère.

La première section de ce chapitre explore donc les propriétés mécaniques de la glace. Nous passerons en revue l'état de l'art concernant le comportement élastique de la glace, sa résistance à la traction et à la compression, ainsi que les modes de défaillance associés. Cette analyse approfondie nous permettra de mieux comprendre l'influence des contraintes et du taux de restitution d'énergie sur les deux types de modes de résonance en flexion et en extension, des aspects cruciaux dans la conception et l'optimisation des systèmes de dégivrage. Ensuite, nous aborderons les mécanismes de dégivrage dans une perspective plus globale.

Dans une troisième section, nous nous concentrerons spécifiquement sur le dégivrage piézoélectrique. Nous dresserons un état de l'art des techniques et des méthodes utilisées dans ce domaine. En outre, nous présenterons une nouvelle méthodologie développée pour placer et piloter les actionneurs piézoélectriques de manière optimale afin d'exciter les modes d'extension propres de la structure, améliorant ainsi l'efficacité du processus de dégivrage. Cette approche est soutenue par des simulations par éléments finis et des expérimentations.

III.1 Propriétés mécaniques de la glace

La compréhension des propriétés mécaniques de la glace revêt une importance fondamentale à plusieurs égards. Par exemple, il est essentiel de connaître sa rigidité, sa résistance et même sa densité pour évaluer les mécanismes qui entraînent sa défaillance mécanique, et donc pour développer des systèmes de protection contre la glace [40], [41].

La glace est l'état solide naturel de l'eau et se forme lorsque l'eau, sous forme liquide ou gazeuse, se refroidit en dessous de $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ (273.15 K) à la pression atmosphérique. La glace présente plus de 17 variétés cristallines [42]. Certaines de ces phases, ainsi que les conditions nécessaires à leur formation, sont illustrées dans la Figure III-1. Dans les conditions de pression et de température rencontrées sur Terre, la glace avec laquelle nous sommes le plus familiers est appelée glace Ih, qui correspond à une zone quasiment collée à l'axe des températures sur la Figure III-1. Ce type de glace, qui a une structure cristalline hexagonale [43], se forme sous pression atmosphérique et à des températures inférieures à $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ (273.15 K). Une configuration plus stable (structure cristalline cubique) que le type Ih et qui se forme sous pression atmosphérique à une température inférieure à $-123\text{ }^{\circ}\text{C}$ (150 K) est appelée Ic. La glace type Ic avec le reste des phases de glace qui se forment à des pressions plus élevées (supérieures à 2 bars), sont peu susceptibles de se former sur Terre en dehors des conditions de laboratoires. Au vu des conditions requises pour créer les autres phases de glace, la majorité des glaces sur Terre est du type Ih [44]. La formation de glace dépend des conditions atmosphériques au moment du dépôt, telles que la température, la taille des gouttelettes d'eau et la vitesse du vent. Le Tableau III-1

ci-dessous présente les conditions atmosphériques associées à la formation des différents types de glace que l'on retrouve dans les conditions naturelles [45].

Tableau III-1 Différents types de glace selon les conditions atmosphériques de formation [45].

Type	Densité (kg/m ³)	Adhésion	Aspect	Température de l'air (°C)	Vitesse du vent (m/s)
Givre transparent	0,8 à 0,9	Forte	Transparent	-4 à 0	0 à 10
Givre mixte	0,7 à 0,8	Forte	Opaque	-10 à -1	>10
Givre blanc	≤ 0,6	Moyenne	Blanc	-20 à -1	<10

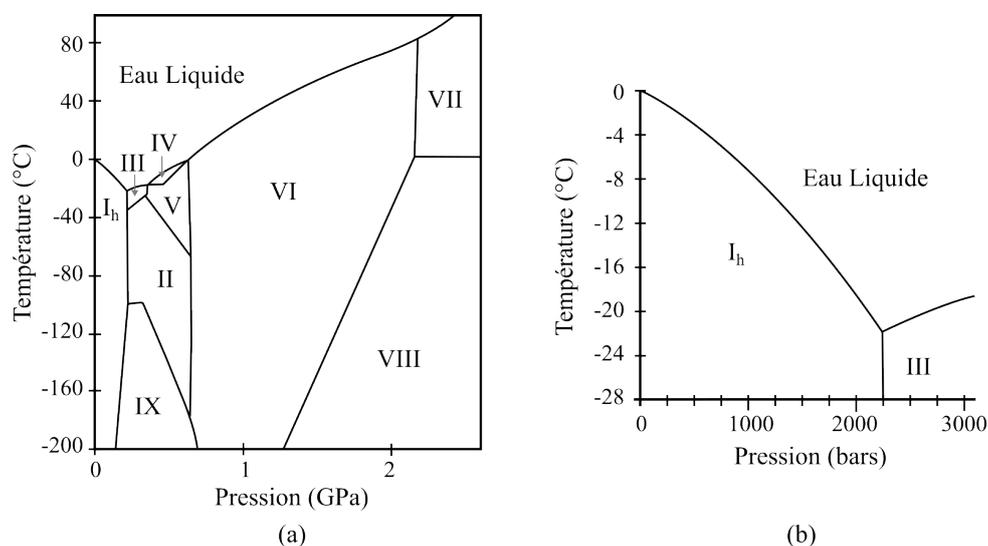


Figure III-1 Diagramme de phase (a) de la glace, (b) Zoom autour de la phase Ih [46].

Les mécanismes responsables de la formation de la glace à partir de la phase liquide sont : la nucléation en volume et la nucléation par contact [47].

- La nucléation en volume (homogène) intervient dans un liquide pur (sans présence d'agents externes favorisant la nucléation). Elle est provoquée par des collisions de gouttelettes d'eau super-refroidies (ou SuperCooled Water droplets "SCWD") à l'intérieur du liquide, suivies de l'accumulation de gouttelettes les unes sur les autres. Une fois refroidies en dessous de la température de congélation, les collisions de gouttelettes ont le potentiel d'initier la nucléation à l'intérieur du liquide.
- Il y a nucléation hétérogène lorsqu'une interface liquide/solide est présente, la partie solide jouant ici le rôle d'agent de nucléation.

La nucléation par contact (hétérogène) est le principal mécanisme responsable de la formation de la glace sur les surfaces des avions.

III.1.1 Comportement élastique

Lors de la formation de la glace atmosphérique, les grains sont supposés orientés de façon aléatoire, ce qui donne à la glace ses propriétés isotropes. L'élasticité d'un matériau isotrope peut être décrite par deux constantes, le module de Young et le coefficient de Poisson. Ces deux constantes permettent de déterminer d'autres constantes telles que le coefficient de Lamé, le module de cisaillement et le module d'élasticité isostatique. Les principales méthodes de mesure du module d'élasticité comprennent la mesure de la vitesse de propagation des ondes élastiques longitudinales et transversales (méthodes dynamiques), ainsi que la méthode de la loi de Hooke (méthode statique). Dans la littérature, plusieurs travaux ont été portés sur la mesure de ces deux constantes. Gold [48] a utilisé des plaques de glace polycristalline soumises à une flexion biaxiale dans une plage de températures allant de -7 °C à -37 °C afin de mesurer le module d'élasticité et le coefficient de Poisson. Les valeurs mesurées du module de Young se situent entre 4,7 GPa et 10,4 GPa, tandis que le coefficient de Poisson varie de 0,29 à 0,60. Schulson et Duval [49] ont observé que les mesures les plus précises des constantes élastiques de la glace, avec un module de Young de 9,33 GPa et un coefficient de Poisson de 0,325, ont été réalisées par Gammon et al. [50].

III.1.2 Résistances à la traction et à la compression

Les résistances à la traction et à la compression de la glace atmosphérique sont des paramètres importants lorsqu'il s'agit de prédire et de modéliser les phénomènes de fracture et de délamination de glace. Les propriétés de la glace atmosphérique sont significativement impactées par les conditions environnementales lors de l'accrétion de la glace, ainsi que par les propriétés structurelles du substrat. De nombreux paramètres peuvent influencer ces résistances, tels que la température d'accrétion, la vitesse du vent, le contenu en eau liquide, le diamètre volumique des gouttelettes d'eau, la vitesse de déformation, etc. Dans la littérature, la résistance à la traction de la glace atmosphérique est typiquement comprise entre 0,7 MPa et 3,1 MPa, avec une valeur moyenne de 1,43 MPa pour une température comprise entre -20 °C et -10 °C [51], alors que la résistance à la compression est comprise entre 5 MPa et 25 MPa.

Les propriétés de la glace varient significativement en fonction de la température et de la vitesse de déformation [51], [52]. Les études montrent que les valeurs de ces résistances à la compression et à la traction de la glace diminuent avec l'augmentation de la température, comme illustré sur la Figure III-2. Cependant, cette dépendance est beaucoup plus prononcée pour le cas de la résistance à la compression où une réduction d'un facteur 4 est observée lorsque la température est augmentée de -40 °C à 0 °C , comparé à un facteur de 1,3 pour la résistance à la traction sur la même plage de température. La limite de cette courbe est à 0 °C , lorsque la glace commence à fondre.

En lien avec ces variations de propriétés, il convient de noter qu'il peut y avoir une grande disparité dans les mesures de la résistance à la compression et ceci est souvent dû aux défauts internes dans les échantillons [53].

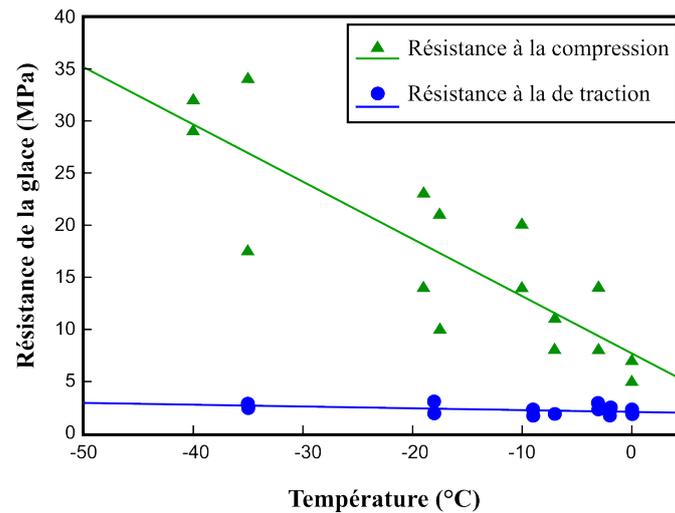


Figure III-2 Évolution des résistances à la compression et à la traction en fonction de la température – amélioré de [51].

Il a été démontré que l'effet de la vitesse de déformation est significatif pour la résistance à la compression, mais moins important pour la résistance à la traction (Figure III-3). Pour la résistance à la traction, les courbes contrainte-déformation étudiées ont démontré un comportement ductile (qui se déforme plastiquement sans se rompre) à faible vitesse de déformation et un comportement fragile (qui se fracture dès que sa limite d'élasticité est atteinte) à des vitesses de déformation intermédiaires et élevées [54]. Pour la résistance à la compression, un comportement fragile n'est apparu qu'à des vitesses de déformation élevées.

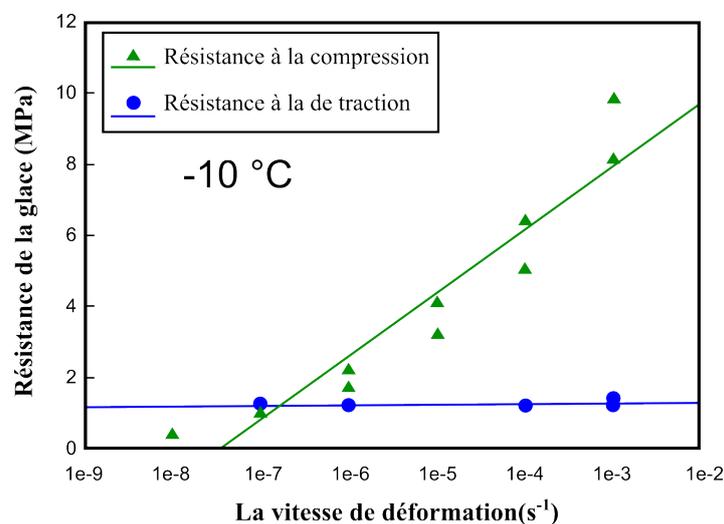


Figure III-3 Évolution des résistances à la compression et à la traction en fonction de la vitesse de déformation - amélioré de [51].

La taille des gouttelettes d'eau refroidies est un autre paramètre qui peut influencer la résistance à la traction d'un échantillon de glace. La relation de Hall-Petch [52], utilisée pour estimer la contrainte limite d'élasticité des métaux, peut également être appliquée aux échantillons de glace. Comme observé dans la Figure III-4, l'augmentation de la taille des gouttelettes provoque une diminution exponentielle

de la résistance à la traction de la glace. Cette relation suggère que le mode de défaillance de la glace est similaire à celui d'un métal, où les fissures se propagent jusqu'à atteindre une frontière d'un grain de glace (grain d'un métal). Plus le nombre de frontières d'un grain de glace est important, plus la résistance à la traction de l'échantillon de glace augmente.

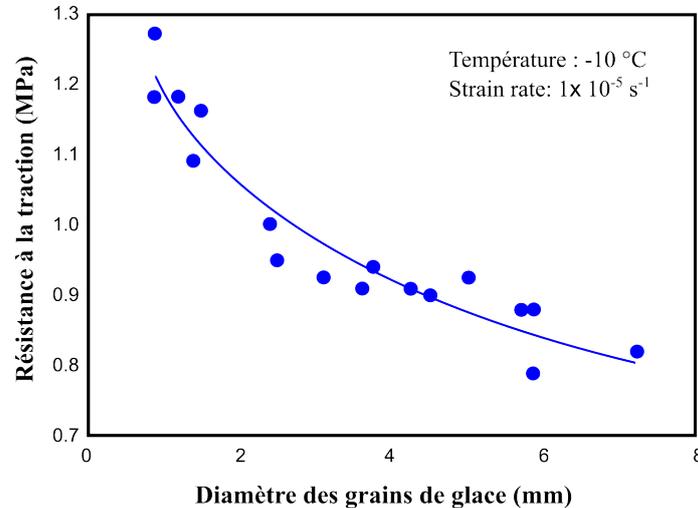


Figure III-4 Évolution de la résistance à la traction en fonction de la taille de grain de glace – amélioré de [51].

III.1.1.1 La force de cohésion de la glace

En raison de son comportement fragile et de la variation significative de sa géométrie avec la température, la mesure de ses propriétés, particulièrement la résistance à la traction, est loin d'être facile à l'aide des méthodes traditionnelles normalisées utilisées pour les métaux ductiles. La dispersion de la résistance à la traction de la glace est relativement large, allant de 0,7 MPa à 3,1 MPa. Druetz et al. [55] ont mesuré une résistance à la traction de 2,5 MPa pour ce qui est censé être de la glace transparente (dure). La température des essais était de -14 °C , avec un contenu en eau liquide de $0,8 \text{ g/cm}^3$, un diamètre moyen de gouttelette de $40 \text{ }\mu\text{m}$ et une vitesse de vent de 16 m/s . La résistance à la traction a diminué à environ $0,4 \text{ MPa}$ avec l'augmentation de la vitesse du vent, la vitesse de déformation et la diminution de la température. Par conséquent, quand la glace a tendance à se former comme sous la forme d'un givre blanc (moins dense), sa résistance à la traction diminue. Cependant, pour d'autres types de glace, en particulier la glace polycristalline d'eau douce, d'autres valeurs ont été mesurées. Jellinek [56] a congelé de l'eau douce entre deux cylindres métalliques pour mesurer les propriétés en traction. Hawksw et Mellor [57] ont développé un banc de test expérimental pour réaliser des essais de traction et de compression uniaxiaux. Les éprouvettes de glace ont la forme d'une altère afin de minimiser la casse des extrémités pendant les tests. La valeur retenue de cette étude était de $2,1 \text{ MPa}$ pour la résistance à la traction et $5,5 \text{ GPa}$ pour le module d'élasticité en traction et ceci pour la glace polycristalline d'eau douce à -7 °C .

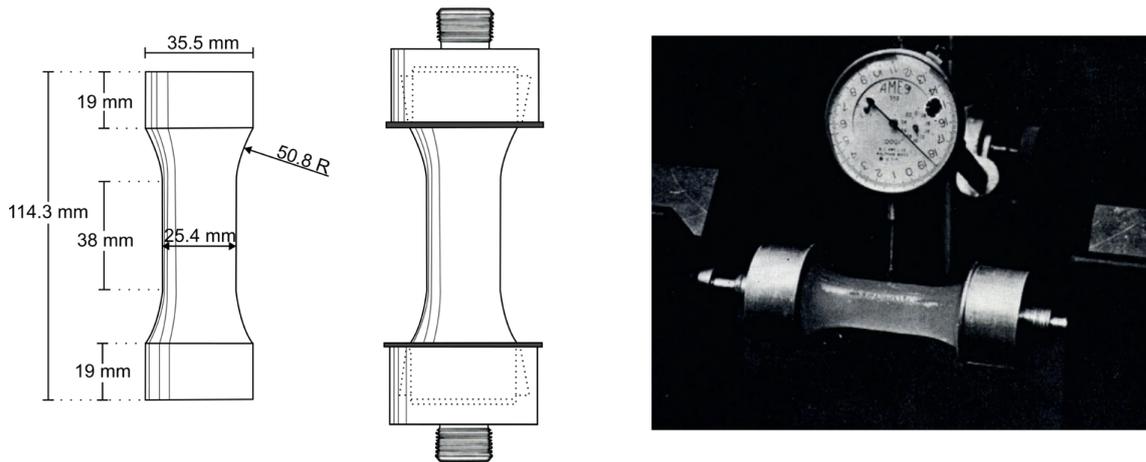


Figure III-5 *Éprouvette de glace sous forme d'altère – amélioré de [57].*

III.1.1.2 La force d'adhésion de la glace

La force d'adhésion à l'interface (adhérence) entre la glace et le substrat a fait l'objet de plusieurs études afin d'établir une meilleure compréhension des différents mécanismes impliqués dans le processus d'adhésion. Une revue de littérature sur l'adhésion de la glace sur un substrat donné a été effectuée par Kasaai et Farzaneh [58]. Lorsque la glace adhère à une surface, plusieurs forces intermoléculaires sont présentes. À des distances d'ordre atomiques ou moléculaires (0,15 – 0,3 nm), des forces dites covalentes ou électrostatiques sont impliquées. D'après la littérature, l'adhésion à l'interface glace/substrat est influencée par une combinaison de quatre facteurs [59], comprenant les forces électrostatiques, les forces de Van der Waals, les liaisons hydrogène et l'ancrage mécanique. De plus, la présence d'une couche quasi liquide peut avoir un impact significatif sur l'adhésion de la glace à une surface.

L'interaction électrostatique se manifeste lorsque deux surfaces présentent des structures de bandes électroniques distinctes [58]. Ces structures proviennent du transfert d'électrons entre les atomes et/ou les molécules à l'interface des deux solides. La théorie de l'attraction repose sur la loi de Coulomb et l'interaction accepteur-donateur [44]. Selon Petrenko et Ryzhkin [60], l'interaction électrostatique est constamment présente à l'interface glace/métal ou glace/diélectrique solide, jouant ainsi un rôle significatif dans l'adhésion de la glace. Cette interaction résulte de l'interférence des molécules d'eau avec n'importe quel solide ayant une permittivité diélectrique différente de celle de la glace.

L'interaction de Van der Waals entre la glace et d'autres métaux a été évaluée par d'autres auteurs [61], concluant que ce mécanisme ne constitue pas le facteur dominant expliquant l'adhésion de la glace à une surface.

Concernant la liaison de type hydrogène, il s'agit d'une interaction électrostatique résultant de la répartition d'un proton (atome d'hydrogène) entre deux atomes électronégatifs comme l'oxygène, l'azote ou le fluor [62], [63]. En fait, ces liaisons sont responsables de la cohésion de la glace solide, et elles sont également présentes dans l'eau liquide.

Par ailleurs, la morphologie et la composition chimique de la surface du substrat jouent un rôle crucial dans l'adhésion de la glace. Des études ont été menées pour comprendre le rôle de la rugosité d'une surface solide sur l'adhésion de la glace en utilisant le concept de la superhydrophobicité [64], [65]. Lorsque la surface présente de forts degrés de rugosité, on observe une diminution de l'adhésion de la glace, attribuée à la présence de bulles d'air à l'interface entre la glace et le substrat [66], [67]. Par ailleurs, la glace peut adhérer fortement à certaines surfaces, car l'eau surfondue pénètre dans les zones poreuses et occupe plus de volume en se solidifiant, créant ainsi un effet d'ancrage mécanique au substrat. Actuellement, aucun matériau n'a été identifié comme étant capable d'empêcher totalement l'accumulation de glace à sa surface [68]. Certains revêtements sont censés adhérer faiblement à la glace et réduire considérablement l'accumulation de glace ou de neige [68].

La délamination de la glace peut être donc assurée seulement en enlevant la liaison d'adhérence entre la glace et le substrat sur lequel elle s'accumule. Ainsi, quantifier la force d'adhérence de la glace est un paramètre clé pour éliminer la glace mécaniquement. En raison de son comportement fragile, deux mécanismes de délamination sont possibles [49], [69]. La méthode classique de délamination consiste à rompre la liaison d'adhérence à l'interface glace/substrat en atteignant des niveaux de contrainte mécanique élevés. Dans [40], la résistance au cisaillement et à la traction sont comparées, où une valeur maximale de 1,44 MPa pour la résistance à la traction et de 0,4 MPa seulement pour la résistance d'adhésion au cisaillement ont été mesurées. D'après ces résultats, privilégier la moindre résistance de la glace au cisaillement semble être la méthode la plus efficace pour réaliser le dégivrage en utilisant un mécanisme basé sur le dépassement de la contrainte limite.

D'autre part, vu que la glace est un matériau fragile, sa ténacité ou endurance à la rupture (la ténacité à la rupture est la capacité d'un matériau à résister à la rupture en présence d'une fissure) est relativement faible. Cela signifie que le taux de restitution d'énergie de la glace (ténacité) peut, selon la configuration de la glace sur le substrat, être plus facile à dépasser que la résistance d'adhésion au cisaillement de la glace [70],[71].

Le déclenchement d'un mécanisme de délamination (cisaillement ou taux de restitution d'énergie) a été défini par Golovin et al. dans [71]. En fonction de la configuration de la glace, il est soit contrôlé par sa résistance d'adhésion au cisaillement, soit par sa ténacité interfaciale (à condition qu'une fissure adhésive existe).

Plusieurs études ont porté sur les méthodes utilisées pour mesurer les propriétés adhésives de la glace. Reich et al. [72] ont examiné les méthodes de mesure de l'adhérence de la glace. La Figure III-6 montre deux dispositifs expérimentaux utilisés pour mesurer l'adhérence de la glace atmosphérique. Les deux dispositifs donnent une valeur maximale de la résistance au cisaillement (axiale) de 0,42 MPa, avec toujours l'apparition de pré-fissures indésirables.

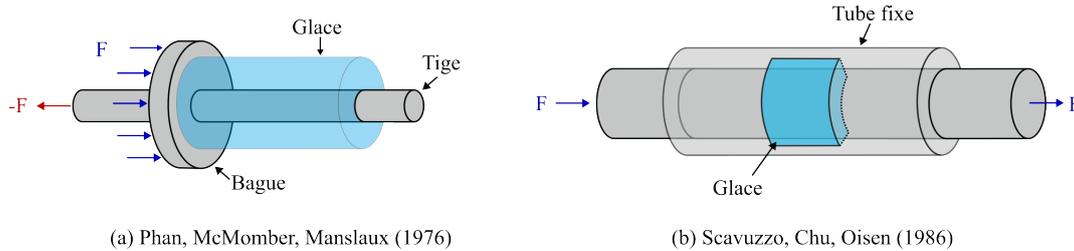


Figure III-6 Banc de test utilisé pour la mesure de la force adhésive de la glace atmosphérique – amélioré de [72], [73].

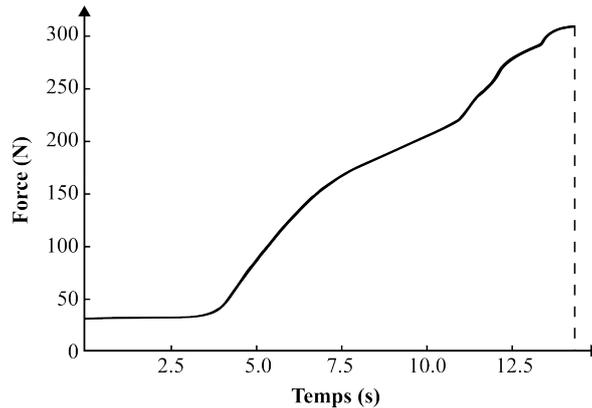


Figure III-7 Mesure de la force d'adhésion de la glace du banc de test de Phan [74].

Scavuzzo et al. [75] et Ramanathan [76] ont étudié les mesures de l'adhérence de la glace. Leurs travaux montrent qu'il existe une grande variation dans les valeurs d'adhérence trouvées dans la littérature. La température, la rugosité de la surface, le type de glace, la taille des gouttelettes, la vitesse de collision sont des paramètres qui changent considérablement les propriétés d'adhésion de la glace. Même si les conditions des essais sont bien contrôlées, des variations dans les résultats sont observées, indiquant une nature stochastique de l'adhérence de la glace [77]. En général, lorsque la température diminue près du point de congélation, l'adhérence augmente jusqu'à atteindre une température où l'adhérence cesse d'augmenter. Dans [78], un banc de mesure de la force d'adhésion en se basant sur la force centrifuge a été développé. Le principe consiste, tout d'abord, à faire accumuler la glace sur une extrémité d'une poutre en aluminium dans des conditions bien contrôlées dans une chambre froide. Ensuite, la poutre est mise en rotation comme illustré dans la Figure III-8. La vitesse de rotation est augmentée jusqu'à ce que la glace se détache par l'effet centrifuge. Des capteurs piézoélectriques détectent le moment exact du détachement de la glace. La résistance à l'adhérence à -10 °C pour l'aluminium avec une rugosité de surface de $0,7\text{ }\mu\text{m}$ a été mesurée à $0,51 \pm 0,04\text{ MPa}$.

Les résultats dans [79], montrent que la résistance à l'adhérence augmente d'autant que la densité de la glace est plus faible (Figure III-8).

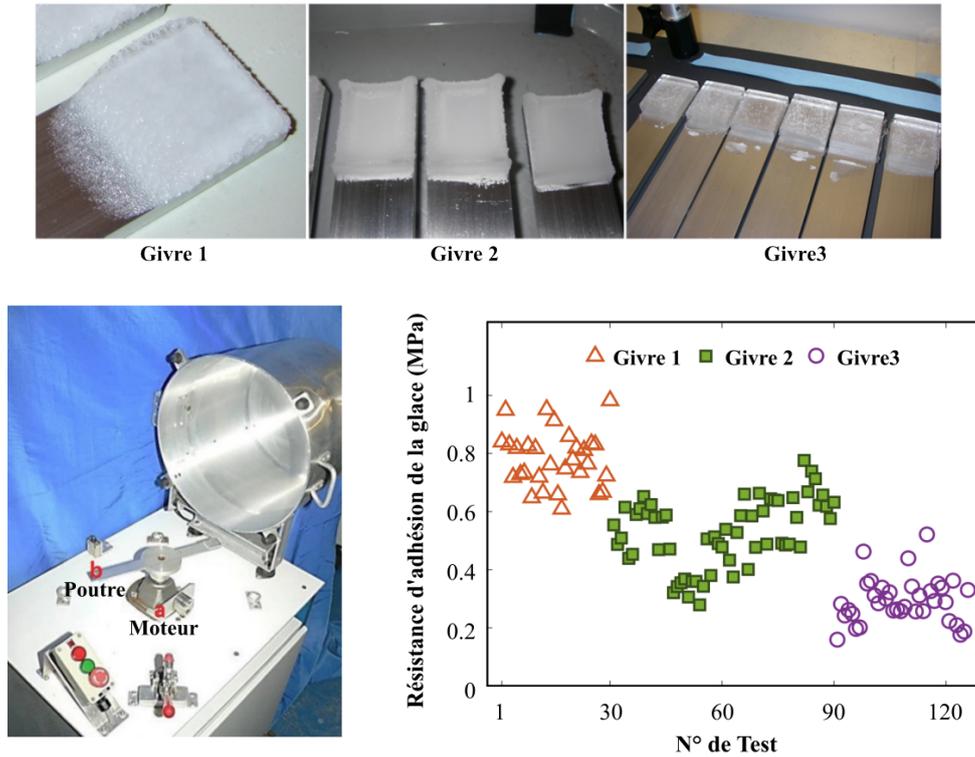


Figure III-8 Illustration du banc de test de la résistance d'adhésion de la glace par la méthode centrifuge [38].

III.1.1.3 Discussion

Les tests d'adhérence de la glace sont influencés par de nombreux facteurs, tels que les conditions environnementales, le matériau du substrat testé, la température, la vitesse de congélation et les caractéristiques mécaniques de la glace elle-même. Ces facteurs peuvent varier selon les conditions expérimentales, ce qui peut entraîner des différences significatives dans les valeurs de la résistance d'adhésion et de cohésion de la glace obtenues lors de différents tests ou expériences. Dans [80], Bleszynski et Clark ont réalisé une revue des principales méthodes de test pour la mesure de la force d'adhésion de la glace et ont comparé les valeurs de la force d'adhésion de la glace pour un matériau donné, obtenues à l'aide de différentes méthodes de test. Ils ont repéré quelques méthodes de test parmi les tests en cisaillement (push test), les tests en traction (test de pelage ou peel test) et les tests centrifuges comme illustrés sur la Figure III-8 et la Figure III-9. Pour le calcul de la force d'adhésion de la glace, les équations suivantes sont utilisées :

Pour les tests en cisaillement et les tests en traction, la contrainte est calculée comme suit :

$$\tau = F_{max}/A \quad (III-1)$$

Pour les tests centrifuges :

$$\tau = \frac{F}{A} = \frac{m_{glace} \cdot \omega^2 \cdot r}{A} \quad (III-2)$$

Avec m_{glace} la masse de la glace en (kg), r le rayon de la poutre en rotation en (m) et A la section du bloc de glace adhérent sur le substrat.

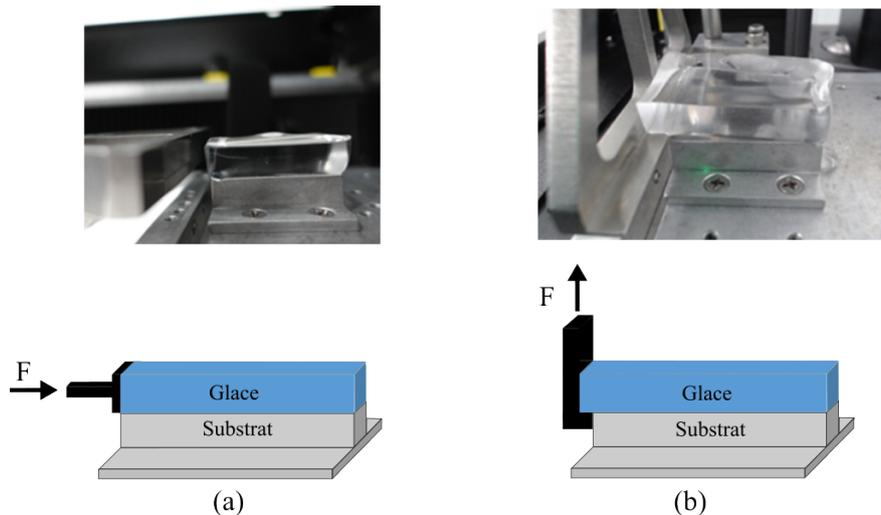


Figure III-9 Illustration de : (a) test en cisaillement (*push test*), (b) test en traction (*test de pelage ou peel test*) – refaite de [81].

Comme illustré sur la Figure III-10, la littérature expose une variété de valeurs possibles de la résistance d'adhésion de la glace sur des surfaces en aluminium non revêtues, qu'elles soient polies ou non, et ce dans une plage de température comprise entre -9 °C et -15 °C . Ces valeurs sont obtenues à partir de trois méthodes différentes de tests d'adhérence de la glace : cisaillement, traction et centrifuge. Les tests centrifuges présentent des valeurs variant entre $0,24\text{ MPa}$ et $0,42\text{ MPa}$ [82], [83], [84], [85], [86]. Une différence encore plus prononcée de valeurs a été constatée parmi le groupe de tests de cisaillement, variant de $0,11\text{ MPa}$ à $4,5\text{ MPa}$ [87], [88]. Bien que certaines de ces variations puissent être attribuées aux conditions expérimentales et aux variations dans la préparation des échantillons, un matériau identique, testé dans la même étude, mais avec deux méthodes différentes, peut également présenter des valeurs totalement différentes. Cela rend extrêmement difficile la comparaison des valeurs de la résistance d'adhésion de la glace à travers la littérature, car la méthode de test peut grandement influencer, voire fausser, les valeurs résultantes. Les tests centrifuges peuvent être particulièrement sujets à ces problèmes, et le mode de défaillance peut être difficile à discerner en raison de la vitesse du test et des effets du vent avant la séparation complète de la glace, qui peut agir différemment sur la glace s'il existe de légères variations dans la structure ou la forme de la glace [80].

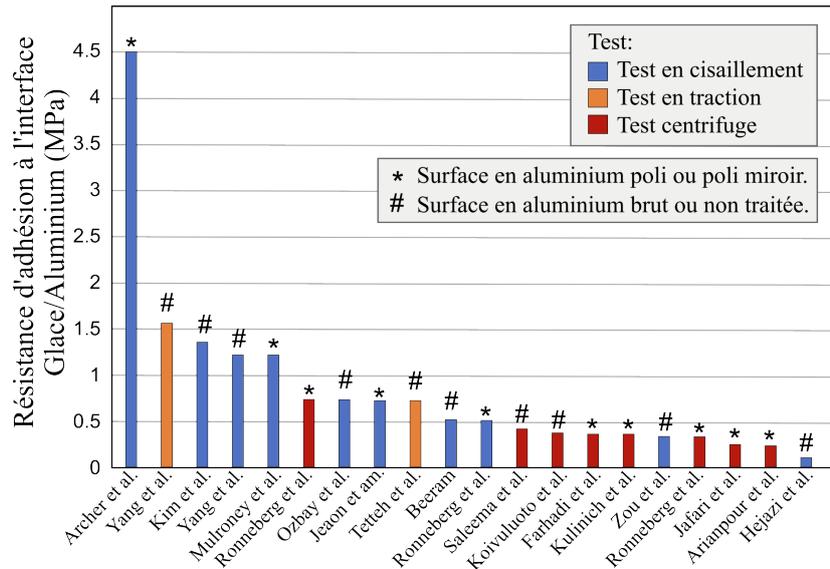


Figure III-10 Résistance d'adhésion de la glace sur un substrat en aluminium, testée en utilisant trois méthodes (test en cisaillement, test en traction et test centrifuge) – reprise de [80].

III.1.3 Les modes de défaillance de la glace

Deux modes de rupture de la glace peuvent être observés : la rupture cohésive, où la fracture se produit dans le volume de la glace, et la rupture adhésive, qui se produit à l'interface glace/substrat. Les études montrent que la rupture cohésive est souvent provoquée par les contraintes en traction, laissant une fine couche de glace sur le substrat. En revanche, les contraintes en cisaillement entraînent une rupture adhésive avec un détachement complet de la glace de la surface.

Les fractures cohésives n'apparaissent pas toujours dans le processus de dégivrage, et si elles se produisent sans fractures adhésives, la glace surface, ou du moins une grande partie de celle-ci, restera collée sur la. Par conséquent, les fractures adhésives sont nécessaires pour le décollement de la glace.

Critère de contrainte de traction :

Selon la théorie de Rankine, une fracture cohésive se produit si la contrainte principale dépasse la contrainte limite de traction du matériau fragile concerné. Par conséquent, une rupture cohésive est observée lorsque le critère suivant est acquis :

$$\sigma_1 \geq \sigma_c \tag{III-3}$$

Où σ_1 représente la première contrainte principale (la contrainte de traction) et σ_c représente la contrainte limite de traction du matériau concerné.

Critère de contrainte de cisaillement :

Dans l'article [40], la rupture adhésive de la glace à l'interface se fait par l'action d'une combinaison de contraintes de traction et de contraintes de cisaillement. Le critère suivant est défini :

$$\left(\frac{\sigma_{max}}{\sigma_c}\right)^a + \left(\frac{\tau_{max}}{\tau_c}\right)^b \geq 1 \tag{III-4}$$

Où a et b déterminent l'influence relative de la contrainte normale de traction σ_{max} et la contrainte de cisaillement τ_{max} , à l'interface où la rupture est provoquée.

La condition de contrainte adhésive est basée sur la valeur caractéristique de la contrainte de cisaillement critique τ_c de l'interface concernée. Afin d'assurer une délamination totale de la glace en se basant sur la contrainte limite de cisaillement, il faut que la condition suivante soit vérifiée :

$$\tau_{xy} \geq \tau_c \quad \text{(III-5)}$$

Critère de taux de restitution d'énergie :

Selon Golovin et al. [71], la taille du bloc de glace a un impact sur le mécanisme de rupture : des fractures adhésives peuvent se produire avec des blocs de glace plus petits, en dépassant la valeur limite (critique) de contrainte de cisaillement sur toute l'interface ($\tau \geq \tau_c$). Cependant, il existe une longueur de liaison critique l_c pour laquelle la défaillance adhésive basée sur la contrainte passe à un mode de défaillance basé sur le dépassement du taux de restitution d'énergie critique (ténacité à la rupture ou fracture toughness).

Lorsque la ténacité à la rupture est élevée, le matériau se fracture en régime ductile. La ténacité à la rupture linéaire élastique est obtenue à partir du facteur d'intensité de contrainte, représentant la valeur à laquelle une fissure commence à croître. La ténacité à la rupture élastoplastique mesure l'énergie nécessaire pour faire croître une fissure. L'étude de la ténacité à la rupture de la glace a été limitée. Les valeurs dans la littérature varient de 50 à 150 kPa m^{1/2}. La ténacité à la rupture de la glace dépend faiblement de la température et du taux de chargement. Elle dépend surtout de la taille des grains, diminuant avec l'augmentation de la taille des grains.

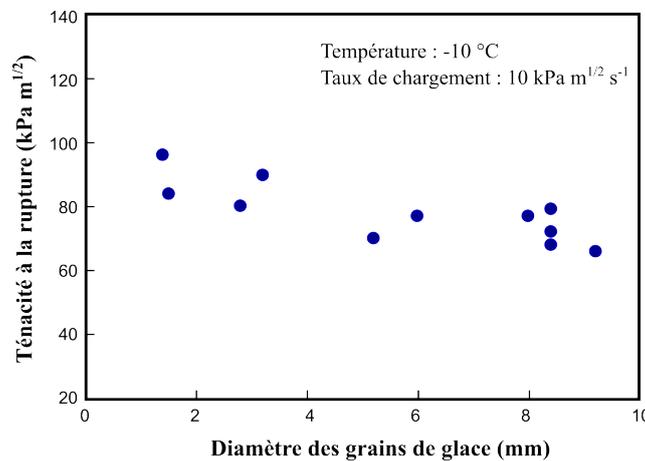


Figure III-11 Ténacité à la rupture de la glace en fonction de la taille de grain de glace [51].

La propagation d'une fissure déjà existante dépend du taux de restitution d'énergie élastique G_c [89]. Cette valeur est caractéristique du matériau considéré dans le cas de la rupture cohésive (en volume), tandis que, dans le cas de la rupture adhésive, elle dépend de l'interface étudiée. Selon la théorie de la mécanique de la rupture, la propagation de la fissure se produit lorsqu'une certaine quantité d'énergie élastique stockée est libérée pour générer une fissure.

La propagation de la rupture se produit lorsque l'énergie libérée est supérieure ou égale au taux de restitution d'énergie critique G_c .

$$G \geq G_c \quad (\text{III-6})$$

Avec $G_c = 2 \cdot \gamma_s$, où γ_s représente l'énergie requise pour rompre la liaison atomique par l'unité de surface de la zone créée par la fissure.

En effet, si G est inférieur à la valeur critique G_c , la fissure devrait se refermer. En réalité, cela ne se produit pas en raison de l'apparition de divers processus irréversibles et, notamment, de l'oxydation des surfaces de la rupture des métaux [89]. Cependant, dans le cas de la glace, la fermeture de la fissure est tout à fait possible vu que la glace peut fondre et recongeler juste après la création de la fissure.

III.1.4 Caractéristiques de la glace

Afin d'évaluer avec précision la défaillance de la glace, il est essentiel d'attribuer des propriétés mécaniques vraisemblables à la glace. De nombreuses études et expériences ont été menées pour déterminer la résistance adhésive et cohésive de la glace sur divers matériaux et dans diverses conditions de givrage [50], [51], [73], [75], [90], [91], [92]. Ces études ont révélé que la valeur attendue de la résistance au cisaillement adhésif de la glace de congélateur peut être estimée entre 0,24 MPa et 1,7 MPa. La résistance moyenne au cisaillement adhésif de la glace de congélateur sur l'acier à -10 °C a été mesurée expérimentalement à 1,5 MPa et la valeur maximale a été trouvée à 1,66 MPa [93], tandis que la résistance à la traction cohésive a été trouvée entre 0,6 et 3 MPa [94], [95], [96]. Selon la bibliographie, le taux de restitution d'énergie critique à l'interface de la glace dépend fortement des propriétés de l'interface telles que son matériau, sa rugosité, mais aussi des propriétés mécaniques de la glace [97]. Une valeur moyenne du taux de restitution d'énergie critique est estimée à 1 J/m² [98]. Enfin, le Tableau III-2, résume toutes les valeurs adoptées caractérisant la glace du solide du congélateur.

Tableau III-2 *Caractéristiques de la glace.*

Caractéristiques de la glace	
Densité (ρ)	900 kg/m ³
Module de Young (E)	9,3 GPa
Coefficient de Poisson (ν)	0,325
Résistance adhésive (τ_c)	[0,6 - 3] MPa
Résistance cohésive (σ_c)	[0,24 - 1,7] MPa
Taux de restitution d'énergie critique (G_c)	1,0 J/m ²

III.2 Mécanisme de dégivrage

Le mécanisme de dégivrage des systèmes de protection contre le givre électromécaniques repose sur l'initiation et la propagation de fractures cohésives et adhésives dans la glace. Selon la théorie de la mécanique de la rupture, et comme il a été expliqué précédemment, ces fractures se distinguent par leur origine : les fractures cohésives surviennent à l'intérieur de la glace, tandis que les fractures adhésives se produisent dans la zone d'adhérence entre la glace et le substrat (Figure III-12). La propagation des

fractures après leur initiation a été étudiée dans [70] où deux mécanismes de dégivrage ont été établis pour les systèmes de dégivrage à résonance structurelle.

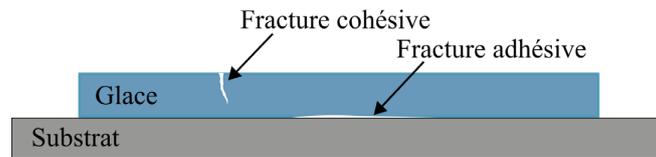


Figure III-12 *Illustration des fractures cohésives et adhésives.*

Le premier mécanisme commence par l'apparition de fractures cohésives sous l'effet de contraintes de traction. Ces fractures se propagent à travers la glace, entraînant éventuellement la formation de fractures adhésives à l'interface glace/substrat. En revanche, le deuxième mécanisme est déclenché par des contraintes de cisaillement à l'interface glace/substrat, entraînant directement la formation de fractures adhésives et puis la propagation de ces fractures.

III.3 Dégivrage piézoélectrique

La littérature explore différentes approches utilisant des actionneurs piézoélectriques dans le cadre de dégivrage. Ramanathan et al. [99] ont proposé l'utilisation d'ondes ultrasonores de cisaillement à très haute fréquence (1 MHz) avec des patches de PZT-5A et PZT-8 collés sur une plaque d'aluminium. Leurs résultats indiquent que les actionneurs ont pu dégivrer la plaque en faisant fondre la glace à l'interface. Ils en tirent une conclusion, que le mécanisme de dégivrage était probablement une combinaison de pertes diélectriques et de pertes mécaniques à l'intérieur de l'actionneur, ainsi que de la force de friction interfaciale résultant de la vibration des particules d'aluminium et de la résistance inertielle des particules de glace qui sont converties en énergie thermique. Palacios et al. [100] ont également constaté que les couches de glace accumulées fondaient sous l'effet des vibrations de cisaillement ultrasonores. Venna et al. [101], [102] ont utilisé des actionneurs piézoélectriques situés directement sous les zones givrées d'un bord d'attaque pour générer à la fois des contraintes de cisaillement locales et des forces d'impulsion normales pour le dégivrage. Les essais ont été réalisés à basse fréquence (< 1 kHz), cependant, un dégivrage limité sur des petites surfaces givrées est atteint. Contrairement à Ramanathan, ils ont utilisé les fréquences de résonance de la structure et non la fréquence de résonance de l'actionneur. Le dégivrage s'est produit après plus d'une minute de fonctionnement et non pas instantanément comme il avait été prévu. Struggl et al. [90] ont mené le même type d'analyse et d'expérience à basse fréquence (< 500 Hz). Un dégivrage avec une performance limitée s'est produit à 307 Hz. Palacios et al. [103], [104], [105] ont étudié les ondes ultrasonores et leur dispersion sur une plaque d'acier plane et courbée. Ils ont utilisé des patches piézoélectriques pour générer des contraintes de cisaillement à haute fréquence (autour de 30 kHz). À de telles fréquences, le délaminage de la glace s'est produit sous 15 secondes de fonctionnement sur des éprouvettes partiellement givrées.

Seppings [106] a utilisé un empilement de disques piézoélectriques maintenus en compression par un boulon traversant le centre de l'empilement et a montré que l'actionneur précontraint excité à 20 kHz était plus efficace que les patches piézoélectriques. Budinger et al. [107] ont développé un modèle analytique pour le dégivrage piézoélectrique utilisant des fréquences ultrasonores. Le modèle a montré que les modes de flexion génèrent plus de contraintes de cisaillement à l'interface glace/substrat que les

modos d'extension. Ils ont comparé différentes architectures de dégivrage basées sur des actionneurs piézoélectriques et sur l'utilisation de modes de résonance structurelle. Ils ont également montré que les actionneurs de type Langevin (actionneur précontraint), étaient plus adaptés que les patches en raison de leur résistance au stress mécanique et de leur consommation d'énergie moindre. Cependant, seuls des tests avec des transducteurs piézoélectriques de Langevin ont été réalisés et pour lesquels certains délaminages se sont produits. Budinger et al. dans [108] ont proposé une méthodologie numérique pour évaluer les architectures des systèmes de dégivrage piézoélectrique en ce qui concerne à la fois les contraintes mécaniques (en traction et en cisaillement) et la consommation énergétique. Dans Budinger et al. [109], les mécanismes de rupture ont été analysés. Des indicateurs de performance ont été proposés pour analyser les performances de ces systèmes en ce qui concerne la propagation des fractures.

La revue de la littérature a d'abord permis de confirmer l'importance d'étudier un système de dégivrage basé sur des actionneurs piézoélectriques en raison de son grand potentiel pour réduire la consommation d'énergie. Cependant, de nombreux détails et critères de conception demeurent encore à explorer. La revue a également fourni des informations sur les mécanismes de fracture de la glace qui peuvent conduire au dégivrage. Deux mécanismes principaux ont été identifiés dans les différents travaux étudiés. Le premier consiste en une fracture fragile et une propagation de fissures. Lorsque la contrainte atteint un seuil critique, l'initiation des fissures se produit au sommet de la couche de glace. Avec l'apport d'énergie supplémentaire au système, la propagation des fissures se poursuit à travers la couche de glace jusqu'au substrat, libérant de l'énergie tout au long du processus. Ce mécanisme pourrait être favorablement stimulé par les différents modes de flexion de la structure. Le deuxième mécanisme implique la délamination de la couche de glace du substrat, initiée par une rupture adhésive à l'interface glace/substrat, suivie de sa propagation.

Cela souligne l'importance de concevoir le système de dégivrage pour favoriser ces deux mécanismes de fracture. Pour réduire la consommation d'énergie, il est crucial de maximiser les contraintes à la fois au sommet de la couche de glace et à l'interface glace/substrat pendant l'excitation de la structure. Cependant, seules des informations partielles sont connues sur les différentes contraintes à optimiser et sur l'ordre de grandeur à atteindre pour le dégivrage. Ainsi, le positionnement et l'excitation de l'actionneur sont les premiers paramètres à étudier pour concevoir une configuration expérimentale efficace favorisant l'un ou les deux mécanismes simultanément. Les stratégies d'excitation doivent également être examinées pour garantir un déploiement optimal des modes. Enfin, il est essentiel d'estimer correctement les contraintes et leur amplitude pour obtenir des critères de conception essentiels pour un système de dégivrage piézoélectrique efficace.

L'objectif de ce chapitre est de proposer une nouvelle approche pour utiliser des actionneurs piézoélectriques afin de provoquer un délaminage instantané de la glace en exploitant la faible adhérence en cisaillement de la glace. Un modèle numérique d'un système de dégivrage piézoélectrique est proposé afin d'étudier des paramètres de conception essentiels tels que le positionnement et le séquencement des actionneurs. Le modèle numérique sera ensuite validé expérimentalement.

III.3.1 Analyse analytique et par éléments finis

Comme il a été expliqué précédemment, la propagation des fractures après leur initiation est due à l'un des deux mécanismes décrits dans [70]. Le premier mécanisme démarre lorsque la contrainte de

traction dépasse la résistance à la traction de la glace, ce qui entraîne une fracture cohésive au sommet de la couche de glace qui se propage à travers la glace jusqu'au substrat. Par conséquent, des fractures adhésives se produisent à ce stade, entraînant le délaminage de la glace (Figure III-13-a). Pour que les fractures adhésives se produisent, il est souvent nécessaire d'augmenter le niveau de tension d'alimentation. Les fractures cohésives seules sont insuffisantes pour avoir un dégivrage complet, car la glace peut rester collée à la surface. Ainsi, elles doivent être accompagnées de fracture adhésive pour permettre le décollement de la glace. Le deuxième mécanisme commence lorsque la contrainte de cisaillement dépasse la résistance au cisaillement adhésive de la glace au substrat, ce qui entraîne l'initiation d'une fracture adhésive suivie de sa propagation.

L'examen de ces deux mécanismes a été réalisé dans le contexte des modes de flexion et d'extension. Il a été observé que le premier mécanisme est déclenché par les modes de flexion [70], [110], tandis que le deuxième mécanisme a été constaté pour les modes d'extension à haute fréquence (32 kHz) [103], [104].

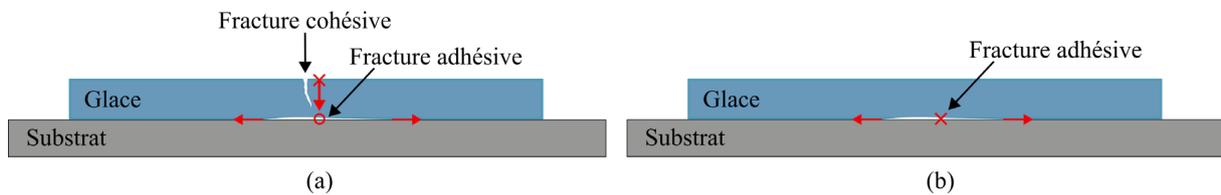


Figure III-13 Les deux mécanismes de fracture : (a) mécanisme cohésif, (b) mécanisme adhésif.

Nous nous focalisons dans ce cas d'étude sur le deuxième mécanisme de dégivrage utilisant des modes d'extension propres de la structure concernée afin de générer des contraintes de cisaillement adhésif à l'interface glace/substrat.

Modélisation

Afin de démontrer le concept de dégivrage piézoélectrique sur une structure d'aile ou de nacelle à travers le deuxième mécanisme de fracture, nous adoptons une approche initiale basée sur des hypothèses simplifiées pour faciliter la modélisation et les calculs. Nous menons dans un premier temps une étude numérique sur un modèle simplifié de plaque. Une plaque en alliage d'aluminium A5 1050 de 150 mm de longueur, 50 mm de largeur et de 1,5 mm d'épaisseur, avec une céramique piézoélectrique PZT dure ronde de 20 mm de diamètre et de 1 mm d'épaisseur (PIC181 [111]) collée en dessous au centre a été modélisée numériquement en 3D à l'aide du logiciel d'éléments finis COMSOL. La forme ronde de la céramique a été choisie, car elle subit moins de contraintes sur les bords que la forme rectangulaire (ou toute forme avec des angles) [112]. Pour bien modéliser l'éprouvette, il fallait tout d'abord bien paramétrer la céramique piézoélectrique seule afin d'assurer une bonne précision du calcul.

Les équations constitutives de la piézoélectricité s'écrivent sous forme tensorielle comme présenté dans les équations (III-7) [113].

$$\begin{aligned} S_{ij} &= s_{ijkl}^E \cdot T_{kl} + d_{kij} \cdot E_k \\ D_i &= d_{ikl} \cdot T_{kl} + \varepsilon_{ij}^T \cdot E_j \end{aligned} \quad (\text{III-7})$$

Où i et j représentent les directions dans l'espace, et k et l décrivent les différentes composantes des tenseurs.

Ces équations peuvent être écrites sous forme matricielle :

- Sous forme contrainte (forme-e) :

$$\begin{aligned} T &= [c^E] \cdot S - [e]^t \cdot E \\ D &= [e] \cdot S + [\varepsilon^S] \cdot E \end{aligned} \quad (\text{III-8})$$

- Sous forme déformation :

$$\begin{aligned} S &= s^E \cdot T + d^t \cdot E \\ D &= d \cdot T + \varepsilon^T \cdot E \end{aligned} \quad (\text{III-9})$$

T et S sont les tenseurs condensés des contraintes et des déformations. $[c^E]$, $[e]$ et $[\varepsilon^S]$ désignent respectivement les tenseurs condensés des rigidités élastiques à champ électrique constant, des constantes piézoélectriques et des permittivités diélectriques à déformation constante.

Pour les céramiques piézoélectriques, les matrices pour la permittivité et la rigidité sont carrées et symétrique et correspondent à [114] :

$$[\varepsilon^T] = \begin{bmatrix} \varepsilon_{11}^T & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{11}^T & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33}^T \end{bmatrix} \quad (\text{III-10})$$

$$[s^E] = \begin{bmatrix} s_{11}^E & s_{12}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ s_{12}^E & s_{11}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ s_{13}^E & s_{13}^E & s_{33}^E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_{66}^E \end{bmatrix} \quad (\text{III-11})$$

La matrice des constantes piézoélectriques :

$$d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-12})$$

Une fois que les paramètres piézoélectriques du PIC181 donnés par le constructeur sont rentrés dans COMSOL, ils sont ajustés jusqu'à atteindre une bonne corrélation avec la mesure comme illustré sur la Figure III-14.

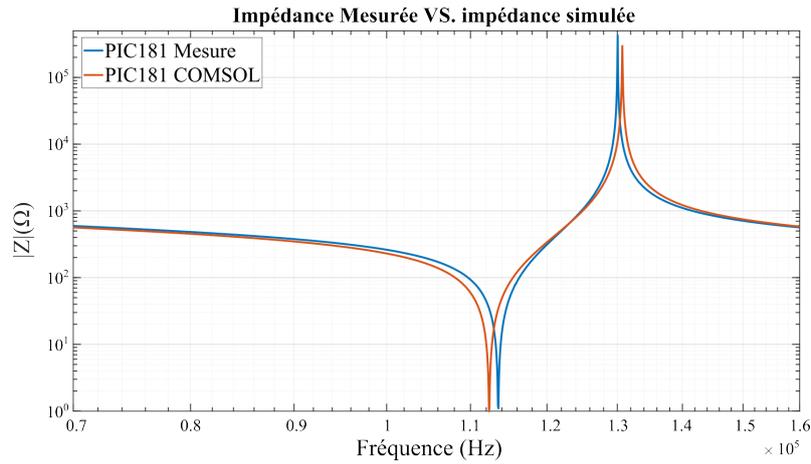


Figure III-14 Impédance mesurée et simulée d'une céramique piézoélectrique de type PIC181.

Ensuite, la plaque d'aluminium maintenue en condition libre avec la céramique collée en dessous a été modélisée également comme illustré sur la Figure III-15. Les propriétés mécaniques de l'aluminium utilisé sont indiquées dans le Tableau III-3.

Tableau III-3 Propriété de l'aluminium A5 1050.

Propriétés de l'aluminium A5 1050	
Densité (ρ)	2700 kg/m ³
Module de Young (E)	70 GPa
Coefficient de Poisson (ν)	0,35
Résistance cohésive (σ_{cAl})	[70 – 500] MPa

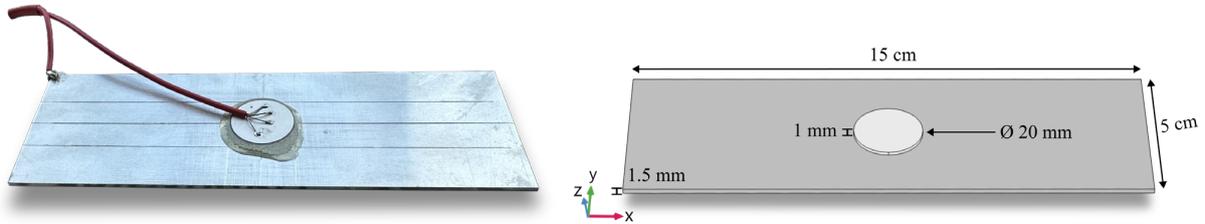


Figure III-15 Illustration de l'éprouvette et de sa modélisation 3D sous COMSOL.

Afin de garantir une bonne planéité de la céramique sur la plaque, un bon couplage mécanique et également une bonne continuité électrique entre l'électrode en contact avec la plaque, une procédure de collage assez méticuleuse a été adoptée. La colle choisie est une résine époxy isolante, choisie pour sa résistance élevée au cisaillement (entre 17 MPa et 19 MPa) par rapport aux colles conductrices. La Figure III-16 présente une vue en coupe de l'assemblage aluminium, colle et céramique, montrant l'absence de colle sous une bonne partie de la céramique. Cela a été assuré par un bon appui mécanique lors du collage. La continuité électrique a été vérifiée à travers plusieurs mesures expérimentales.

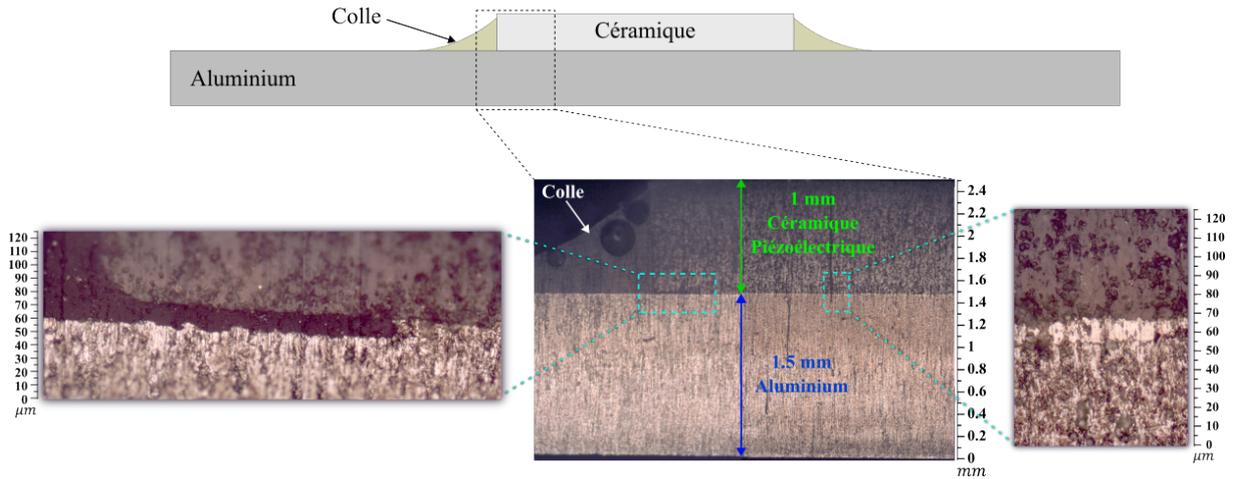


Figure III-16 *Vue en coupe de l'éprouvette (Céramique + colle + aluminium).*

Après avoir effectué les étapes préalables de paramétrage de la céramique piézoélectrique et de son collage sur la plaque d'aluminium tout en assurant une bonne continuité électrique avec son électrode, une mesure d'impédance de l'éprouvette à vide et à température ambiante à l'aide d'un analyseur d'impédance a été faite afin d'évaluer les modes propres de résonance. Comme illustré sur la Figure III-17, une bonne corrélation entre la mesure et la simulation est obtenue, où toutes les résonances identifiées lors de la mesure expérimentale ont été reproduites dans la simulation numérique avec cependant quelques décalages fréquentiels. Cette concordance confirme la validité suffisante du modèle établi et renforce ainsi la fiabilité des résultats obtenus.

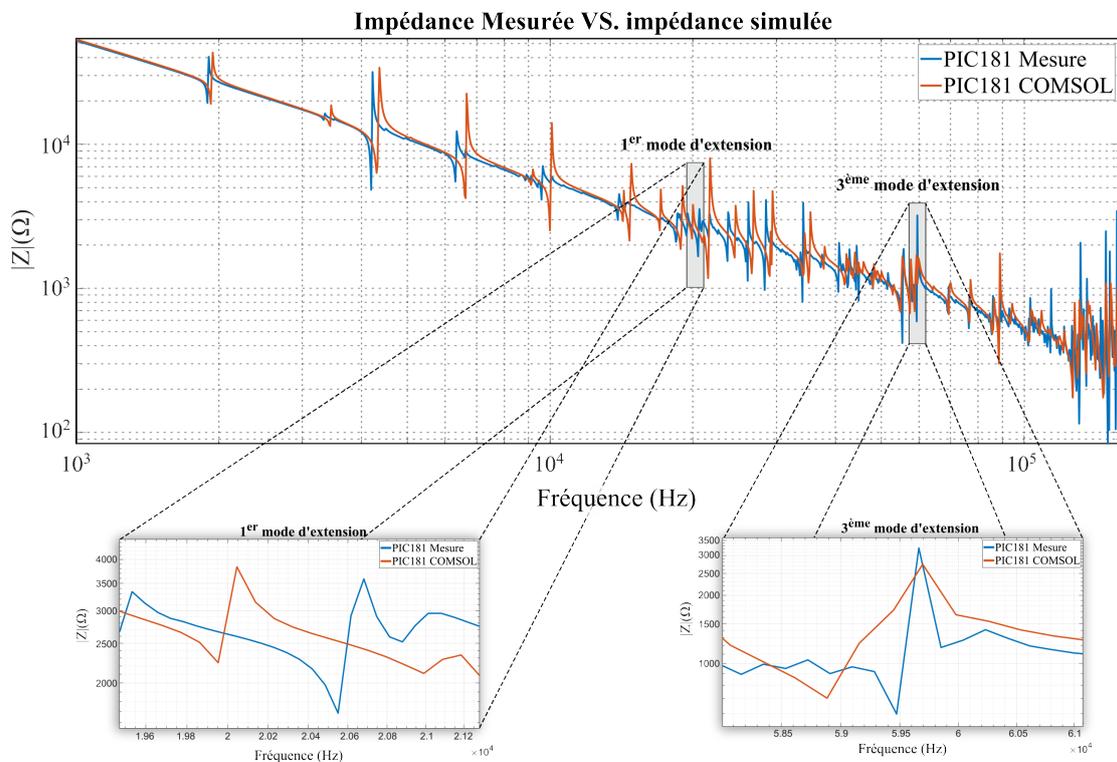


Figure III-17 *Comparaison entre la mesure de l'impédance de l'éprouvette et la simulation COMSOL.*

Puisque nous nous intéressons au deuxième mécanisme de fracture, celui-ci est le seul étudié et testé. En raison de la géométrie de la plaque, les modes d'extension dominants sont ceux selon la longueur de la plaque (selon l'axe x) et se situent à des fréquences plus basses que les modes d'extension selon la largeur (selon l'axe y). Pour simplifier le problème, les déplacements le long des axes y et z seront négligés. Cela nous conduit à résoudre un problème unidimensionnel.

L'équation des ondes se formule :

$$\Delta \vec{E} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{u}}{\partial t^2} \quad (\text{III-13})$$

$$\frac{\partial^2 \vec{u}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{u}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \vec{u}}{\partial z^2} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{u}}{\partial t^2} \quad (\text{III-14})$$

Avec Δ l'opérateur Laplacien, \vec{E} l'onde mécanique vectorielle et c la vitesse de propagation de l'onde mécanique dans le milieu considéré (aluminium). Étant donné que l'on cherche les modes d'extension selon la longueur de la plaque, l'équation (III-12) peut se simplifier :

$$\frac{\partial^2 \vec{u}}{\partial x^2} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{u}}{\partial t^2} \quad (\text{III-15})$$

L'expression d'une onde stationnaire s'écrit comme le produit d'un terme spatial et d'un terme temporel :

$$u(x, t) = f(x).g(t) \quad \text{avec} \quad \begin{cases} f(x) = \cos(kx + \Psi) \\ g(t) = \sin(\omega t + \varphi) \end{cases} \quad (\text{III-16})$$

Une onde stationnaire présente des nœuds (point où l'amplitude de l'onde est toujours nulle) et des ventres (points où la valeur absolue de l'amplitude de l'onde est maximale).

Afin de modéliser le comportement de la plaque en aluminium soumise à des contraintes, nous utilisons la loi de Hooke. Cette loi est valable pour l'étirement ou la compression d'une pièce.

$$\sigma = E. \varepsilon = E \frac{\partial u}{\partial x} \quad (\text{III-17})$$

Avec σ la contrainte en MPa, E le module de Young en MPa et ε la déformation. Vu que la plaque présente des conditions de bord libres :

$$\begin{aligned} \sigma(0, t) &= 0 \\ \sigma(L, t) &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III-18})$$

De (III-16), (III-17) et (III-18) :

$$\sin(\Psi) = \sin(kL + \Psi) = 0 \quad (\text{III-19})$$

Avec $k_n = \frac{\omega_n}{c} = \frac{2\pi}{\lambda_n}$ le nombre d'onde.

Ceci donne :

$$\begin{aligned} \Psi &= 0 \\ k_n L &= n\pi \end{aligned} \quad (\text{III-20})$$

Une onde stationnaire existe si et seulement si :

$$\lambda_n = \frac{2L}{n} \quad \text{avec } n \in \mathbb{R}^* \quad (\text{III-21})$$

Seules les ondes stationnaires dont la longueur d'onde vérifie la relation précédente existent. On parle de modes d'extension de la plaque. On peut réécrire les caractéristiques de l'onde ainsi :

$$f_n = \frac{n \cdot c}{2L} \quad (\text{III-22})$$

La solution générale stationnaire s'écrit :

$$\begin{aligned} u(x, t) &= \sum_{n=1}^{+\infty} A_n \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{L} x\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{L} c \cdot t + \varphi_n\right) \\ \sigma(x, t) &= \sum_{n=1}^{+\infty} B_n \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{L} x\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{L} c \cdot t + \varphi_n\right) \end{aligned} \quad (\text{III-23})$$

III.1.1.4 Cas n°1 : Céramique seule au centre de la plaque

Le cas concerne l'identification des modes d'extension pour une seule céramique placée au milieu de la plaque.

$$\begin{cases} \sigma(x_p, t) = \sigma_p \cdot g(t) \\ \forall n, \quad \varphi_n = 0 \end{cases} \quad (\text{III-24})$$

Avec x_p la position de la céramique, σ_p l'amplitude de la contrainte et :

$$g(t) = \sin\left(\frac{N\pi}{L} c \cdot t\right) \quad (\text{III-25})$$

De (III-23) et (III-24) :

$$\sigma_p \cdot \sin\left(\frac{N\pi}{L} c \cdot t\right) = \sum_{n=1}^{+\infty} B_n \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{L} x_p\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{L} c \cdot t\right) \quad (\text{III-26})$$

Cela donne :

$$\begin{cases} n = N, & \sigma_p = B_n \cdot \sin\left(\frac{N\pi}{L} x_p\right) \\ \forall n \neq N, & 0 = B_n \cdot \sin\left(\frac{N\pi}{L} x_p\right) \end{cases} \quad (\text{III-27})$$

Finalement :

$$\sigma_p = \begin{cases} -1^{\frac{N-1}{2}} \cdot B_n & \text{si } N \text{ impair} \\ 0 & \text{si } N \text{ pair} \end{cases} \quad (\text{III-28})$$

Pour ce cas d'étude, seul le mode d'extension fondamental et ses harmoniques impaires apparaîtront dans la plaque comme le démontre l'équation (III-28). Dans les simulations, afin de filtrer tous les autres modes de résonance à l'exception des modes d'extension, des déplacements nuls sont imposés le long des axes y et z.

Selon les calculs, le premier mode d'extension (le mode fondamental) est trouvé autour de 20 kHz, ce que vérifie l'équation (III-22) pour $c = 6300$ m/s pour l'aluminium (Figure III-17 et Figure III-18-a). Cependant, lorsque le déplacement est libre sur les trois axes, le mode d'extension est couplé avec des modes de flexion et d'autres modes parasites ce qui le rend difficile à détecter autour de 20 kHz (Figure III-18-b). En revanche, en entraînant l'actionneur piézoélectrique au troisième mode d'extension, repéré autour de 60 kHz (Figure III-17 et Figure III-19-a), le mode d'extension reste dominant même lorsque le déplacement est libre sur les trois axes (Figure III-19-b). De plus, le niveau de contrainte obtenu est beaucoup plus élevé que pour le premier mode. En effet, plus la contrainte d'extension est grande et plus la déformation en cisaillement le sera favorisant la rupture d'adhérence de la glace.

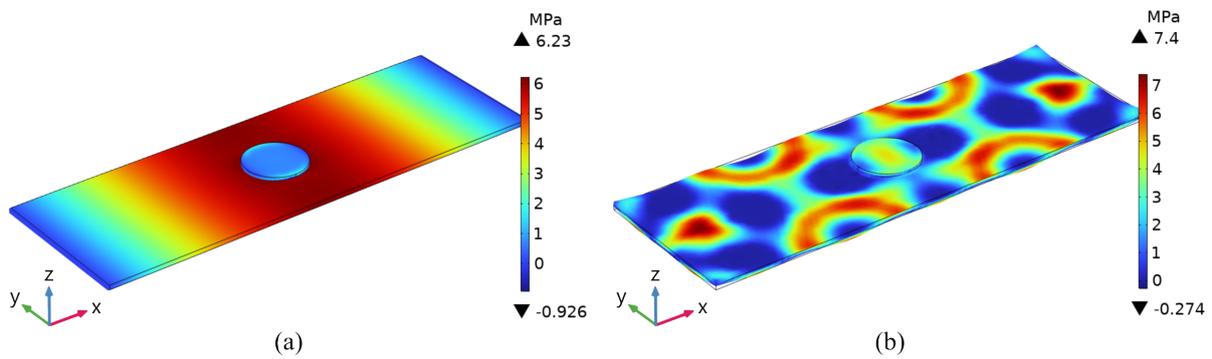


Figure III-18 Première contrainte principale au premier mode d'extension : (a) déplacement imposé sur y et z, (b) déplacement libre.

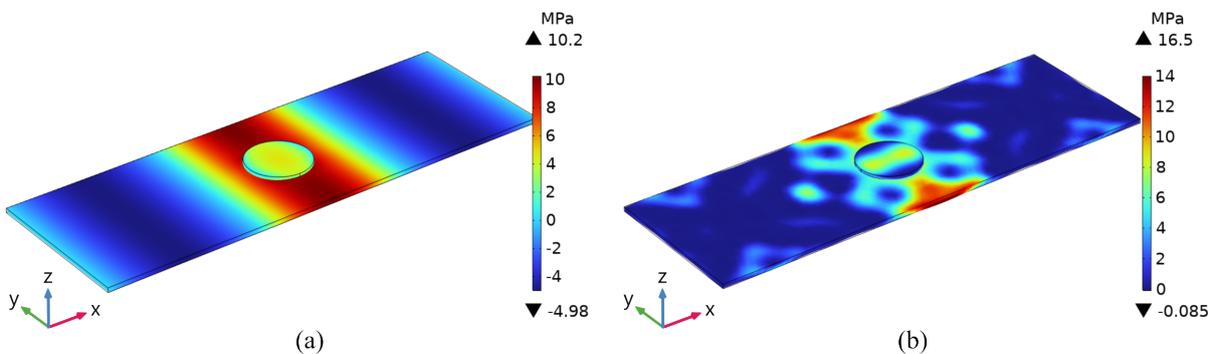


Figure III-19 Première contrainte principale au troisième mode d'extension : (a) déplacement imposé sur y et z, (b) déplacement libre.

III.1.1.5 Cas n° 2 : Trois céramiques placées sur les ventres

Pour amplifier le 3e mode d'extension, deux autres céramiques ont été collées sur la plaque aux ventres des ondes d'extension (ondes de contraintes), comme illustré dans la Figure III-20 :

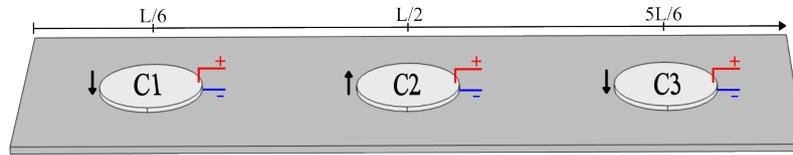


Figure III-20 Illustration du positionnement des trois actionneurs piézoélectriques ainsi que leur direction de polarisation.

Les trois céramiques sont placées comme suit :

$$x_1 = \frac{L}{6}, x_2 = \frac{L}{2}, \text{ et } x_3 = \frac{5L}{6} \quad (\text{III-29})$$

De (III-23) et (III-24) :

$$\begin{cases} \sigma(x_1, t) = \sigma_1 \cdot g(t) \rightarrow \sigma_1 = B_1 \cdot \sin\left(n \frac{\pi}{6}\right) \\ \sigma(x_2, t) = \sigma_2 \cdot g(t) \rightarrow \sigma_2 = B_2 \cdot \sin\left(n \frac{\pi}{2}\right) \\ \sigma(x_3, t) = \sigma_3 \cdot g(t) \rightarrow \sigma_3 = B_3 \cdot \sin\left(n \frac{5\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (\text{III-30})$$

Étant donné que les céramiques sont du même type : $B_1 = B_2 = B_3 = B$.

Ceci donne une règle de conception résumée dans le tableau ci-dessous :

Tableau III-4 Distribution des contraintes en fonction du positionnement des actionneurs et de leur polarisation.

n	σ_1	σ_2	σ_3	Polarisation
1	$B/2$	B	$B/2$	↑ ↑ ↑
2	$B \cdot \sqrt{3}/2$	0	$-B \cdot \sqrt{3}/2$	↑ × ↑
3	B	$-B$	B	↑ ↓ ↑
4	$B \cdot \sqrt{3}/2$	0	$-B \cdot \sqrt{3}/2$	↑ × ↓
5	$B/2$	B	$B/2$	↑ ↑ ↑
6	0	0	0	× × ×

La polarisation fait référence à la direction de polarisation électrique des actionneurs. La tension appliquée sur les trois actionneurs sera comme indiqué dans le troisième cas (mode 3) du Tableau III-4, et comme illustré dans la Figure III-20. Les résultats de calcul montrent, comme prévu, un niveau de contrainte nul pour le premier mode (Figure III-21) puisque les actionneurs C1 et C3 sont mis en opposition avec l'actionneur C1. En revanche, pour le troisième mode, le niveau de contrainte obtenu est environ trois fois plus élevé par rapport à celui lorsqu'un seul actionneur est utilisé (Figure III-22 et

Figure III-23). La mesure d'impédance illustrée dans la Figure III-24 met en évidence une accentuation plus marquée de la résonance du troisième mode d'extension.

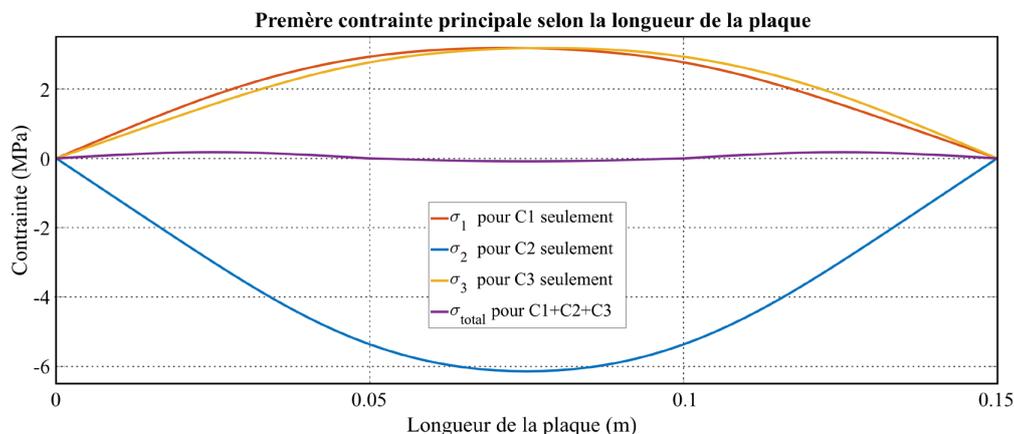


Figure III-21 Première contrainte principale tracée le long d'une ligne parcourant la longueur de la plaque pour le premier mode d'extension.

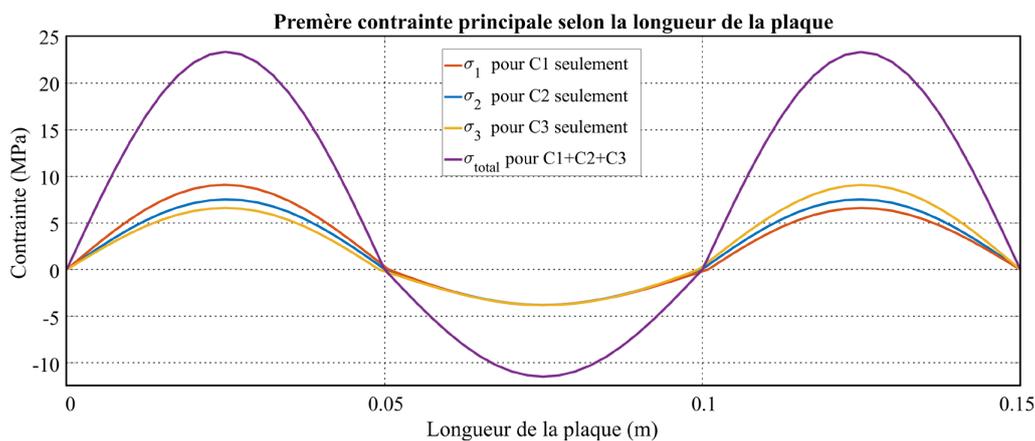


Figure III-22 Première contrainte principale tracée le long d'une ligne parcourant la longueur de la plaque pour le troisième mode d'extension.

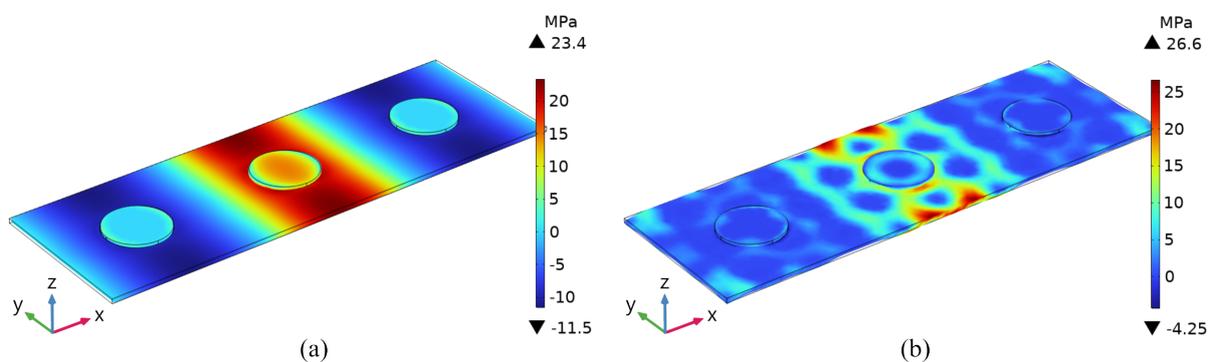


Figure III-23 Première contrainte principale au troisième mode d'extension avec trois actionneurs : (a) déplacement imposé sur y et z, (b) déplacement libre.

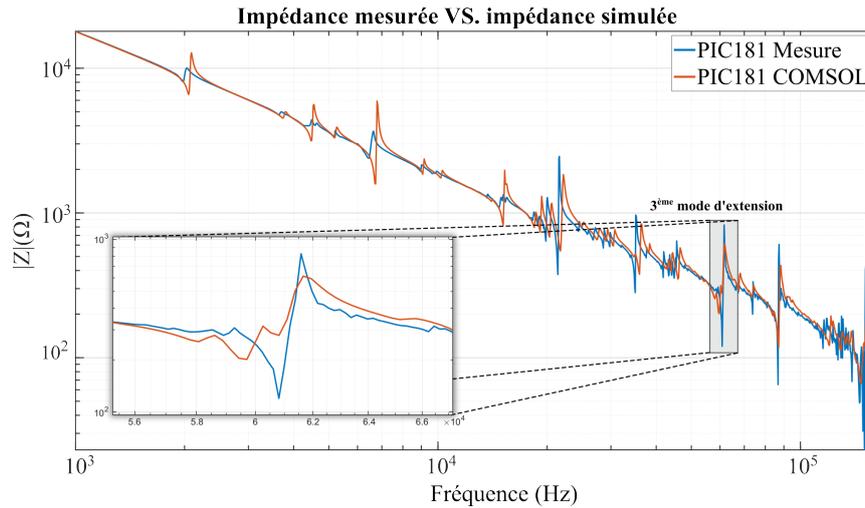


Figure III-24 Impédance mesurée et simulée de l'éprouvette avec trois actionneurs.

III.3.2 Validation expérimentale

Après avoir validé les approches analytique et numérique pour le positionnement des actionneurs piézoélectriques, la validation expérimentale devient essentielle pour démontrer l'efficacité de cette méthodologie. La configuration expérimentale comprend une plaque en alliage d'aluminium A5 1050 de dimensions $150 \text{ mm} \times 50 \text{ mm} \times 1,5 \text{ mm}$ avec des céramiques piézoélectriques PZT (PIC181) de forme ronde ($\varnothing 20 \text{ mm}$, 1 mm) collées en dessous. Une couche de glace solide d'environ 2 mm d'épaisseur a été accumulée sur la plaque d'aluminium à une température de -18 °C . Un amplificateur linéaire de classe AB, associé à un générateur de fonction, a été utilisé pour délivrer le niveau de tension (200 V) et la fréquence appropriée aux actionneurs (un balayage fréquentiel de $\pm 3 \text{ kHz}$ autour de la fréquence de résonance est assuré). La tension maximale de cet amplificateur est limitée à 150 V pour les fréquences visées. La mise en place d'un transformateur élévateur était nécessaire.

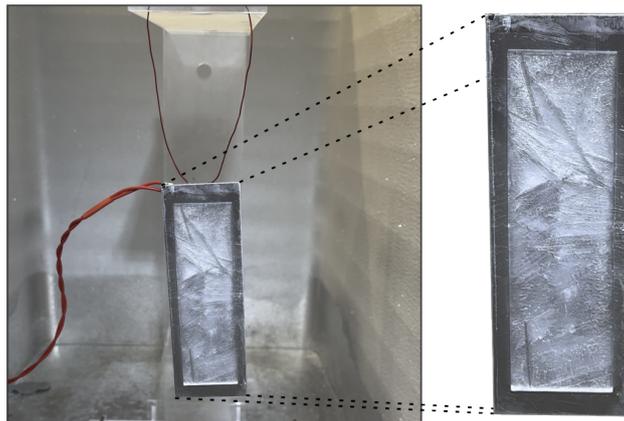


Figure III-25 Configuration expérimentale de la plaque en aluminium avec une couche de glace de 2 mm .

III.1.1.6 Cas n° 1 : céramique seule au centre de la plaque

Ce cas correspond à la configuration avec un seul actionneur collé sur la plaque. L'actionneur a été piloté aux alentours de 20 kHz correspondant au premier mode d'extension, avec une tension sinusoïdale

d'une amplitude de 200 V. Dans ce premier mode, où il est couplé avec d'autres modes comme le montrent les résultats de simulation (Figure III-18-b), le niveau de contrainte n'est pas suffisant pour provoquer des fissures ou le décollement de la couche de glace. Expérimentalement, comme le montre la Figure III-25, aucun événement significatif ne s'est produit.

En revanche, pour le troisième mode d'extension à environ 60 kHz (Figure III-19-b), le niveau de contrainte, principalement de contrainte de cisaillement, est plus élevé, entraînant quelques fractures cohésives, mais majoritairement des fractures adhésives, comme illustrées à la Figure III-26. Le processus débute par l'apparition de deux fractures cohésives (fracture dans le volume) probablement dues à des modes parasites, suivies d'une fracture adhésive. Ensuite, cette fracture adhésive se propage comme indiqué par les flèches rouges dans la Figure III-26. Cependant, la contrainte de traction induisant les contraintes de cisaillement à l'interface n'est pas suffisante pour provoquer un détachement complet de la couche de glace.

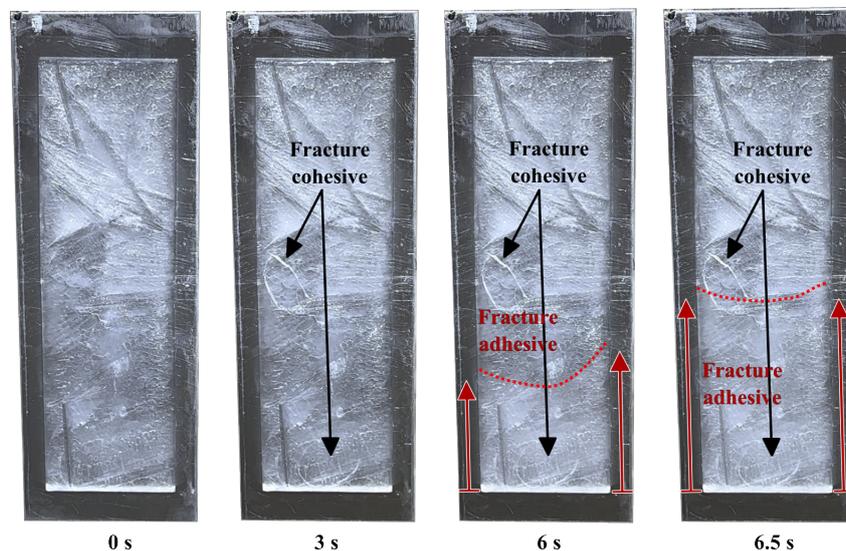


Figure III-26 *Fracture cohésive et propagation de la fracture adhésive au troisième mode d'extension avec un seul actionneur – Essai N°1.*

III.1.1.7 Cas n° 2 : Trois céramiques placées sur les ventres

Ce cas correspond à la configuration avec trois actionneurs collés sur la plaque comme dans (III-29). Étant donné que l'accrétion de glace n'est pas uniforme et homogène dans une application réelle (comme l'accrétion de glace sur les avions), ses résistances d'adhésion et de cohésion peuvent varier par rapport aux valeurs données précédemment dans la littérature (Tableau III-2). Par conséquent, les niveaux de contrainte générés par l'actionneur doivent être suffisamment élevés pour garantir un dégivrage complet, indépendamment des conditions de formation de la glace. Pour y parvenir, deux autres actionneurs ont été collés à la plaque au niveau des crêtes/creux des ondes d'extension, avec une polarisation opposée à celle du milieu comme illustré à la Figure III-20, afin d'amplifier le troisième mode d'extension. En conséquence, lors des tests expérimentaux du 3e mode, nous avons observé plusieurs fractures cohésives initiales, suivies de fractures adhésives, puis d'un décollement complet de la glace. Ces trois étapes se déroulent instantanément à 200 V, sur une durée d'environ 5 secondes comme illustré dans

Figure III-28. Les multiples fractures cohésives sont causées par les contraintes de traction dans la plaque qui ont également été induites dans la glace, dépassant ainsi la résistance cohésive de la glace.



Figure III-27 Photographie de la plaque avec les trois actionneurs collés d'en dessous.

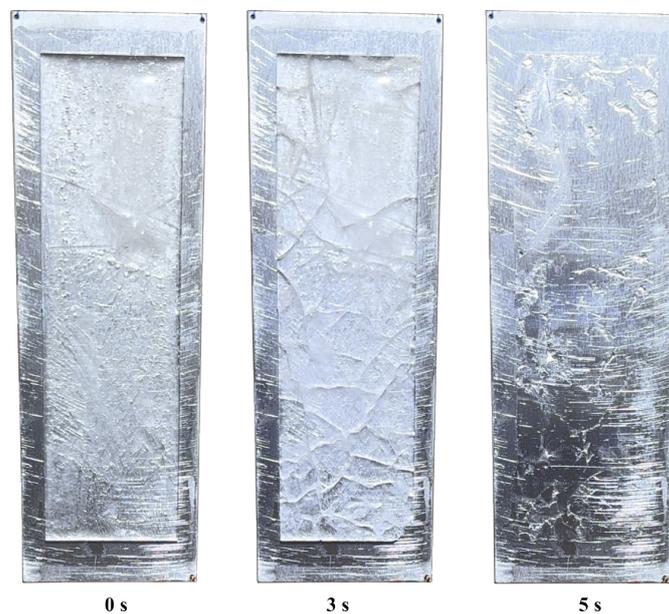


Figure III-28 Dégivrage complet de la couche de glace sur le troisième mode d'extension avec trois actionneurs, dégivrage complet à $t = 5 \text{ s}$ – [Essai N° 2](#).

III.3.3 Extrapolation du modèle

Suite à la validation réussie du modèle canonique sur la petite plaque en aluminium, nous avons étendu notre méthodologie à une échelle plus large. Pour ce faire, une grande plaque en aluminium mesurant $350 \text{ mm} \times 250 \text{ mm} \times 1,5 \text{ mm}$ a été utilisée, équipée de 20 actionneurs de même dimension que ceux utilisés précédemment.

III.3.3.1 Conditions aux limites libres

Céramique piézoélectrique « dure » :

La stratégie de pilotage et de placement des actionneurs a été reproduite de manière cohérente avec la méthode utilisée pour la petite plaque en utilisant le même type d'actionneur (PIC181). De plus, nous avons veillé à reproduire les mêmes conditions de formation de glace afin d'obtenir une couche de glace de 2 mm, similaire à celle observée dans les précédentes expérimentations.

Comme illustré dans la Figure III-29, les actionneurs ont été positionnés de manière à amplifier le 7^e mode d'extension à une fréquence de 55 kHz (Figure III-31). Ce mode a été sélectionné en raison de son potentiel à générer un niveau de contraintes suffisant, permettant ainsi un déplacement suffisant pour fissurer et décoller la couche de glace de la surface de la plaque.

Lors des essais expérimentaux, nous avons constaté un déroulement similaire à celui observé lors des expériences précédentes. Dans un premier temps, plusieurs fractures cohésives ont été observées, suivies de fractures adhésives, et enfin du décollement complet de la glace de la plaque. Ces trois étapes se sont déroulées à une tension de 200 V, sur une période d'environ 5 secondes, comme illustré dans la Figure III-30. Un dégivrage complet est obtenu avec une densité de puissance surfacique de 74 mW/cm² et un ratio de surface d'actionneurs de 0,07 actionneur par cm².

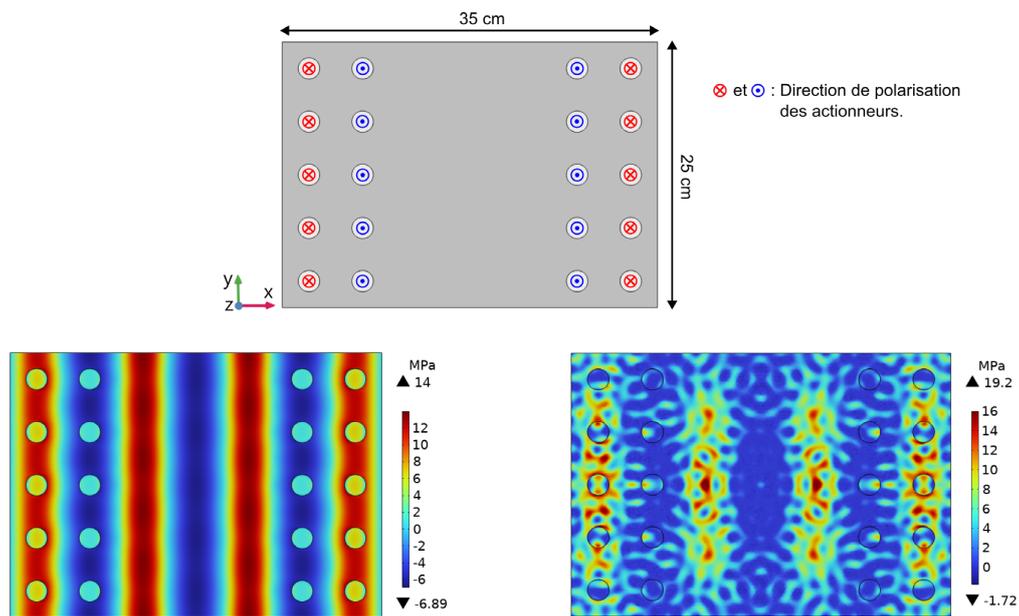


Figure III-29 Résultats de simulation du 7^e mode d'extension.



Figure III-30 Résultats de dégivrage au 7^e mode d'extension – [Essai N° 3](#).

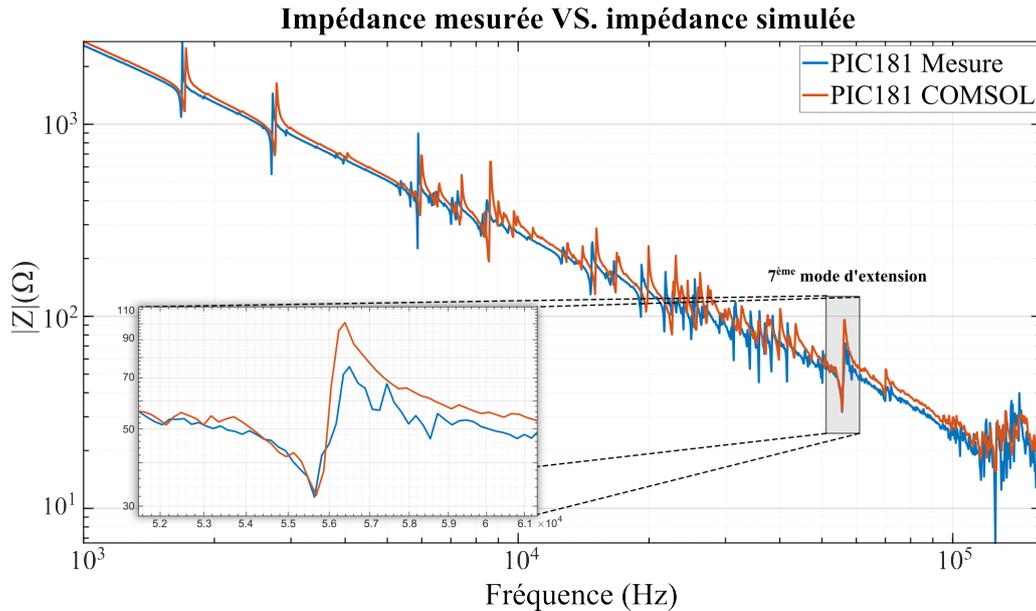


Figure III-31 Impédance mesurée et simulée de la grande éprouvette.

Céramique piézoélectrique « douce » :

Après la validation du modèle étendu de la large plaque d'aluminium avec les patches « durs » de types PIC181, une éprouvette similaire, mais cette fois-ci avec des patches « doux » de type PIC255 [111] et de même dimension que ceux précédents, a été assemblée. Le but étant de comparer la performance de ces deux types d'actionneurs piézoélectriques, les mêmes conditions de pilotage et de givrage ont été appliquées. Malgré l'utilisation d'autre type d'actionneur, le recours d'une plaque d'aluminium de dimensions identiques conduit toujours à un 7^e mode d'extension se situant aux alentours de 55 kHz (Figure III-34). Pour une tension d'alimentation de 200 V au 7^e mode, un dégivrage complet est atteint au bout d'environ 5 secondes de fonctionnement, comme illustré dans la Figure III-33. La puissance relevée est de 142 W, ce qui correspond à une densité de puissance surfacique de 162 mW/cm² pour le même ratio de surface que précédemment.

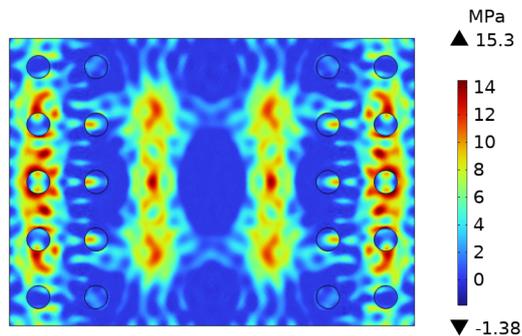


Figure III-32 Niveau de contrainte simulé au 7^e mode d'extension.

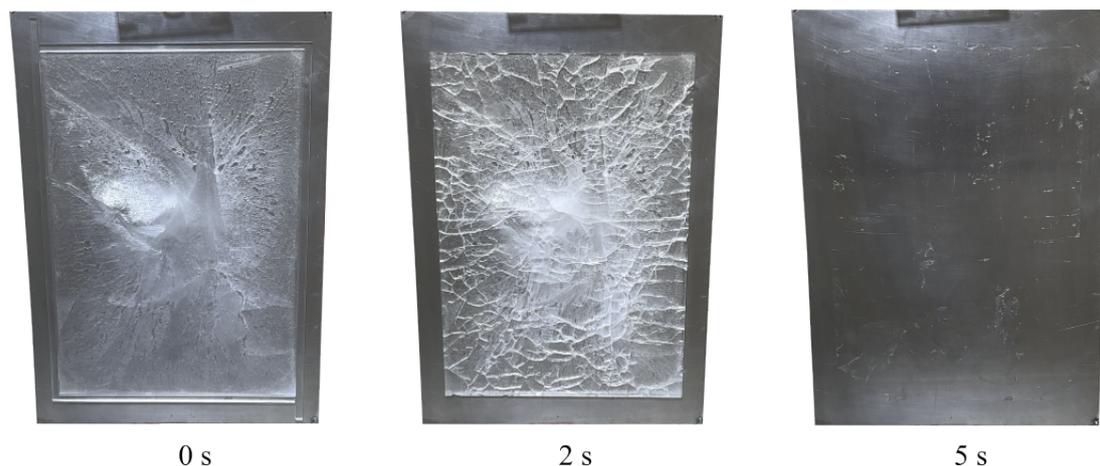


Figure III-33 Résultat de dégivrage avec des actionneurs « doux » de type PIC255 – [Essai N° 4](#).

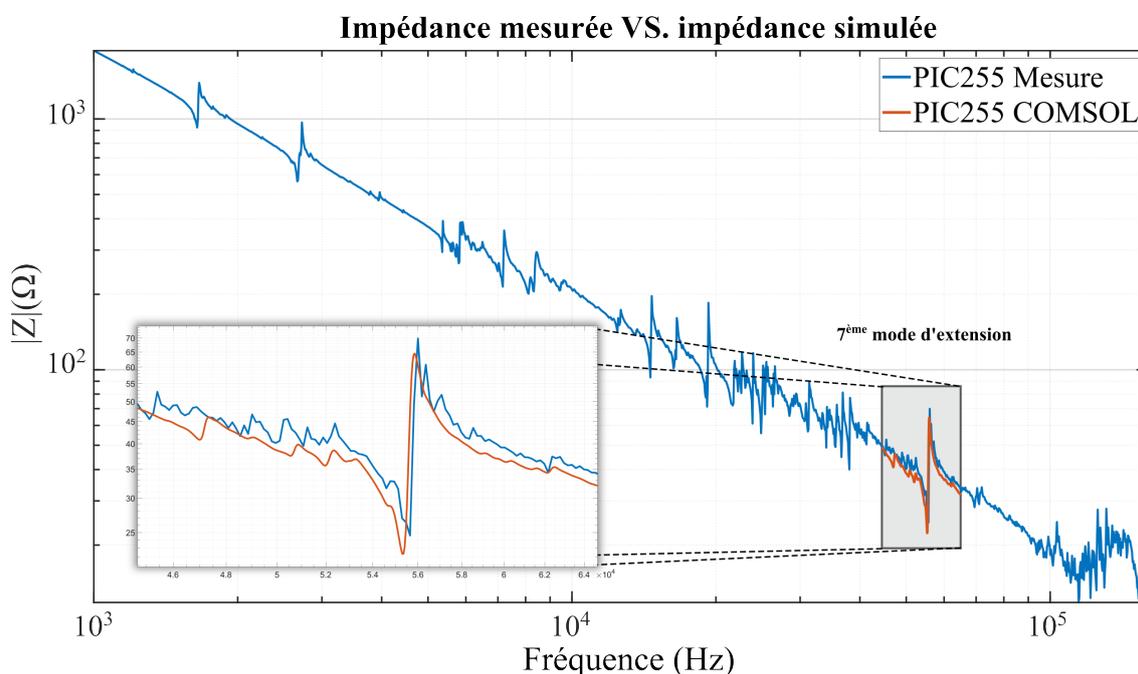


Figure III-34 Impédance mesurée et simulée de l'éprouvette avec les actionneurs « doux » de type PIC255.

III.3.3.2 Limites encastrées avec céramiques « douces »

Pour la configuration avec des conditions limites fixes, plus représentative de la configuration réelle d'une partie d'une nacelle ou d'une aile, une plaque en aluminium de même dimension que dans le cas des conditions limites libres a été utilisée, avec le même nombre d'actionneurs. Cependant, étant donné que les deux extrémités de la plaque le long de sa largeur sont fixes, correspondant aux nœuds de déplacement de l'onde d'extension, les actionneurs doivent être décalés d'un quart de longueur d'onde (2,5 cm) de chaque côté, comme illustré à la Figure III-35. Le 7e mode d'extension reste autour de 55 kHz, comme indiqué sur la Figure III-37. Un essai de dégivrage sous les mêmes conditions que précédemment a été effectué. Un dégivrage complet pour une densité de puissance de 150 mW/cm² est obtenu, comme illustré sur Figure III-36. Cet essai a été assuré avec des patches de type PIC255.

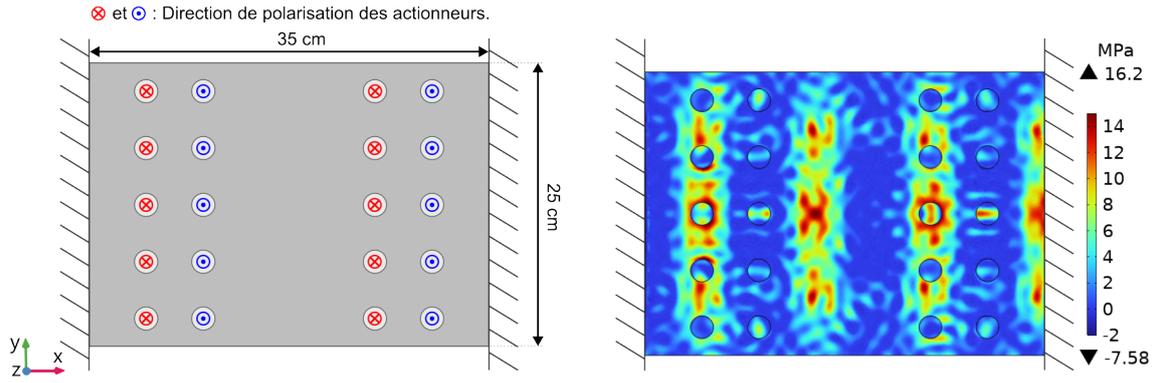


Figure III-35 Niveau de contrainte simulé au 7^e mode avec l'encastrement des extrémités.



Figure III-36 Résultat de dégivrage avec l'éprouvette encastrée – [Essai N° 5](#).

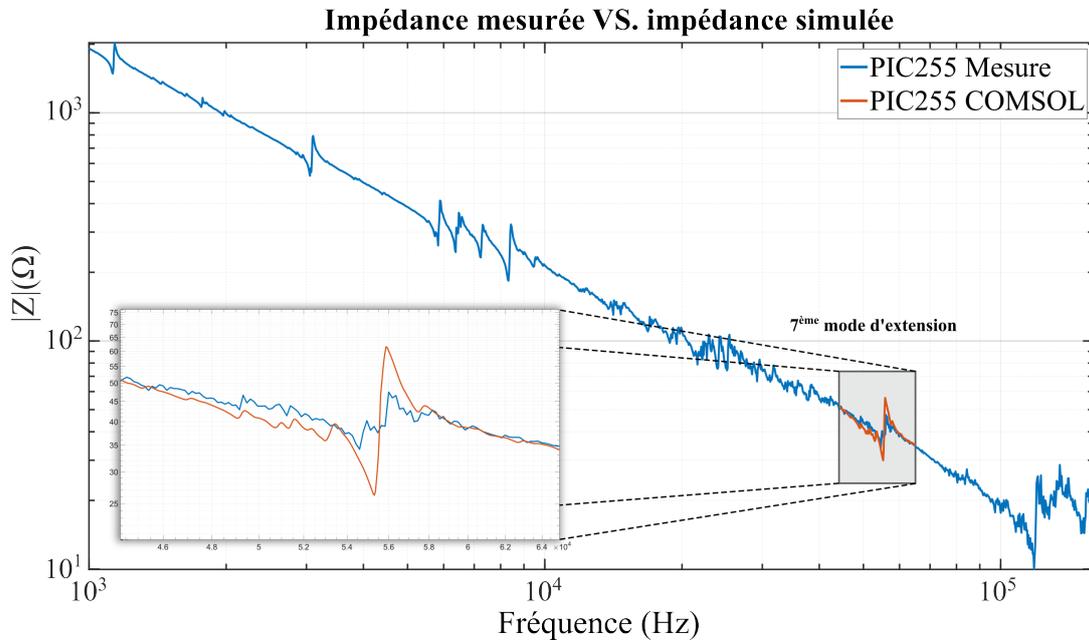


Figure III-37 Impédance mesurée et simulée de l'éprouvette encastrée.

III.3.4 Discussion

La méthodologie proposée ici pour le positionnement et le pilotage des actionneurs piézoélectriques a démontré son efficacité. Les résultats expérimentaux obtenus sur une plaque de dimensions plus larges ont confirmé l'efficacité du système de dégivrage. Un dégivrage complet a été atteint avec une densité de puissance d'entrée de 74 mW/cm² et un ratio de surface d'actionneurs de 0,07 actionneur par cm² avec les céramiques dures, et de 162 mW/cm² avec les céramiques douces pour le même ratio de surface. Cette différence de consommation est due au facteur de pertes diélectrique relativement élevé des actionneurs doux (voir Tableau III-5). Cette méthodologie a été vérifiée aussi bien pour des conditions aux limites libres que pour le cas encastré.

L'analyse réalisée dans ce chapitre nous a permis de conclure que l'utilisation d'un patch piézoélectrique par demi-longueur d'onde de 5 cm est nécessaire pour atteindre le niveau de contrainte nécessaire au dégivrage. Cette observation souligne l'importance de l'optimisation de la taille des actionneurs en fonction de la longueur d'onde et de la surface à dégivrer.

Tableau III-5 *Comparaison entre les céramiques dures et douces.*

	Facteur de qualité mécanique (Q_m)	Facteur de perte diélectrique $\tan(\delta)$	Densité de puissance surfacique
Céramique dure (PIC181)	2000	0.003	74 mW/cm ²
Céramique douce (PIC255)	80	0.02	162 mW/cm ²

III.2 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle méthodologie pour le positionnement et le pilotage des actionneurs piézoélectriques dans le contexte du dégivrage aéronautique a été présentée. Pour cela, le chapitre a été débuté par une étude approfondie des propriétés mécaniques de la glace, mettant en évidence la dispersion des valeurs observées dans la littérature et leur importance pour la conception de systèmes de dégivrage efficaces, ainsi que les mécanismes de dégivrage en fonction des modes de résonance.

La majeure partie de ce chapitre a été consacrée à la présentation de notre nouvelle méthodologie pour le positionnement et le pilotage des actionneurs piézoélectriques. Cette approche repose sur l'excitation des modes d'extension pour générer les contraintes de cisaillement nécessaires au décollage de la glace. À cette fin, une analyse analytique et par éléments finis a été menée, permettant de développer et de valider la méthodologie proposée. Les résultats expérimentaux obtenus ont confirmé l'efficacité du système de dégivrage, atteignant un dégivrage complet avec une densité de puissance de 74 mW/cm² et un ratio de surface d'actionneurs de 0,07 actionneur par cm². Une conclusion importante tirée de cette analyse est la nécessité d'utiliser un patch piézoélectrique par demi-longueur d'onde de 5 cm pour obtenir les niveaux de contrainte requis pour un dégivrage efficace. Cette observation souligne l'importance de l'optimisation de la taille des actionneurs en fonction de la surface à dégivrer, offrant ainsi des perspectives précieuses pour l'amélioration continue des performances des systèmes de dégivrage piézoélectriques dans le domaine de l'aéronautique.

Chapitre IV Topologies de Conversion DC/AC Adaptées aux Actionneurs Piézoélectriques

Dans ce chapitre, nous nous intéressons aux topologies de conversion DC/AC adaptées aux actionneurs piézoélectriques dans le cadre du dégivrage avionique. Nous présentons tout d'abord les caractéristiques électriques des actionneurs piézoélectriques et leur comportement vibratoire à travers des circuits électriques équivalents. Puis, nous exposons le cahier des charges imposé par l'environnement aéronautique. Ensuite, un état de l'art approfondi des topologies d'alimentation pour actionneurs piézoélectriques est introduit. Finalement, trois topologies intéressantes sont étudiées théoriquement et par simulation, et puis comparées en fonction des exigences du cahier des charges.

IV.1 Modélisation des actionneurs piézoélectriques

Les actionneurs piézoélectriques, contrairement aux actionneurs électromagnétiques conventionnels où la transformation se fait par l'effet magnétique, convertissent l'énergie électrique directement en énergie mécanique par un mouvement linéaire et ceci grâce à l'effet piézoélectrique.

Afin d'optimiser la performance des actionneurs piézoélectriques et générer le signal d'alimentation désiré, il est primordial de connaître leur comportement physique. Une bonne compréhension des caractéristiques des actionneurs piézoélectriques aide au bon choix et au bon dimensionnement de l'alimentation associée.

Dans la littérature, plusieurs modèles électriques d'un actionneur piézoélectrique sont présentés tels que le modèle de Mason [115], le modèle de Redwood [116] et le modèle de Butterworth-Van Dyke (BVD) [117], [118]. Le modèle de Mason est un circuit équivalent qui transforme le système à vibrations mécaniques en système électrique. Le circuit présente trois ports : un port électrique et deux ports mécaniques correspondant aux grandeurs mécaniques appliquées sur les deux faces comme illustrées sur la Figure IV-1 pour un disque polarisé en épaisseur :

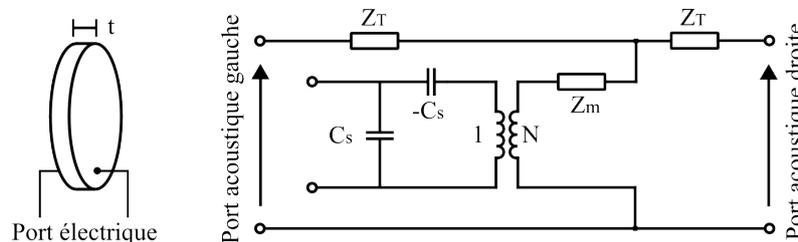


Figure IV-1 Circuit équivalent de Mason d'un actionneur piézoélectrique.

Les paramètres de ce modèle sont présentés dans le tableau suivant :

Tableau IV-1 Paramètres du modèle de Mason.

Capacité statique	$C_s = \frac{A \cdot \varepsilon_{33}^S}{t}$	ε_{33}^S : permittivité relative à déformation constante.
Impédance mécanique (impédance élastique surfacique)	$Z_s = A \sqrt{\rho \cdot C_{33}^D}$	A : surface de la céramique (m ²). t : épaisseur de la céramique (m).
Coefficient de conversion	$N = C_s \cdot h_{33}$	ρ : masse volumique (kg.m ⁻³). C_{33}^D : rigidité du matériau selon son épaisseur (N.m ⁻²).
Nombre d'onde	$\Gamma = \omega \sqrt{\frac{\rho}{C_{33}^D}}$	h_{33} : constante piézoélectrique (V/m).
Impédance représentant les pertes dans la céramique.	$Z_T = jZ_s \tan\left(\frac{\Gamma t}{2}\right)$	
Impédance représentant le comportement vibratoire.	$Z_m = -jZ_s \frac{1}{\sin(\Gamma t)}$	

Par convention, l'axe 3 est la direction de polarisation du matériau. Notons qu'en négligeant les pertes, Z_T et Z_s divergent pour $\Gamma t = \pi$.

Le modèle de Mason offre une façon de décrire des résonateurs piézoélectriques qui sépare très clairement la partie piézoélectrique de la partie non-piézoélectrique. Cependant, il ne permet pas de réduire la modélisation à un circuit simplement composé d'éléments fondamentaux tels qu'une capacité, une inductance et une résistance. De plus le calcul de l'impédance élastique surfacique est nécessaire, ce qui complique les calculs et les simulations. Un modèle plus simple et plus pratique est le modèle BVD. Ce modèle a été dérivé en simplifiant le modèle équivalent de Mason autour d'un mode de résonance. Le circuit équivalent du modèle BVD pour un actionneur piézoélectrique autour de la résonance est présenté dans la Figure IV-2.

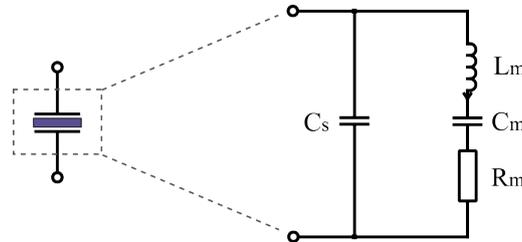


Figure IV-2 Circuit équivalent de Butterworth-Van Dyke (BVD) d'un actionneur piézoélectrique.

Dans ce modèle on identifie, la capacité statique C_s liée au comportement diélectrique du matériau piézoélectrique avec une branche motrice (L_m , C_m , R_m) qui présente le comportement vibratoire de la partie mécanique.

L'admittance de l'actionneur piézoélectrique fonctionnant autour d'une fréquence donnée f est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{aligned}
 Y(\omega) &= G(\omega) + jB(\omega) \\
 &= \frac{R_m \omega^2 C_m^2}{(1 - \omega^2 L_m C_m)^2 + R_m^2 \omega^2 C_m^2} + j \left[\frac{\omega C_m (1 - \omega^2 L_m C_m)}{(1 - \omega^2 L_m C_m)^2 + R_m^2 \omega^2 C_m^2} + \omega C_s \right]
 \end{aligned} \tag{IV-1}$$

En se basant sur l'équation (IV-1), l'équation suivante peut être donnée :

$$\left(G - \frac{1}{2R_m}\right)^2 + (B - \omega C_m)^2 = \left(\frac{1}{2R_m}\right)^2 \quad (IV-2)$$

Les variations de la conductance G et de la susceptance B en fonction de la fréquence sont illustrées par le diagramme de Nyquist dans la Figure IV-3. Il y a trois fréquences caractéristiques [119], [120]. La fréquence f_s représente la résonance série de la branche motionnelle (branche dynamique) ; elle est calculée comme suit :

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_m}} \quad (IV-3)$$

Lorsque l'actionneur est piloté à la fréquence de résonance série f_s , il atteint une conductance maximale et son rendement est le plus élevé. La fréquence f_m représente la fréquence caractéristique associée à l'admittance maximale où le courant atteint sa valeur maximale lorsque l'actionneur est piloté à cette fréquence. f_r est la fréquence caractéristique à laquelle la susceptance est nulle. Lorsque l'actionneur est piloté à cette fréquence, la tension et le courant seront en phase. Il existe aussi trois autres fréquences qui sont très rarement ciblées f_p , f_n et f_a et qui correspondent respectivement à la fréquence de résonance parallèle (IV-4), la fréquence où l'impédance est maximale (admittance minimale) et la fréquence d'antirésonance.

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m \frac{C_s \cdot C_m}{C_s + C_m}}} \quad (IV-4)$$

Cependant, lorsque les pertes dans l'actionneur piézoélectrique et la charge sont négligées, ces six fréquences peuvent être exprimées comme [121], [122] :

$$f_m = f_s = f_r \quad \text{et} \quad f_n = f_p = f_a \quad (IV-5)$$

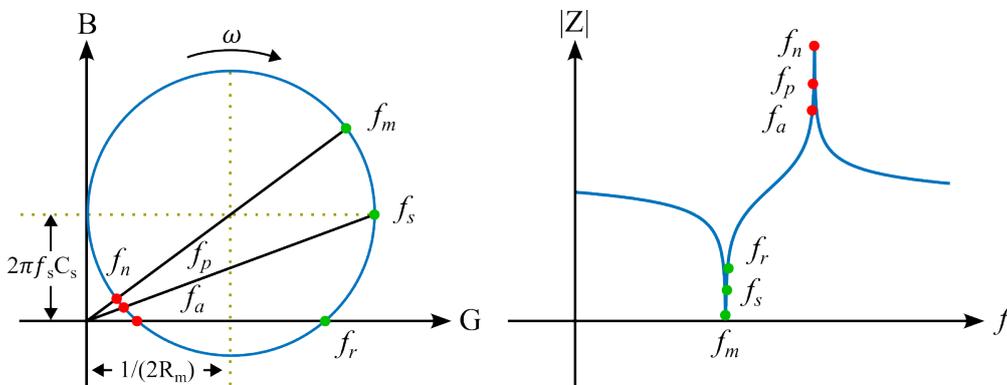


Figure IV-3 Le cercle d'admittance (Nyquist) et le diagramme d'impédance.

Dans le cas d'une céramique piézoélectrique monocouche, il est possible d'exprimer les éléments du modèle BVD en fonction des paramètres physiques et géométriques de la céramique [34] :

Tableau IV-2 Paramètre du modèle de BVD en fonction des paramètres physiques et géométriques.

$C_s = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{t}$	ϵ_r : permittivité relative du matériau piézoélectrique.
$C_m = \frac{8k_t^2 C_s}{\pi^2}$	ϵ_0 : permittivité du vide.
$L_m = \frac{\pi^3 V_a}{8\omega_r^3 \epsilon_0 \epsilon_r A k_t^2}$	k_t^2 : coefficient de couplage électromécanique.
$R_m = \frac{\pi \eta \epsilon_0 \epsilon_r}{8k_t^2 \rho A V_a}$	V_a : la vitesse acoustique. η : la viscosité élastique du matériau.

Afin de déterminer les valeurs des paramètres du modèle électrique et les fréquences de résonance associées, son impédance est mesurée à l'aide d'un analyseur d'impédance. Il existe plusieurs méthodes pour mesurer l'impédance du transducteur et détecter ses fréquences de résonance, mais l'analyseur d'impédance reste le plus précis et fournit une réponse fréquentielle complète de l'impédance [123], [124].

La courbe d'impédance des actionneurs présente souvent plusieurs minimums locaux sur plusieurs fréquences. Ces fréquences sont appelées les fréquences de résonance propres de l'actionneur et représentent les différents modes de vibrations liés à sa géométrie. De la même façon, l'impédance présente aussi des fréquences où l'impédance a des valeurs maximales (maximums locaux). Ces fréquences sont appelées les fréquences d'antirésonance. Pour modéliser tous les modes de résonance de l'actionneur, un modèle étendu de BVD pourra être utilisé. Le nouveau modèle comporte plusieurs branches (L_m , C_m , R_m) en parallèle avec la capacité statique pour représenter les différentes fréquences de résonance :

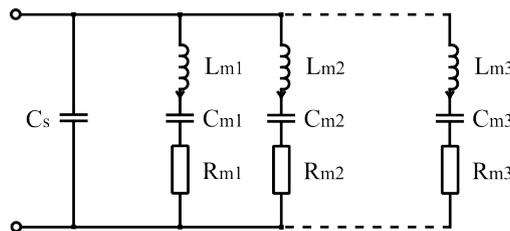


Figure IV-4 Modèle de BVD étendu.

Une fois que l'actionneur est fixé sur une structure, son impédance va changer à cause du couplage électromécanique entre l'actionneur et la structure et par conséquent ses fréquences de résonance changeront aussi. En effet, quand l'actionneur piézoélectrique est monté sur une structure mécanique, les conditions limites mécaniques de ce dernier changent [125], par conséquent, son modèle équivalent change. De plus, quand plusieurs actionneurs sont collés sur une structure et mis en parallèle électriquement, le modèle du circuit équivalent de l'ensemble autour d'un mode de résonance est donné à la Figure IV-5-b.

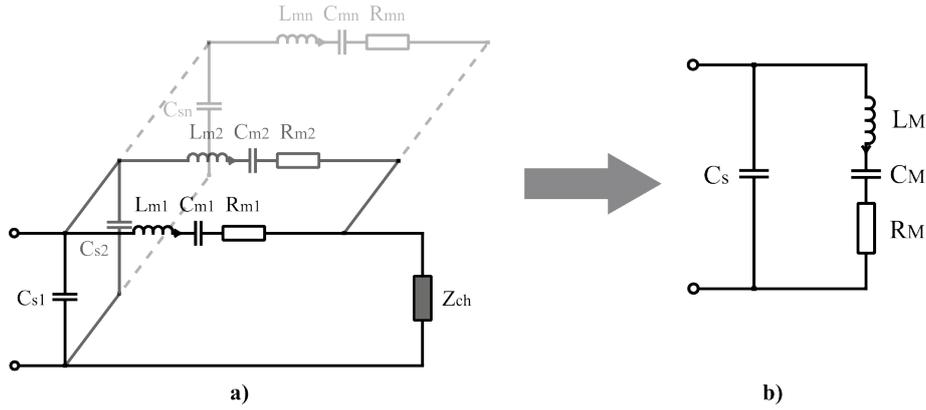


Figure IV-5 *Modèle équivalent autour d'un mode de résonance de plusieurs actionneurs mis en parallèle et couplés sur une structure mécanique.*

La charge mécanique représentée par la structure peut être modélisée approximativement par une impédance linéaire Z_{ch} composée d'une branche LCR équivalente. En combinant les paramètres équivalents des actionneurs mis en parallèle et l'impédance mécanique de la structure, le circuit résonant équivalent de l'ensemble peut être simplifié par l'équation (IV-7). Le circuit simplifié est donc présenté à la Figure IV-5-b [126].

$$\begin{aligned} L_M &= L_m + L_{ch} \\ R_M &= R_m + R_{ch} \\ C_M &= \frac{C_m \cdot C_{ch}}{C_m + C_{ch}} \end{aligned} \quad (IV-6)$$

L'impédance de la branche série du circuit équivalent simplifié est définie par :

$$Z_M(p) = p \cdot L_M + \frac{1}{p \cdot C_M} + R_M \quad (IV-7)$$

$$Y_{Piézo}(p) = p(C_s + C_M) \frac{1 + pR_M \frac{C_s \cdot C_M}{C_s + C_M} + p^2 L_M \frac{C_s \cdot C_M}{C_s + C_M}}{1 + pR_M C_M + p^2 L_M C_M} \quad (IV-8)$$

Les fréquences de résonance f_{rm} (résonance série ou résonance mécanique) et d'antirésonance f_{am} (résonance parallèle) sont calculées par :

$$f_{rm} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_M C_M}} \quad \text{et} \quad f_{am} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_M \frac{C_s \cdot C_M}{C_s + C_M}}} \quad (IV-9)$$

La résonance série f_{rm} est déterminée uniquement par la partie mécanique du système. A cette résonance, l'impédance d'entrée du circuit équivalent est basse, ce qui signifie qu'une faible tension d'entrée et un courant d'entrée élevé sont nécessaires pour fournir la puissance demandée par la résistance R_M représentant la charge et les pertes. La résonance parallèle f_{am} dépend de la capacité diélectrique C_s en plus de la partie mécanique du système. Contrairement à la résonance série, une tension d'entrée élevée et un courant d'entrée faible sont nécessaires vu que l'impédance à cette fréquence est trop élevée. Il faut noter que la résonance parallèle (antirésonance) est toujours supérieure

à la résonance série (résonance mécanique). Il faut exciter les actionneurs piézoélectriques à une fréquence proche de la résonance série où l'impédance est la plus faible.

Quand les actionneurs piézoélectriques sont pilotés à la fréquence de résonance mécanique, la branche série LCR se comporte comme une résistance pure R où la partie inductive et la partie capacitive s'annulent ce qui simplifie l'expression de l'impédance. L'impédance totale du circuit équivalent simplifié est décrite par l'équation (IV-10) suivante :

$$Y_{Piézo}(p) = pC_s + \frac{1}{R_M} \quad (IV-10)$$

Afin de mieux caractériser le système piézoélectrique (actionneurs + structure), nous allons nous intéresser au couplage électromécanique en introduisant le paramètre de couplage M [126], [127].

On définit d'abord le facteur de qualité Q_M et le ratio M :

$$Q_M = \frac{1}{R_M} \sqrt{\frac{L_M}{C_M}} \quad (IV-11)$$

$$M = \frac{1}{Q_M \cdot \frac{C_M}{C_s}} = 2\pi f_{rm} R_M C_s \quad (IV-12)$$

Le ratio M indique si le comportement d'entrée du système piézoélectrique est déterminé par la partie mécanique ou bien par la capacité diélectrique des actionneurs. Lorsque $M < 0.5$ (indiquant un faible amortissement), les fréquences de résonance et d'antirésonance sont plus prononcées, sur lesquelles, la partie imaginaire de l'impédance s'annule, ce qui en résulte une phase nulle. Par conséquent, il n'y aurait pas de demande d'énergie réactive par les actionneurs quand ils sont pilotés sur une de ces deux résonances. Alors que quand le ratio $M > 0.5$ (amortissement important), l'impédance équivalente du système aura toujours une partie capacitive sur toute la plage de fréquence. Par conséquent, un niveau important d'énergie réactive sera demandé pour le fonctionnement du système.

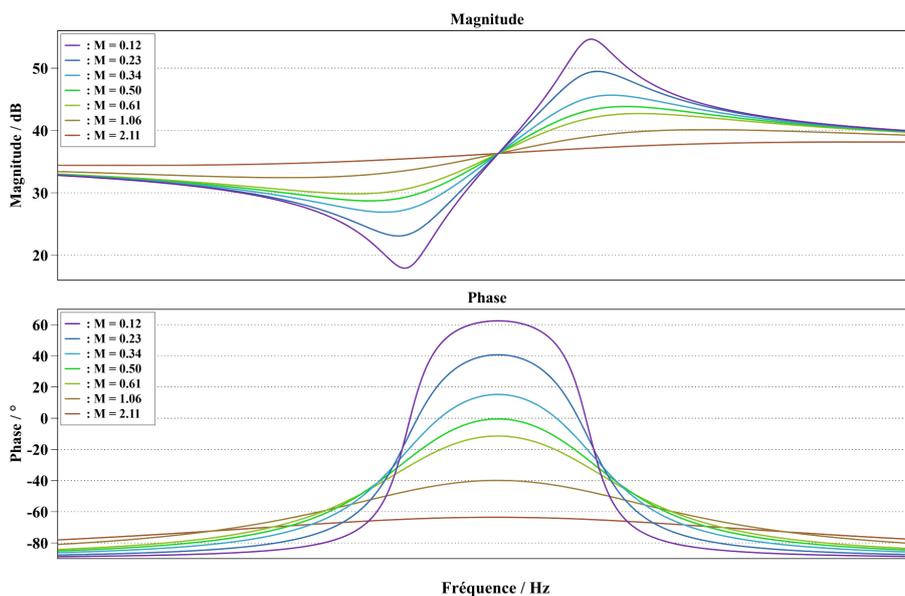


Figure IV-6 Comportement fréquentiel d'un actionneur piézoélectrique en fonction du ratio M .

Dans notre cas d'application où l'on utilise des actionneurs piézoélectriques pour exciter les modes propres de la structure mécanique, plus spécifiquement, le 7ème mode d'extension selon la longueur de la structure comme il a été présenté dans la section III.3.3, le ratio M autour de la résonance visée est supérieur à 0.5 ($M = 2.11$). Dans ce cas-là, l'impédance d'entrée est capacitive et présente une partie imaginaire non nulle sur toute la plage de fréquence autour de la résonance. Par conséquent, la demande d'énergie réactive par les actionneurs sera assez élevée.

IV.2 Cahier des charges

Le système piézoélectrique ainsi que son alimentation doivent respecter les normes aéronautiques (DO 160), ainsi que les contraintes d'installation de l'équipement (sécurité, encombrement) tout en permettant son bon fonctionnement.

Le système doit pouvoir délivrer une tension sinusoïdale aux actionneurs afin de n'exciter que le mode désiré et ne pas dégrader l'efficacité de dégivrage du système. Ce système étant alimenté par le réseau avionique, la qualité des signaux en termes de pollution harmonique ainsi que de puissance réactive appelée doit être assurée afin de respecter les contraintes CEM du système et éviter un surdimensionnement des différents éléments du système (transformateur d'isolement, filtres de sortie, filtres CEM).

De plus, la structure de la nacelle ne permet pas, au vu des contraintes d'encombrement, de placer le convertisseur au plus près de la charge. Celle-ci sera donc alimentée à travers des câbles de 2 mètres de longueur environ. La modification de l'impédance du système complet aussi bien en termes de valeur qu'en terme de nature (les câbles étant inductifs et capacitifs en HF) sera donc un élément important à prendre en compte pour le choix de la structure.

Des variations de la fréquence de fonctionnement sont attendues, cependant, uniquement dans une plage étroite autour de la fréquence de résonance mécanique nominale (autour de 60 kHz). Cette variation de la fréquence de résonance, souvent liée à la température et à la charge mécanique (épaisseur du givre et probablement la force appliquée à la surface par le frottement d'air), doit être suivie et contrôlée.

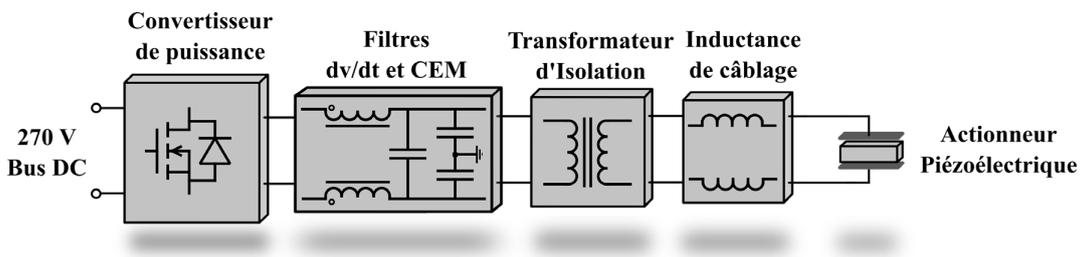


Figure IV-7 Synoptique du système global.

L'alimentation considérée est composée d'un onduleur, d'un filtre et d'un transformateur d'isolement galvanique. En raison de la structure de la nacelle qui ne permet pas de rapprocher le convertisseur des actionneurs piézoélectriques, ces derniers seront alimentés via des câbles de 2 m de longueur, comme illustré à la Figure IV-7. Le défi de faire le choix d'une topologie de convertisseur adaptée et une conception appropriée découle des raisons suivantes :

- Le filtre de sortie est fortement influencé par la résonance mécanique des actionneurs et leur couplage avec la structure.
- Les actionneurs piézoélectriques présentent un comportement capacitif sur quasiment toute la plage de fréquence de fonctionnement. Par conséquent, il y aura toujours de l'énergie réactive qui va circuler entre la source d'alimentation et la charge diminuant par conséquent le rendement du système. Une gestion de cette énergie est ainsi nécessaire.
- L'inductance de câblage forme avec la capacité statique une résonance à très haute fréquence, ce qui impacte le fonctionnement du filtre.
- La haute fréquence de fonctionnement entraîne des pertes par commutation élevées et de nombreux problèmes CEM.

Le choix de la topologie d'alimentation, ainsi que de son filtre de sortie prenant en compte le transformateur d'isolement et l'inductance de câblage, doit assurer un fonctionnement robuste et dynamique, de sorte qu'une variation de la capacité statique causée par des changements de l'environnement de fonctionnement, soit prise en charge dans une plage de contrôle correctement identifiée.

De la même façon, le choix de la commande ou de la méthode de modulation doit être correctement investigué et choisi, car la fréquence de commutation détermine le taux de distorsion harmonique (THD), les pertes, les problèmes CEM associés et ainsi le volume et le poids des éléments de filtrage.

IV.3 Alimentations dédiées aux actionneurs piézoélectriques

Après avoir modélisé l'actionneur piézoélectrique et identifié son circuit électrique équivalent, ainsi que présenté en détail le cahier des charges, il est impératif de se pencher sur les solutions d'alimentation spécifiquement adaptées à ce type d'actionneur. Cette étape fondamentale consiste à mener une recherche bibliographique approfondie afin de sélectionner une alimentation répondant aux exigences spécifiques du cahier des charges. Parmi les exigences primordiales, la qualité de signal d'excitation joue un rôle important dans la performance de l'actionneur piézoélectrique et sa durée de vie [112].

À ce regard, plusieurs techniques sont proposées dans la littérature [128], [129], [130]. Les amplificateurs de puissance linéaires (A, B, AB, ...) sont utilisés pour alimenter des charges piézoélectriques car ils génèrent des signaux à faibles taux de distorsions. Cependant, ils ont un faible rendement et ils sont souvent volumineux et lourds, en particulier quand une isolation galvanique est nécessaire. Ces inconvénients limitent le rendement maximal théorique à 78,5 % dans les amplificateurs de classe B en push-pull pour un signal sinusoïdal. En pratique, le rendement réel des amplificateurs linéaires chute généralement jusqu'à 65 % pour un signal sinusoïdal et bien plus bas (15 à 20 %) pour des signaux de référence réels [131]. Ils sont donc destinés aux applications de faible puissance. Par conséquent, les convertisseurs à découpage sont de plus en plus utilisés et dominent le marché du fait de leur bon rendement et de leur densité de puissance élevée. Ces convertisseurs sont une solution alternative prometteuse pour piloter des actionneurs piézoélectriques et des moteurs à ultrasons. Cependant, vu que les actionneurs piézoélectriques présentent un comportement capacitif, la puissance instantanée peut être beaucoup plus importante que la puissance active. De ce fait, les convertisseurs conventionnels intègrent une inductance qui est, dans la majorité des cas, volumineuse, ce qui rend le

système inadapté pour certaines applications et surtout l'aéronautique. Cette problématique a abouti à de nombreuses études dont l'objectif vise à l'optimisation du facteur de puissance [132], [133], [134]. D'autre part, pour éviter un surdimensionnement des convertisseurs de puissance du aux pertes par commutation, des techniques de commutation à zéro tension sont introduites [135]. Mais pour atteindre cet objectif, des inductances volumineuses sont employées.

Dans la littérature, plusieurs travaux traitent de l'alimentation des actionneurs piézoélectriques à l'aide d'onduleurs de tension. Les structures les plus courantes sont en demi-pont, en pont complet (pont en H) et multiniveaux. Ces architectures peuvent être commandées en MLI ou en pleine onde en exploitant une résonance artificielle via des filtres (structures résonantes).

Deux approches principales de commande sont employées dans les applications piézoélectriques. D'un côté, on retrouve les stratégies de commande aux alentours de la fréquence de résonance mécanique de l'actionneur piézoélectrique. Dans ce cas-là, on parle d'un onduleur résonant où les pertes dans l'onduleur sont minimales. De l'autre côté, afin de diminuer la taille du filtre de sortie et aussi de permettre le balayage en fréquence sans le besoin de redimensionner les éléments de filtrage, des stratégies à MLI sont utilisées.

Le fait d'avoir une charge de type capacitive n'est pas particulièrement critique pour le bon fonctionnement de l'onduleur de puissance, mais il l'est davantage pour le filtre, qui est chargé d'atténuer toutes les harmoniques indésirables. En effet, la présence d'une charge fortement capacitive et peu amortie nécessitera une étude spécifique des divers types de filtre afin d'améliorer la qualité de signal de la tension de sortie. Ainsi la topologie de l'onduleur choisie aura également une influence sur des caractéristiques tels le taux de distorsion harmonique (THD), les pertes dans les transistors et le bon fonctionnement du système global.

L'analyse de ces différents paramètres, nécessaire pour le choix de la meilleure topologie, est conduite.

IV.3.1 Les onduleurs de tension résonants

IV.3.1.1 Onduleur Résonant LC

Onduleur en demi-pont

Ce type d'onduleur est l'une des topologies les plus simples à mettre en œuvre. Il est constitué d'un pont capacitif et d'un bras d'onduleur qui commute à la fréquence de résonance de l'actionneur piézoélectrique (commande en pleine onde). L'actionneur piézoélectrique est connecté entre le point milieu du pont capacitif et de celui du bras d'onduleur. La limitation de cette topologie est que l'amplitude de la tension de sortie est la moitié de la tension d'entrée. Par conséquent, le calibre en courant des transistors du bras d'onduleur doit être deux fois supérieur à celui d'une topologie à pont complet pour la même puissance de sortie.

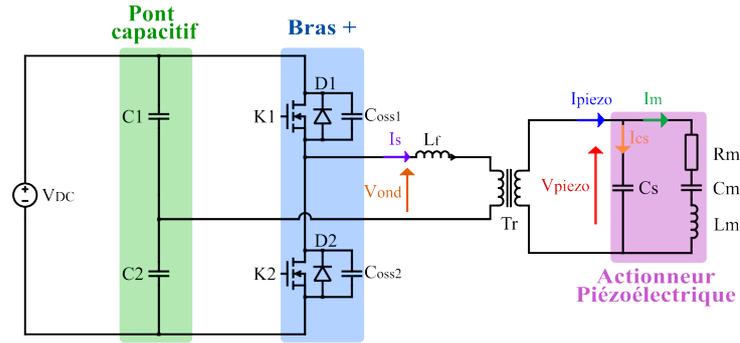


Figure IV-8 Onduleur demi-pont résonant LC.

Onduleur en pont complet (pont H)

Ce type d'onduleur est constitué de deux bras d'onduleur commandés en pleine onde et d'une inductance série qui forme avec la capacité statique de l'actionneur piézoélectrique un filtre passe-bas du deuxième ordre.

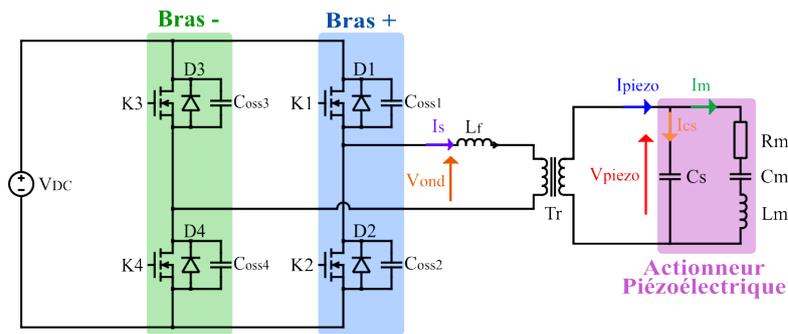


Figure IV-9 Onduleur résonant LC.

La fréquence de résonance électrique du filtre est définie par :

$$f_{elec} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_s}} \quad (IV-13)$$

Ce convertisseur résonant est commandé à une fréquence proche de la résonance mécanique de l'élément piézoélectrique chargé (actionneur piézoélectrique + structure mécanique). La fréquence de découpage f_{sw} est fixée à celle de la résonance mécanique f_{rm} telle que $f_{rm} = f_{sw} = f_{elec}$.

Cette condition assure la transmission du fondamental de la tension au transducteur, filtre les harmoniques d'ordre supérieur, et permet le fonctionnement en mode de commutation douce. Cependant, dans le cas des transducteurs à facteur de qualité élevé où l'amortissement est faible, la fréquence de résonance électrique doit être positionnée en dessous de la fréquence de résonance mécanique d'une valeur Δf qui dépend du transducteur. En effet, ceci a pour but de limiter l'influence de la variation de la capacité statique de l'actionneur, ainsi que la charge mécanique sur la tension V_{piezo} étant donné que l'actionneur est piloté autour de sa fréquence de résonance mécanique (Figure IV-10).

Donc, afin d'éviter l'influence de toute variation brusque de l'impédance autour de la résonance qui pourrait dégrader la réponse du filtre, la fréquence de résonance électrique de ce dernier est donnée par [136] :

$$f_{elec} = f_{rm} - \Delta f \quad (IV-14)$$

Dans une application donnée, la capacité statique C_s de l'actionneur piézoélectrique peut être mesurée. Une fois que C_s est déterminée, l'inductance série se calcule par l'équation suivante :

$$L_f = \frac{1}{C_s(2\pi(f_{rm} - \Delta f))^2} \quad (IV-15)$$

La valeur de l'inductance L_f peut être donnée en introduisant un entrefer dans le transformateur d'isolation galvanique, en plus de l'inductance de câblage.

La fonction de transfert du filtre LC s'écrit sous la forme :

$$FT_{LC}(p) = \frac{V_{piézo}}{V_{ond}} = \frac{\frac{1}{p \cdot C_s + \frac{1}{Z_m(p)}}}{p \cdot L_f + \frac{1}{p \cdot C_s + \frac{1}{Z_m(p)}}} \quad (IV-16)$$

Avec $Z_m(p) = R_m + pL_m + \frac{1}{pC_m}$ l'impédance équivalente de la branche motionnelle. La réponse fréquentielle du filtre LC résonant pour une inductance de $L_f = 200 \mu H$ et une capacité de $C_s = 43 nH$ est illustrée sur la Figure IV-10.

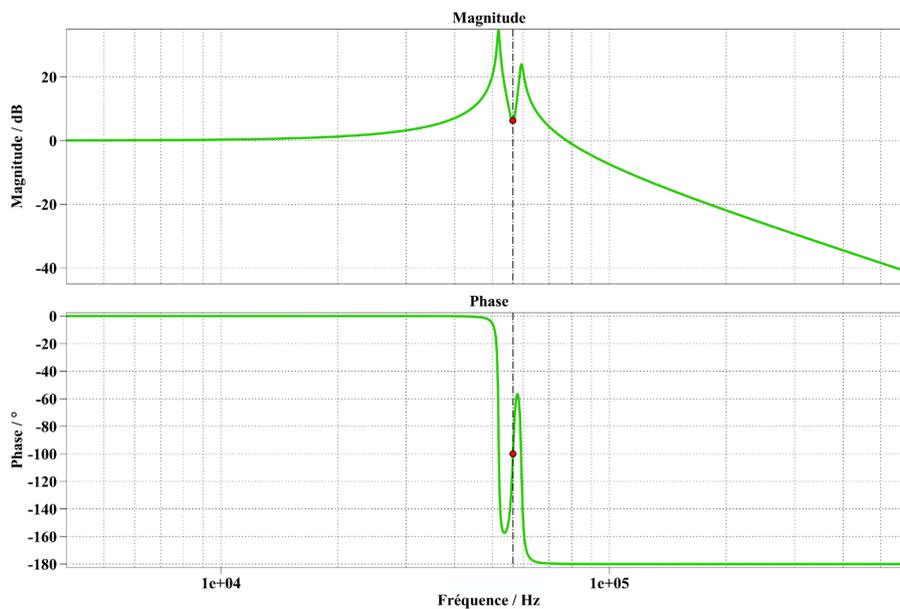


Figure IV-10 Réponse fréquentielle du filtre LC résonant.

À la fréquence de résonance mécanique, la branche motionnelle de l'actionneur se comporte comme une charge résistive R_m . Une variation des paramètres de l'actionneur (C_s, R_m) détériore les performances du filtre. En effet, la capacité de l'actionneur varie autour de $\pm 30\%$ de sa valeur nominale en fonction de la température [136]. Afin de contourner ce problème, une capacité additionnelle peut être ajoutée en parallèle avec l'actionneur dans le but de stabiliser la réponse du filtre. Néanmoins, cet ajout a comme conséquence d'accroître l'énergie réactive du filtre, augmentant la chute de tension entré-sortie à la fréquence fondamentale et son volume [136].

Le principal inconvénient de l'onduleur résonant LC est sa forte sensibilité par rapport à la variation de la charge. Une fois que le filtre de sortie est dimensionné, il n'est plus possible de le faire fonctionner avec un autre type d'actionneur avec différents paramètres et il faut redimensionner l'inductance de filtrage, car la variation de phase entre le courant et la tension de sortie génère une énergie réactive élevée qui circulera entre l'onduleur, l'inductance de filtrage et l'actionneur conduisant à des pertes élevées, tout en dégradant le facteur de puissance de l'onduleur.

IV.3.1.2 Onduleur Résonant LLC

Afin de résoudre le problème de la sensibilité du filtre LC par rapport à la variation de la capacité de l'actionneur piézoélectrique, la solution de l'onduleur résonant LLC a été envisagée [136], [137].

Le filtre LLC est composé d'un circuit résonant série constitué d'un condensateur C_{fs} et d'une inductance L_{fs} , et d'un circuit résonant parallèle constitué d'une inductance L_{fp} et de la capacité C_s de l'actionneur piézoélectrique [138]. Les valeurs de ces différents composants peuvent bénéficier des éléments parasites du transformateur d'isolement. L'inductance de fuite du transformateur peut contribuer à une partie de l'inductance L_{fs} . En ajoutant un entrefer, on peut ajuster l'inductance magnétisante du transformateur à la valeur d'inductance L_{fp} souhaitée avec comme conséquence l'augmentation du courant magnétisant.

Dans [136], une comparaison entre le filtre LC et LLC a été menée. Cette comparaison a révélé des caractéristiques avancées et des propriétés mieux adaptées pour le pilotage d'une charge piézoélectrique. Comme illustré sur la Figure IV-11, la différence essentielle par rapport à la topologie précédente est le filtre de sortie.

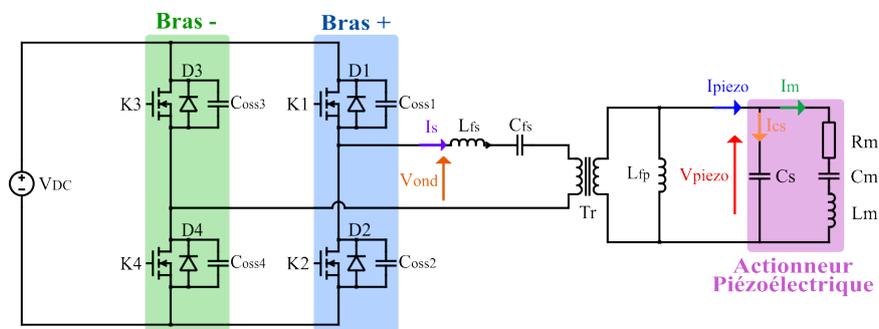


Figure IV-11 Onduleur résonant LLC.

La fonction de transfert du filtre LLCC s'écrit sous la forme suivante :

$$FT_{LLCC}(p) = \frac{V_{piézo}}{V_{ond}} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{p \cdot L_{fp}} + pC_s + \frac{1}{Z_m(p)}}}{p \cdot L_{fs} + \frac{1}{pC_{fs}} + \frac{1}{\frac{1}{p \cdot L_{fp}} + p \cdot C_s + \frac{1}{Z_m(p)}}} \quad (IV-17)$$

Avec $Z_m(p)$ l'impédance équivalente de la branche de résonance mécanique, égale à R_m quand l'actionneur est piloté à sa fréquence de résonance.

Afin d'atteindre un comportement robuste du filtre LLCC face à la variation des paramètres de l'actionneur piézoélectrique, le filtre doit être dimensionné en respectant les conditions suivantes [138] :

$$|FT_{LLCC}(j\omega)|_{\omega=\omega_m} = 1 \quad \text{et} \quad \varphi(FT_{LLCC}(j\omega))_{\omega=\omega_m} = 0 \quad (IV-18)$$

La fréquence de fonctionnement doit correspondre à la fréquence de résonance $\omega_m = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}}$. Par la résolution de l'équation (IV-19), on trouve :

$$\omega_{dec} = \frac{1}{\sqrt{L_{fs} C_{fs}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{fp} C_s}} = \omega_m \quad (IV-19)$$

L'inductance parallèle L_p compense l'énergie réactive générée par la capacité C_s du transducteur, et donc :

$$L_{fp} = \frac{1}{C_s \cdot \omega_m^2} \quad (IV-20)$$

Afin d'assurer une insensibilité par rapport à la variation des paramètres et un contenu harmonique admissible, on prend [138] :

$$L_{fs} = L_{fp} \quad \text{et} \quad C_{fs} = C_s \quad (IV-21)$$

La réponse fréquentielle du filtre montre que le décalage entre le courant et la tension de sortie est nulle, ce qui conduit à un facteur de puissance proche de 1, beaucoup plus élevé que dans le cas du filtre LC.

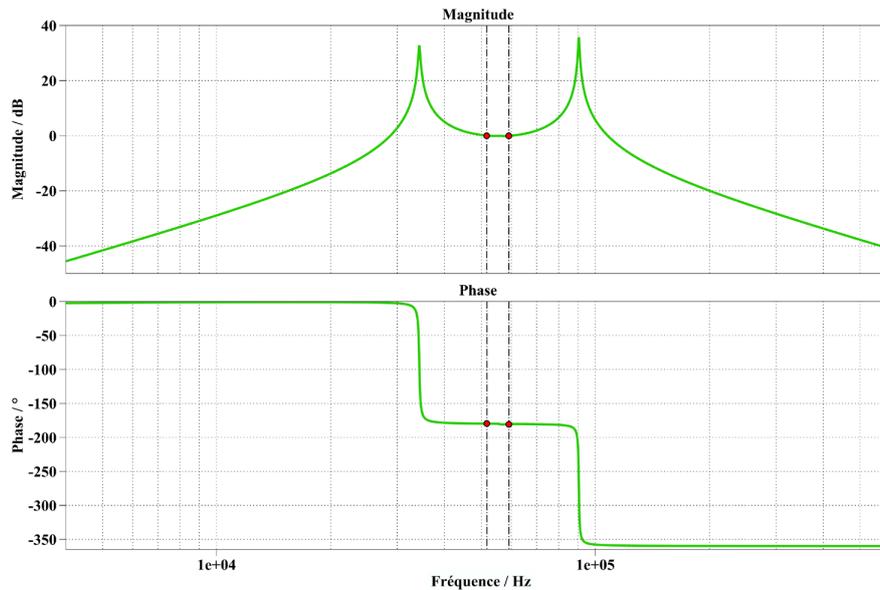


Figure IV-12 Réponse fréquentielle du filtre résonant LLC.

Les avantages du filtre LLC résonant en comparaison avec le filtre LC résonant sont [139] :

- Robustesse par rapport aux variations des paramètres (C_s , R_m) ;
- Un facteur de puissance beaucoup plus élevé grâce à la compensation de l'énergie réactive à l'aide de L_p . Par conséquent, les pertes seront réduites.

L'inconvénient principal est qu'on a plus de composant réactifs.

IV.3.2 Onduleurs à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

Les onduleurs de tension à commande MLI sont largement utilisés pour générer un signal de forte puissance avec un taux de distorsion faible. Les plages de fonctionnement en puissance et en fréquence de ces convertisseurs sont liées à la technologie des semiconducteurs de puissance utilisés.

La commande MLI est basée sur la modulation d'un signal de référence (Modulante) par une porteuse (signal triangulaire). Avec ce type de commande, la qualité harmonique du signal de sortie est liée à la fréquence de la porteuse (fréquence de découpage). Elle s'améliore d'autant plus que l'indice de modulation (rapport entre la fréquence de la porteuse et celle de la modulante) est élevé. Cela permet de réduire la taille des composants passifs du convertisseur, mais de l'autre côté les pertes par commutation augmentent et des problèmes de CEM peuvent apparaître. En effet, avec la montée en fréquence les problèmes de CEM se manifestent davantage en raison d'une sensibilité croissante aux parasites et aux interférences électromagnétiques, de couplages capacitif et inductif plus prononcé entre les composants et circuits et d'une émission plus importante de rayonnement électromagnétique. Pour atténuer ces problèmes, des mesures de conception telles que l'utilisation de filtres CEM et l'adoption de bonnes pratiques de conception sont nécessaires.

IV.3.2.1 Les signaux MLI conventionnels

Les signaux les plus couramment utilisés pour commander les onduleurs sont souvent issus de la méthode MLI intersective (modulation sinusoïdale bipolaire ou unipolaire). Elle consiste à comparer

une modulante (signal à synthétiser) de fréquence f_M à une porteuse généralement triangulaire de fréquence f_P supérieur à f_M . L'onde modulante est en fait représentative du fondamental de la tension de sortie désirée et est utilisée comme référence. Le taux de modulation est défini comme le rapport entre l'amplitude du fondamental de la tension de sortie, et la tension constante d'alimentation de l'onduleur :

$$m = \frac{\hat{V}_s}{V_{DC}} \quad (IV-22)$$

On appelle profondeur de modulation r (coefficient de réglage en tension), la relation entre l'amplitude de la modulante et l'amplitude de la porteuse permettant d'ajuster l'amplitude du fondamental de la tension. Dans le cas de la modulation sinusoïdale bipolaire on définit donc :

$$r = \frac{A_M}{A_P} \text{ et ainsi } r = m \quad (IV-23)$$

On définit également l'indice de modulation Q comme le rapport entre les fréquences de la porteuse et de la modulante :

$$Q = \frac{f_P}{f_M} \quad (IV-24)$$

Si Q est entier, la modulation est dite synchrone, et si Q est non entier, elle est dite asynchrone.

MLI Bipolaire

Les signaux MLI issus de la modulation sinusoïdale bipolaire sont obtenus par comparaison entre une porteuse triangulaire de fréquence f_P , et une modulante de fréquence f_M inférieur à f_P . La MLI bipolaire se caractérise par le fait que les bras de l'onduleur sont commandés en opposition.

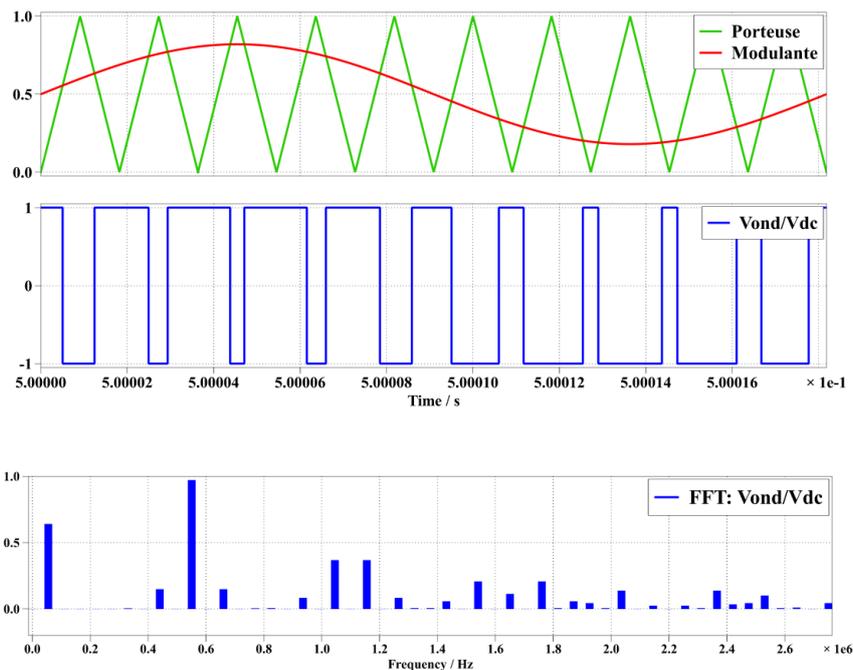


Figure IV-13 Modulation sinusoïdale bipolaire avec la tension de sortie normalisée et sa FFT.

MLI unipolaire

La modulation sinusoïdale unipolaire est issue soit de l'intersection entre une modulante sinusoïdale et deux porteuses triangulaires déphasées de 180° , soit de l'intersection entre deux modulantes sinusoïdales déphasées de 180° et une porteuse triangulaire (Figure IV-14). Cette comparaison permet d'obtenir un signal modulé pour piloter les deux bras de l'onduleur. La première porteuse est comparée avec la modulante pour commander le premier bras et de la même façon avec la deuxième porteuse pour le deuxième bras. Cela permet d'avoir trois niveaux de tension en sortie, ce qui permettra de réduire le taux de distorsion harmonique (THD) de la tension de sortie. De plus, cette commande présente l'avantage de déplacer le premier harmonique haute fréquence au double de la fréquence de découpage des interrupteurs, réduisant par conséquent la contrainte sur le filtre de sortie.

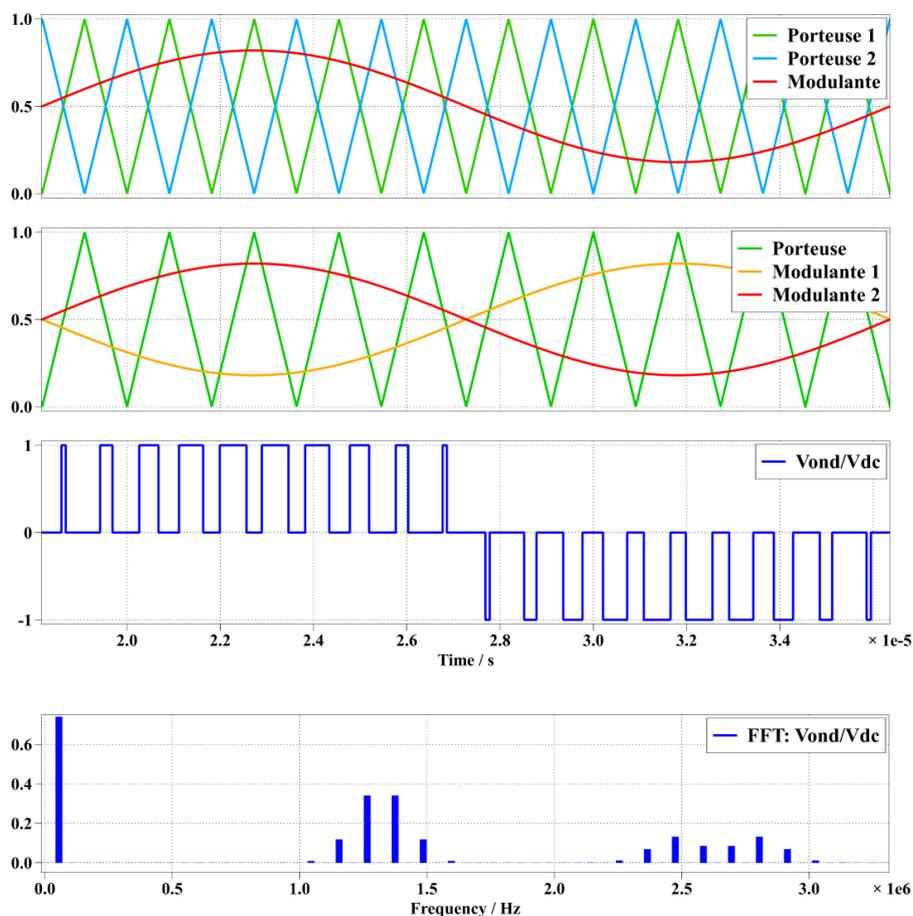


Figure IV-14 Modulation sinusoïdale unipolaire avec la tension de sortie normalisée et sa FFT.

Contraintes sur les signaux MLI

L'ensemble des contraintes liées aux commandes des transistors conduisent à imposer un certain nombre de restrictions sur la nature des signaux MLI :

- Durée minimale d'impulsion : les impulsions dans le signal MLI ne doivent pas être plus courtes qu'une durée minimale déterminée en fonction des caractéristiques du transistor utilisé, comme le délai minimum de conduction, du délai avant remise en conduction et des temps morts.

- Durée maximale d'impulsion : de manière similaire, il peut y avoir une durée maximale d'impulsion pour éviter des problèmes tels que la surchauffe des composants électroniques.
- Nombre d'impulsions par période : Le nombre d'impulsions par période du fondamental de la MLI ne doit pas dépasser la fréquence moyenne de commutation maximale acceptable.
- Temps mort : des temps morts entre les impulsions complémentaires sont nécessaires pour éviter des courts-circuits indésirables dans les transistors.

IV.3.2.2 Onduleur LC à MLI

La topologie de cet onduleur est la même que l'onduleur LC résonant. Ce qui change est la loi de commande où la fréquence de découpage est beaucoup plus élevée que la fréquence de résonance mécanique de l'actionneur. La commande utilisée est de type MLI unipolaire qui consiste à comparer un signal sinus (signal de référence) et deux signaux triangulaires (porteuse) comme expliqué précédemment. La fréquence du signal sinusoïdal est fixée à la fréquence de fonctionnement de l'actionneur alors que la fréquence de la porteuse détermine la fréquence de commutation de l'onduleur, elle est limitée par les pertes de commutation, les problématiques CEM et le taux de distorsion harmonique (THD) toléré.

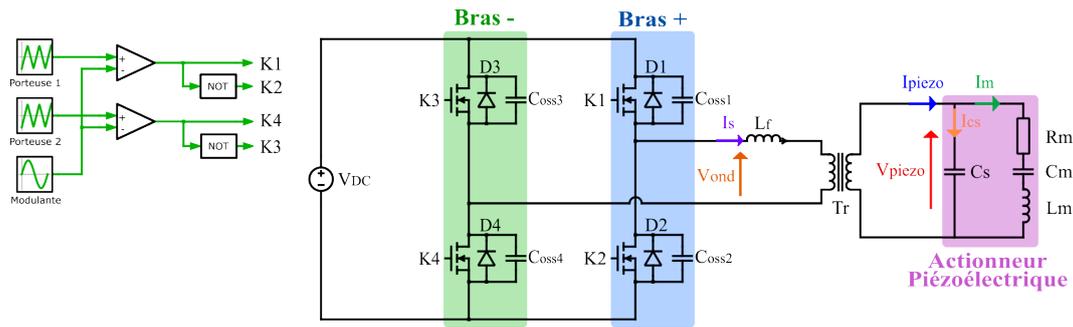


Figure IV-15 Onduleur LC à MLI Unipolaire.

Le filtre passe-bas de deuxième ordre est constitué d'une inductance L_f en série avec la capacité statique C_s de l'actionneur et l'impédance équivalente de la branche motionnelle (égale à R_m à la résonance de l'actionneur). La fonction de transfert s'écrit alors :

$$FT_{LC}(p) = \frac{V_{piézo}}{V_{ond}} = \frac{1}{L_f \cdot C_s \cdot p^2 + \frac{L_f}{R_m} p + 1} \quad (IV-25)$$

La fréquence de coupure du filtre est définie par :

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_s}} \quad (IV-26)$$

Pour les harmoniques à haute fréquence, on peut écrire :

$$|G_{LC}(p)|_{dB} \approx -40 \cdot \log\left(\frac{f}{f_{LC}}\right) \quad (IV-27)$$

Donc, afin d'amortir l'harmonique à la fréquence f_H de D_H dB, il faut que $f_{LC} = f_H \cdot 10^{D_H/40}$. Avec D_H le niveau d'atténuation recherché.

Le dimensionnement de l'inductance L_f a pour but de filtrer le premier contenu harmonique et d'amortir l'ondulation du courant de sortie I_s . Pour cela, il faut assurer la condition $L_f \geq \frac{V_{DC}}{2 \cdot \Delta I_{smax} \cdot f_{dec}}$, avec f_{dec} la fréquence de découpage.

L'avantage principal de l'onduleur de tension LC à MLI est la possibilité de faire varier la fréquence de fonctionnement sans le besoin de redimensionner l'inductance de filtrage qui est dimensionnée pour le découpage. De plus, la valeur de cette inductance se réduit avec la fréquence de découpage et a par conséquent un volume plus petit. Cependant, il n'y a pas de compensation de l'énergie réactive ce qui résulte en un facteur de puissance plus faible que dans le cas de l'onduleur résonant LLC mais reste plus grand que l'onduleur résonant LC. Les pertes par commutation, qui sont considérablement plus élevées que les onduleurs résonants où des conditions de commutations en ZVS et ZCS peuvent être atteintes [136], sont également un inconvénient.

IV.3.2.3 Onduleur LLC à MLI

Les principaux objectifs de cette topologie sont de réduire le poids et le volume, augmenter le facteur de puissance ainsi que la réponse dynamique et la robustesse. Le filtre LLC est caractérisé par deux fréquences de résonance électrique :

$$f_{elec_1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{fs} + L_{fp})C_f}} \quad \text{et} \quad f_{elec_2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_{fs}C_s}{C_{fs} + C_s}L_{fs}}} \quad (\text{IV-28})$$

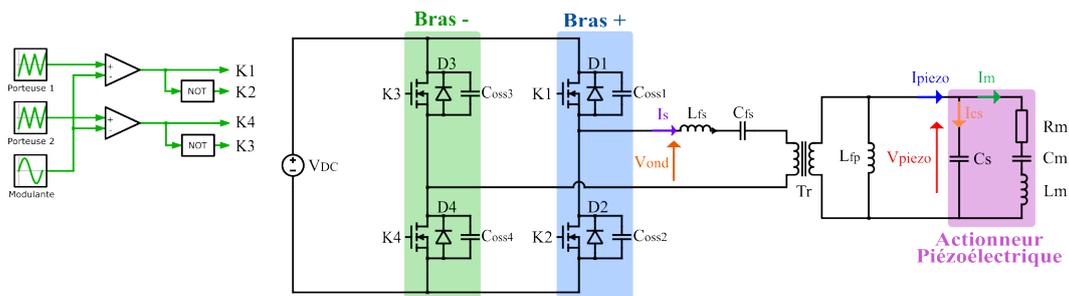


Figure IV-16 Onduleur LLC à MLI Unipolaire.

Avec la méthode de commande MLI unipolaire, les harmoniques 3, 5, 7 et 9 sont réduites ce qui permet de placer la deuxième fréquence de résonance f_{elec_2} à une fréquence plus élevée que dans le cas des convertisseurs résonants, permettant de réduire la taille des éléments magnétiques du filtre.

Outre les avantages déjà décrits du filtre LLC, comme sa robustesse vis-à-vis des fluctuations des paramètres du transducteur et la compensation de l'énergie réactive, il offre un contrôle plus simple par rapport au filtre LC. De plus, sa bande passante est beaucoup plus large lorsque le convertisseur est commandé par une MLI plutôt qu'en pleine onde (mode résonant) [136], [139].

Les inconvénients de la commande MLI sont toujours liés à la fréquence de découpage qui génère des pertes par commutation élevées et des contraintes CEM. Afin de pallier ces problèmes, des solutions sont développées dans la littérature. Parmi ces solutions on trouve, la modulation par élimination des harmoniques HEM (Harmonic Elimination Modulation) [140], [141] et l'onduleur hybride à MLI 3-niveaux (NPC + bras d'onduleur) [142],[141].

IV.3.2.4 Onduleurs Multiniveaux

Afin de réduire le contenu harmonique des tensions délivrées par le convertisseur ainsi que les problèmes de CEM, une augmentation du nombre de cellules de commutation est envisagée. A une fréquence de commutation donnée, la fréquence perçue par les filtres est multipliée par le nombre de cellules. Ces topologies permettent également une répartition de la tension et du courant entre les interrupteurs. Ainsi, l'utilisation de semiconducteurs plus performants ayant des calibres réduits est possible, ce qui contribue à la réduction de la taille du système de refroidissement et des composants passifs. Cependant, un grand nombre de cellules implique plus de circuits de commande et donc plus de complexité et un risque de dégradation de la fiabilité.

IV.3.2.4.1 Onduleur NPC (Neutral Point Clamped)

L'onduleur multiniveau NPC est constitué par quatre interrupteurs bidirectionnels en courant en série, deux diodes de clamping et un pont capacitif. Les diodes de clamping sont connectées entre le point milieu du pont capacitif et les interrupteurs permettant de contrôler la tension de chaque interrupteur (Figure IV-17). Cette topologie assure une tension de sortie à trois niveaux avec une amplitude égale à la moitié de la tension d'entrée si un seul bras est utilisé. Afin d'obtenir une tension de sortie avec une amplitude égale à la tension d'entrée, la mise en place de deux bras est nécessaire, ce qui en résulte une tension de sortie à cinq niveaux (Figure IV-18). Cependant, la présence de plusieurs composants à semiconducteur de puissance qui nécessite d'ores et déjà un circuit de commande plus complexe peut potentiellement augmenter la probabilité de défaillance, affectant ainsi la fiabilité globale du convertisseur.

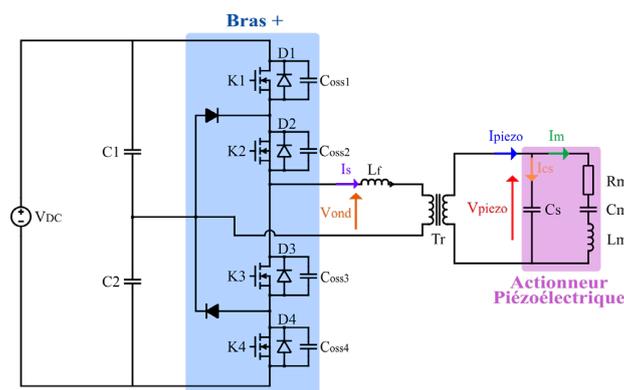


Figure IV-17 Onduleur NPC simple.

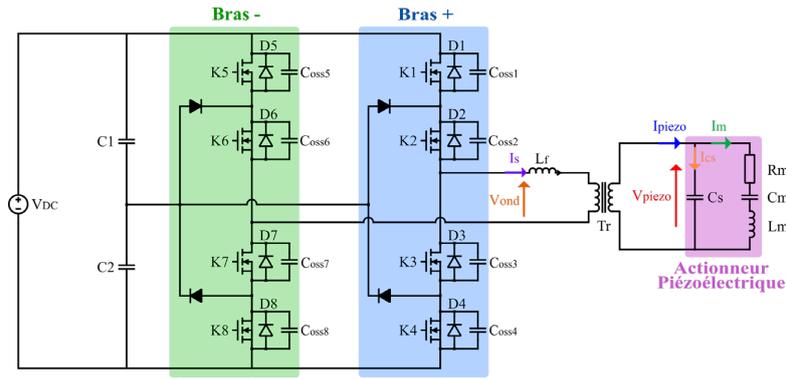


Figure IV-18 Onduleur NPC double.

IV.3.2.4.2 Onduleur NPC hybride

Dans le but de générer une tension de sortie à cinq niveaux avec une amplitude égale à la tension d'entrée tout en limitant le nombre de composants actifs, l'onduleur NPC hybride est proposé dans la littérature [142], [143]. Cet onduleur NPC simplifié est construit selon une topologie asymétrique. Le bras de droite est composé de quatre interrupteurs utilisés pour générer une tension de sortie hachée à haute fréquence (MLI), alors que le bras gauche est un bras d'onduleur composé de deux interrupteurs employés pour commuter uniquement à la fréquence fondamentale de la tension de sortie (fréquence de résonance mécanique de l'actionneur) (Figure IV-19). Cette topologie génère une tension de sortie à cinq niveaux tout en limitant la contrainte de tension des transistors et le nombre de composants utilisés par rapport à un onduleur NPC classique.

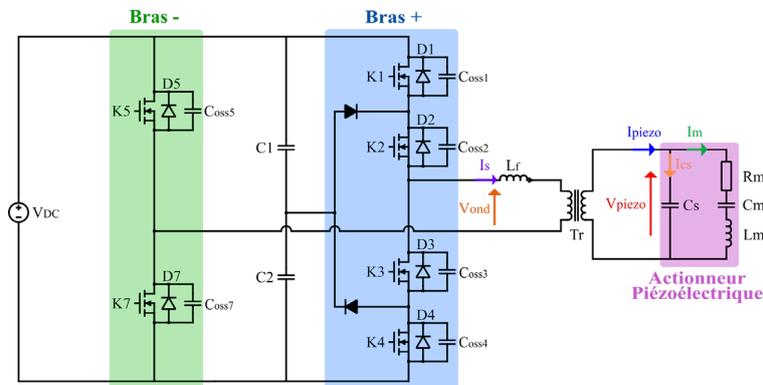


Figure IV-19 Onduleur NPC Hybride.

IV.3.2.4.3 Conclusion

L'avantage de la topologie NPC et de ses dérivés par rapport à la topologie pont-H classique est la réduction du calibre en tension de chaque interrupteur. Par conséquent, les pertes en commutation dans chaque interrupteur diminuent, mais les diodes de clamping conduisent une grande partie du courant qui passe dans les interrupteurs ce qui entraîne des pertes supplémentaires.

Le convertisseur multiniveau NPC présente plusieurs inconvénients qui limitent son utilisation pour notre application :

- Le nombre accru de composants et de circuits de commande nécessaires peut potentiellement augmenter la probabilité de défaillances, affectant ainsi la fiabilité globale du convertisseur.
- La fabrication et la maintenance peuvent être plus coûteuses par rapport à des solutions moins complexes.
- Les circuits de commandes nécessaires pour gérer les niveaux de tension supplémentaires peuvent être plus sophistiqués, surtout pour des fréquences de fonctionnement élevées, entraînant des défis en termes de conception et de mise en œuvre.

IV.3.3 Conclusion

En résumé, nous avons effectué une revue de l'état de l'art des alimentations dédiées aux actionneurs piézoélectriques, explorant diverses configurations telles que les onduleurs résonants LC et LLCC, les onduleurs à modulation de largeur d'impulsion (MLI) LC et LLCC, ainsi que les onduleurs multiniveaux. Après avoir examiné les avantages et les inconvénients de chaque configuration par rapport au cahier des charges, nous avons choisi de poursuivre notre exploration avec trois autres structures prometteuses. Ces structures seront présentées en détail dans la section suivante.

IV.4 Topologies candidates

IV.4.1 Onduleur de courant

Nous venons de voir que les onduleurs de tension offrent la possibilité de générer une forme d'onde de tension de sortie souhaitée. Ce type de convertisseur est bien adapté pour les applications dans lesquelles la charge présente une caractéristique inductive. Cependant, comme l'actionneur piézoélectrique présente un comportement capacitif sur quasiment toute sa plage de fréquence, les onduleurs de tension peuvent générer des pics de tension importants (conflit d'association des sources). Afin de remédier au problème d'association des sources, l'utilisation des filtres LC est primordiale. Cependant, l'implémentation de ces filtres peut détériorer la performance de l'actionneur en déplaçant sa fréquence de résonance [144]. Un onduleur de courant peut donc offrir une solution mieux adaptée pour alimenter l'actionneur et avoir un effet favorable sur la performance de ce dernier.

Un onduleur de courant conventionnel et ses formes d'ondes théoriques sont illustrés sur la Figure IV-20.

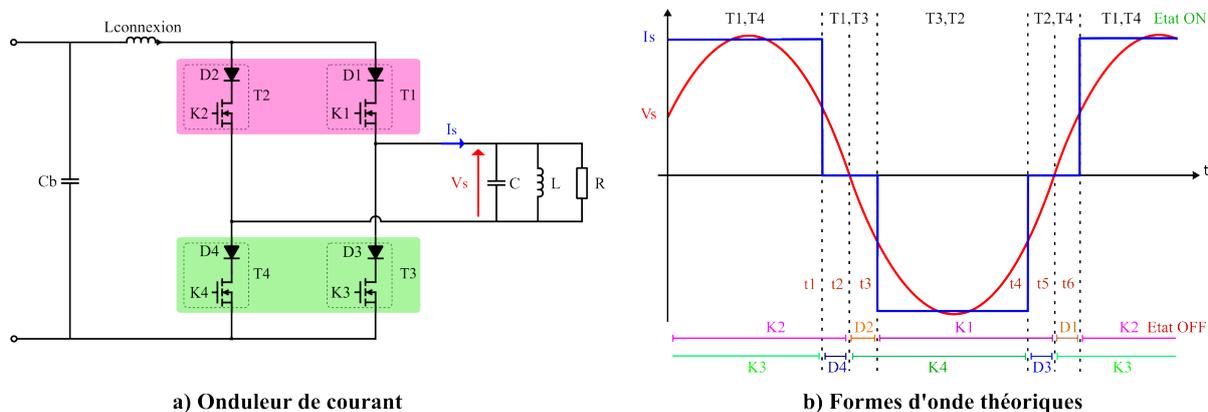


Figure IV-20 Schéma de principe de l'onduleur de courant

Le principe de fonctionnement de l'onduleur de courant est similaire à l'onduleur de tension mis à part le fait que les cellules de commutations sont à l'horizontale (en rose et vert) et que les interrupteurs sont bidirectionnels en tension et unidirectionnel en courant. Étant donné que l'entrée est une source de courant, la charge imposera la tension.

Dans l'exemple classique d'un onduleur de courant avec un circuit résonant parallèle et une charge résistive (Figure IV-20-a), les formes d'ondes en sortie pour une commande en pleine onde décalée sont représentées sur la Figure IV-20-b. En pilotant l'onduleur à la fréquence de résonance LC parallèle, une tension sinusoïdale en sortie de l'onduleur est obtenue, ainsi que des commutations douces naturelles à l'amorçage et au blocage (ZVS et ZCS) des transistors sont assurées.

Étant donné que le domaine d'application est l'aéronautique, l'onduleur sera alimenté par le secteur à 270 V à travers un hacheur abaisseur (Buck) qui va servir à contrôler le courant d'entrée. Le schéma du convertisseur complet avec la charge piézoélectrique est illustré sur la Figure IV-21.

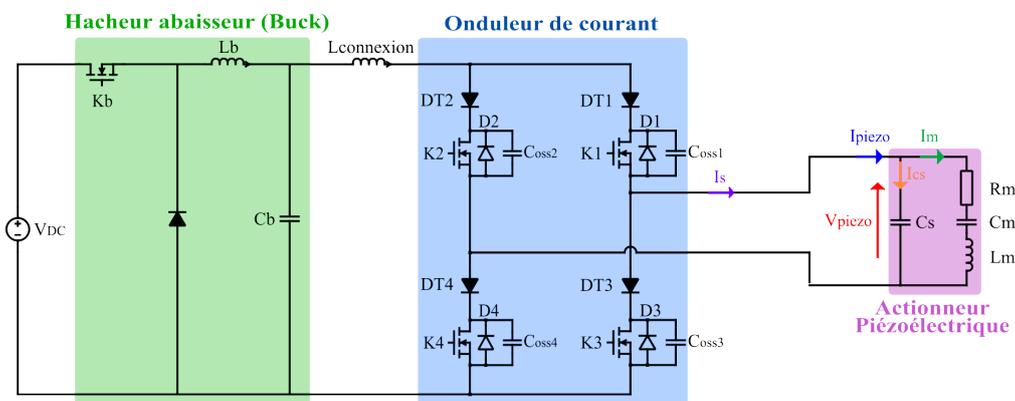


Figure IV-21 Schéma l'onduleur de courant avec la charge.

Des simulations du convertisseur complet ont été réalisées avec le logiciel PLECS afin de vérifier les formes d'onde en sortie de l'onduleur et cela en fonction de la fréquence de fonctionnement choisie. Les paramètres de simulation sont les suivants :

- La tension d'alimentation est fixée à 270 V DC.
- Commande pleine onde décalée (boucle ouverte).
- Fréquence de fonctionnement fixée à la fréquence de résonance mécanique de la structure (autour de 55 kHz).

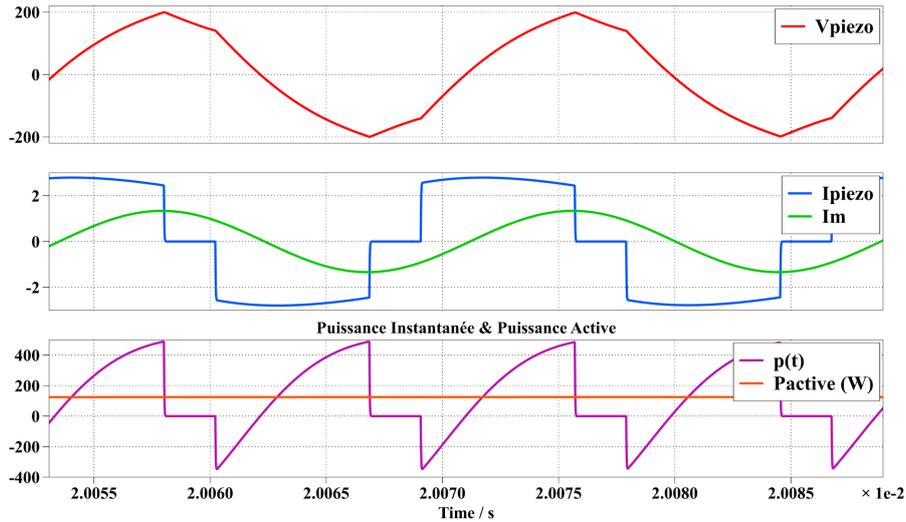


Figure IV-22 Les formes d'ondes simulées en sortie de l'onduleur de courant.

Les résultats de simulation illustrés ci-dessus montrent clairement que l'on a un courant de sortie carré comme attendu ainsi qu'un courant motionnel sinusoïdal. En revanche, la tension de sortie aux bornes de l'actionneur n'est pas sinusoïdale. En effet, lorsque la charge est pilotée à sa fréquence de résonance mécanique (résonance série), son schéma équivalent s'est réduit à une simple capacité (C_s) avec une résistance (R_m) en parallèle. Comme l'onduleur impose un courant carré et la branche motionnelle absorbe un courant I_m sinusoïdal, la capacité statique C_s absorbe la différence définissant la forme d'onde de la tension de sortie V_{piezo} .

Conclusion :

D'après l'étude faite sur l'onduleur de courant et les résultats obtenus par simulation, cette topologie se révèle peu favorable pour notre application. En effet, pour que le dégivrage soit opérationnel, il faut que les actionneurs piézoélectriques soient alimentés par un courant sinusoïdal à la fréquence de résonance et que la tension de sortie ait un THD le plus faible possible. Or, le comportement des actionneurs à la résonance ne permet pas d'avoir une tension sinusoïdale. Une solution pouvant être envisagée serait de placer une inductance en parallèle avec les actionneurs et de la dimensionner de façon à placer la nouvelle résonance ($L_{ajoutée} // C_s$) le plus proche possible de la fréquence de résonance du transducteur dans le but d'avoir une tension sinusoïdale et de compenser l'énergie réactive provenant de la capacité statique. Cependant, cette inductance forme avec C_s une sorte de filtre passe-bande très sélectif ce qui limite la plage de fréquence de fonctionnement en plus d'une atténuation forte du fondamental du courant (Figure IV-23).

Pour conclure, le choix de cette topologie a été fait afin de contourner l'utilisation de filtres LC qui sont relativement sensibles par rapport aux variations des paramètres du transducteur. Cependant, il a été démontré que le but n'est pas complètement atteint car un des critères importants pour le dimensionnement du convertisseur consistant à générer une tension sinusoïdale n'est pas rempli avec cette topologie. De plus, elle nécessite l'ajout d'un convertisseur Buck ce qui augmente le poids total du convertisseur et dégrade son rendement. Finalement, avec l'ajout du transformateur d'isolement et des inductances de câblage, la charge vue par l'onduleur sera inductive conduisant à un conflit des sources.

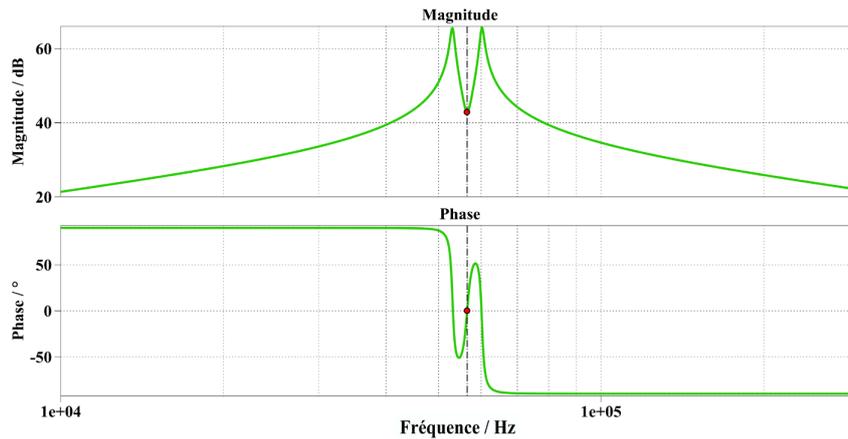


Figure IV-23 Impédance vue par l'onduleur de courant avec l'ajout de l'inductance parallèle ($L_{ajoutée}$).

IV.4.2 Convertisseur "résonant" avec récupération de l'énergie réactive

L'utilisation des actionneurs piézoélectriques présente un défi majeur en électronique de puissance en raison de leur comportement capacitif, générant souvent une puissance instantanée beaucoup plus importante que la puissance active. Cette problématique a conduit à de nombreuses études dont l'objectif vise à l'optimisation du facteur de puissance [133], [134]. De plus, pour éviter un surdimensionnement des convertisseurs de puissance dû aux pertes par commutation, des techniques de commutation à zéro tension sont introduites [135]. Mais pour atteindre cet objectif, des inductances volumineuses sont employées.

À ce propos, et afin de pallier ces inconvénients, une topologie consistant en l'ajout d'un circuit shunt auxiliaire sur un bras d'onduleur a retenu notre attention [145]. Le circuit est composé d'un bras de commutation et d'une petite inductance. Cette inductance n'est pas dans le chemin du flux de puissance principal et donc elle n'est pas dimensionnée en fonction de la fréquence de résonance de l'actionneur piézoélectrique. Ce circuit auxiliaire va contribuer à la récupération de l'énergie réactive stockée dans la capacité statique de l'actionneur et elle permettra ainsi de réaliser des commutations douces à zéro tension (ZVS). Le schéma du convertisseur ainsi que les formes d'onde des courants et des tensions sont représentés sur la Figure IV-24 suivante :

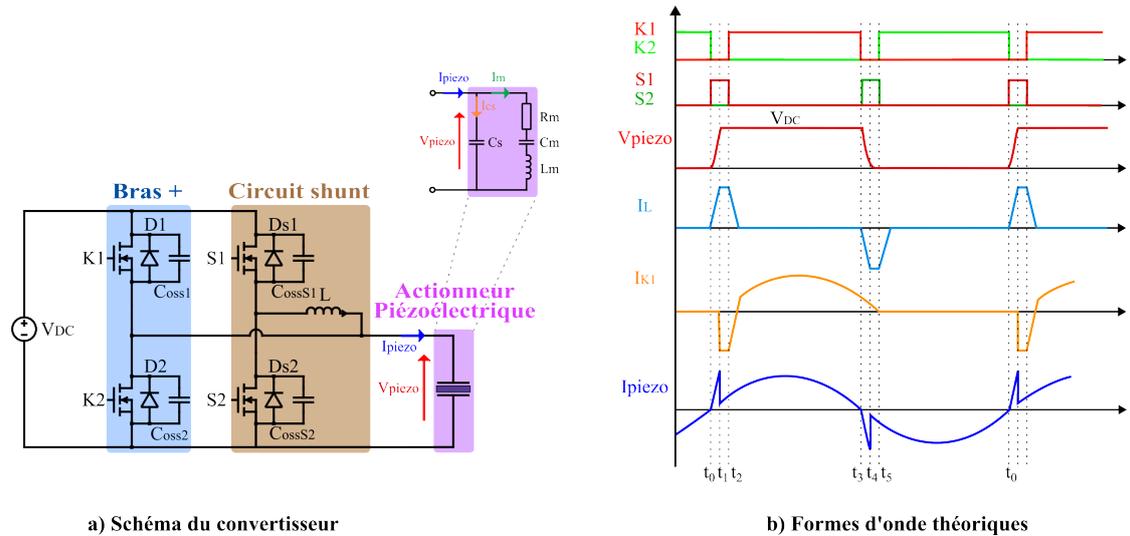


Figure IV-24 Le circuit du convertisseur et ses formes d'ondes théoriques.

IV.4.2.1 Principe de fonctionnement :

Le principe de fonctionnement de cette topologie s'explique à l'aide des formes d'ondes théoriques de la Figure IV-24-b en divisant le fonctionnement en six étapes [145]:

Étape 1 [$t_0 < t < t_1$] Figure IV-25-a : L'interrupteur S_1 est à l'état ON, et les interrupteurs K_1 , K_2 et S_2 sont à l'état OFF. La capacité C_s se charge à travers l'inductance L et on aura une résonance entre L et C_s . La tension V_{piezo} augmente jusqu'à ce qu'elle arrive à V_{DC} et le courant dans l'inductance augmente aussi jusqu'à $V_{DC}\sqrt{C_s/L}$. Si cette étape n'est pas assez longue, la tension aux bornes de C_s n'atteindra pas V_{DC} et par conséquent il n'y aura pas de commutation à zéro de tension (ZVS) au niveau de K_1 . Donc pour cela, il faut que cette étape ait une durée supérieure au quart de la période de résonance entre L et C_s :

$$t_1 - t_0 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L \cdot C_s} \quad (IV-29)$$

Cela impliquera une faible valeur pour l'inductance vu que l'intervalle de temps est assez petit.

Étape 2 [$t_1 < t < t_2$] Figure IV-25-b : Durant cette étape, S_1 est toujours à l'état ON, et K_1 , K_2 et S_2 sont à l'état OFF. La tension V_{piezo} est égal à V_{DC} et la diode de l'interrupteur K_1 se met en conduction afin de tenir le courant I_L . On passe en phase de roue libre entre S_1 , L et D_1 . Cette étape se termine quand K_1 commute et S_1 se bloque.

Étape 3 [$t_2 < t < t_3$] Figure IV-25-c : On est en phase de récupération de l'énergie stockée dans L . Les diodes body de K_1 et S_2 sont en conduction pour tenir le retour du courant I_L vers la source. En même temps, on a la circulation du courant motionnel i_m à travers K_1 et l'actionneur.

Étape 4 [$t_3 < t < t_4$] Figure IV-25-d : K_1 est à l'état OFF et S_2 est à l'état ON. La capacité C_s se décharge à travers l'inductance L . Cette étape se termine quand $V_{piezo} = 0$ et la diode body de K_2 conduit spontanément comme dans l'étape 1.

Étape 5 [$t_4 < t < t_5$] Figure IV-25-e : On est en phase de roue libre entre S_2 , L et D_2 . Cette étape se termine quand K_2 se met en conduction et S_2 se bloque comme dans l'étape 2.

Étape 6 [$t_5 < t < t_6$] Figure IV-25-f : K_2 commute à zéro de tension (ZVS). Les diodes body de K_2 et S_1 sont en conduction pour tenir le retour du courant i_L vers la source (récupération de l'énergie). En même temps, le courant motionnel i_m circule à travers K_2 et l'actionneur.

Pour résumer, dans les étapes 1 et 4 on a de la commutation à zéro tension (ZVS) au niveau de K_1 et K_4 grâce à la résonance entre L et C_s . Alors que dans les étapes 2 et 3, on récupère l'énergie stockée dans l'inductance L.

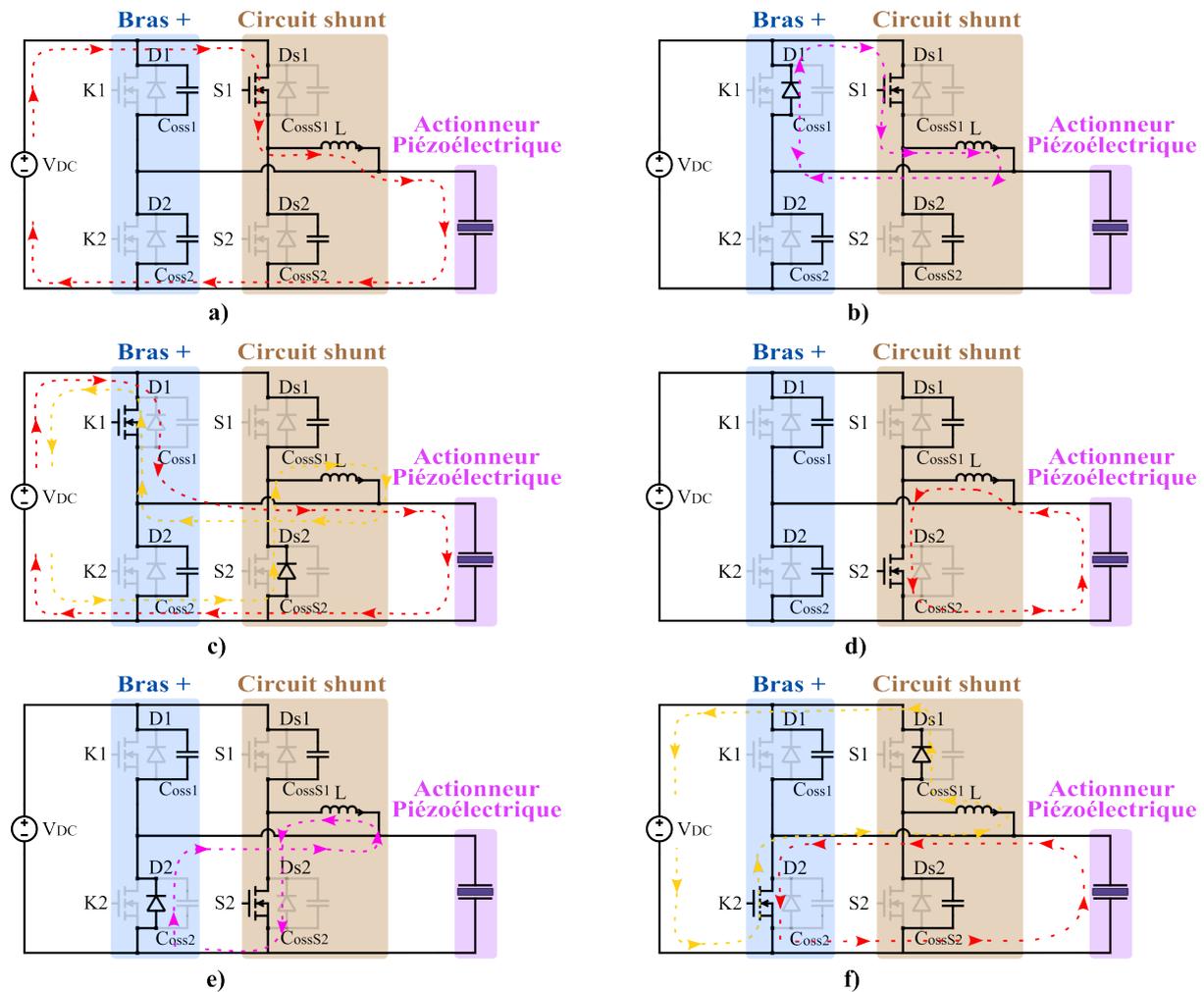


Figure IV-25 Configurations des différentes étapes de fonctionnement.

IV.4.2.2 Simulation

La réalisation de cette topologie est assez simple, mais le problème est qu'elle ne respecte pas le cahier des charges qui impose une tension de sortie bipolaire la plus proche possible d'un sinus pour ne pas exciter les autres modes de l'actionneur.

Donc afin d'adapter cette structure à notre cas d'application, les modifications suivantes ont été proposées :

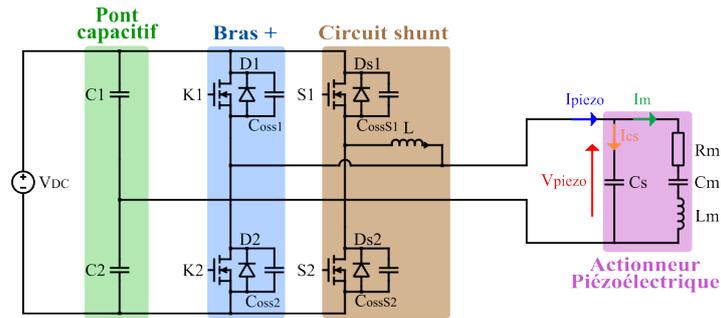


Figure IV-26 Configuration de la structure avec un pont capacitif.

Pour inverser la polarité de la tension de sortie, la première proposition était de mettre en place un pont capacitif (Figure IV-26). Le problème avec cette proposition c'est que la tension de sortie sera limitée à la moitié de la tension d'entrée.

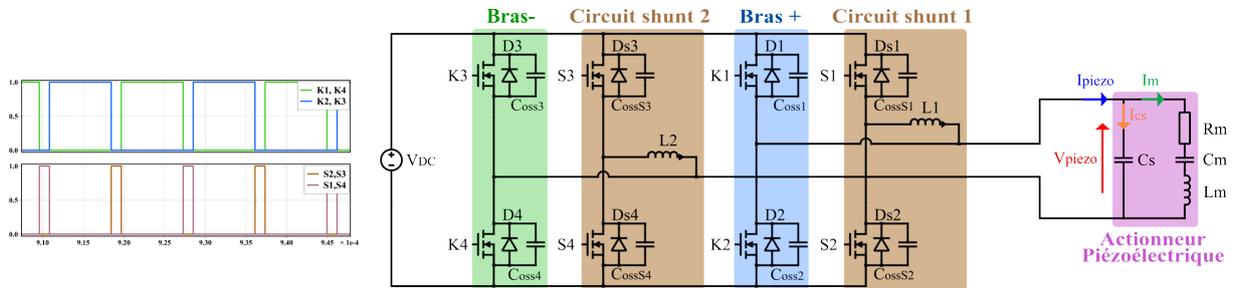


Figure IV-27 Configuration en dupliquant la structure avec ses signaux de commande.

La deuxième proposition était de dupliquer le circuit pour inverser la polarité d'une part et d'assurer une commutation à zéro de tension (ZVS) sur le deuxième bras d'autre part (Figure IV-27)

Des simulations du convertisseur avec la même charge ont été réalisées afin de vérifier les formes d'onde en sortie de l'onduleur. Les paramètres de simulation sont les suivants :

- La tension d'alimentation est fixée à 270 V.
- Fréquence de fonctionnement fixée à la fréquence de résonance mécanique de la structure (autour de 55 kHz).
- Temps morts imposés à 10% du temps de conduction.
- Un seul actionneur excité ($C_s = 2.75 \text{ nF}$).
- Inductance $L_1 = L_2 = 70 \text{ }\mu\text{H}$.
- Commande pleine onde bipolaire.

La simulation a été faite pour un seul actionneur, car pour charger plus d'actionneur le temps morts (temps de charge) devient très long, limitant ainsi la transmission de la puissance.

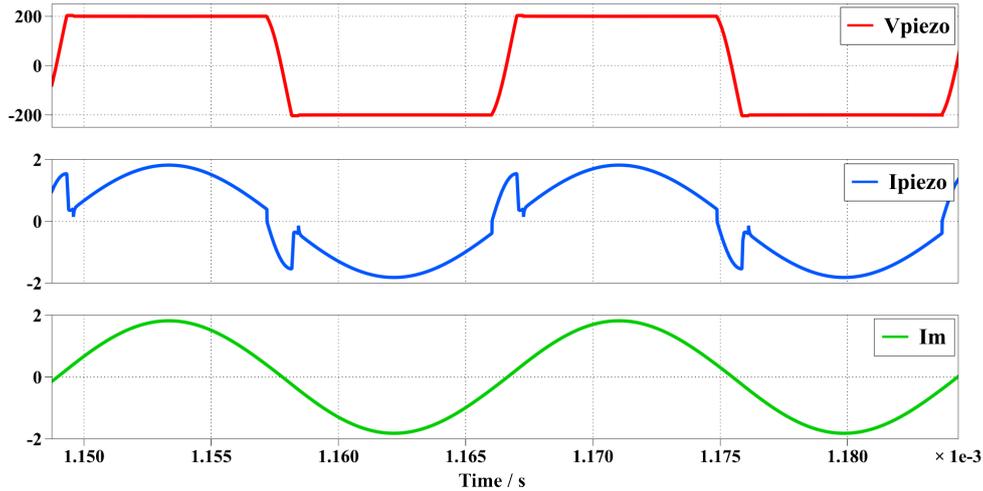


Figure IV-28 Les formes d'onde en sortie du convertisseur.

Comme prévu théoriquement, nous obtenons une tension carrée bipolaire aux bornes du transducteur piézoélectrique, ainsi qu'un courant sinusoïdal. Les pics de courant visible sur I_{piezo} sont dus à la petite résonance entre $(L_1 + L_2)$ et C_S .

Cette structure nous permet de réaliser des commutations douces en mode ZVS pour les quatre cellules. Elle permet également de récupérer l'énergie réactive provenant de la capacité statique et ainsi augmenter le rendement du convertisseur.

Cependant, si l'on alimente le transducteur avec cette tension carrée, plusieurs modes de vibration seront excités à cause du contenu harmonique important, conduisant à un dégivrage inefficace et même une possible casse des céramiques piézoélectriques. Afin de régler ce problème, il faudra mettre en place un filtre passe-bas. Or, avec l'ajout de l'inductance de filtrage, on sort de la condition de la commutation ZVS donnée dans l'équation (IV-19). En effet, la subtilité de cette structure est que l'inductance du circuit shunt partage deux chemins pendant son cycle de fonctionnement : un chemin interne avec le bras auquel le circuit est associé et un chemin externe avec la charge. Ce partage de chemins impose un réajustement (élargissement) du temps mort avec tout ajout d'inductance (inductance de filtrage, inductance de câblage, inductance de fuite du transformateur d'isolement ...) impliquant une transmission peu optimale de la puissance vers la charge. De plus, le filtre atténuera le fondamental de la tension, vu que sa fréquence de résonance électrique sera mise un peu en amont de la fréquence de résonance mécanique du transducteur.

Il est bien de noter qu'avec cette structure, il n'est pas possible de réaliser une commande pleine onde décalée (unipolaire).

IV.4.3 Onduleur de tension à résonance auxiliaire (ARCPI)

Il a été démontré que la stratégie de commande MLI permettait d'atteindre des performances élevées en termes de réponse dynamique, volumes et poids [146]. De plus, la plage de variation de fréquence de fonctionnement en fonction de l'actionneur choisi et de son environnement est plus large pour les structures MLI-LC ou MLI-LLCC par rapport aux structures résonantes.

Néanmoins, la montée en fréquence avec la commande MLI provoque des contraintes de commutation (surtension au blocage et surintensité à l'amorçage) au niveau des transistors, des pertes par commutation élevées et entraîne des interférences électromagnétiques (EMI) dues aux transitoires de tension dv/dt importants.

Plusieurs topologies d'onduleur à commutation douce ont été introduites dans la littérature [147], [148], [149]. Le but d'utiliser un onduleur à commutation douce est de diminuer les pertes par commutation et les interférences électromagnétiques par comparaison aux onduleurs à commutation dure classiques. Selon le placement du circuit auxiliaire, les onduleurs à commutation douce se divisent en deux catégories : "Resonant Link Inverter (RLI)" [147], [150], et "Resonant Pole Inverter (RPI)" [148], [151]. Les onduleurs "RPI" sont avantageux en termes de stress, de tension et/ou de courant aux interrupteurs et en terme de facilité de commande par rapport aux onduleurs "RLI" [152].

L'exemple typique dans la famille des onduleurs "RPI", c'est l'onduleur à circuit résonant auxiliaire (ARCPI -Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter) [152], [153]. La topologie de cet onduleur est illustrée sur la Figure IV-29.

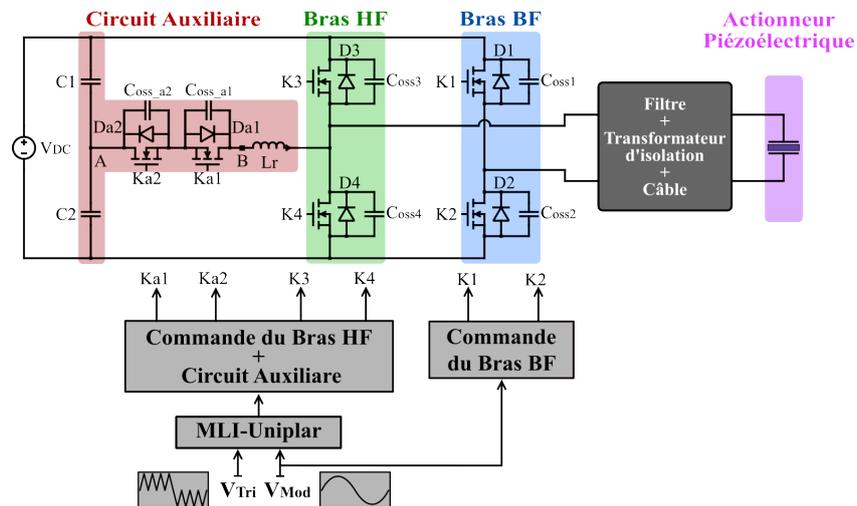


Figure IV-29 Schéma de principe du convertisseur ARCPI.

L'onduleur est constitué de deux bras principaux et d'un circuit auxiliaire connecté à un bras de pont capacitif. Dans le but de limiter au maximum les pertes ainsi que le nombre de composants, un bras est commuté à Basse Fréquence (BF) synchronisé à la fréquence de la tension de sortie et l'autre bras est commuté à Haute Fréquence (HF) sur lequel se connecte le circuit auxiliaire. Pour une modulation HF des deux bras, il faut mettre en place un circuit auxiliaire pour chaque bras. Ceci implique une commande plus complexe car il est nécessaire de piloter les circuits auxiliaires et les cellules de commutation avec un séquençage bien spécifique comme il sera présenté dans la section suivante.

Le circuit auxiliaire n'étant pas parcouru par le flux de puissance principal, le calibre en puissance de ses interrupteurs est beaucoup plus petit que celui des interrupteurs principaux, ce qui constitue un avantage. La commande appliquée est une MLI unipolaire avec un taux de modulation $m = 0.74$ et un indice de modulation $Q = 32$ comme illustré sur la Figure IV-30. Ce type de commande permet de réduire les harmoniques sur la tension de sortie (Figure IV-31).

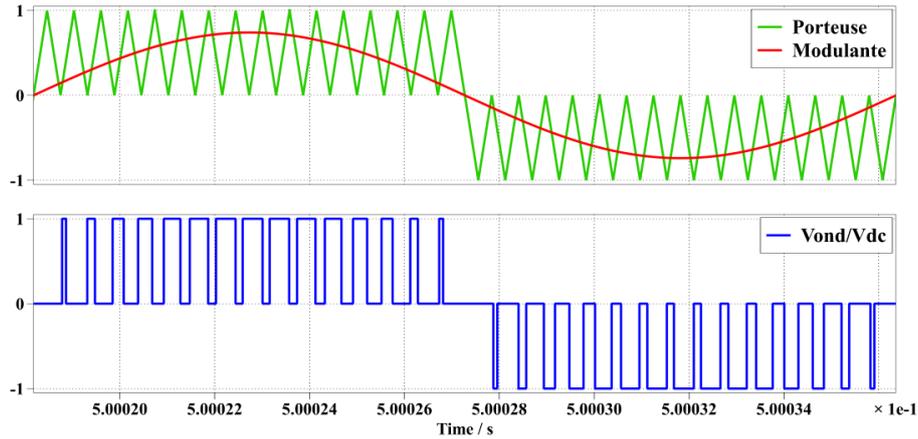


Figure IV-30 Modulation sinusoïdale unipolaire avec la tension de sortie normalisée pour l'ARCPI monophasé.

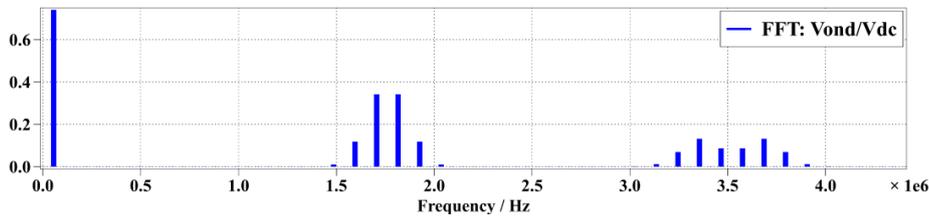


Figure IV-31 La FFT de la tension de sortie normalisée de l'ARCPI.

IV.4.3.1 Les différents modes de fonctionnement

Afin de simplifier l'analyse séquentielle du convertisseur, les hypothèses suivantes sont imposées :

- La tension d'entrée V_{DC} est constante.
- L'inductance de filtrage est suffisamment large de façon à considérer le courant de sortie I_s constant à l'échelle d'une période de découpage.
- Les capacités parasites C_{oss} des transistors sont égales.
- Tous les composants sont idéaux.

En se basant sur ces hypothèses pour une demi-période où K_1 est bloqué et K_2 est passant, le fonctionnement peut être divisé en huit étapes (Figure IV-32).

Étape 0 [$t < t_0$] Figure IV-32-a : on est dans la demi-période positive de la tension de sortie où K_1 et K_3 sont à l'état OFF, K_2 à l'état ON, la diode D_4 conduit le courant de sortie I_s , et les conditions suivantes sont vérifiées :

$$i_{L_r}(t) = 0, \quad V_{C_{oss3}}(t) = V_{DC}, \quad V_{C_{oss4}}(t) = 0 \quad (IV-30)$$

Étape 1 [$t_0 < t < t_1$] Figure IV-32-b : cette étape commence avec l'amorçage de K_{a2} à zéro de courant (ZCS) à $t = t_0$. L'inductance L_r se charge linéairement à travers le condensateur C_2 à $V_{DC}/2$. Le courant qui passe à travers D_4 décroît jusqu'à ce qu'il s'annule lorsque le courant résonant $i_{L_r}(t)$ est égal au courant de sortie I_s . K_4 commence à conduire le courant résonant. L'inductance L_r continue à se charger

jusqu'à ce que l'énergie stockée soit suffisamment grande pour charger et décharger les capacités parasites C_{oss} . Ce mode finit avec le blocage de K_4 à $t = t_1$.

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{DC}}{2L_r}(t - t_0), \quad V_{C_{oss3}}(t) = V_{DC}, \quad V_{C_{oss4}}(t) = 0 \quad (IV-31)$$

Étape 2 [$t_1 < t < t_2$] Figure IV-32-c: l'inductance L_r charge la capacité C_{oss4} jusqu'à ce que $v_{C_{oss4}} = V_{DC}$ et décharge la capacité C_{oss3} jusqu'à ce que $v_{C_{oss3}} = 0$. On a :

$$i_{L_r}(t) = I_{boost} \cos \omega_r(t - t_1) + \frac{V_{DC}}{2Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) + I_s \quad (IV-32)$$

$$V_{C_{oss3}}(t) = \frac{V_{DC}}{2} [1 + \cos \omega_r(t - t_1)] - I_{boost} Z_r \sin \omega_r(t - t_1) \quad (IV-33)$$

$$V_{C_{oss4}}(t) = \frac{V_{DC}}{2} [1 - \cos \omega_r(t - t_1)] + I_{boost} Z_r \sin \omega_r(t - t_1) \quad (IV-34)$$

Avec : $\omega_r = 1/\sqrt{2C_{oss}L_r}$, $Z_r = \sqrt{L_r/2C_{oss}}$ et I_{boost} courant nécessaire pour charger et décharger les capacité parasite C_{oss} .

Étape 3 [$t_2 < t < t_3$] Figure IV-32-d-e : quand la tension $v_{C_{oss3}}$ décroît jusqu'à 0, la diode body D_3 s'amorce conduisant le courant résonant. Pendant cet intervalle de temps, K_3 commute à zéro de tension (ZVS). L'énergie stockée dans l'inductance L_r est restituée vers la source. Le courant i_{L_r} décroît linéairement et cette étape se termine quand $i_{L_r} = 0$.

$$i_{L_r}(t) = -\frac{V_{DC}}{2L_r}(t - t_2) + (I_s + I_{boost})$$

$$V_{C_{oss3}}(t) = 0 \quad (IV-35)$$

$$V_{C_{oss4}}(t) = V_{DC}$$

Étape 4 [$t_3 < t < t_4$] Figure IV-32-f : pendant cette phase, K_3 est à l'état ON conduisant le courant de sortie I_s , la tension $v_{C_{oss3}}(t) = 0$ et la tension $v_{C_{oss4}}(t) = V_{DC}$. Les interrupteurs K_{a1} et K_{a2} du circuit auxiliaire sont à l'état OFF et par conséquent le courant $i_{L_r}(t) = 0$.

$$i_{L_r}(t) = 0, \quad V_{C_{oss3}}(t) = 0, \quad V_{C_{oss4}}(t) = V_{DC} \quad (IV-36)$$

Étape 5 [$t_4 < t < t_5$] Figure IV-32-g : cette étape commence avec l'amorçage de K_{a1} à zéro courant (ZCS) à $t = t_4$. L'inductance L_r se charge linéairement du condensateur C_1 à $-V_{DC}/2$. Cette étape finit avec le blocage de K_3 à zéro tension (ZVS) à $t = t_5$.

$$i_{L_r}(t) = -\frac{V_{DC}}{2L_r}(t - t_4), \quad V_{C_{oss3}}(t) = 0, \quad V_{C_{oss4}}(t) = V_{DC} \quad (IV-37)$$

Étape 6 [$t_5 < t < t_6$] Figure IV-32-h : l'inductance L_r charge la capacité C_{oss3} jusqu'à ce que $v_{C_{oss3}} = V_{DC}$, et décharge la capacité C_{oss4} jusqu'à ce que $v_{C_{oss4}} = 0$. Le courant résonant, ainsi que les tensions aux bornes des capacités parasites s'expriment de la façon suivante :

$$i_{L_r}(t) = I_s - (I_s - I_{boost_b}) \cos \omega_r(t - t_5) - \frac{V_{DC}}{2Z_r} \sin \omega_r(t - t_5) \quad (IV-38)$$

$$V_{C_{oss3}}(t) = \frac{V_{DC}}{2} [1 - \cos \omega_r(t - t_5)] + (I_s - I_{boost_b}) Z_r \sin \omega_r(t - t_5) \quad (IV-39)$$

$$V_{C_{oss4}}(t) = \frac{V_{DC}}{2} [1 + \cos \omega_r(t - t_5)] - (I_s - I_{boost_b}) Z_r \sin \omega_r(t - t_5) \quad (IV-40)$$

Étape 7 [$t_6 < t < t_7$] Figure IV-32-i-j : depuis que la tension $v_{C_{oss4}}(t) = 0$, la diode body D_4 s'amorce et commence à conduire le courant résonant et le courant de sortie. Pendant cet intervalle de temps, K_4 commute à zéro de tension ZVS. L'énergie stockée dans l'inductance L_r est récupérée par la source. Cette phase se termine quand le courant $i_{L_r}(t) = 0$.

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{DC}}{2L_r}(t - t_6), \quad V_{C_{oss3}}(t) = V_{DC}, \quad V_{C_{oss4}}(t) = 0 \quad (IV-41)$$

Après cette étape, le fonctionnement du convertisseur repasse à l'étape 0.

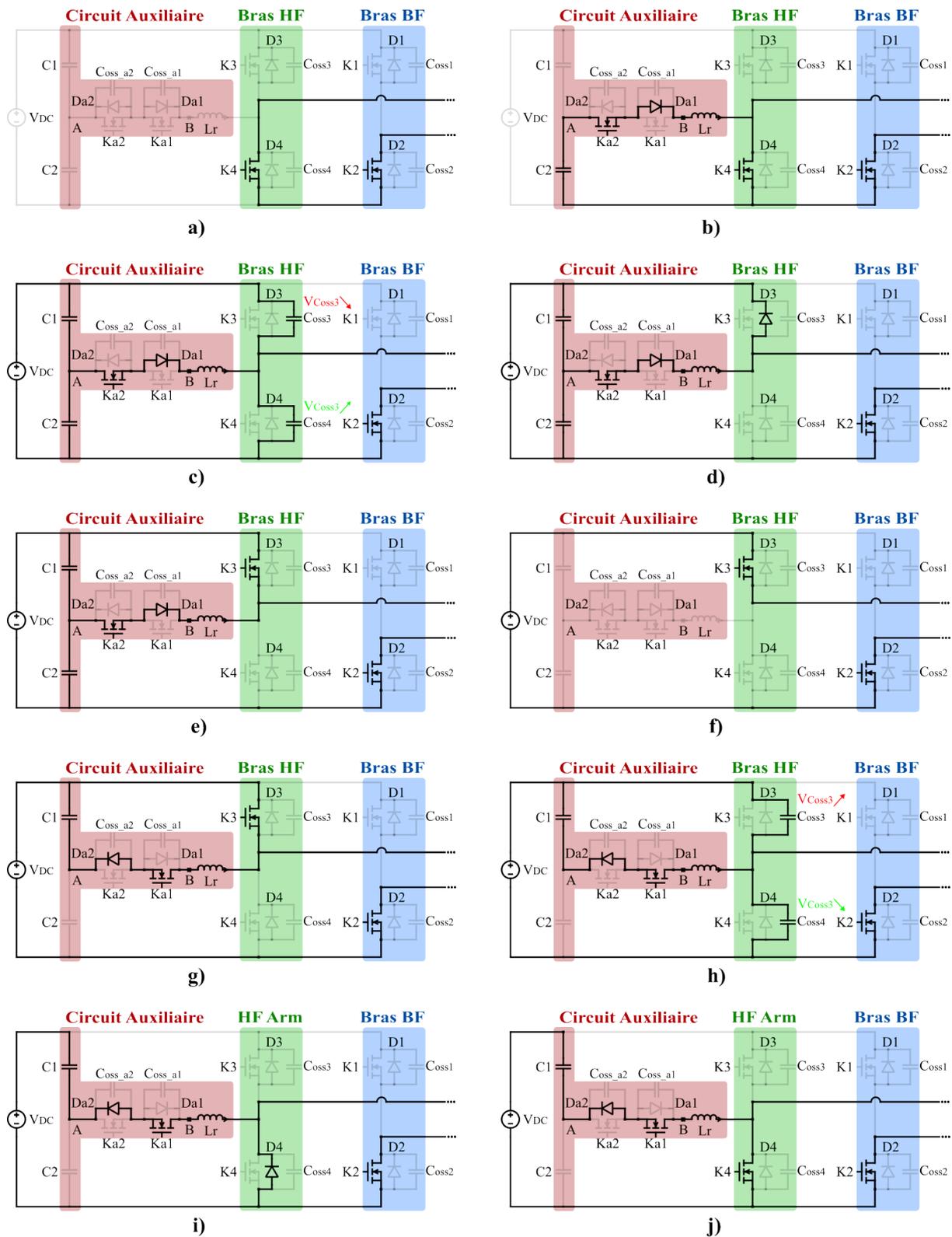


Figure IV-32 Les séquences de fonctionnement de l'ARCPI.

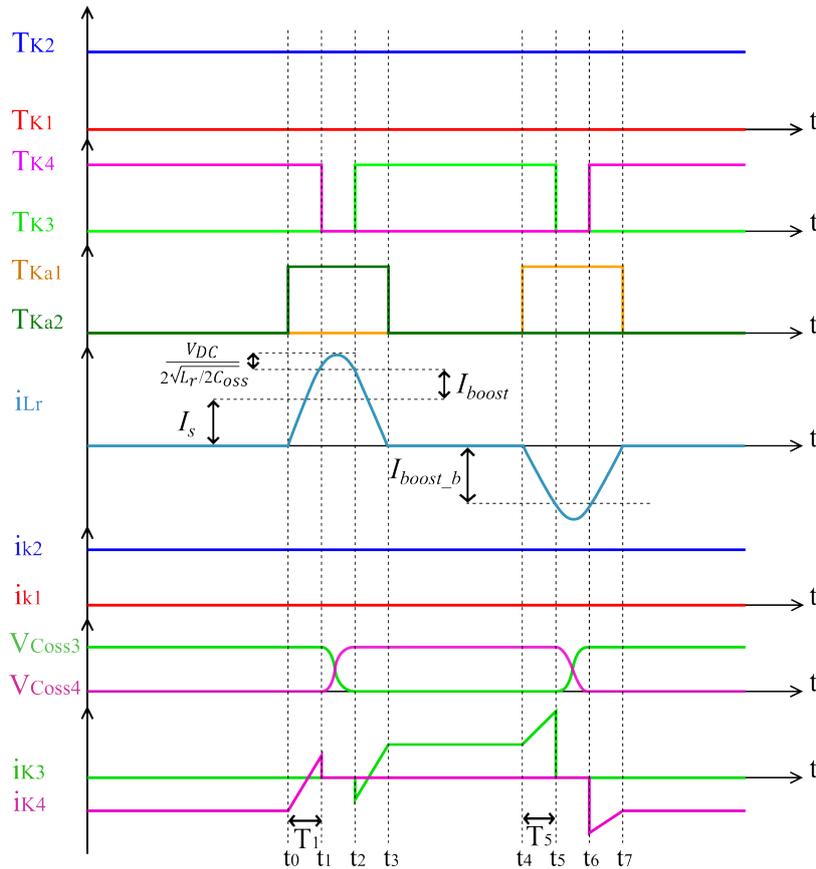


Figure IV-33 Formes d'ondes théoriques des différentes étapes de fonctionnement.

IV.4.3.2 Dimensionnement de l'inductance résonante et méthode de contrôle associée

Afin d'obtenir des commutations douces à zéro tension au niveau du bras HF, il faut que l'énergie stockée dans l'inductance résonante L_r soit suffisante pour charger et décharger les capacités parasites des transistors concernés. Pour cela, l'onduleur à commutation douce (ARCPI) présente principalement deux stratégies de contrôle distinctes : le contrôle à temps de charge fixe et le contrôle à temps de charge variable de L_r . Le contrôle à temps fixe a été initialement introduit dans [153]. Dans cette approche, les temps de mise en conduction des transistors auxiliaires sont constants à chaque cycle de commutation, même lorsque le courant de sortie I_s varie. Le principal inconvénient de méthode de contrôle est que le courant de charge de l'inductance résonante L_r ne s'adapte pas en fonction du courant de sortie [154], ce qui conduit à des pertes importantes dans l'onduleur. Pour éviter les problèmes du contrôle à temps fixe, une méthode de contrôle à temps variable a été proposée dans [155], cette méthode permet d'ajuster le temps d'amorçage des transistors auxiliaire en fonction du courant de sortie. Une plage d'adaptation étendue en fonction de la charge a été obtenue grâce à cette méthode de contrôle [156]. Cependant, cette méthode repose sur la détection précise du courant de sortie, ce qui augmente la complexité du contrôle et le coût global lié aux capteurs employés. La fiabilité de cette méthode peut être réduite, notamment au passage du courant par zéro ou pour des courants faibles [157].

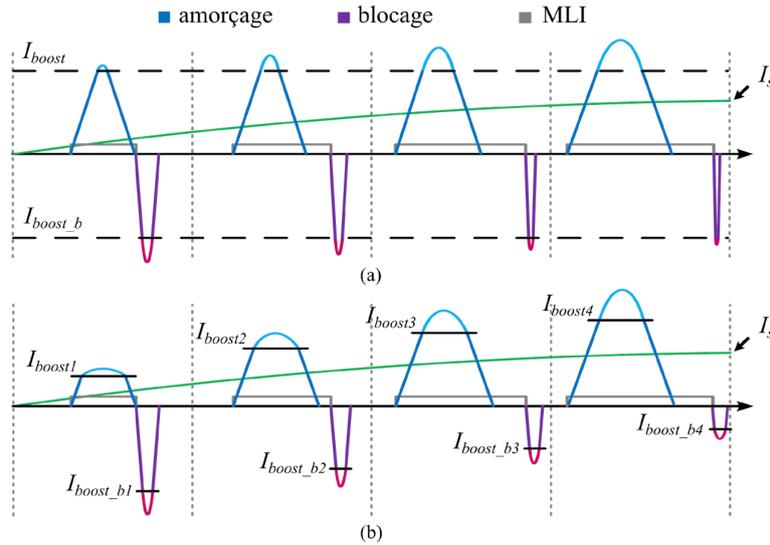


Figure IV-34 Comparaison du courant I_{Lr} entre (a) la méthode de contrôle fixe et (b) la méthode de contrôle variable – refaite de [158].

Le contrôle à temps fixe a été choisi en raison de sa simplicité de mise en œuvre, où les temps de charge et de décharge sont prédéfinis et ajustés manuellement dans le contrôle. De plus, le gain en rendement du contrôle à temps variable par rapport au contrôle à temps fixe est négligeable [158], [159], notamment pour notre cas d'application où la valeur du courant de sortie n'est pas élevée. Afin de simplifier le schéma de contrôle, les temps de charge T_1 et de décharge T_5 de l'inductance résonante sont ajustés pour être égaux.

Pour assurer des commutations en ZVS, les conditions suivantes doivent être respectées :

$$\frac{V_{DC}}{2L_r} T_1 \geq \hat{I}_s \quad \text{et} \quad \frac{V_{DC}}{2L_r} T_5 \geq \hat{I}_s \quad (\text{IV-42})$$

Avec $T_1 = t_1 - t_0$ et $T_5 = t_5 - t_4$. Ces deux intervalles de temps doivent être toujours inférieurs à $D_{\min} T_s$ et $(1 - D_{\max}) T_s$, où T_s et D sont la période de découpage et le rapport cyclique respectivement.

À partir des inégalités (IV-42), l'inductance résonante L_r doit respecter :

$$L_r \leq \frac{V_{DC} \cdot T_L}{2\hat{I}_s} \quad (\text{IV-43})$$

Pour une tension de bus $V_{DC} = 270 \text{ V}$, un courant max de sortie $\hat{I}_s = 4 \text{ A}$ et un temps de charge et de décharge $T_1 = T_5 = T_L = 32 \text{ ns}$, la valeur de l'inductance est $L_r = 1 \mu\text{H}$.

IV.4.3.3 Filtre LC

Des simulations du convertisseur complet avec la même charge piézoélectrique ont été réalisées afin de vérifier le fonctionnement total de l'onduleur. Les paramètres de simulation sont les suivants :

- La tension d'alimentation est fixée à 270 V.
- Fréquence de fonctionnement fixée à la fréquence de résonance mécanique de la structure ($55 \text{ kHz} \pm 1 \text{ kHz}$) et ce qui nous pousse à imposer une fréquence de découpage autour de 2 MHz afin d'améliorer le signal de sortie (moins de THD).
- $L_r = 1 \mu\text{H}$ pour $T_L = 32 \text{ ns}$ et $\hat{I}_s \approx 4 \text{ A}$.
- Commande MLI Unipolaire (boucle ouverte).

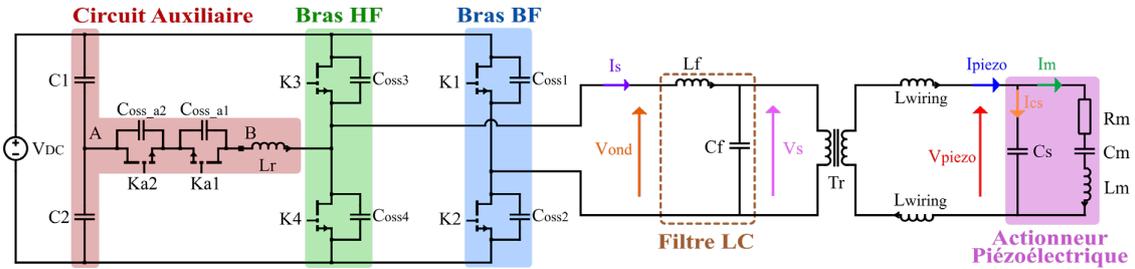


Figure IV-35 Schéma de simulation du système complet (ARCPI + Filtre LC + Transformateur + Inductance de câblage + Charge).

Le filtre en sortie de l'onduleur a été dimensionné de façon à avoir une ondulation de courant inférieure à $20\% \cdot \hat{I}_s$ et une ondulation de tension inférieure à $10\% \cdot \hat{V}_s$. Pour cela, une valeur de $L_f = 53 \mu\text{H}$ et de $C_f = 5 \text{ nF}$ sont nécessaires, imposant la fréquence de coupure du filtre à $f_{LC} = 300 \text{ kHz}$. Le transformateur d'isolement utilisé pour la simulation a un rapport de transformation unitaire, une inductance de fuite de $10 \mu\text{H}$ et une inductance magnétisante de $572 \mu\text{H}$.

Cependant, l'inductance de fuite en plus de l'inductance de câblage et la capacité statique des actionneurs forme un deuxième filtre LC. Cela forme un filtre double du 4ème ordre avec une fonction de transfert de la forme :

$$\frac{V_{piezo}}{V_{ond}} = \frac{1}{1 + p \frac{L_f + L_t}{Z_m(p)} + p^2 (L_f C_f + L_f C_s + L_t C_s) + p^3 \frac{L_f L_t C_f}{Z_m(p)} + p^4 (L_f L_t C_f C_s)} \quad (\text{IV-44})$$

Avec $L_t = L_{fuite} + 2L_{wiring}$

Par conséquent, les deux fréquences caractéristiques de ce filtre sont définies comme suit :

$$f_{cp1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f + L_f C_s + L_t C_s}} \quad \text{et} \quad f_{cp2} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_f C_f + L_f C_s + L_t C_s}{L_f L_t C_f C_s}} \quad (\text{IV-45})$$

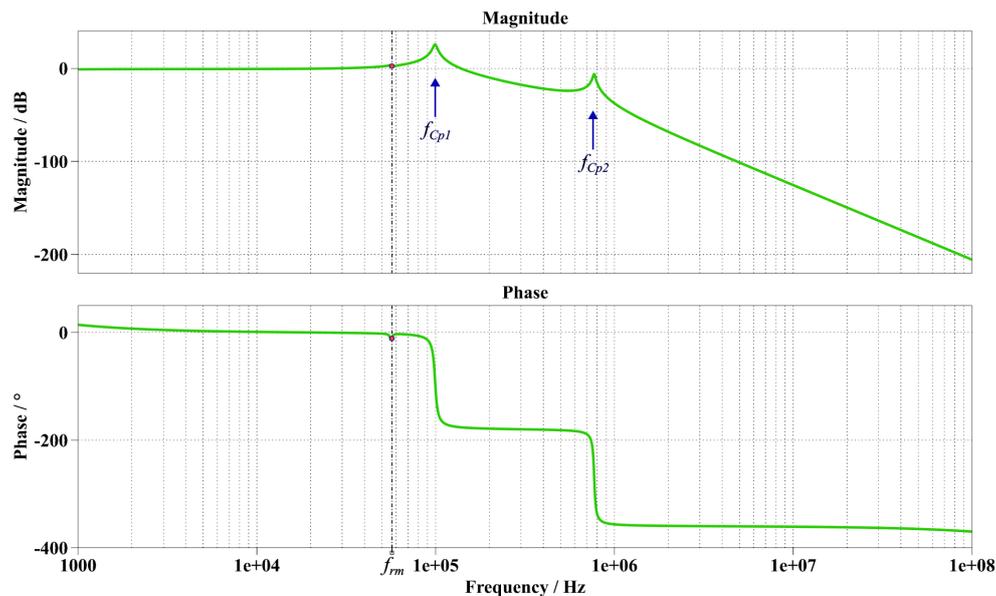


Figure IV-36 Réponse fréquentielle du filtre LCLC.

La première fréquence de coupure f_{cp1} se trouve autour de 100 kHz. Cette résonance ne peut pas être repoussée davantage, car cela nécessiterait d'imposer une valeur très faible de l'inductance L_f , entraînant ainsi une ondulation de courant très importante. Les résultats de simulation de l'onduleur avec le filtre LC est illustré sur la Figure IV-37. Un THD inférieur à 10% pour V_s et I_s , et inférieur à 2% pour V_{piezo} et I_{piezo} est obtenu. Cependant, un déphasage proche de 70° est observé entre V_s et I_s , ce qui implique une énergie réactive très importante et par conséquent facteur de puissance faible. Dans le but de compenser l'énergie réactive, le filtre LLCC est proposé.

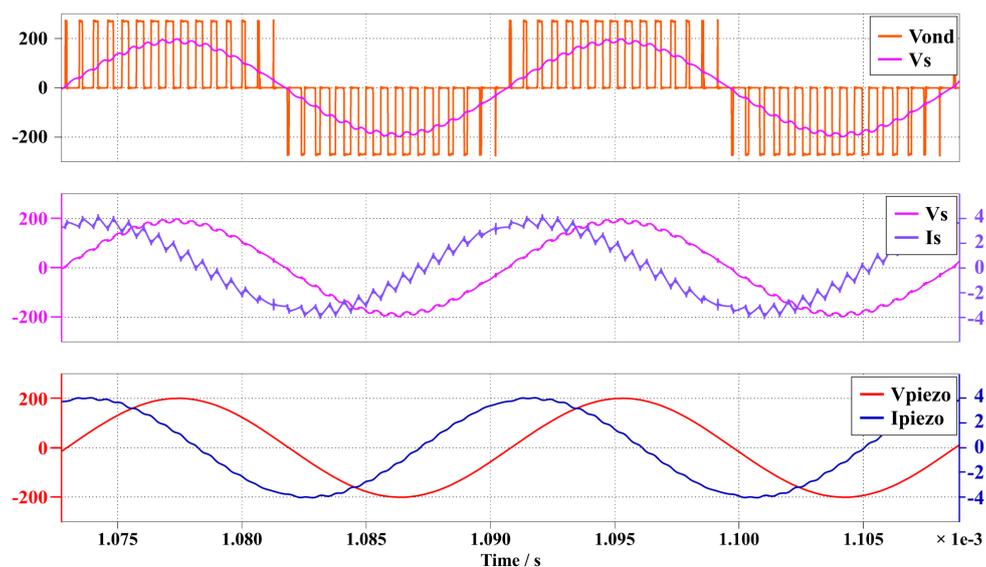


Figure IV-37 Les formes d'ondes simulées en sortie de l'ARCPI avec le filtre LC.

IV.4.3.4 Filtre LLCC

Le filtre LLCC déjà présenté dans la section IV.3.1.2 s'avère intéressant et plus avantageux par rapport aux filtres LC. En effet, la possibilité de compenser l'énergie réactive de l'actionneur piézoélectrique à l'aide l'inductance parallèle L_{fp} apporte un réel bénéfice au convertisseur.

Dimensionnement du filtre :

Dans le but de limiter l'impact de la variation de la capacité statique C_s de l'actionneur sur le fonctionnement du filtre et de diminuer la taille de l'inductance parallèle L_{fp} , un condensateur additionnel de capacité C_{fp} est ajouté en parallèle avec l'actionneur. Ainsi, pour que le filtre ait des pics de résonance symétriques comme indiqué sur la Figure IV-38, les circuits résonants série et parallèle doivent être accordés à la pulsation de fonctionnement ($\omega_{rm}^{-2} = L_{fp} \cdot (C_{fp} + C_s) = L_{fs} \cdot C_{fs}$). La bande passante du filtre dépend du ratio entre $\sigma = C_{fs}/(C_{fp} + C_s) = L_{fp}/L_{fs}$.

En considérant les conditions décrites dans (IV-18) et sa résolution dans l'équation (IV-19), les expressions des fréquences de résonance du filtre peuvent être simplifiées :

$$f_{elec_1} = \frac{f_{rm}}{\sqrt{1 + \sigma}} \quad \text{et} \quad f_{elec_2} = f_{rm} \sqrt{1 + \sigma} \quad (\text{IV-46})$$

L'inductance L_{fp} a pour rôle de compenser l'énergie réactive :

$$L_{fp} = \frac{1}{(C_{fp} + C_s)(2\pi f_{rm})^2} = 95 \mu\text{H} \quad (\text{IV-47})$$

La réponse fréquentielle du filtre LLCC avec le transducteur pour $\sigma = [0.5, 1, 2]$ est montrée à la Figure IV-38 suivante :

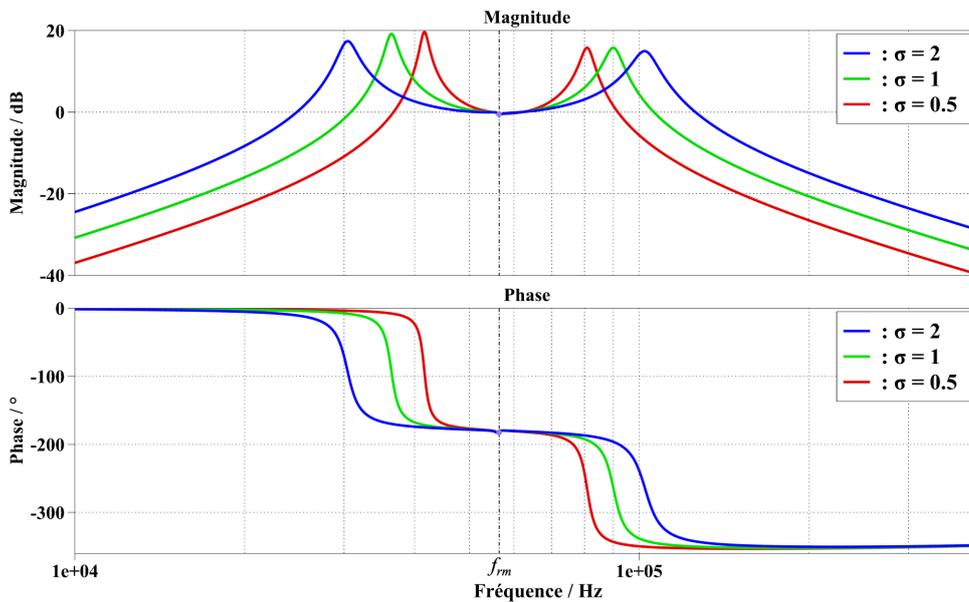


Figure IV-38 Réponse fréquentielle du filtre LLCC en fonction du ratio σ .

En augmentant la valeur de σ , on diminue la valeur de L_{fs} et parallèlement on augmente la valeur de C_{fs} . Par conséquent, les deux fréquences de résonance électriques s'éloignent l'une de l'autre sans changer la fréquence de résonance mécanique de l'actionneur.

Étant donné qu'on utilise une commande MLI unipolaire, les harmoniques 3, 5, 7 et 9 sont naturellement supprimées et par conséquent une valeur plus importante de σ peut être appliquée. Pour $\sigma = 1$, la bande passante du filtre est d'approximativement 10 kHz.

Simulation

Une simulation du convertisseur complet pour les mêmes paramètres est réalisée afin de constater les améliorations apportées par ce filtre.

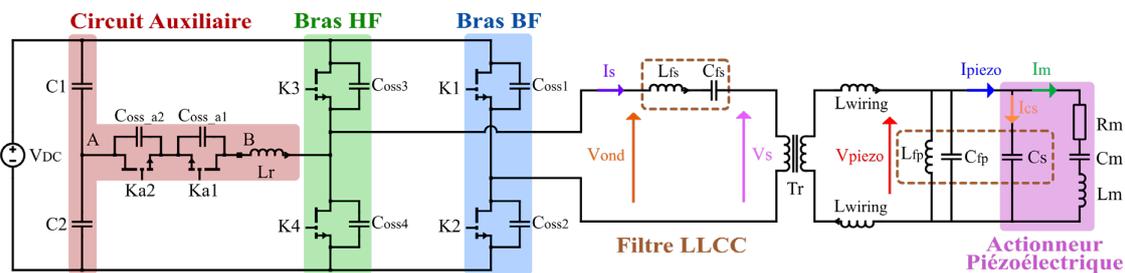


Figure IV-39 Schéma de simulation du système complet (ARCPI + Filtre LLCC + Transformateur + Inductance de câblage + Charge).

Pour $\sigma = 1$, nous obtenons les formes d'ondes suivantes :

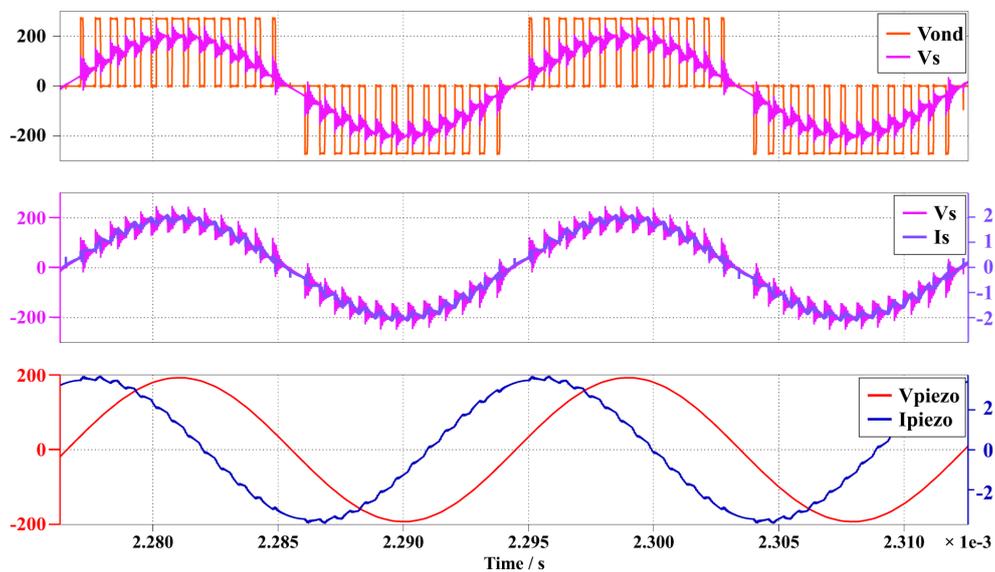


Figure IV-40 Les formes d'ondes simulées en sortie de l'ARCPI avec le filtre LLCC.

Visiblement, les formes d'onde des courants et des tensions sont parfaitement sinusoïdales avec un THD inférieur à 15% pour V_s et I_s , et inférieur à 2% pour V_{piezo} et I_{piezo} . On peut observer également que le courant I_s et la tension V_s sont en phase grâce à la compensation de l'énergie réactive par l'inductance

L_{fp} . Cependant, étant donné que l'on excite les actionneurs à la fréquence de résonance mécanique de la structure (7ème mode d'extension ~55 kHz) où l'amortissement est très important ($M > 0.5$), un déphasage d'environ 60° est observé entre V_{piezo} et I_{piezo} (voir figure 3.4).

IV.5 Conclusion

À partir du principe de fonctionnement du dégivrage piézoélectrique présenté au Chapitre I et le cahier des charges décrit dans la section IV.2, les actionneurs piézoélectriques doivent être alimentés par une tension sinusoïdale à travers un convertisseur de puissance DC/AC suivi par un transformateur d'isolement et des câbles longs présentant des inductances parasites. L'amplitude de la tension alternative de commande à laquelle un dégivrage est assuré est de 200 V crête à la fréquence de résonance du système qui est proche de 55 kHz. La tension continue d'entrée de 270 V est fournie par le réseau électrique de l'aéronef.

Du point de vue de l'alimentation électrique, il est essentiel que le convertisseur de puissance offre un comportement robuste afin d'assurer le bon fonctionnement du dégivrage dans une certaine plage de fréquence tout en prenant en compte le changement de comportement des actionneurs. Par conséquent, le choix de la topologie du convertisseur, ainsi que de son contrôle et de son filtrage associé, doit répondre aux exigences précitées.

Ce chapitre a présenté et exploré plusieurs topologies de convertisseur de puissance adaptées à l'alimentation des actionneurs piézoélectrique. Les onduleurs résonants avec filtre de sortie de type LC ou LLCC sont robustes et simples à implémenter. Cependant, ce type de convertisseur n'est pas adapté pour une charge qui varie avec les conditions externes comme c'est le cas pour le système de dégivrage. L'inconvénient principal de cette famille d'onduleurs résonants, en plus de l'impossibilité de balayer en fréquence, réside dans le volume et le poids importants des éléments inductifs.

Les onduleurs à modulation de largeur d'impulsion (MLI) avec filtre LC ou LLCC offrent la possibilité de balayer en fréquence et ainsi réduire la taille et le poids des composants magnétiques. Néanmoins, la fréquence de fonctionnement élevée (55 kHz), qui nécessite une fréquence de découpage plus élevée (dans les MHz), entraîne inévitablement davantage de pertes par commutation importantes et finit par poser des problèmes CEM.

L'onduleur de courant a été proposé afin d'éviter l'utilisation de filtres. Cependant, les critères imposés par le cahier des charges, comme le transformateur d'isolement et les inductances de câblage, limitent voire interdisent l'utilisation de ce type d'onduleur.

Par la suite, une structure "résonante" avec récupération d'énergie réactive a été envisagée. Cette structure permet de réaliser des commutations douces en mode ZVS et également de récupérer l'énergie réactive provenant de la capacité statique des actionneurs et ainsi augmenter le rendement du convertisseur. Toutefois, elle n'a pas été retenue au vu de la forme de la tension de sortie et sa limitation en termes de balayage fréquentiel.

Finalement, l'onduleur de tension à commutation douce à résonance auxiliaire (ARCPI) a été proposé. Il a été démontré que la stratégie de commande MLI permettait d'atteindre des performances élevées en termes de réponse dynamique, volumes et poids en plus de la possibilité de balayer en fréquence. En revanche, les pertes par commutation très élevées, ainsi que les problèmes CEM liée à la montée en

fréquence limitent l'utilisation des onduleurs MLI pour cette application. Donc, afin de profiter des avantages de la stratégie de commande MLI tout en surmontant les problèmes liés à cette commande, l'ARCPI a été utilisé.

Cette topologie a été retenue vu les avantages qu'elle présente par rapport aux autres topologies (Tableau IV-3)

Tableau IV-3 *Tableau comparatif entre les topologies candidates.*

Topologie	Onduleur de courant	Structure "résonante"	ARCPI
Balayage fréquentiel			
Sensibilité à la variation de la charge			
Commutation douce			
Gestion de l'énergie réactive			
Qualité des signaux / Filtrage			
Facilité de la commande			

Chapitre V Validation expérimentale

Suite à l'analyse détaillée des différentes topologies de convertisseur de puissance dans le chapitre précédent, mettant en lumière leurs avantages et inconvénients respectifs, ainsi que les contraintes imposées par le cahier des charges, il est crucial de continuer cette étude par une validation expérimentale de la topologie choisie. L'objectif de ce chapitre se concentre en particulier sur la conception d'un convertisseur qui répond au cahier des charges tout en ayant la meilleure intégration possible. Le cahier des charges imposé par l'environnement aéronautique, ainsi que le dégivrage piézoélectrique rend la conception du convertisseur de puissance, une tâche assez méticuleuse. D'un côté, la montée en fréquence imposée par la charge piézoélectrique présente plusieurs défis liés aux pertes par commutation augmentées, à la dissipation thermique (liée au boîtier du semiconducteur), aux interférences électromagnétiques (voir annexe A) et en particulier au choix des composants qui devient critique et doit être fait de façon à avoir des performances optimales à des fréquences élevées, ce qui peut entraîner des compromis en termes de coût, de taille et de disponibilité. D'un autre côté, la nature capacitive de la charge, ainsi que le besoin de balayer en fréquence lié à l'environnement du système confèrent une complexité notable au choix et la conception du filtre de sortie comme il a été discuté dans le chapitre précédent.

L'objectif principale de ce chapitre est de valider expérimentalement le choix du convertisseur sur une charge représentative du dégivrage.

Le système complet est composé de six grandes parties comme illustrées sur la Figure V-1, qui sont :

- La carte de commande : la commande est implantée sur un FPGA, permettant de générer les ordres de commandes nécessaires aux différents bras d'onduleurs, ainsi qu'au circuit auxiliaire.
- La carte d'interfaçage FPGA/ARCPI : sert à assurer l'isolation et le conditionnement des signaux de commande entre la partie commande et la partie puissance.
- Le convertisseur : contenant deux bras d'onduleurs, un circuit auxiliaire et une carte mère.
- Le transformateur : assure une isolation galvanique entre la charge et le reste du système.
- Le filtre de sortie : nécessaire pour fournir des signaux propres à la charge.
- La charge : une plaque en aluminium courbée avec 20 actionneurs piézoélectriques collés sur la face interne, elle représente un tronçon de bord d'attaque de nacelle.

Toutes ces parties seront détaillées dans la suite du chapitre.

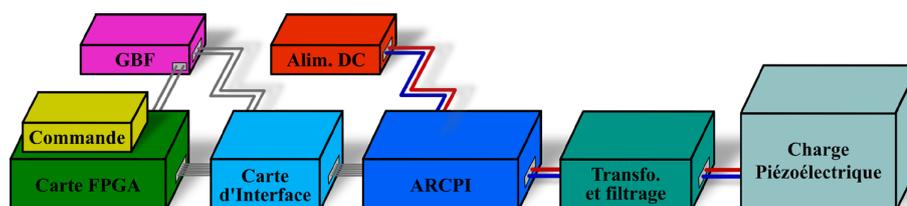


Figure V-1 Schéma de description des différents blocs du système.

V.1 Implémentation de la commande

La fréquence de fonctionnement de l'actionneur étant comprise entre 50 kHz et 60 kHz, la fréquence de découpage de l'onduleur doit être dans les MHz afin d'avoir un indice de modulation suffisant. La génération des signaux de commande doit donc être faite avec une cible numérique dotée d'une forte puissance de calcul et d'une faible latence. Les cartes DSP de type LAUNCHXL-F28379D ont été tout d'abord testées, puis écartées dû à leur limitation en rapidité. Finalement, la commande a été implémentée sur une cible FPGA de type Zynq UltraScale+ MPSoC ZCU104 Evaluation Kit de chez AMD Xilinx, avec une fréquence d'horloge de 125 MHz pour le port FMC utilisé pour générer les ordres de commande [160].

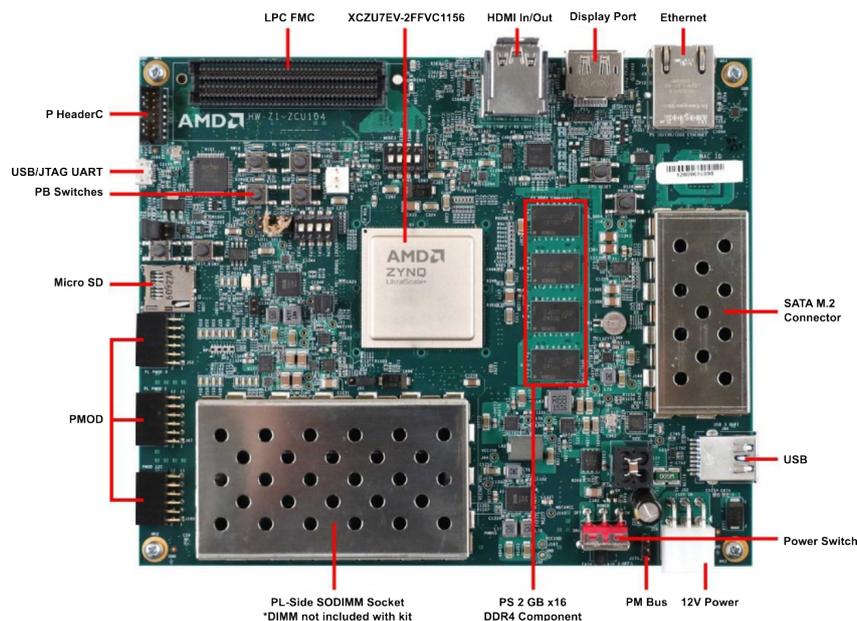


Figure V-2 Détails des composants principaux de la carte ZCU104 de AMD-XILINX.

La génération des ordres de commandes de la MLI unipolaire se divise en trois composantes : la modulante, constituée d'un signal sinusoïdal à basse fréquence (50 kHz – 60 kHz), la porteuse, représentée par un signal triangulaire à haute fréquence (≈ 2 MHz), et enfin le comparateur. La méthodologie suivie pour la génération de ces ordres de commande, et l'implémentation de ces trois parties sur la carte FPGA est illustrée sur la Figure V-3 [161], [162]. Celle-ci peut se résumer par les étapes suivantes :

- Conception du modèle discrétisé sur Matlab/Simulink ;
- Quantification des variables et coefficients (format à virgule fixe) ;
- Génération du code VHDL à l'aide de HDL Coder de Matlab ;
- Génération des modules IP (Intellectual Property) du code VHDL ;
- Génération du fichier binaire de configuration et chargement du FPGA ;
- Validation expérimentale en temps réel.

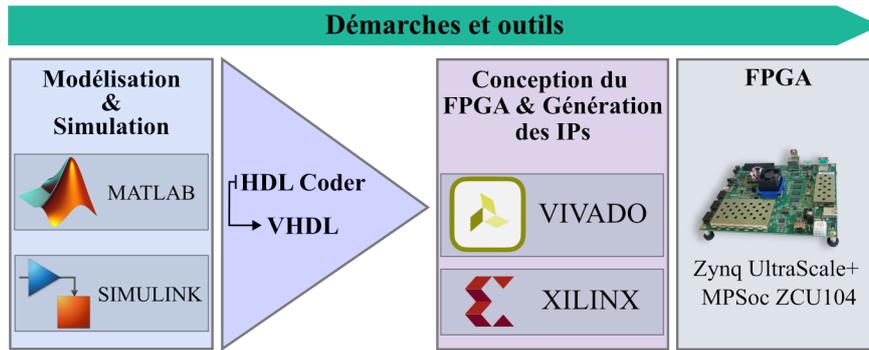


Figure V-3 Méthodologie de l'implémentation des lois de commande.

V.1.1 Génération de la Modulante

La génération de la commande repose sur l'utilisation d'un synthétiseur numérique direct (Direct Digital Synthesizer DDS) [163]. L'implémentation de la DDS nécessite trois blocs principaux, une horloge d'échantillonnage, un accumulateur de phase et un LookUp Table comme illustré dans la Figure V-4. Le signal de sortie du DDS $\theta(n)$ est une variable périodique en dents de scie qui représente l'angle de phase de la modulation. La fréquence de sortie f_{DDS} du DDS est déterminée en fonction de la fréquence de l'horloge de la carte FPGA f_{clk} , du nombre de bits $B_{\theta(n)}$ dans l'accumulateur de phase, et de l'incrément de phase $\Delta\theta$. La fréquence de sortie est définie comme $f_{DDS} = f_{clk} \cdot \Delta\theta / 2^{B_{\theta(n)}}$. La résolution en fréquence peut être déterminée à l'aide de l'équation suivante $\Delta f = f_{clk} / 2^{B_{\theta(n)}}$. Dans notre cas d'application, la fréquence d'horloge du FPGA a été multipliée par deux afin d'augmenter la précision sur la modulante $f_{clk} = 2 \times 125$ MHz. La Figure V-4 illustre de manière simplifiée la génération de la modulante avec un DDS [164]. Ce schéma simplifié est implémenté sous Simulink comme illustré dans la Figure V-5, où les paramètres d'entrée de la DDS sont la fréquence et l'amplitude de la modulante.

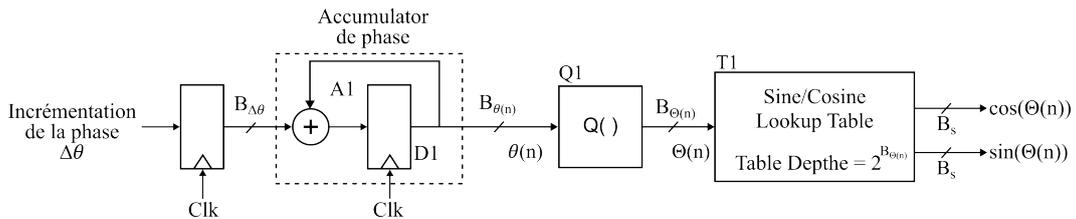


Figure V-4 DDS avec troncature de phase (schéma simplifié du DDS Core).

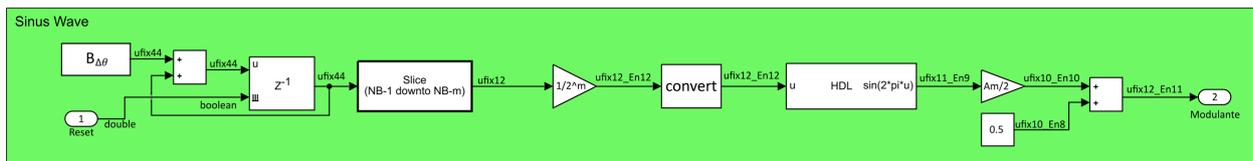


Figure V-5 Conception de la modulante sous Simulink.

V.1.2 Création de la porteuse

Afin de générer la commande MLI unipolaire comme expliqué précédemment (Section IV.3.2.1), il faut créer un signal triangulaire à trois niveaux compris entre 0.5 et 1 pendant la première demi-période de la modulante, et entre 0 et 0.5 pendant la deuxième demi-période comme illustré sur la Figure V-8. Pour synthétiser le signal triangulaire, des compteurs de la bibliothèque HDL Coder sont utilisés et combinés avec d'autres blocs afin de générer les trois niveaux demandés. Le schéma implémenté sur Simulink est illustré sur la Figure V-6, où les paramètres d'entrée sont la fréquence de la porteuse ainsi que la fréquence de la modulante afin de déterminer la phase d'inversion (de 0.5-1 à 0-0.5).

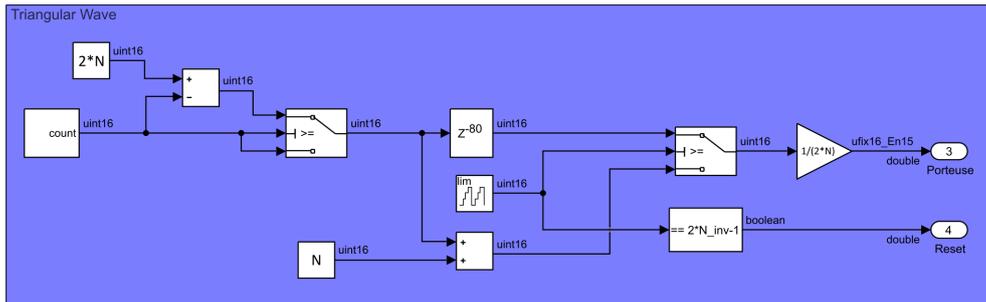


Figure V-6 Conception de la porteuse sous Simulink.

V.1.3 Comparateur et commande du circuit auxiliaire

Le bloc comparateur permet de générer les signaux de la MLI unipolaire, permettant de commander les transistors de l'onduleur ARCPI. Ces signaux sont issus de la comparaison entre la porteuse triangulaire et la modulante sinusoïdale. Ce bloc a également été créé à l'aide de la bibliothèque HDL Coder. Dans ce même bloc, des délais, des détecteurs de front montant et descendant ont été ajoutés afin de générer la commande du circuit auxiliaire comme illustré sur la Figure V-7 et la Figure V-8.

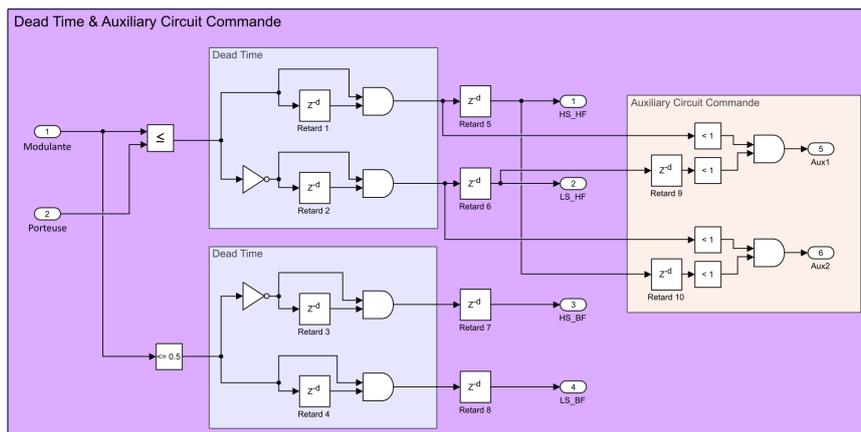


Figure V-7 Conception du bloc comparateur et de la commande du circuit auxiliaire sous Simulink.

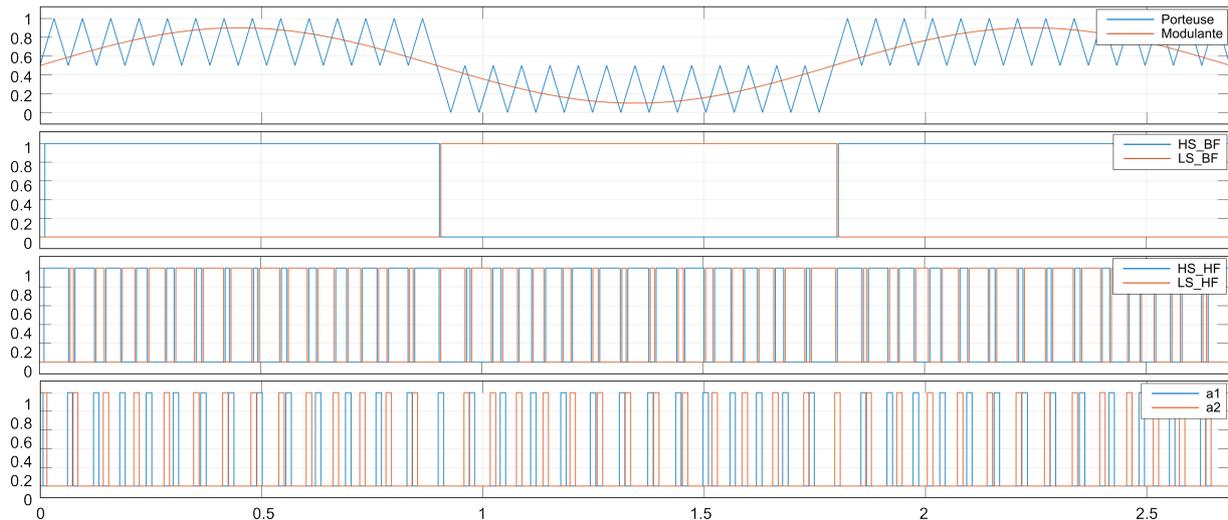


Figure V-8 Les ordres de commande de la MLI unipolaire généré sous Simulink HDL Coder.

V.2 La carte d'interface FPGA/ARCPI

La carte d'interface entre la partie commande (FPGA) et la partie puissance (ARCPI) joue deux rôles principaux. Le premier est l'amplification des signaux de commande des sorties du FPGA pour qu'ils soient compatibles avec les entrées des drivers (seuil de tension à 1.7 V). Le deuxième est d'assurer une isolation galvanique entre la partie commande et la partie puissance afin de protéger le FPGA en cas de défaut ou de retour indésirable du convertisseur de puissance. Afin d'assurer ces deux fonctions, un isolateur numérique de type MAX22245BAWA+ de chez Analog Devices a été employé. Le choix de ce composant a été fait en raison son faible délai de propagation (6.2 ns) et sa largeur d'impulsion minimale (5 ns).



Figure V-9 Carte d'interface et d'isolation.

V.3 La mise en œuvre de la technologie GaN

La nécessité de monter en fréquence pour pouvoir concevoir notre onduleur implique la nécessité d'avoir des temps de mise en conduction et de blocage les plus faibles possible, surtout pour le circuit auxiliaire qui a des temps de conduction très faibles. Cela nous a poussés à privilégier l'utilisation des transistors GaN par rapport à d'autres alternatives à large bande interdite (WBG). Parmi les semiconducteurs WBG, la technologie au nitrure de gallium (GaN) accroît son importance et se répand dans diverses applications de conversion d'énergie, devenant également disponible sur le marché. Les transistors GaN présentent un meilleur facteur de qualité (FOM, $R_{ds(on)} \cdot Q_g$) que leurs équivalents en silicium. En effet, cette technologie se distingue par une faible résistance spécifique $R_{ds(on)}$ et une faible fuite (leakage), une tension de claquage élevée et des capacités intrinsèques très réduites. Cela se traduit par un meilleur rendement, une plus grande densité de puissance et une fréquence maximale accrue dans les convertisseurs de puissance.

Tableau V-1 Comparaison entre les caractéristiques les différentes technologies de transistor (Si, SiC et GaN).

Propriétés	Si	4H-SiC	GaN
Bandgap (eV)	1.12	3.2	3.4
Champ de claquage (MV/cm)	0.25	3	4
Constante Diélectrique	11.8	9.7	9.5
Vitesse de saturation (10^7 cm/s)	1	2	3
Mobilité des électrons(cm^2/Vs)	1350	800	2000
Conductivité thermique k (W/cm^2K)	1.5	4.9	1.3

Un premier enjeu essentiel dans la conception de l'onduleur ARCPI est de maîtriser la technologie GaN, car sans cette maîtrise, nos ambitions de commuter des tensions et des courants à 2 MHz sont compromises.

Pour n'importe quelle technologie de transistor de puissance, le choix approprié du circuit de commande, ainsi que sa bonne conception est indispensable pour obtenir les meilleures performances et améliorer l'ensemble du système. Dans le cas d'un GaN HEMT, cette étape de conception est délicate, car certains paramètres électriques sont plus critiques pour la technologie GaN. Le choix judicieux et la combinaison appropriée du driver et de ses composants associés (régulateurs et filtres), ainsi que le routage de circuit imprimé (PCB) sont les clés principales pour une conception réussie.

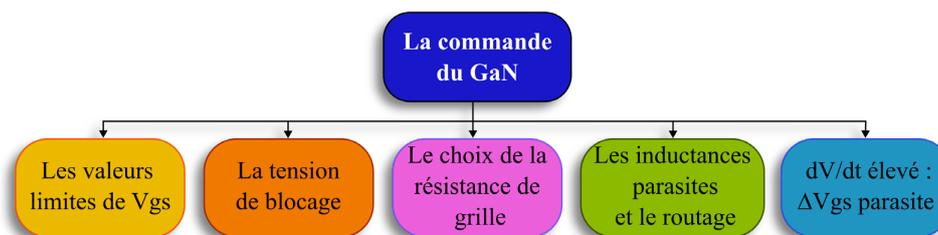


Figure V-10 Les éléments clés de la commande des transistors GaN.

La commande des transistors GaN HEMTs est plus complexe que celle des transistors Si et nécessite des considérations spéciales. Les principaux problèmes liés à la commande des transistors GaN HEMTs à haute vitesse sont les suivants :

- Tension de seuil basse (V_{th}) : le transistor est plus sensible aux oscillations parasites de la tension de grille.
- Marge très réduite de tension de grille autorisée : le signal de grille doit être le plus propre possible pour éviter toute surtension ou tout pic dépassant les spécifications maximales absolues autorisées.
- Contraintes en dV/dt et dI/dt : étant donné que les GaN HEMTs sont très rapides en commutation, des valeurs élevées de dV/dt et dI/dt peuvent sérieusement affecter le comportement en commutation du dispositif.
- Considération de routage : en raison de ce qui est mentionné ci-avant (une marge de tension V_{gs} limitée et des commutations rapides), l'optimisation du routage du circuit de commande est une étape fondamentale pour le bon fonctionnement des transistors GaN.

V.3.1 Problématique de la commande de grille

La tension grille-à-source (V_{gs}) maximale autorisée est de 6 V, mais le transistor nécessite de 4 à 5 V pour être complètement activé. Il en résulte une marge de sécurité très étroite. De plus, la tension seuil, $V_{gs(th)}$ des GaN HEMTs est très basse (de 1 à 2 V), ce qui augmente la sensibilité du transistor à une activation non désirée (fausse commutation) lorsqu'il subit un dV/dt élevé.

La conception du circuit driver des transistors GaN HEMTs est donc assez contraignante en raison de la faible marge de V_{gs} et de la faible valeur de la tension seuil $V_{gs(th)}$. Le signal de commande de la grille doit être très propre, sans surtension ni parasites qui pourraient dépasser la tension seuil de la grille. Ces exigences peuvent être satisfaites en assurant :

- une tension d'alimentation du driver très stable ;
- la réduction de la diaphonie et des bruits parasites de la grille;
- l'optimisation du routage du PCB pour réduire l'inductance de grille : le driver doit être placé aussi près que possible du transistor GaN (voir Figure V-11).

V.3.2 Problématique des inductances parasites concernant le routage et l'emplacement du driver

Étant donné que les transistors GaN permettent des commutations très rapides grâce à leurs capacités intrinsèques très faibles, les inductances parasites associées au circuit imprimé (PCB) ont une influence extrêmement importante et peuvent limiter sérieusement les performances du transistor. Les effets principaux dus aux inductances parasites sont :

- oscillations et surtensions dans la boucle de puissance : les inductances parasites de la boucle de puissance contribuent à générer des oscillations de tension et/ou de courant en sortie, conduisant par conséquent à des perturbations EM ;

- oscillations et surtensions dans la boucle de commande : les inductances entre la grille et la source du transistor contribuent à générer des oscillations sur la grille, conduisant à des risques de mise en conduction indésirable et à l'endommagement du transistor ;
- couplages puissance/commande : déclenchent des oscillations non linéaires avec la tension d'alimentation de puissance.

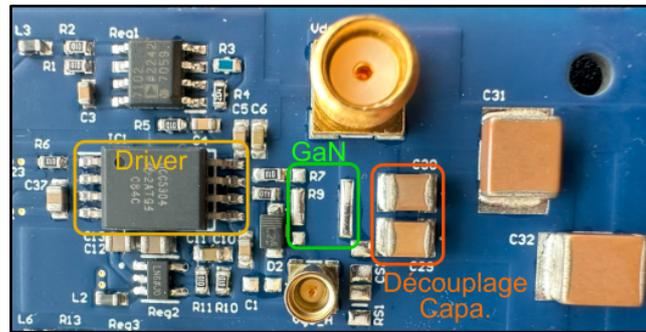


Figure V-11 *Emplacement du driver, du transistor GaN et des condensateurs de découplage.*

V.3.3 Impact de forts dV/dt

Une autre contrainte majeure dans la commande des transistors GaN, est l'impact de dV/dt . Le gradient de tension (dV/dt) du transistor est causé par l'interaction entre les diverses capacités parasites et l'impédance totale de la boucle de commande, et est déterminé par le taux de charge et de décharge de la capacité Miller (C_{gd}). L'impact d'un dV/dt élevé est généralement observé dans les topologies en pont avec des tensions de bus élevées, et ceci empire par la haute vitesse de commutation de la technologie GaN. Dans les topologies en pont, lorsque le transistor High Side (HS) est activé (amorçage), un courant est injecté vers la grille par la capacité de Miller du transistor Low Side (LS). Si le courant injecté dans la grille est suffisamment important pour amener la tension V_{gs} au-dessus de la tension seuil $V_{gs(th)}$, une mise en conduction indésirable peut être observée, entraînant par conséquent une baisse de rendement ou même une défaillance du transistor.

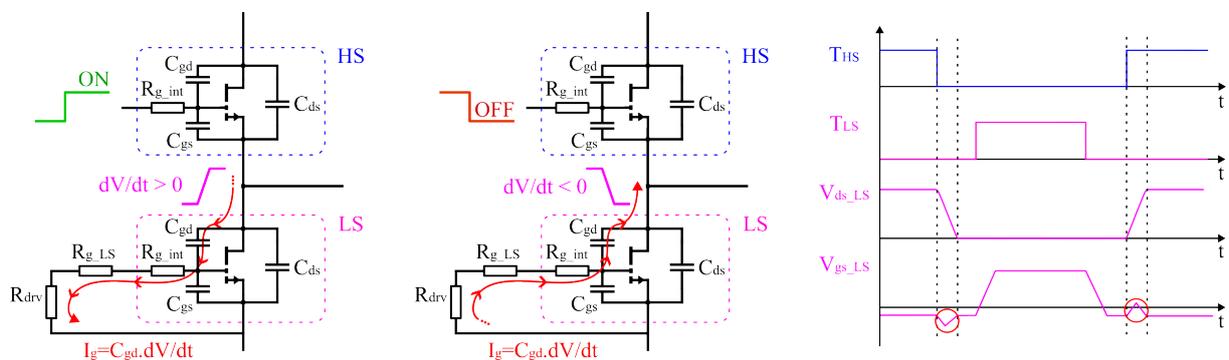


Figure V-12 *Les séquence de commutation théoriques d'un bras d'onduleur avec une illustration des pics de tension générés par un fort dV/dt .*

Si le dV/dt du transistor LS est positif, le pic de tension parasite observé à la grille du transistor peut être exprimé approximativement par :

$$V_{gs_pic} = (R_{gint} + R_{gLS(OFF)} + R_{drv}) \cdot C_{gd} \cdot \frac{dV_{ds}}{dt} \quad (V-1)$$

Le pic de tension parasite de la grille peut apparaître lors de l'amorçage et du blocage du transistor en raison du dV/dt positif et négatif. Cependant, le pic de tension négatif est moins contraignant, car il n'y a pas de risque de mise en conduction indésirable.

Le couplage capacitif à travers le semiconducteur ou "CrossTalk" en anglais, peut être atténué en minimisant l'inductance parasite de la boucle de commande, en choisissant un driver avec une faible résistance de tirage (sink resistance) et en appliquant une polarisation négative à la grille afin d'assurer le blocage du transistor. Les méthodes qui existent aujourd'hui dans la littérature pour atténuer ou supprimer le CrossTalk reposent principalement sur la diminution du dV/dt et dI/dt du transistor et la diminution de l'impédance de la boucle de commande [165], [166]. La méthode la plus appropriée pour le cas d'application de ce projet où la fréquence de fonctionnement est très élevée est la méthode de commutation douce. Plus de détail de cette problématique est présentée dans la section V.6.2.

V.3.4 Problématique du choix des résistances de grille

Le choix des résistances de grille impacte le comportement de commutation du transistor (la pente dV/dt , les pertes par commutation, la diaphonie capacitive, CEM). Une bonne sélection des résistances de grille est de trouver le bon compromis entre une commutation rapide (R_g faible) et la maîtrise du dV/dt (R_g élevé) : par exemple, la valeur des résistances de grille peut être augmentée pour ralentir le dV/dt , mais cela peut augmenter les pertes de commutation. Ainsi, une optimisation de la sélection de la résistance de grille est certainement nécessaire. Pour cela, le circuit de commande devrait avoir des résistances séparées pour l'amorçage et le blocage du transistor, afin d'ajuster indépendamment les fronts de commutation.

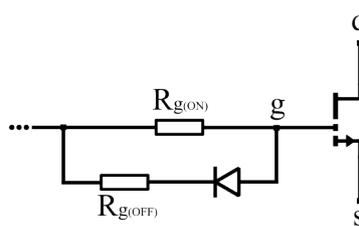


Figure V-13 Schématique de la boucle de grille avec les résistances d'amorçage $R_{g(on)}$ et de blocage $R_{g(off)}$.

Cependant, étant donné que la topologie de convertisseur choisie est basée sur la commutation douce assistée, le choix des résistances de grille n'impactera que la vitesse de commutation et n'aura plus d'effet sur le dV/dt . Le dV/dt sera défini par le courant tiré par la charge. Par conséquent, une valeur plus petite de $R_{g(on)}$ peut être choisie pour assurer la commutation la plus rapide possible. Plus de détails sur la sélection des résistances de grille sont présentés dans la section V.4.

V.3.5 Le choix du driver

Le bon choix du driver est une étape clé lors de la conception du circuit de commande et peut contribuer à améliorer l'immunité du transistor contre le CrossTalk (voir équation (V-1)). Comme les GaN HEMTs ont une vitesse de commutation élevée, le driver doit être capable d'amorcer et bloquer le transistor très rapidement pour améliorer les performances globales du système.

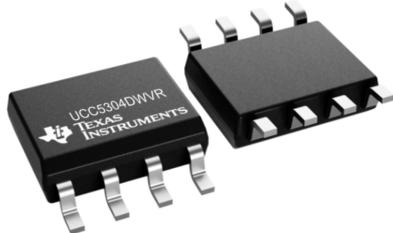
Les principaux paramètres définissant les performances du driver sont :

- I_{sink} (ou $I_{\text{pull-down}}$), qui est le courant de tirage ou de blocage du transistor.
- R_{sink} (ou $R_{\text{pull-down}}$) : lors du blocage du transistor, R_{sink} se met en série avec la résistance externe de grille, fermant le chemin vers la masse.
- C_{IO} : la capacité d'entrée/sortie.
- t_{RISE} : le temps de montée doit être le plus court possible.
- t_{PWmin} : la largeur d'impulsion minimale doit être la plus petite possible.

Pour atténuer la diaphonie capacitive, le driver doit avoir un courant de blocage I_{sink} élevé afin d'accélérer le blocage. Alternativement, la résistance de blocage doit être aussi faible que possible. La capacité d'entrée/sortie C_{IO} doit aussi être de faible valeur afin d'avoir une bonne immunité contre les parasites. De plus, le temps de montée t_{RISE} ainsi que la largeur d'impulsion minimale t_{PWmin} doivent être les plus petits possibles afin de répondre à la commutation très rapide des GaN HEMTs et les exigences de commande du circuit auxiliaire. Le driver choisi pour cette application et qui répond aux critères mentionnés ci-avant, est un driver de type UCC5304DWVR de Texas Instruments (Tableau V-3) :

Tableau V-2 Caractéristiques du driver UCC5304DWVR.

UCC5304DWVR – Texas Instruments	
I_{sink}	6 A
R_{sink}	0.55 Ω
C_{IO}	0.5 pF ($f = 1$ MHz)
t_{RISE}	5 ns
t_{PWmin}	10 ns
CMTI*	> 100 V/ns
Isolation	Oui



*CMTI : immunité aux transitoires en mode commun (Common Mode Transient Immunity)

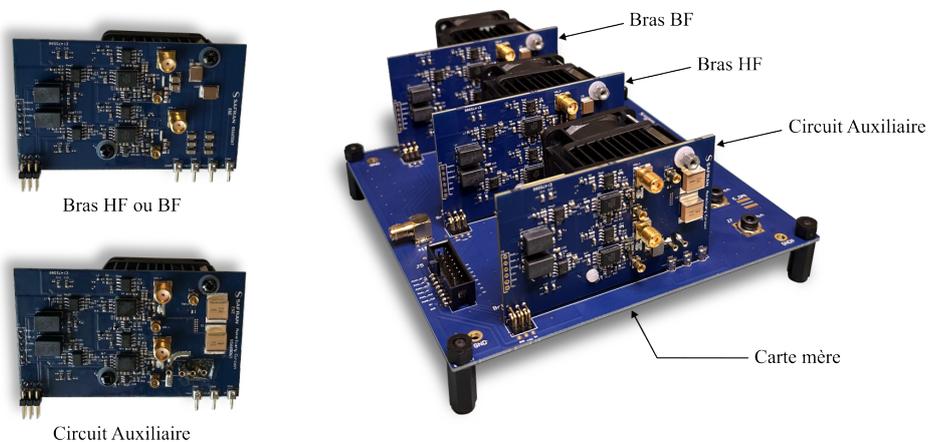
V.4 Description du convertisseur

L'onduleur ARCPI est constitué de deux bras de commutation et d'un circuit auxiliaire d'aide à la commutation douce (section IV.4.3). Chaque bras d'onduleur est composé de deux transistors GaN avec les circuits driver associés à double étage d'isolation et un découplage capacitif dans la boucle de puissance. Le circuit auxiliaire, à la différence du bras d'onduleur, est composé de deux transistors GaN mis en anti-série (à source commune) avec les circuits driver associés, un pont capacitif, deux diodes de clamping (détaillé dans la section V.6.1), une inductance résonante et une sonde de courant étant donné

que l'insertion de cette sonde impactera très peu le fonctionnement du circuit ($L_{sonde} < 20 \text{ nH}$). Afin d'assurer une symétrie suffisante dans la conception et dans le fonctionnement du convertisseur, le même type de transistor GaN a été utilisé pour tout le convertisseur. Les caractéristiques du composant GaN utilisé sont présentées dans le Tableau V-3. Le bras HF étant assisté par le circuit auxiliaire, nous gardons la vitesse maximale de commutation de ses transistors en utilisant des valeurs faibles des résistances de grille ($R_{g(on)}$ et $R_{g(off)}$). Cependant, nous ralentissons la vitesse de commutation du bras Basse Fréquence (BF) afin de limiter le CrossTalk étant donné que ses transistors commutent sous pleine tension (commutation dure). De plus, des condensateurs supplémentaires ont été mis en parallèle avec la capacité C_{gs} des transistors afin de freiner tout CrossTalk qui peut apparaître dans le bras BF. Les différentes briques du convertisseur sont illustrées à la Figure V-14.

Tableau V-3 *Caractéristiques du GaN GS66506T.*

GaN Sytem GS66506T	
V_{ds}	650 V E-HEMT
I_{ds}	22.5 A
$R_{ds(ON)}$	67 m Ω
Q_G	4.5 nC
Dimension (mm)	5.6 x 4.5 x 0.54
Refroidissement	Top-Side


Figure V-14 *Photographie du convertisseur ARCPI.*

L'onduleur a été conçu sous forme de cartes filles et de carte mère (plug and play) afin de faciliter le changement et la réparation de composants lorsqu'une défaillance est survenue lors des essais de validation.

V.5 Conception et réalisation de l'inductance résonante

Dans le cadre de la conception et de la réalisation de l'inductance résonante de notre onduleur ARCP, plusieurs étapes ont été entreprises pour garantir des performances optimales. Tout d'abord, une analyse des spécifications techniques et des contraintes opérationnelles a été effectuée afin de définir les exigences de l'inductance. Ensuite, des modélisations et des simulations ont été employées pour

concevoir une structure d'inductance qui réponde aux critères de fonctionnement du système. Une analyse thermique a été faite pour garantir des températures de fonctionnement sûres et stables.

Afin d'assurer des commutations douces à zéro tension du bras HF, il est nécessaire que l'énergie emmagasinée dans l'inductance résonante du circuit auxiliaire L_r soit suffisante pour charger et décharger les capacités parasites des transistors du bras. Pour cela, l'inductance doit respecter les conditions décrites dans l'équation (IV-42). L_r doit respecter l'équation (IV-43).

Pour une tension de bus $V_{DC} = 270 \text{ V}$, un courant maximal de sortie $\hat{I}_s = 4 \text{ A}$ et un temps de charge et décharge $T_1 = T_5 = T_L = 32 \text{ ns}$, la valeur de l'inductance $L_r = 1 \mu\text{H}$.

La conception de l'inductance résonante s'avère être une tâche assez complexe au vu des contraintes qu'elle subit. La fréquence de résonance de l'inductance résonante avec les capacités intrinsèques des transistors GaN est définie comme suit :

$$f_{L_r.C_{oss}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot 2C_{oss}}} \quad (\text{V-2})$$

La capacité intrinsèque de sortie du GS66506T est de 49 nF et la valeur de l'inductance résonante est de 1 μH . Cela donne une résonance à $f_{L_r.C_{oss}} = 16 \text{ MHz}$ et par conséquent un temps morts pour les transistors de $T_{DT} = 32 \text{ ns}$. La valeur de l'inductance résonante doit rester constante et égale à 1 μH jusqu'à 20 MHz. La FFT du courant résonant simulé dans le circuit auxiliaire est donnée à la Figure V-15. Celle-ci montre des raies importantes de courant jusqu'à 20 MHz justifiant le fait que l'inductance doit rester inductive sur une très large plage fréquentielle et que sa résistance AC doit être la plus faible possible jusqu'à 20 MHz. Cependant, un matériau magnétique qui a une perméabilité relative élevée, un niveau d'induction à saturation et une résistivité électrique élevée pour ces plages de fréquence très larges n'existe pas aujourd'hui sur le marché. Par conséquent, l'inductance à air avec blindage magnétique est la solution envisageable.

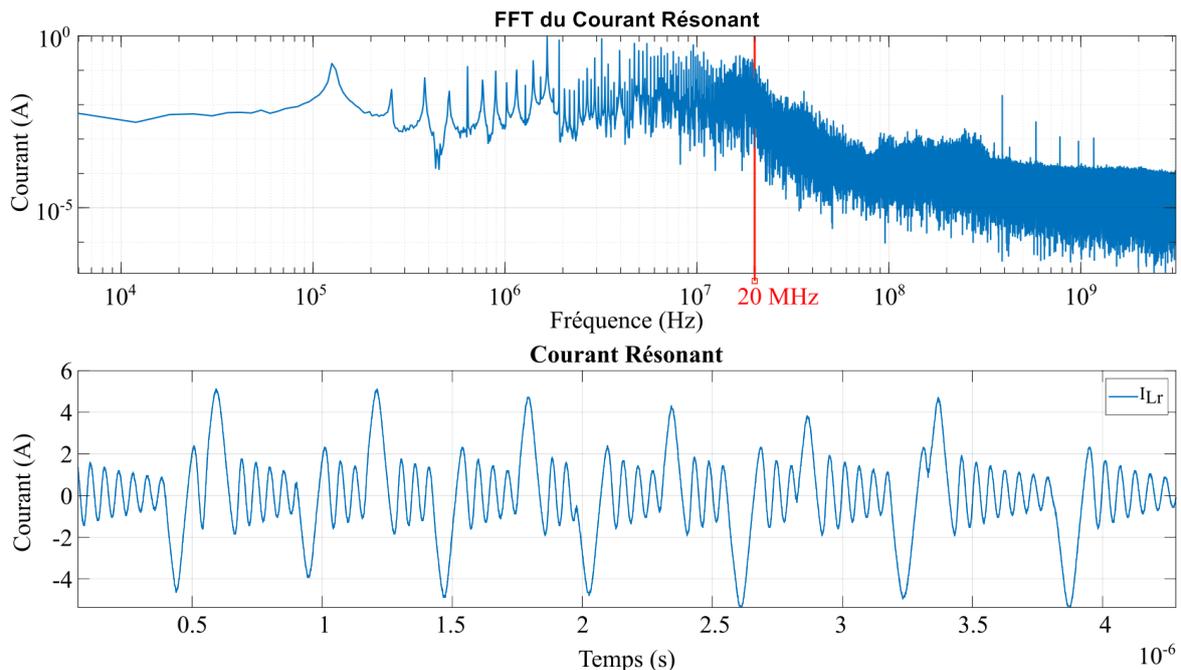


Figure V-15 Courant résonant dans le circuit auxiliaire et sa FFT.

Étant donné qu'une inductance à air est naturellement volumineuse, le choix de sa topologie revêt une grande importance pour atteindre les plus fortes valeurs d'inductance possibles avec des pertes négligeables sur une surface de PCB minimale. Sa réalisation est un paramètre qui doit être pris en considération. Une analyse de la littérature révèle que les inductances planaires spirales sont les plus étudiées sur ce sujet [167], [168], [169]. L'objectif lors de la conception de ce type de composant passif est d'obtenir une inductance présentant les performances suivantes :

- un fonctionnement à haute fréquences (dans les MHz) ;
- des faibles résistances DC et AC ;
- l'encombrement le plus faible possible.

La réalisation d'un bon compromis s'avère difficile, d'autant plus que l'intégration d'un tel composant introduit plusieurs éléments perturbateurs par rapport aux inductances discrètes.

Les inductance planaires sont obtenues par enroulement de type spirale carrée, circulaire ou octogonale (Figure V-16). Pour une largeur de piste, un espacement de pistes et une surface donnée, c'est l'inductance spirale carrée qui gagne en termes de valeur d'inductance. En revanche, pour une valeur d'inductance donnée, c'est l'inductance spirale circulaire qui présentera le meilleur facteur de qualité. L'inductance spirale octogonale est parfois adoptée comme compromis entre la spirale carrée et la spirale circulaire [167].

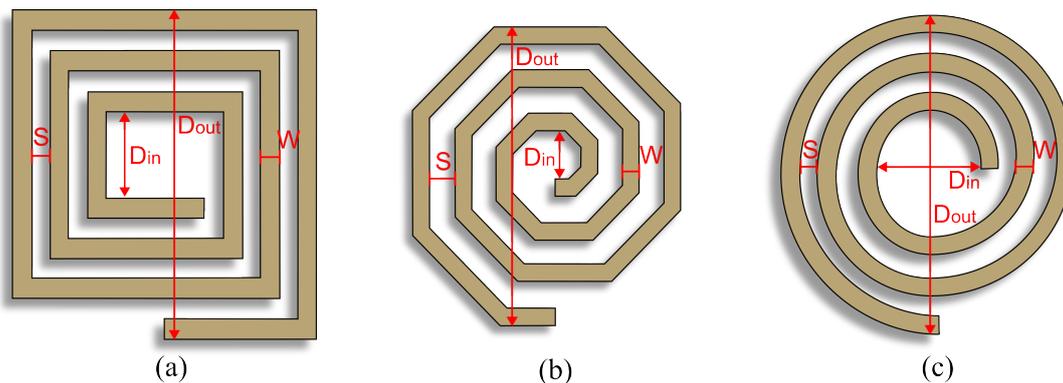


Figure V-16 Les différentes formes de l'inductance spirale : (a) carrée, (b) octogonale et (c) circulaire.

Les pertes des inductances planaires à air

Les pertes dont souffrent les inductances planaires à air peuvent être classées en trois catégories : les pertes ohmiques, les pertes liées au couplage capacitif et les pertes liées au blindage magnétique. Les pertes ohmiques correspondent à la résistance AC des pistes (effet de peau et de proximité) et c'est elle qui limite le plus le facteur de qualité de l'inductance. Les pertes liées au couplage capacitif entre les pistes, mais restent moins contraignantes que celles ohmiques. Dans le cas où l'inductance sera blindée pour éviter les problèmes liés au bruit rayonné, des pertes vont apparaître dans le blindage en fonction du matériau utilisé et de son emplacement par rapport aux spires.

Comportement fréquentiel

Le comportement fréquentiel de l'inductance planaire à air est influencé par les différentes pertes. Ces pertes peuvent affecter ses performances en termes de résistance DC/AC, d'inductance effective, de facteur de qualité et d'efficacité globale de l'inductance dans le circuit. Elle se caractérise principalement par son pic de résonance sur la courbe fréquentielle, indiquant son facteur de qualité, ainsi que la limite au-delà de laquelle elle devient capacitive. L'optimisation de l'amplitude du pic et de la fréquence de résonance représente un défi, nécessitant l'utilisation des solveurs qui demandent des temps de simulation importants. Cependant, plusieurs améliorations peuvent être proposées afin d'améliorer de part et d'autre son comportement fréquentiel [170]:

- les pertes ohmiques peuvent être réduites en élargissant les pistes, mais cela se fait au détriment de l'encombrement de l'inductance et de sa fréquence de résonance, étant donné que le couplage capacitif augmente. De plus, cette amélioration est également limitée par l'effet de peau, qui devient d'autant plus significatif que la piste est large ;
- les pertes ohmiques peuvent être également réduites par la mise en parallèle de plusieurs pistes sur plusieurs couches. Cependant, l'effet de proximité devient plus prononcé ;
- Le couplage capacitif entre les pistes peut être diminué en augmentant l'épaisseur de la couche d'isolation diélectrique et en décalant les pistes mises en parallèle.

Conception et analyse de l'inductance résonante

Après avoir passé en revue les spécifications techniques et les contraintes opérationnelles définissant les exigences de l'inductance, nous abordons maintenant sa conception et son analyse. Pour cela nous avons fixé une valeur cible de 1 μH afin de garantir les conditions de commutation en ZVS, essentielles pour maximiser l'efficacité du convertisseur. L'analyse du courant résonant de l'inductance, réalisée par simulation, a permis de déterminer la plage de fonctionnement de l'inductance, confirmant la nécessité de maintenir son comportement inductif jusqu'à une fréquence de 20 MHz. Notre objectif est de concevoir une inductance aussi compacte que possible, tout en minimisant les pertes.

Avant de commencer la conception de l'inductance planaire spirale circulaire, il faut déterminer le nombre de spires, ainsi que son diamètre nécessaire pour atteindre la valeur de 1 μH voulue. La valeur d'une inductance planaire spirale à une seule couche peut être donnée par l'équation de Mohan [167] :

$$L = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot D_{avg} \cdot C_1}{2} \left(\ln \left(\frac{C_2}{\rho} \right) + C_3 \cdot \rho + C_4 \cdot \rho^2 \right) \quad (V-3)$$

Avec :

L est l'inductance totale ;

μ_0 est la perméabilité de l'air, $4\pi 10^{-7}$;

N est le nombre de spires ;

$D_{avg} = (D_{out} + D_{in})/2$, est le diamètre moyen ;

C_1, C_2, C_3, C_4 sont des coefficients liés à la géométrie des spires ;

$\rho = (D_{out} - D_{in})/(D_{out} + D_{in})$, représente le ratio du conducteur.

Pour une géométrie spirale circulaire : $C_1 = 1, C_2 = 2.46, C_3 = 0, C_4 = 0.2$.

Le but étant d'avoir une inductance la moins encombrante possible, nous partons d'un diamètre moyen relativement faible ($D_{avg} \approx 11$). Ce diamètre a permis de faire 5 spires circulaires avec une épaisseur de piste suffisante pour faire passer le courant souhaité (4 A). Les 5 spires sont réparties sur 4 couches (bobinées avec deux fils en main) afin de réduire les pertes ohmiques tout en réduisant les capacités parasites (par rapport à une seule piste plus large). La largeur des pistes est de 800 μm et son épaisseur de 70 μm . La valeur de l'inductance obtenue pour cette configuration est de 300 nH. Le reste de la valeur de l'inductance est déterminé par les feuilles de blindage magnétique. La feuille de blindage magnétique utilisée est de type EFS de KEMET. Il s'agit d'une feuille flexible à base de polymère mélangée avec des poudres magnétiques de la taille du micron dispersées dans le matériau. Deux couches de cette feuille d'épaisseur 1 mm ont été découpées pour blinder la totalité de l'inductance, afin d'atteindre la valeur souhaitée. Une modélisation sous le logiciel élément fini COMSOL a permis de valider la conception de l'inductance spirale circulaire.

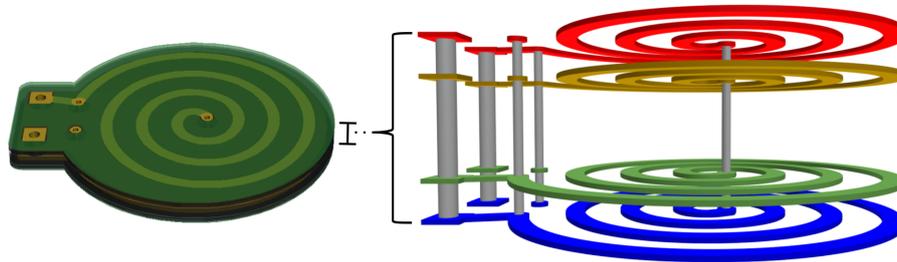


Figure V-17 Conception de l'inductance spirale circulaire sous Altium Designer.

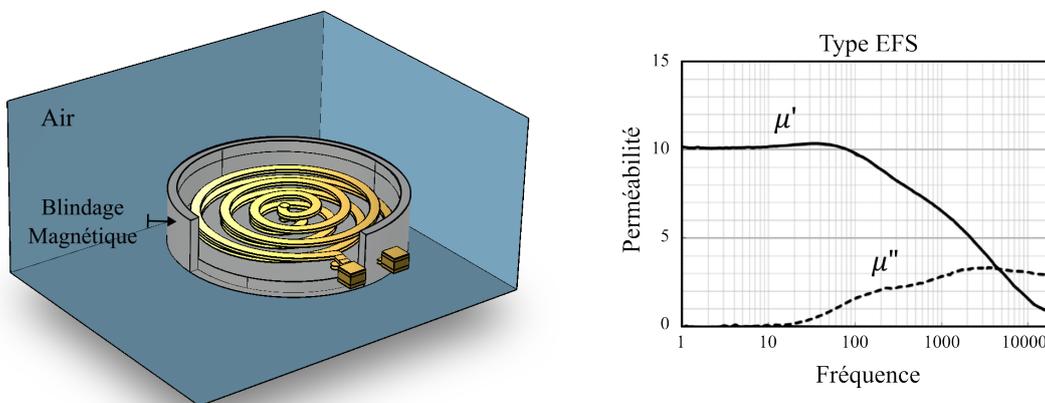


Figure V-18 Modélisation de l'inductance spirale circulaire sur COMSOL.

Une validation expérimentale de cette inductance a montré une élévation excessive de sa température due aux pertes magnétiques importantes dans le blindage. Après une minute de fonctionnement, la température du blindage a dépassé les 90°C. Afin de limiter la contribution du blindage à la valeur d'inductance et par conséquent les pertes magnétiques, une deuxième configuration avec plus de spires a été proposée. Une inductance avec 10 spires sur un même diamètre que l'inductance précédente sur 8 couches (comme si l'on mettait deux inductances de 5 spires en série sur le même axe de rebouclage du flux). Ceci donne une inductance d'autour 900 nH, d'après l'équation (V-4).

$$L_{Tot} = L_1 + L_2 + 2 \cdot K_C \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (V-4)$$

Avec :

$$K_C = \frac{1.5625N^2}{(0.184x^3 - 0.525x^2 + 1.038x + 1.001)(1.67N^2 - 5.84N + 65)} \quad (V-5)$$

Pour atteindre le 1 μH souhaité, 10% de la valeur de l'inductance est donnée par le blindage magnétique. Une validation expérimentale a permis de relever une température de fonctionnement en régime stabilisé de 82°C de l'inductance. Visiblement les pertes magnétiques dans les feuilles de blindage restent importantes, en plus des pertes ohmiques augmentées. Suite à ces essais, une troisième configuration où les conducteurs sont bobinés au vertical selon leur largeur comme illustré dans la Figure V-19-b. Le but est d'un coté de diminuer la contribution des feuilles de blindage mais aussi de diminuer la résistance AC. La valeur est atteinte à 95% en bobinant 11 spires avec des conducteurs rectangulaires de 1.6 mm de largeur et 55 mm d'épaisseur, et le 5% qui reste est donné par le blindage magnétique. La validation expérimentale montre une amélioration notable au niveau de la température de fonctionnement, qui est l'image des pertes globales dans l'inductance. La mesure de L_S/R_S montre aussi une amélioration au niveau de la résistance AC (Figure V-21).

Pour continuer à améliorer les performances de l'inductance résonante en termes de pertes, une quatrième et dernière configuration solénoïdale utilisant du fil de Litz est proposée. Le fil de Litz est composé de plusieurs brins de fil minces, ce qui réduit les pertes dues aux effets de peau et de proximité, surtout à des fréquences élevées. Ainsi, en dispersant les courants sur de nombreux brins de fil, le fil de Litz réduit également les courants de Foucault. Cela se traduit par une amélioration de la conductivité AC, résultant de la diminution de la résistance effective du conducteur à haute fréquence (résistance AC). 12 spires ont été bobinés autour d'un tube de 1.5 cm de diamètre et de 4.5 cm de longueur pour atteindre le 1 μH . L'inductance a été ensuite blindée par une feuille magnétique, cependant, son apport d'inductance est négligeable étant donné que le bobinage est fait en monocouche et que les lignes de champ sont axiales. Une amélioration remarquable de la température de fonctionnement est observée (Figure V-20). La mesure de L_S/R_S montre aussi des caractéristiques meilleures en termes de résistance DC/AC et de pic de résonance.

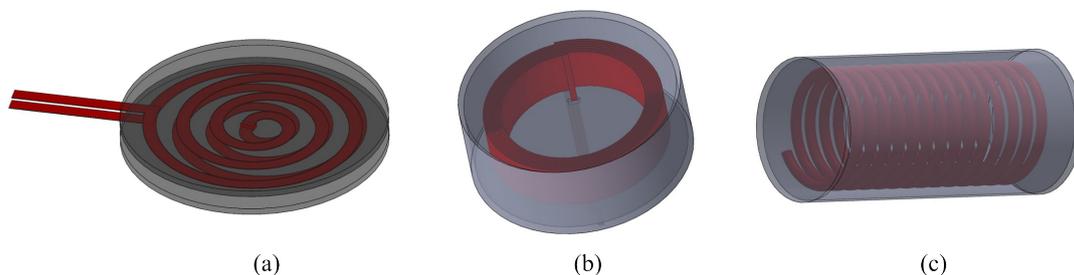


Figure V-19 Illustration des trois configurations d'inductance : (a) PCB, (b) Conducteur bobiné au vertical et (c) Solénoïdale en fil de Litz.

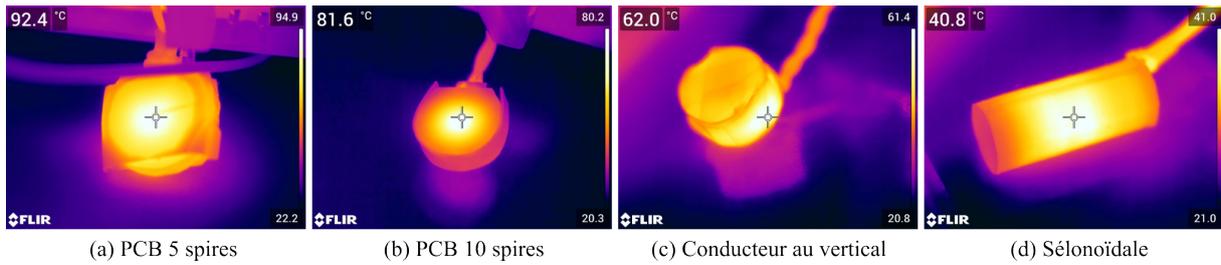


Figure V-20 Les relevés de température des inductances en fonctionnement nominal.

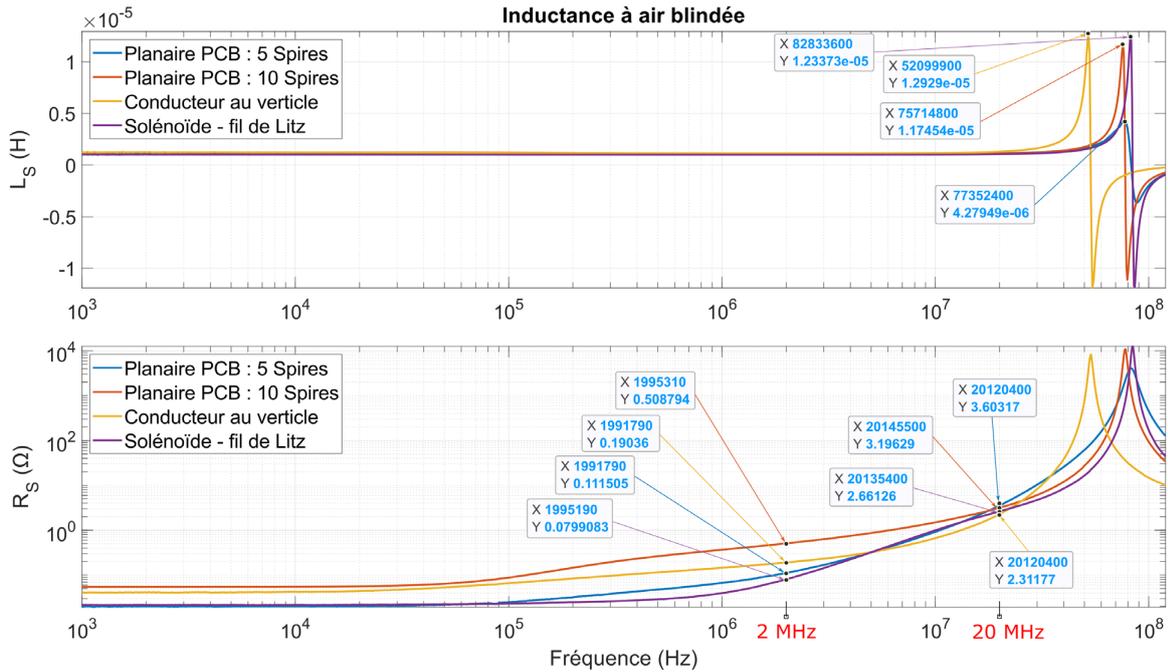


Figure V-21 Caractérisation de l'inductance résonante du circuit auxiliaire.

Conclusion

La conception et la réalisation de l'inductance résonante ont été guidées par des spécifications techniques et des contraintes opérationnelles strictes. Face à l'absence de matériaux magnétiques présentant une perméabilité relative élevée, un niveau d'induction à saturation adéquate et une résistivité électrique élevée pour les plages de fréquence de fonctionnement, l'inductance à air avec blindage magnétique s'est imposée comme la solution la plus viable.

Pour améliorer le comportement fréquentiel de l'inductance en termes de pertes trois configurations distinctes ont été étudiées : l'inductance en PCB, l'inductance avec conducteur bobiné au vertical et l'inductance solénoïdale avec du fil de Litz. Après analyse, il est apparu que l'inductance avec fil de Litz présentait les meilleures performances. Cependant, il convient de noter que cette configuration est également plus volumineuse et plus difficile à reproduire que l'inductance en PCB.

Finalement, l'inductance solénoïdale avec du fil de Litz sera employé pour la validation du système global.

Tableau V-4 Comparaison entre les différentes inductances résonante.

Inductance	Poids	Volume	Température	Capacité parasite
PCB 5 spires	17.7 g	5.9 cm ³	> 92.4 °C	3.54 pF
PCB 10 spires	7.1 g	3.1 cm ³	81.6 °C	4.10 pF
Conducteur au vertical	11.7 g	5.6 cm ³	62 °C	7.85 pF
Solénoïdale au Litz	15.2 g	12.1 cm ³	40.8 °C	3.63 pF

V.6 Validation sur charge RL

Dans un premier temps, et afin de valider le bon fonctionnement du convertisseur (onduleur + loi de commande), ce dernier est testé sur une simple charge résistive-inductive (RL). Cette charge est constituée d'une inductance de 14 μ H et de deux résistances film de puissance de 15 Ω / 2 kW mises en série [171]. Cette charge est placée en aval d'un transformateur d'isolement galvanique de rapport de transformation unitaire présentant une inductance de fuite de 10 μ H et une inductance magnétisante de 572 μ H. La mise en place du convertisseur avec la charge est illustrée sur la Figure V-22 et la Figure V-23. Une première validation pour une tension de bus à 270 Vdc, une fréquence de découpage à 2 MHz et une fréquence de modulante à 127 kHz a été assurée. L'onduleur a pu délivrer 250 W à la charge RL (30 Ω + 14 μ H) comme illustré sur la Figure V-24. Cependant, des oscillations importantes ont été observées au sein du circuit auxiliaire dues à la résonance entre l'inductance résonante L_r et les capacités parasites C_{oss_a1} et C_{oss_a2} du bras HF. Ces oscillations ont provoqué des surtensions significativement élevées aux bornes des transistors auxiliaires, entraînant une instabilité du fonctionnement de l'onduleur ce qui a conduit à sa destruction. Afin de pouvoir poursuivre la validation expérimentale du système, il faut d'abord résoudre ce problème d'oscillation dans le circuit auxiliaire.

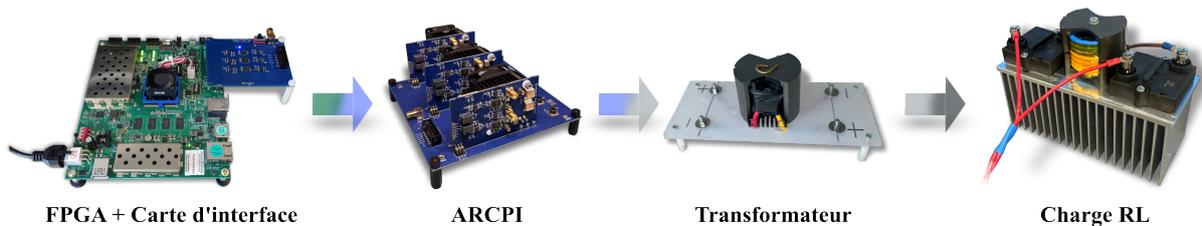


Figure V-22 Illustration du banc expérimental avec une charge RL.

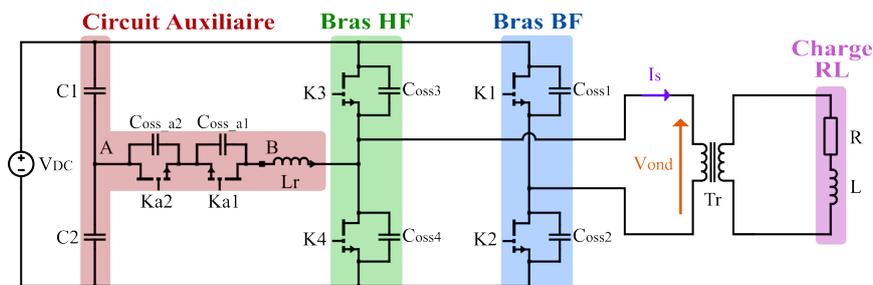


Figure V-23 Schéma du convertisseur avec un transformateur et une charge RL.

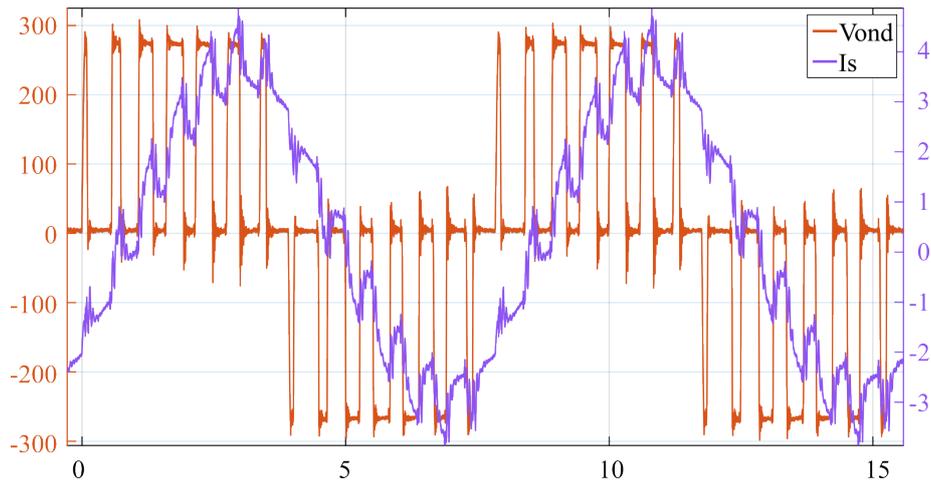


Figure V-24 Les formes d'ondes expérimentales de l'ARCPI avec une charge RL.

V.6.1 Problème d'oscillation dans le circuit auxiliaire

Afin de résoudre le problème d'oscillation dans le circuit auxiliaire, il est essentiel de comprendre ses origines. Un schéma simplifié du chemin du courant résonant est représenté à la Figure V-25. Les capacités C_{oss} représentent les capacités parasites des transistors GaN. Le courant et la tension de sortie sont supposés positifs. Pendant le temps mort, où un des transistors du circuit auxiliaire est à l'état ON, un circuit résonant est formé par l'inductance résonante L_r et les deux capacités parasites C_{oss1} et C_{oss2} du bras HF. Après la phase de charge et de décharge de C_{oss1} et C_{oss2} , où le régime ZVS se produit, l'inductance L_r commence à résonner avec la capacité parasite C_{oss_a1} lorsque le courant résonant est négatif et avec C_{oss_a2} lorsqu'il est positif. Le circuit équivalent de la phase post-commutation est représenté sur la Figure V-26. L'inductance résonante associée aux capacités parasites de sortie du circuit auxiliaire et à la résistance drain-source $R_{ds(on)}$ équivalente du bras HF forme un circuit résonant RLC. Par conséquent, et vu que l'on utilise le même type de transistor, la fréquence de résonance du circuit résonant est définie comme dans l'équation (V-2).

Si aucune précaution n'est prise, les oscillations au sein du circuit auxiliaire peuvent entraîner une surtension importante aux bornes des transistors auxiliaires ainsi qu'une instabilité du fonctionnement comme montré à la Figure V-28. La surtension et l'oscillation sur la tension V_{AB} dépassent 240% de $V_{DC}/2$, ce qui peut détériorer la durée de vie des transistors, créer une instabilité au niveau des grilles et peut être limitant pour les applications à plus haute puissance.

Afin d'éliminer la surtension et les oscillations, deux diodes de clamping sont utilisées pour court-circuiter l'inductance résonante lorsque la commutation en mode ZVS est terminée [172] (Figure V-27). Cependant, étant donné que la fréquence de commutation de notre application est très élevée, le courant résonant n'a pas suffisamment de temps pour se dissiper complètement dans la résistance équivalente de la boucle, ce qui entraîne un courant $I_{b_{oost}}$ plus élevé et donc davantage de pertes (Figure V-28). Une recalibration du temps de charge T1 doit être envisagée en tenant compte de la valeur du premier pic de courant résonant après le passage par zéro, ainsi que de la résistance équivalente de la boucle. Le courant à l'instant t_4 peut être calculé par l'équation (V-6).

$$I_r(t_4) = \hat{I}_{r_{zc}}(t_3) \cdot e^{-\frac{t_{disch}}{\tau}} \quad (V-6)$$

Où \hat{I}_{zc} représente le courant maximal après le premier passage par zéro du courant résonant I_r à l'instant t_3 , $\tau = L_r/R_{eq}$ avec $R_{eq} = R_{DC2} + R_{Lr} + R_{dson_K4}$ lorsque I_r est positif et $R_{eq} = R_{DC1} + R_{Lr} + R_{dson_K3}$ lorsque I_r est négatif, et t_{disch} égale au plus grand temps mort du circuit auxiliaire (380 ns). Étant donné que t_{disch} est trop petit par rapport à τ :

$$I_r(t_4) = 0.9 * \hat{I}_{r_{zc}}(t_3) \quad (V-7)$$

Par conséquent, le temps de charge avec les diodes de clamping est défini comme suit :

$$T_{L_CD} = \frac{2 \cdot L_r \cdot (I_{smax} - I_r(t_4))}{V_{DC}} \quad (V-8)$$

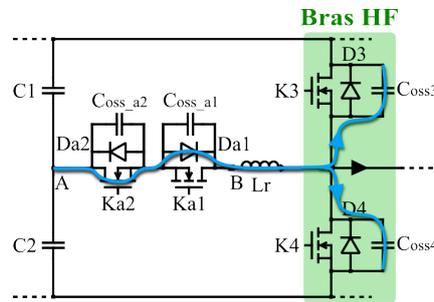


Figure V-25 Schéma simplifié du chemin du courant résonant avant la phase de commutation en ZVS.

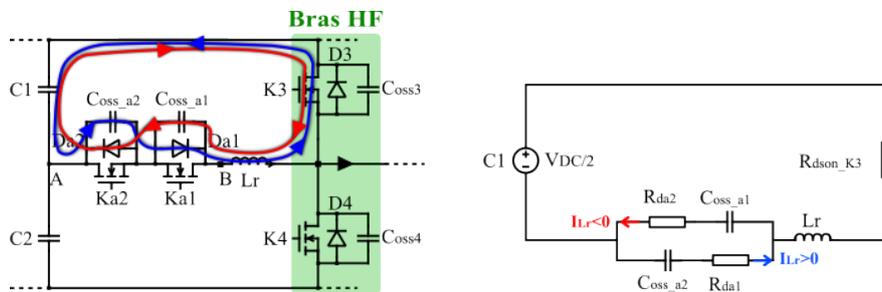


Figure V-26 Circuit équivalent de la phase post-commutation ($t_3 - t_4$).

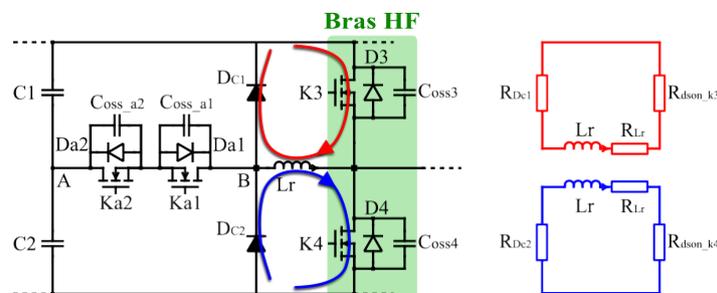


Figure V-27 Chemin du courant résonant pendant le temps mort du circuit auxiliaire avec les diodes de clamping.

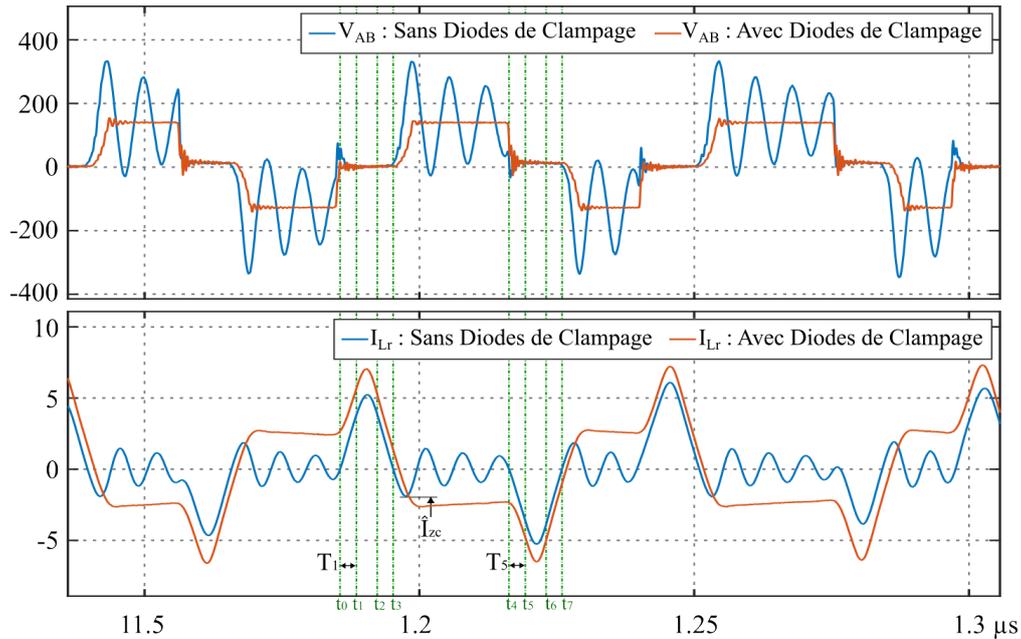


Figure V-28 Les formes d'ondes de la tension V_{AB} et du courant résonant I_{Lr} , avec et sans les diodes de clamping.

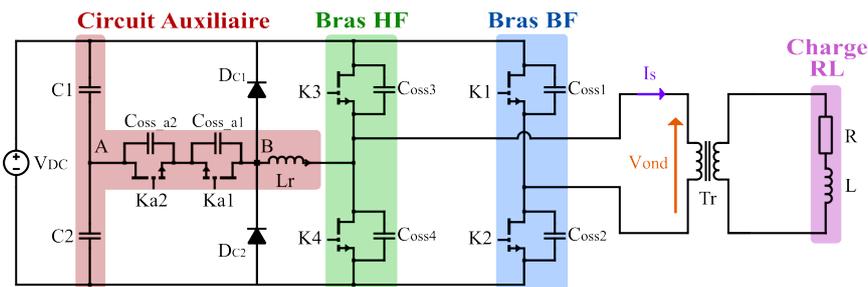


Figure V-29 Schéma du convertisseur intégrant les diodes de clamping.

L'adoption de la méthode de clamping tout en prenant en compte la recalibration du temps de charge $T1$ comme exprimé par l'équation (V-8), a permis de résoudre le problème d'oscillation dans le circuit auxiliaire comme montré sur la Figure V-30. Ceci a permis aussi de réduire les harmoniques de courant au-delà de 10 MHz (Figure V-30), réduisant par conséquent les pertes dans l'inductance résonante. Cependant, cette réduction des pertes n'est pas significative, surtout compte tenu du fait que les diodes de clamping ajoutées dissipent une partie de l'énergie stockée dans l'inductance, entraînant ainsi une augmentation des pertes. Des simulations comparant les deux configurations (avec et sans diodes) ont montré des rendements très proches.

Les tensions de sortie de l'onduleur avec et sans clamping sont identiques. La surtension et les oscillations n'existent que dans le circuit auxiliaire et ont très peu d'impact sur la tension et le courant de sortie.

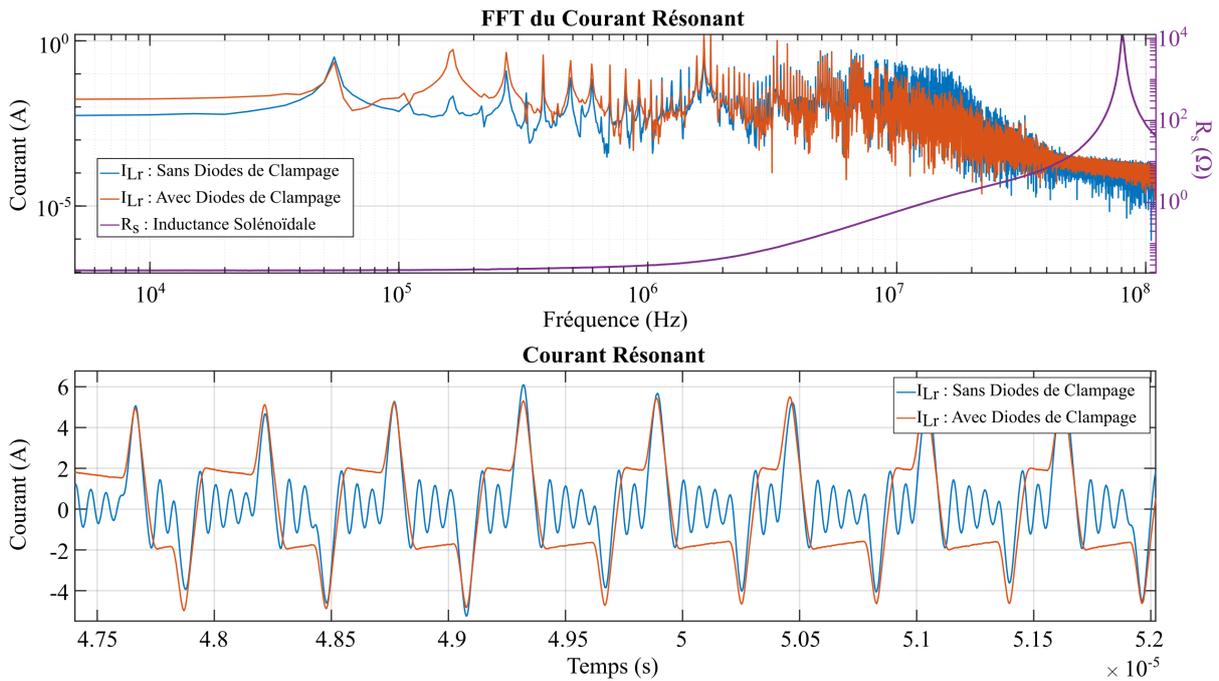


Figure V-30 FFT du courant résonant avec et sans diodes de clamping superposée sur la R_s de l'inductance solénoïdale.

Une fois que le problème d'oscillation est réglé, une série de mesures sur plusieurs points de fonctionnement sur la même charge RL a été réalisée. Un bilan de rendement du convertisseur à iso-puissance en fonction de la fréquence a été effectué au niveau de l'onduleur sans prendre en compte les pertes dans le transformateur. La courbe de rendement présentée à la Figure V-31 illustre la performance du convertisseur. A une fréquence de découpage $f_{sw} = 2$ MHz, le rendement est de $\eta = 84$ % ce qui tout à fait normale à cette fréquence très élevée. En effet, les pertes évitées par la commutation douce en ZVS sur le bras HF, assistée par le circuit auxiliaire, sont déportées sur ce dernier. Par conséquent, le gain en rendement à haute fréquence de commutation est quasiment négligeable. Ceci a été vérifié par des simulations LTspice sur l'onduleur avec et sans le circuit auxiliaire. Valider cette comparaison expérimentalement n'est pas possible à cause des diaphonies capacitatives très importantes qui apparaissent en l'absence du circuit auxiliaire (en l'absence de la commutation douce), mettant en court-circuit le bras HF.

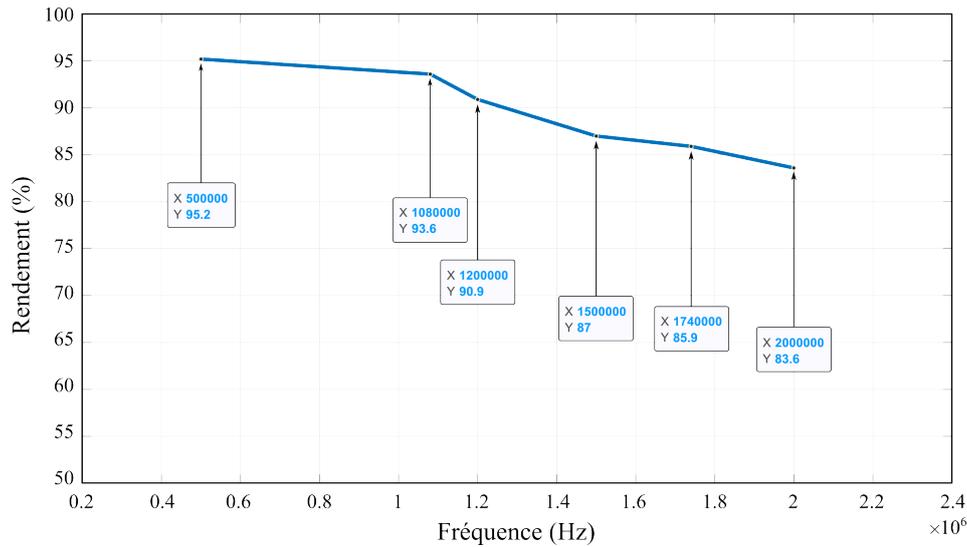


Figure V-31 Bilan de rendement du convertisseur à iso-puissance et en fonction de la fréquence.

V.6.2 Problème du couplage capacitif à travers le semiconducteur (Crosstalk)

Le problème du couplage capacitif à travers le semiconducteur sur les signaux de grille dans les topologies en pont limite significativement la performance des commutations à très haute vitesse des transistors GaN HEMT. Ceci est dû à leur tension seuil très basse (de 1 à 2 V) par rapport à la tension grille-source maximale admissible (6 V), ce qui augmente la sensibilité du transistor aux fausses commutations lorsqu'il est utilisé dans des applications à dV/dt élevé, conduisant par conséquent à un rendement réduit voire une défaillance du transistor.

Les méthodes existantes pour supprimer les diaphonies capacitives reposent principalement sur la réduction du dV/dt et du dI/dt du transistor et la diminution de l'impédance de la boucle de commande grille-source. Vu que le cas d'application nécessite une fréquence de découpage élevée, la méthode la plus appropriée pour supprimer le CrossTalk est la méthode de commutation douce. La Figure V-32 montre le problème du Crosstalk lors d'un fonctionnement à commutation dure à 70 Vdc et sa suppression lors d'un fonctionnement à commutation douce. Les pics de tension générés en commutation dure dépassent 3.5 V à 70 Vdc en raison du dV/dt élevé (19.5 kV/ μ s), ce qui empêche son fonctionnement au-delà de cette tension. En revanche, en commutation douce, la montée de la tension se fait 15 fois plus lentement ($dV/dt = 1.3$ kV/ μ s). Ainsi, la commutation douce est essentielle pour le fonctionnement de l'onduleur.

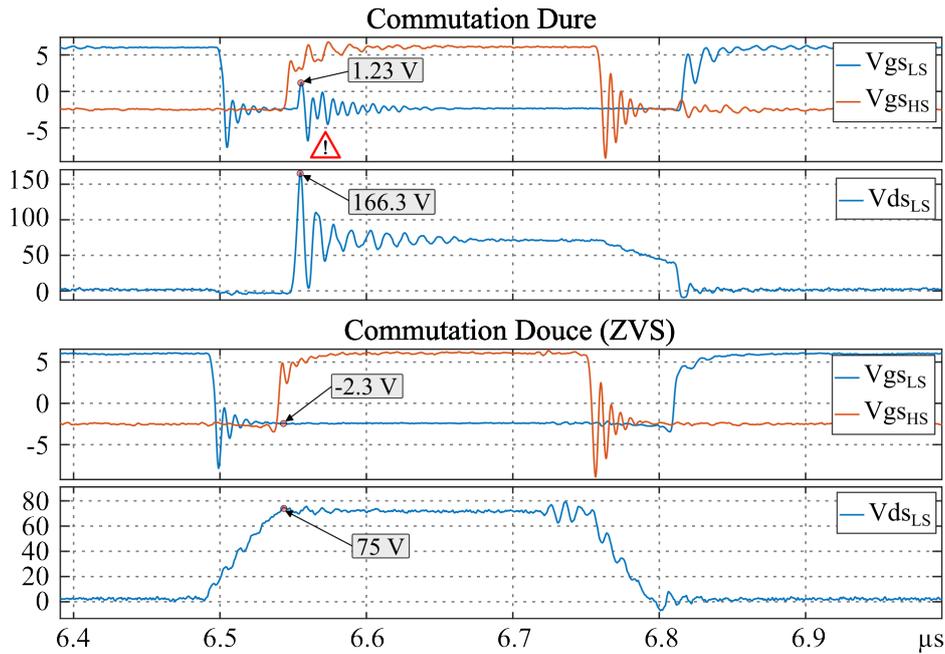


Figure V-32 Mise en évidence du CrossTalk en commutation dure et de son absence en commutation douce.

V.7 Conception de la charge finale de dégivrage

Avec la validation réussie du fonctionnement global de l'onduleur, incluant la résolution des problèmes d'oscillation dans le circuit auxiliaire et la mise en évidence de l'importance de la commutation douce pour surmonter les problèmes du CrossTalk limitant le fonctionnement du convertisseur, il est désormais impératif de procéder à la validation du convertisseur sur une charge représentative du dégivrage. Pour ce faire, il est nécessaire de concevoir une charge finale de dégivrage en se basant sur la même méthodologie proposée dans le chapitre III.

Après la validation du concept de dégivrage piézoélectrique par l'excitation des modes d'extension de la structure et ceci a été fait par la validation expérimentale d'un modèle numérique d'une petite plaque en aluminium puis d'une grande plaque comme il a été présenté dans la section III.3.1, un modèle plus représentatif du cas réel (portion d'une Nacelle) a été réalisé. Une plaque d'aluminium de dimensions $350 \text{ mm} \times 250 \text{ mm} \times 1,5 \text{ mm}$, équipée de 20 actionneurs piézoélectriques de 20 mm de diamètre et de 1 mm d'épaisseur (PZT dur de type PIC181 de chez PI Ceramic) a été pliée pour avoir une pièce courbée représentant une portion de Nacelle comme illustrée sur la Figure V-33. La même stratégie d'excitation et de positionnement que celle présentée dans la section III.3.3 a été employée. Comme illustré dans la Figure V-34, les actionneurs ont été disposés de manière à amplifier le 7ème mode d'extension à 55 kHz sur le long de la plaque courbée. À cette fréquence nous obtenons un niveau suffisant de contrainte et donc un déplacement suffisant pour fissurer et délaminer la couche de glace. Le circuit électrique équivalent de cette charge autour la résonance est présenté dans la Figure V-34.

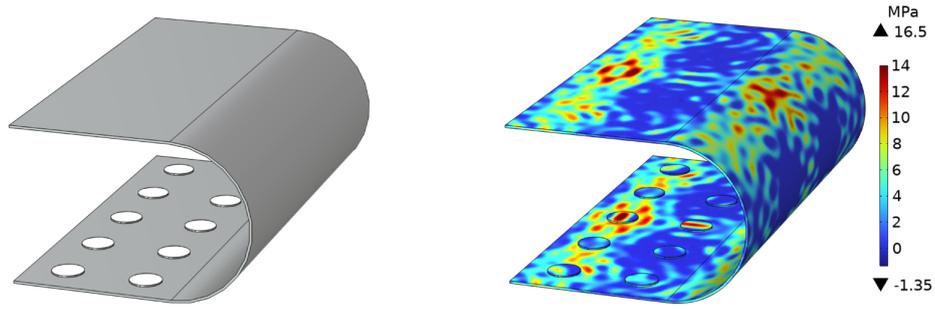


Figure V-33 Modélisation de la pièce courbée (Portion de Nacelle) sous COMSOL.

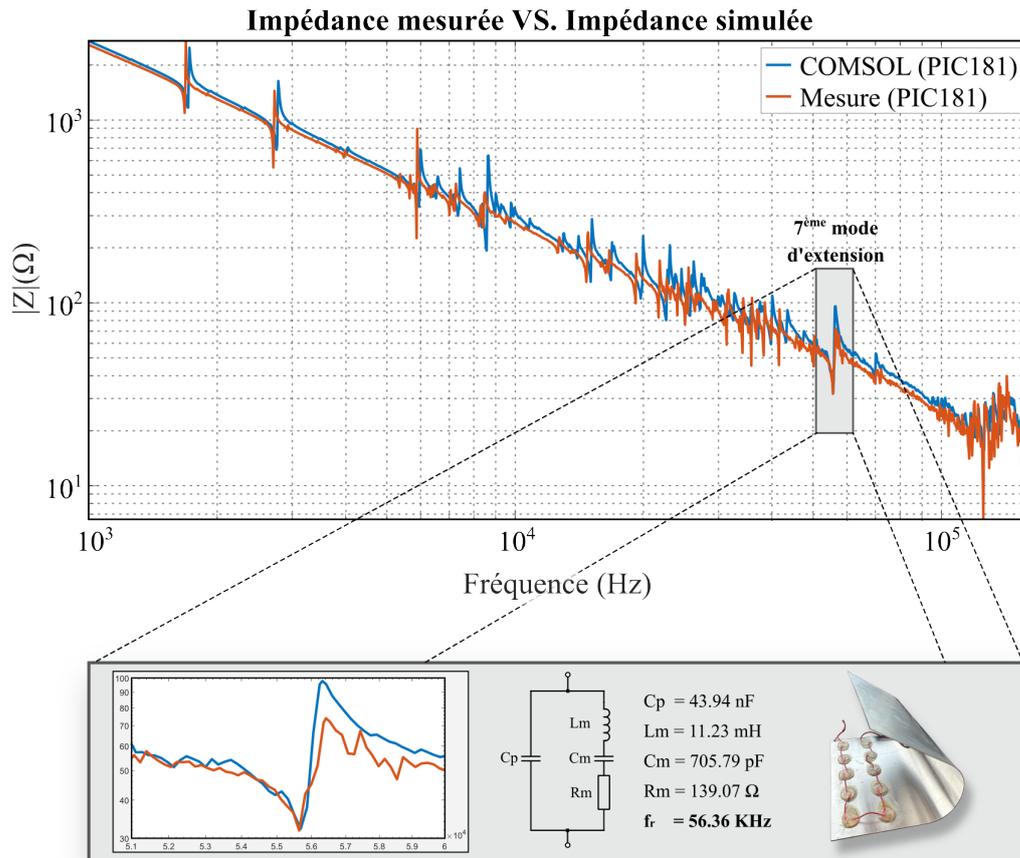


Figure V-34 Impédance mesurée vs simulée de la pièce courbée + son modèle équivalent autour du 7^{ème} mode d'extension.

Après avoir élaboré la charge représentative du dégivrage et introduit son modèle équivalent, nous abordons maintenant le dimensionnement du filtre de sortie de l'onduleur. Étant donné la nature capacitive de cette charge, il est essentiel de mettre en place un filtre de sortie approprié pour piloter proprement cette charge. Dans ce qui suit, nous présentons et comparons le dimensionnement et le fonctionnement des filtres LC et LLCC, comme cela a été simulé et étudié dans le chapitre IV.

V.8 Prototype avec filtre LC

Comme il a été présenté dans la section IV.3.2.2, le filtre LC est un filtre passe-bas de deuxième ordre constitué d'une inductance L_f en série avec la capacité statique C_s de l'actionneur et l'impédance équivalente de la branche motionnelle. Cependant, afin d'augmenter la robustesse du filtre vis-à-vis de la variation de la capacité statique de l'actionneur tout en diminuant la valeur de l'inductance L_f , un condensateur C_f a été mis en parallèle avec l'actionneur. Afin de bien dimensionner les éléments du filtre, il faut tout d'abord déterminer le contenu harmonique de la tension de sortie.

Afin d'amortir la première harmonique qui apparaît à la fréquence $f_{H1} = 1.3 \text{ MHz}$ de -25 dB et les harmoniques au-delà, il faut que la fréquence de coupure du filtre vérifie :

$$f_{\text{coupure}} = f_{H1} \cdot 10^{-25/40} = 300 \text{ kHz} \quad (\text{V-9})$$

Le filtre a été dimensionné de façon à avoir une ondulation du courant de sortie inférieure à 20%. I_s et une fréquence de coupure $f_{LC} = 300 \text{ kHz}$, sachant que la fréquence de découpage est $f_{\text{dec}} = 1.7 \text{ MHz}$ et la fréquence du fondamentale qui correspond à la fréquence de résonance du 7ème mode d'extension a une valeur $f_{res} = 55 \text{ kHz}$. Pour cela, il faut que :

$$L_f \geq \frac{V_{DC} \cdot T_{dec}}{2 \cdot \Delta I_{smax}} \quad (\text{V-10})$$

Cela donne une $L_f = 53 \mu\text{H}$ et par conséquent une $C_f = 5 \text{ nF}$.

Afin de bien concevoir l'inductance de filtrage avec la valeur souhaitée tout en prenant en compte la valeur du courant maximal et la saturation du matériau magnétique employé, nous utilisons les équations de l'électromagnétisme. Ces équations nous permettent de lier le niveau d'induction à saturation B_M au niveau du courant maximal souhaité dans le composant. Le but est de déterminer le nombre de tours, ainsi que l'entrefer minimal nécessaire permettant de faire passer jusqu'à 5 A tout en évitant la saturation du matériau magnétique.

En régime linéaire où l'on considère qu'il n'y a pas de saturation, nous avons :

$$n \cdot \phi = L \cdot i \quad (\text{V-11})$$

$$\phi = S_{\text{Ferrite}} \cdot B \quad (\text{V-12})$$

De ces équations, on peut déduire la surface de ferrite S_{Ferrite} en fonction du courant maximal I_M parcourant une inductance avec un nombre de spires n , auquel est associé l'induction maximale B_M :

$$S_{\text{Ferrite}} = \frac{L \cdot I_M}{n \cdot B_M} \quad (\text{V-13})$$

L'énergie électromagnétique volumique que l'on peut stocker dans un milieu de perméabilité relative μ_r est donnée par :

$$W_{emv} = \frac{B^2}{2 \cdot \mu_r \cdot \mu_0} \quad (\text{V-14})$$

En supposant que le champ est uniforme dans l'entrefer, l'inductance peut être calculée comme suit [173] :

$$L = \frac{n^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_{Ferrite}}{l_{ch} + \mu_r \cdot e} = \frac{n^2 \cdot \mu_0 \cdot S_{Ferrite}}{\frac{l_{ch}}{\mu_r} + e} \quad (V-15)$$

Pour une perméabilité relative importante, nous pouvons considérer que $l_{ch}/\mu_r \ll e$. Donc, l'énergie électromagnétique dans le noyau est négligeable devant celle stockée dans l'entrefer. Dans ce cas, l'épaisseur minimale d'entrefer peut être calculée à partir de l'équation S et L, comme suit :

$$e = \frac{n^2 \cdot \mu_0 \cdot S_{Ferrite}}{L} = \frac{n \cdot \mu_0 \cdot I_M}{B_M} \quad (V-16)$$

Pour des ferrites de type PC200, l'entrefer minimal pour 14 nombres de tours, un courant max de 5 A et un B_M de 300 mT à 400 mT, est d'autour 230 μm .

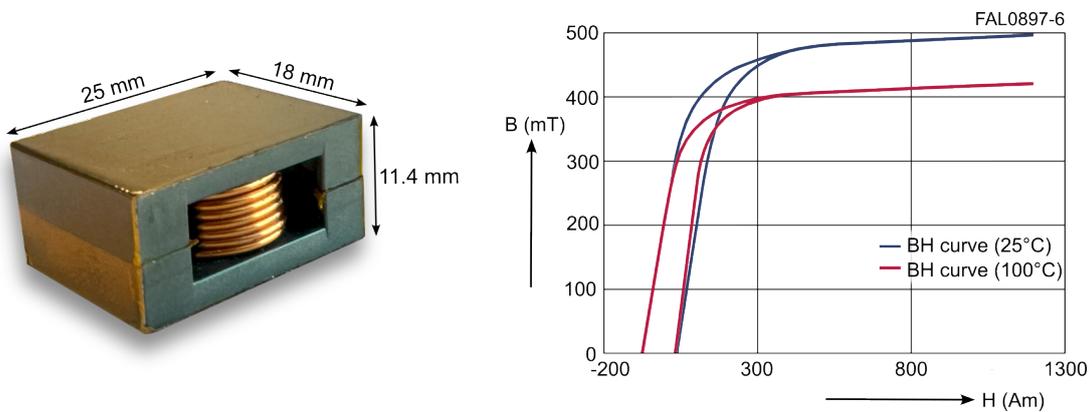


Figure V-35 Caractéristiques du matériau magnétique utilisé pour l'inductance de filtrage.

Une fois le dimensionnement et la conception du filtre LC sont terminés, ce dernier a été placé en sortie de l'onduleur ARCPI comme illustré sur la Figure V-35. Le test expérimental du système complet a été effectué avec un transformateur d'isolation galvanique (d'un rapport de transformation unitaire, une inductance de fuite de 10 μH et une inductance magnétisante de 572 μH), et un câble de connexion de 2 mètres de longueur ($\sim 2 \mu H$).

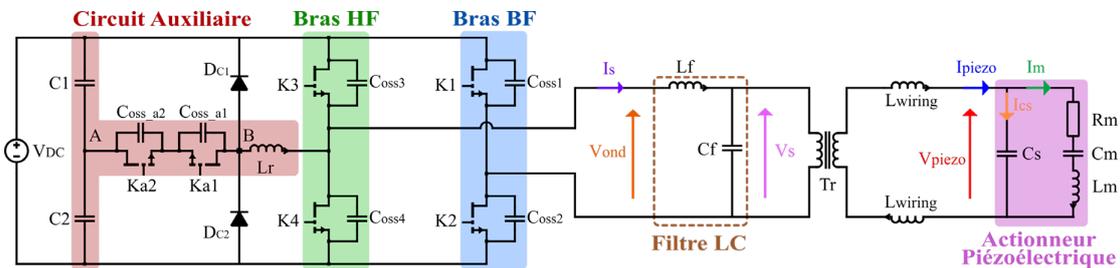


Figure V-36 Schéma du système complet (ARCPI + Filtre LC + Transformateur + Inductance de câblage + Charge piézoélectrique).

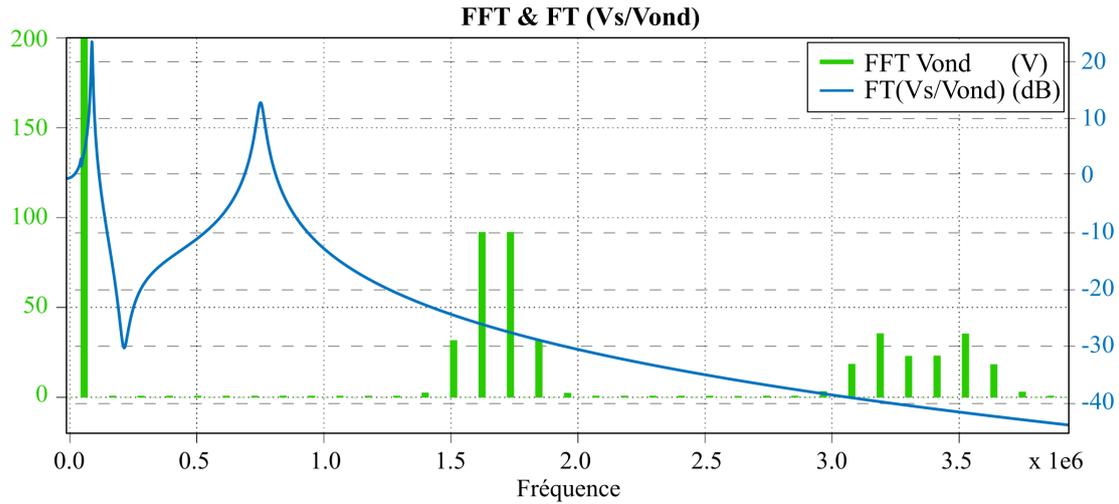


Figure V-37 La FFT de la tension V_{ond} et la réponse en fréquence de V_s/V_{ond} .

Comme il a été expliqué précédemment dans la section IV.4.3.3, la première résonance vue sur la courbe d'impédance du filtre LC avec le transformateur, le câblage et l'actionneur, est donnée globalement par L_f , L_{fuite} et C_s comme exprimée par l'équation (IV-45). Cette résonance ne peut pas être repoussée plus que ça, car sinon, une valeur d'inductance L_f très petite doit être imposée et par conséquent une ondulation de courant très importante est obtenue.

Cette résonance amplifie le fondamental d'environ 3.5 dB, donc ceci doit être pris en compte lors du calcul de l'indice de modulation. L'indice de modulation est fixé à 0.51 au lieu de 0.74.

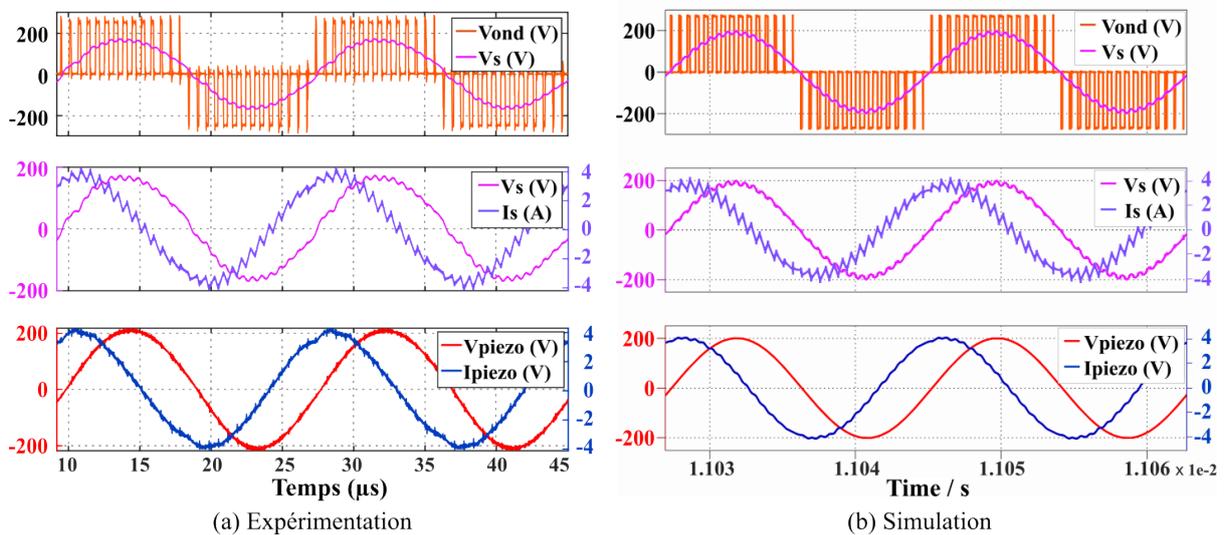


Figure V-38 Résultats : (a) d'expérimentation et (b) de simulation de l'ARCPI avec le filtre LC.

Les paramètres des essais expérimentaux de l'ARCPI avec le filtre LC et la charge piézoélectrique sont présentés dans le Tableau V-5 suivant :

Tableau V-5 Paramètres du système avec le filtre LC.

Paramètres expérimentaux		
Inductance de filtrage	L_f	53 μH
Capacité de filtrage	C_f	5 nF
Inductance de fuite du transformateur	L_{fuite}	10 μH
Capacité statique des actionneurs	C_s	42.7 nF
Fréquence de résonance mécanique	f_{rm}	56.36 kHz
Tension d'alimentation du bus DC	V_{DC}	270 V

Les formes d'ondes expérimentales des tensions de sortie et des courants de sortie de l'onduleur ARCPI sont présentées à la Figure V-38. Pour une puissance d'entrée de 182 W, nous avons obtenu 143 W à la sortie de l'onduleur. Par conséquent, les pertes totales dans le convertisseur, sans prendre en compte les pertes dans le filtre ni dans le transformateur, s'élèvent à environ 39 W, conduisant à un rendement de 78.6% et un facteur de puissance de 60.7%. Une approximation de la répartition des pertes a été effectuée par simulation sur LTspice, car, en expérimentation, cela nécessite l'insertion d'une sonde de courant dans les bras d'onduleur ce qui augmente l'inductance de la boucle de puissance. Les résultats de simulation indiquent une répartition des pertes de 14.3% dans le bras BF, de 16.7% dans le bras HF et de 69% dans le circuit auxiliaire (Figure V-39). Cette répartition a été confirmée qualitativement par des mesures avec une caméra thermique de haute précision [174].

Il est important de souligner les difficultés rencontrées lors de la conception du filtre LC pour cette application où un compromis très limité devait être fait pour la fréquence de coupure du filtre. Le compromis consistait à choisir une valeur suffisante pour L_f afin d'obtenir le minimum possible d'ondulation du courant I_s , sans avoir une amplification importante de la tension de sortie V_s , ni un filtrage limité de ses harmoniques, tout en prenant en compte la prédominance de la capacité statique de l'actionneur C_s .

Dans le but d'améliorer le facteur de puissance du convertisseur, ainsi que son rendement, un filtre LLCC est proposé par la suite.

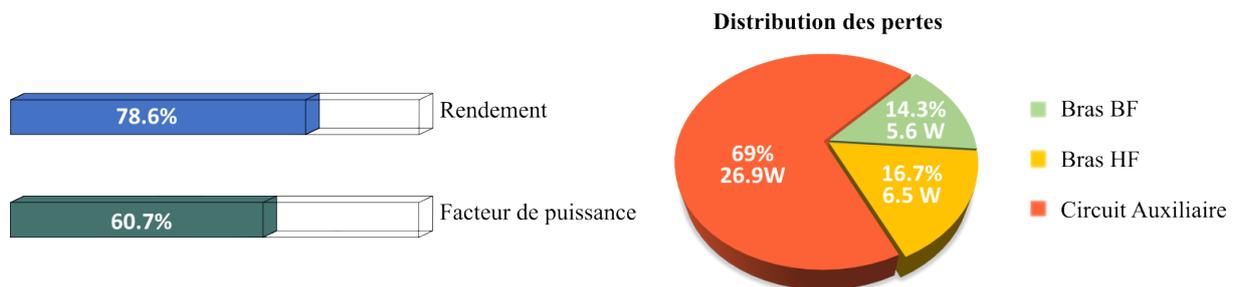


Figure V-39 Illustration de la distribution des pertes dans l'onduleur, de son facteur de puissance et de son rendement.

V.9 Prototype avec filtre LLCC

L'une des difficultés de l'alimentation des actionneurs piézoélectriques est la gestion de l'énergie réactive. Étant donné que les actionneurs piézoélectriques présentent un comportement capacitif sur quasiment toute la plage de fréquence, le facteur de puissance de leur alimentation est relativement bas. Afin d'améliorer le facteur de puissance du convertisseur, un filtre LLCC est utilisé. Le filtre est composé d'un circuit LC série et d'un circuit LC parallèle [138], [175]. Le schéma électrique de l'onduleur ARCPI avec le filtre LLCC est présenté à la Figure V-40.

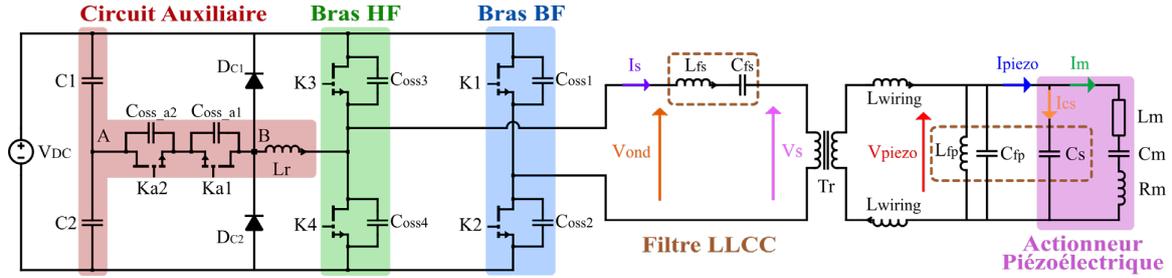


Figure V-40 Schéma du système complet (ARCPI + Filtre LLCC + Transformateur + Inductance de câblage + Charge piézoélectrique).

L'impédance du filtre LLCC est donnée dans l'équation (V-17) :

$$Z_{LLCC}(j\omega) = j\omega L_{fs} + \frac{1}{j\omega C_{fs}} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_{fp}} + j\omega(C_{fp} + C_s) + \frac{1}{Z_m(j\omega)}} \quad (V-17)$$

Par conséquent, la fonction de transfert du filtre LLCC est exprimée, comme suit :

$$FT_{LLCC}(p) = \frac{V_{piézo}}{V_{ond}} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{p \cdot L_{fp}} + p(C_{fp} + C_s) + \frac{1}{Z_m(p)}}}{p \cdot L_{fs} + \frac{1}{pC_{fs}} + \frac{1}{\frac{1}{p \cdot L_{sp}} + p(C_{fp} + C_s) + \frac{1}{Z_m(p)}}} \quad (V-18)$$

Les éléments du filtre LLCC ont été dimensionnés comme expliqué dans la section IV.3.2.3. Les deux résonances électriques du filtre doivent être égales afin d'atteindre un comportement robuste du filtre [138] :

$$f_{elec1,2} = \frac{1}{\sqrt{L_{fs}C_{fs}}} = \frac{1}{\sqrt{L_p(C_{fp} + C_s)}} = f_{rm} \quad (V-19)$$

Le rôle de l'inductance parallèle L_p est de compenser l'énergie réactive provenant de la capacité statique C_s des actionneurs. Comme illustré sur la Figure V-40, le condensateur C_{fp} a été ajouté afin de limiter l'impact de la variation de la capacité C_s sur le comportement du filtre, et ainsi avoir une valeur plus petite de L_{fp} .

$$L_p = \frac{1}{(C_{fp} + C_s) \cdot \omega_{rm}^2} \quad (V-20)$$

Les paramètres de conception sont donc :

$$L_{fs} = L_p \quad \text{et} \quad C_{fs} = C_{fp} + C_s \quad (V-21)$$

Tableau V-6 Paramètres du système avec le filtre LLCC.

Paramètres expérimentaux		
Inductance de filtrage série	L_{fs}	95 μH
Capacité de filtrage série	C_{fs}	79 nF
Inductance de fuite du transformateur	L_{fuite}	10 μH
Inductance de filtrage parallèle	L_{fp}	93 μH
Capacité de filtrage parallèle	C_{fp}	46 nF
Capacité statique des actionneurs	C_s	42.7 nF
Fréquence de résonance mécanique	f_{rm}	56.36 kHz
Tension d'alimentation du bus DC	V_{DC}	270 V

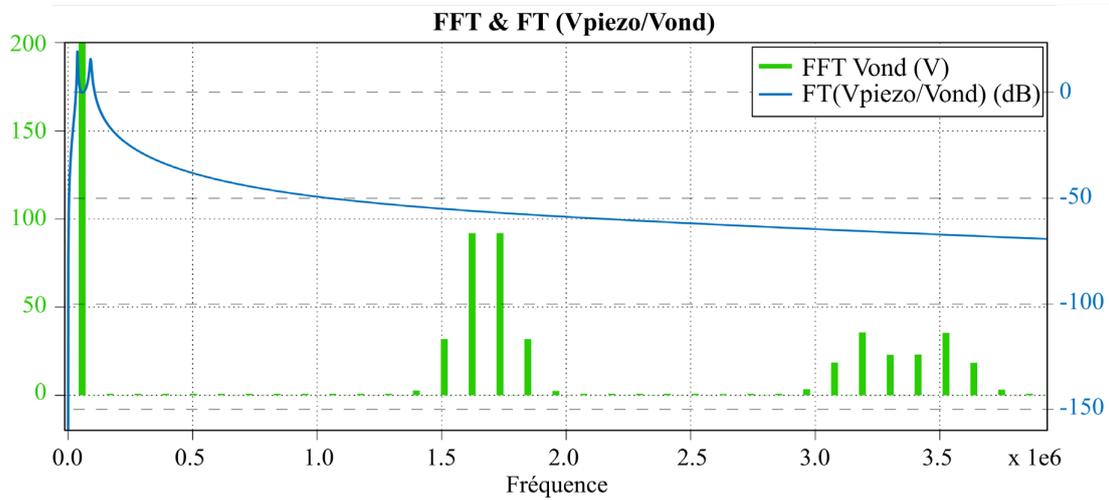


Figure V-41 La FFT de la tension V_{ond} et la réponse en fréquence de V_{piezo}/V_{ond} .

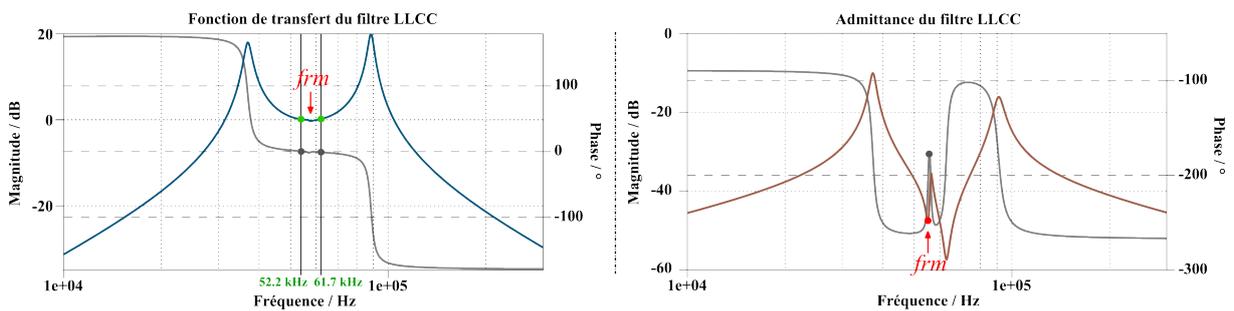


Figure V-42 L'admittance du filtre LLCC avec la charge + Diagramme de Bode de V_{piezo}/V_{ond} .

Le diagramme de Bode de la Figure V-42 montre que la fréquence de fonctionnement de l'ARCPI peut varier dans une plage de 10 kHz, qui peut potentiellement être plus large, sans le besoin de redimensionner les composants du filtre. Cependant, étant donné que la charge est pilotée à la résonance mécanique de la structure, et non pas à la résonance mécanique radiale des actionneurs, où la phase n'est pas nulle, l'énergie réactive n'est pas entièrement compensée (Figure V-43).

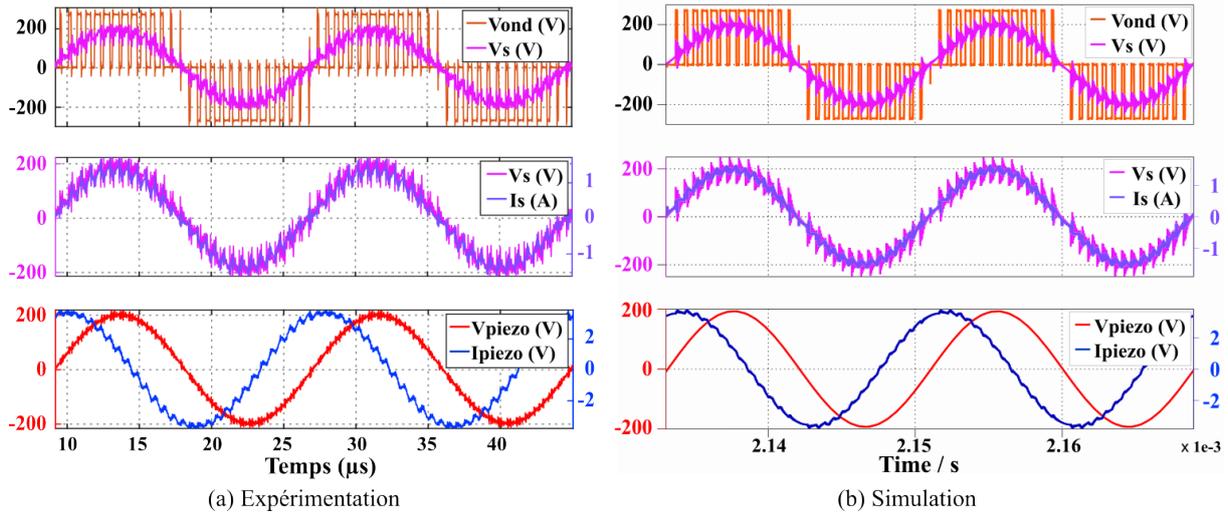


Figure V-43 Résultats d'expérimentation et de simulation de l'ARCPI avec le filtre LLCC.

Les formes d'ondes des tensions de sortie et des courants de sortie de l'ARCPI avec le filtre LLCC sont présentées à la Figure V-43. Pour une puissance d'entrée de 165 W, nous obtenons 137.3 W à la sortie de l'onduleur. Par conséquent, les pertes totales dans le convertisseur s'élèvent à environ 29 W, ce qui conduit à un rendement de 83 % et un facteur de puissance de 99.8% (Tableau V-7). Comparé au filtre LC où le courant de sortie vaut $I_s = 2.7$ A, le courant de sortie avec le LLCC est beaucoup plus petit ($I_s = 1$ A), entraînant des pertes moindres et donc un rendement plus élevé (Tableau V-7). Suite à la comparaison entre les deux filtres, le filtre LLCC sera employé pour la validation du système globale en vue de ses meilleures performances.

Tableau V-7 Comparaison entre le filtre LC et le filtre LLCC

Facteur de puissance	Filtre LC	Filtre LLCC
V_{ond} & I_s	60.7%	99.8%
V_{piezo} & I_{piezo}	27.3%	27.3%
Rendement	78.36%	83%

V.10 Validation du système complet

Le but de cette section est de valider le système complet avec la charge piézoélectrique sous conditions givrantes. Tous les tests qui ont été réalisés auparavant sur la charge piézoélectrique étaient sous température ambiante et sans givre. Cependant, étant donné que la résonance visée pour le dégivrage est déterminée globalement par la géométrie de la structure à dégivrer (Nacelle ou Aile) et non pas par la présence du givre et la température, le fonctionnement du convertisseur sera quasiment identique à ce qui a été présenté dans la section V.8 et la section V.9. Il est tout de même important de noter que la fréquence de résonance peut changer de 1 kHz à 5 kHz en fonction de l'épaisseur de givre, et de la même façon, l'amortissement augmentera avec l'épaisseur de givre et de sa densité. La valeur de la capacité diélectrique des actionneurs piézoélectriques, elle aussi, varie de 25% à 30% en fonction de la température [112]. Comme illustré sur la Figure V-44, la capacité statique des actionneurs a

augmenté d'environ 14% pour une température de $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$. L'amortissement aussi a augmenté d'environ 7% pour la même température et pour une épaisseur de givre de 2.5 mm.

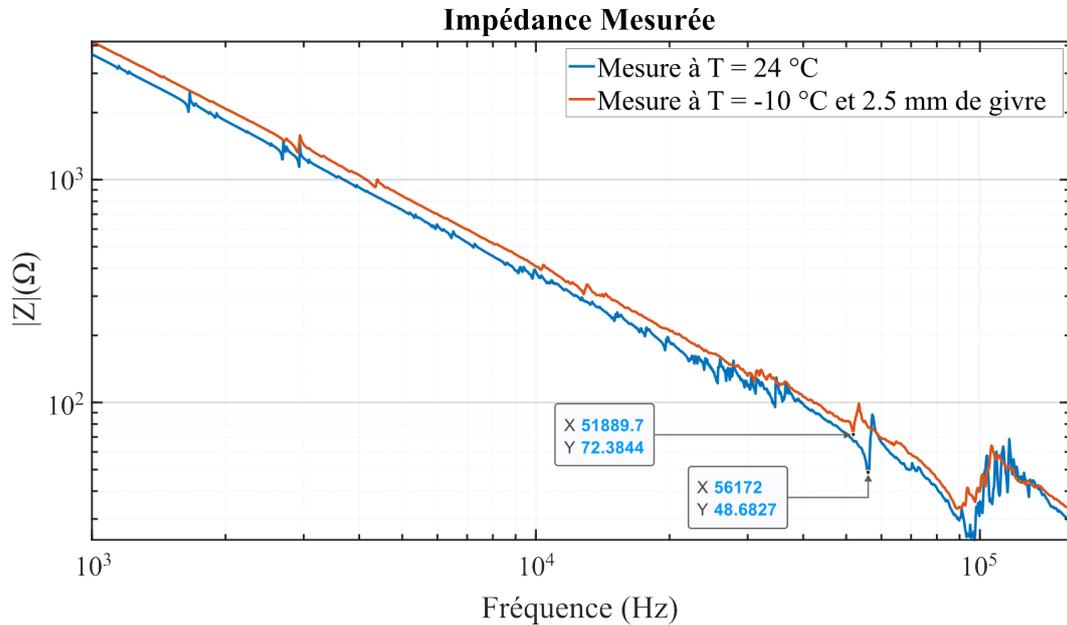


Figure V-44 Impédance mesurée en fonction de la température et l'épaisseur du givre.

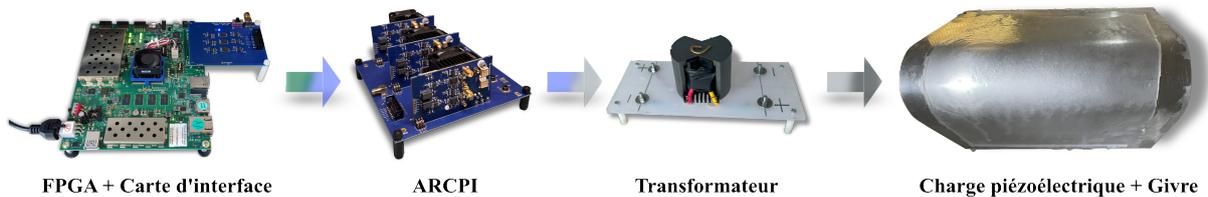


Figure V-45 Illustration du banc expérimental avec la charge piézoélectrique (voir aussi annexe B).

Les tests de dégivrage ont été réalisés sur la charge décrite dans la section V.7. Comme illustré sur la Figure V-34, le mode de résonance opérationnel dans notre cas, où nous utilisons une plaque d'aluminium courbée de dimensions 350 mm x 250 mm x 1.5 mm avec 20 actionneurs (PIC181 PI Ceramic, $\varnothing = 20$ mm, épaisseur de 1 mm [111]), est le 7ème mode d'extension qui se trouve à 56.36 kHz. Le 7ème mode d'extension correspond à 3.5 longueurs d'onde selon la longueur de la plaque.

Nous rappelons que le dégivrage est obtenu en utilisant le 7ème mode pour garantir un niveau de contrainte de cisaillement suffisant pour le délaminage de la glace et avoir un dégivrage complet, comme présenté à la Figure V-46. Les essais étant réalisés en boucle ouverte, un balayage fréquentiel de ± 3 kHz autour de la résonance a été fait afin de s'assurer d'exciter le 7ème mode. Les résultats expérimentaux ont montré un dégivrage complet en moins de 5 secondes avec une densité de puissance d'entrée (aux actionneurs) de 74 mW/cm^2 et un ratio de surface de 0.07 actionneur par cm^2 . Toutefois, un balayage fréquentiel reste nécessaire pour obtenir un dégivrage complet, ce qui n'a pas été fait à ce stade avec le FPGA. Les essais réalisés avec le convertisseur ont été effectués à une fréquence fixe, ce qui a conduit à un dégivrage partiel (fracture cohésive sans délaminage). Afin d'assurer un dégivrage total, un balayage fréquentiel est indispensable.

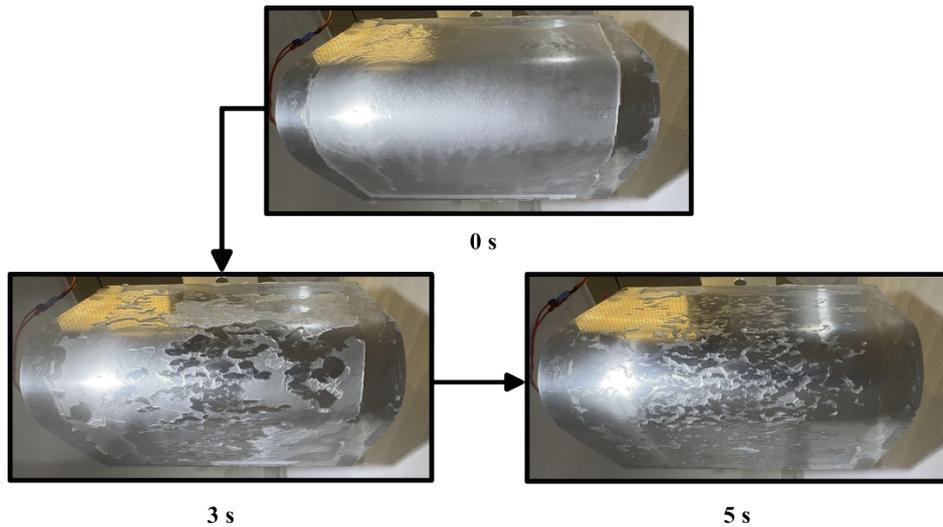


Figure V-46 Résultat d'expérimentation de dégivrage au 7^{ème} mode d'extension avec du PIC181 – [Essai N° 6.](#)

De la même manière, le dégivrage a été obtenu avec une densité de puissance surfacique d'entrée de 122 mW/cm² et un ratio de surface de 0.09 actionneur par cm² lors de l'utilisation des céramiques PZ26 ($\phi = 25$ mm, épaisseur de 1,5 mm [176]) (Figure V-47 et Figure V-48).

Plusieurs essais de dégivrage ont démontré la prédominance, en termes de résistance aux fractures, des céramiques PZ26 sur celles en PIC181. Plusieurs fissures ont été observées sur les céramiques PIC181. Cependant, les deux types de céramique piézoélectrique n'étaient pas disponible avec les mêmes dimensions pour réaliser une comparaison plus poussée.

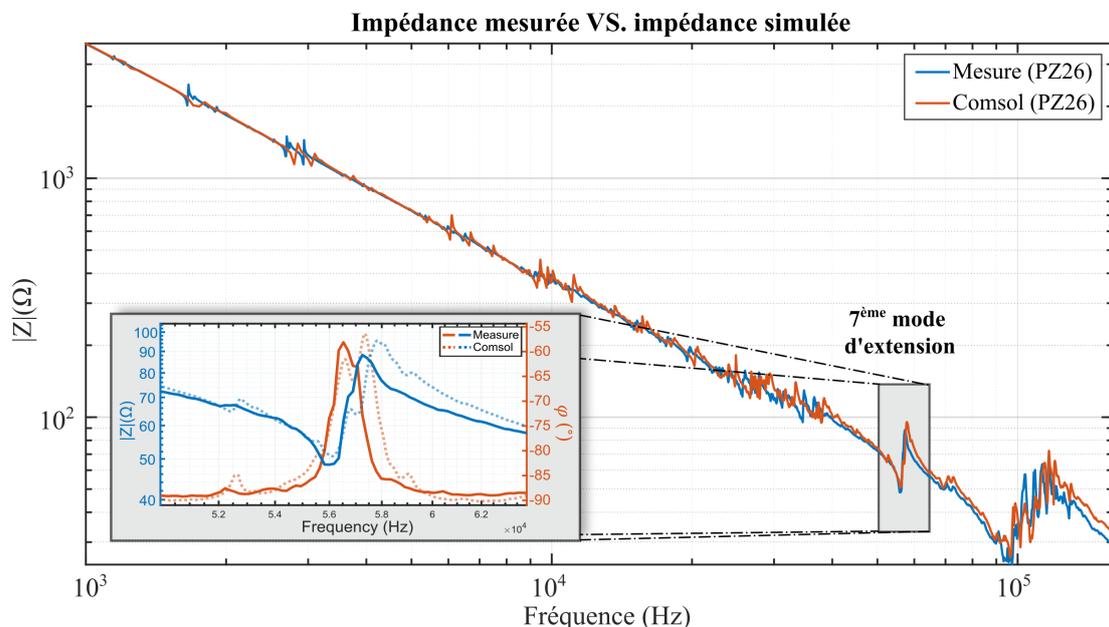


Figure V-47 Caractérisation de la maquette de dégivrage avec 16 actionneurs de type PZ26.

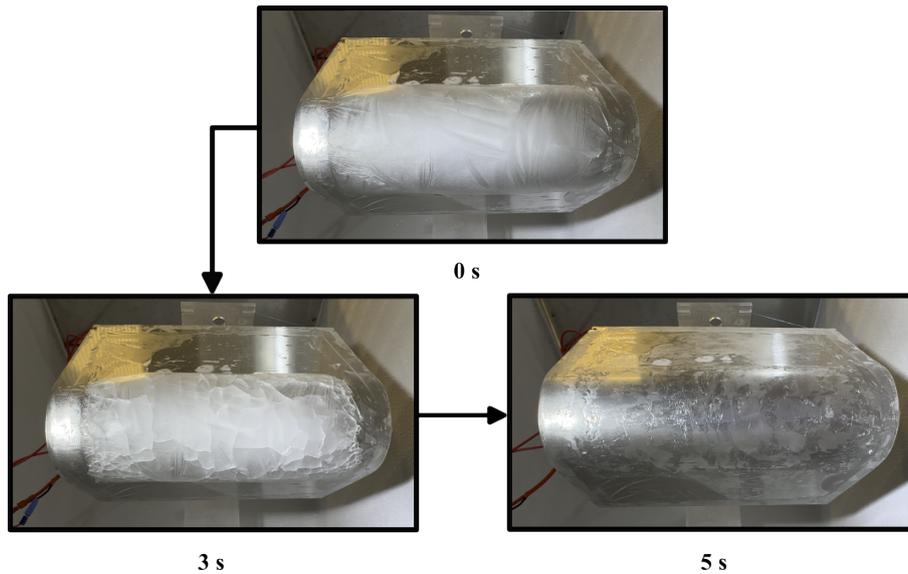


Figure V-48 Résultat d'expérimentation de dégivrage au 7^{ème} mode d'extension avec du PZ26.

V.11 Conclusion

Ce chapitre a couvert divers aspects de la validation expérimentale de notre système de dégivrage. Tout d'abord, nous avons mis en œuvre la commande du convertisseur sur une cible FPGA, en tenant compte des contraintes spécifiques liées à la fréquence d'horloge et à la précision. Ensuite, la conception du convertisseur, en particulier l'intégration de la technologie GaN, a été abordée, illustrant les défis techniques rencontrés et les solutions adoptées.

L'inductance résonante, élément clé du système, a fait l'objet d'une attention particulière. Plusieurs configurations ont été testées, et la configuration avec le fil de Litz a été retenue pour ses performances supérieures en termes de pertes. De même, une comparaison approfondie entre les filtres LC et LLC a été réalisée, mettant en évidence les avantages du filtre LLC en termes de compensation de l'énergie réactive et de rendement.

Enfin, une validation globale du système a été assurée, incluant l'onduleur, le filtre, le transformateur d'isolement, les câbles et la charge dans des conditions givrantes. Les essais de dégivrage, menés sur des maquettes représentant une portion d'une Nacelle, ont permis de démontrer un dégivrage opérationnel avec densité de puissance de 74 mW/cm^2 et un ratio de surface de 0.07 actionneur par cm^2 pour les actionneurs de type PIC181, et avec une densité de puissance de 122 mW/cm^2 et un ratio de surface de 0.09 actionneur par cm^2 lors de l'utilisation des actionneurs de type PZ26.

Comparé à d'autres solutions de dégivrage et d'antigivrage déjà utilisées dans certains avions, telles que le flux d'air chaud ou le système électrothermique, le système de dégivrage piézoélectrique est beaucoup plus économique en termes de consommation d'énergie. Selon des études, la puissance spécifique requise pour assurer une protection contre le givre à l'aide du système de flux d'air chaud pourrait atteindre jusqu'à 420 kW pour un Airbus A320, ce qui correspond à 25 kW/m^2 . La puissance nécessaire pour protéger les ailes du Boeing 787 à l'aide du dégivrage électrothermique est comprise entre 45 kW et 75 kW, ce qui correspond à une exigence de puissance estimée à 3.61 kW/m^2 [39].

Tableau V-8 *Puissance requise par les systèmes de dégivrage.*

Solution de dégivrage	Puissance requise
Système à flux d'air chaud	25 kW/m ²
Système électrothermique	3.61 kW/m ²
Système piézoélectrique	0.74 kW/m ²

Conclusion générale et perspectives

Cette thèse explore les défis et les opportunités liés à la transition énergétique dans le domaine de l'aéronautique, en se concentrant particulièrement sur le développement d'une technologie de dégivrage piézoélectrique innovante et efficace. Dans un contexte où les contraintes environnementales et les attentes de l'opinion publique poussent à l'adoption de solutions plus durables, l'avènement de l'avion plus électrique (MEA) ouvre de nouvelles perspectives pour l'intégration de l'énergie électrique dans les applications embarquées. Cette transition offre également l'occasion de repenser les systèmes traditionnels, notamment le dégivrage des aéronefs, qui présente des défis significatifs en termes de performance, de consommation d'énergie et de fiabilité.

La recherche présentée dans cette thèse se concentre sur la conception et la mise en œuvre d'un système de dégivrage piézoélectrique novateur, exploitant les propriétés uniques de cette technologie pour offrir une protection efficace contre l'accumulation de glace. À travers le développement d'une méthodologie de positionnement et de pilotage des actionneurs piézoélectriques, basée sur une analyse analytique et modale par éléments finis, nous avons réussi à concevoir un prototype de dégivrage opérationnel. Les résultats des expériences menées sur ce prototype ont démontré une efficacité remarquable, validant ainsi l'intérêt de cette technologie de dégivrage piézoélectrique dans le contexte de l'électrification des avions.

En outre, une attention particulière a été portée au développement d'une alimentation de puissance adaptée aux actionneurs piézoélectriques, aboutissant à la proposition d'une topologie ARCPI-LLCC offrant des avantages en termes de performance et de fiabilité du système. L'application de cette topologie au pilotage du prototype de dégivrage a permis d'optimiser le rendement du système, renforçant ainsi sa pertinence dans le contexte de l'aéronautique.

Ce travail a été présenté à travers cinq chapitres. Le premier a été consacré à la présentation des objectifs de la thèse, ainsi qu'à la démarche scientifique adoptée, tout en exposant le cahier des charges initial. Dans les chapitres II et III, un état de l'art détaillé sur la problématique du givre en aéronautique, la météorologie du givre et les technologies de dégivrage et d'antigivrage a été présenté. Dans le but de concevoir un système de dégivrage opérationnel quelle que soient les conditions atmosphériques, une bonne compréhension des propriétés mécaniques du givre était nécessaire, d'où l'extension de l'état de l'art aux différents types de givre rencontrés en vol. Une analyse approfondie des propriétés mécaniques de la glace et des mécanismes de dégivrage conduisant à sa défaillance a été menée. Nous nous sommes principalement focalisés sur les propriétés de la glace de réfrigérateur en vue des besoins des tests en laboratoire. Cette réflexion nous a orientés vers la conception d'un système de dégivrage favorisant un mécanisme de défaillance basé sur les modes d'extension. Pour cela, une nouvelle méthodologie de positionnement et de pilotage des actionneurs piézoélectriques a été proposée. L'analyse analytique, soutenue par des simulations par éléments finis et validée expérimentalement par la suite, a permis de développer un prototype de dégivrage opérationnel, validant ainsi l'efficacité de ce système.

Afin de répondre aux besoins d'alimentation électrique de notre prototype, le chapitre IV a été consacré à un état de l'art approfondi des topologies de conversion DC/AC adaptées aux actionneurs piézoélectriques, tout en prenant en compte les contraintes imposées par le cahier des charges. Ce chapitre débute par une modélisation électrique des actionneurs, puis explore plusieurs structures de

convertisseurs de puissance, notamment les onduleurs résonants et les onduleurs à MLI. Des topologies candidates ont ensuite été étudiées et comparées en simulation. À la suite de cette étude, le convertisseur ARCPI a été retenu, répondant au mieux aux contraintes du cahier des charges.

Pour valider le choix du convertisseur, le chapitre V s'est focalisé sur sa conception et sa validation expérimentale. Pour répondre aux besoins de montée en fréquence, une description détaillée de l'implantation de la commande, du choix du semiconducteur et de sa mise en œuvre, avec toutes les problématiques liées à la conception du PCB (routage et choix des composants), a été réalisée. Une étape de validation préliminaire sur une charge RL était nécessaire pour vérifier le fonctionnement global de l'onduleur. Cette étape a été suivie par la conception d'une charge finale plus représentative du cas réel (partie d'une nacelle ou d'une aile), suite à laquelle le choix du filtre de sortie a été effectué. Enfin, une validation du système complet a été réalisée, démontrant ainsi la performance et la fiabilité du système.

En conclusion, cette thèse apporte une contribution nouvelle à la recherche sur le dégivrage des avions, en proposant une approche efficace pour relever les défis posés par l'accumulation de glace. Les résultats obtenus ouvrent la voie à de nouvelles possibilités pour le développement de systèmes de dégivrage plus performants, économes en énergie et respectueux de l'environnement, contribuant ainsi à l'avancement de l'industrie aéronautique vers une plus grande durabilité.

Perspectives :

Pour de futurs travaux, plusieurs axes peuvent être étudiés et testés afin de confirmer l'intérêt de cette technologie et d'optimiser le système de dégivrage aux niveaux mécanique et électronique :

Sur les aspects mécaniques :

- Optimisation de la taille des actionneurs en fonction de la longueur d'onde et de la surface à dégivrer.
- Optimisation du couplage mécanique entre les actionneurs et la structure (choix de la colle, création des cavités dans la structure pour accueillir les céramiques piézoélectriques, utilisation d'actionneurs avec les deux électrodes déportées sur la même face pour assurer une isolation électrique avec la structure, etc.).
- Excitation de la structure de la nacelle avec une onde progressive (même principe que le moteur piézoélectrique à onde progressive).
- Tests et caractérisations de la robustesse et du vieillissement des actionneurs piézoélectriques en conditions aéronautiques (fortes variations de température, vibrations, hygrométrie, variations de pression).

Sur les aspects électroniques :

- Validation du système en boucle fermée. Une mesure d'impédance préalable à l'aide d'un des actionneurs servant à détecter la présence de givre, ainsi que le décalage fréquentiel du mode de résonance est nécessaire.
- Etude d'un onduleur à trois bras et de sa loi de commande permettant de piloter les actionneurs avec des tensions décalées temporellement et spatialement pour générer une onde progressive.
- Etude CEM approfondie en termes de perturbations conduites et rayonnées, tenue à la foudre.

Contributions scientifiques

Articles dans des revues à comité de lecture :

2024 Power Electronics – IET

Comparative study of a power supply topology suitable for an avionic piezoelectric deicing system, *en cours*.

2024 Smart Materials and Structures – IOPSCIENCE

Low-Energy Avionic Piezoelectric Deicing System.
DOI: 10.1088/1361-665X/ad3ef3.

Communications à des congrès internationaux avec comité de lecture :

2024 SPIE – États Unis

Investigation of the Design of a Piezoelectric Deicing System based on Extensional Resonant Modes.

2024 More Electric Aircraft (MEA) - France

Avionic Piezoelectric Deicing System: Numerical and Experimental Investigation of the Use of Extension Modes for Deicing.

2023 ESARS-ITEC IEEE Europe – Italie

Driving Power Supply for Ultrasound Piezoelectric Transducers.
DOI: 10.1109/ESARS-ITEC57127.2023.10114888

2023 SPIE – États Unis

Driving Power Supply for an Avionic Piezoelectric Deicing System.
DOI: 10.1117/12.2657036

Communications à des congrès nationaux avec comité de lecture :

2022 JCGE – France

Alimentation d'un Système de Dégivrage Piézoélectrique Avionique.

Bibliographie

- [1] D. S. Lee *et al.*, « The contribution of global aviation to anthropogenic climate forcing for 2000 to 2018 », *Atmos. Environ.*, vol. 244, p. 117834, janv. 2021, doi: 10.1016/j.atmosenv.2020.117834.
- [2] European Commission. Directorate General for Research and Innovation. et European Commission. Directorate General for Mobility and Transport., *Flightpath 2050 :Europe's vision for aviation : maintaining global leadership and serving society's needs*. LU: Publications Office, 2011. Consulté le: 7 décembre 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://data.europa.eu/doi/10.2777/50266>
- [3] U.S. Department of Transportation et Federal Aviation Administration, *Aviation Maintenance Technician Handbook - Airframe*, vol. 2. 2018.
- [4] O. Langlois, E. Foch, X. Roboam, et H. Piquet, « L'avion plus électrique: vers une nouvelle génération de réseaux de bord ».
- [5] V. Madonna, P. Giangrande, et M. Galea, « Electrical Power Generation in Aircraft: Review, Challenges, and Opportunities », *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 4, n° 3, p. 646-659, sept. 2018, doi: 10.1109/TTE.2018.2834142.
- [6] J. A. Rosero, J. A. Ortega, E. Aldabas, et L. Romeral, « Moving towards a more electric aircraft », *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.*, vol. 22, n° 3, p. 3-9, mars 2007, doi: 10.1109/MAES.2007.340500.
- [7] X. Roboam, « New trends and challenges of electrical networks embedded in “more electrical aircraft” », in *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Gdansk, Poland: IEEE, juin 2011, p. 26-31. doi: 10.1109/ISIE.2011.5984130.
- [8] K. R. Petty et C. D. J. Floyd, « A STATISTICAL REVIEW OF AVIATION AIRFRAME ICING ACCIDENTS IN THE U.S. ».
- [9] D. Eick, « Aircraft Icing Accidents », Washington, DC, février 2015. Consulté le: 2 avril 2024. [En ligne]. Disponible sur: <https://ral.ucar.edu/sites/default/files/docs//eick-ntsb-near-icing-presentation.pdf>
- [10] P. GONIDEC, J. RAMI, H. MAALIOUNE, R. BILLARD, et V. RIGOLET, « Methode for Supplying Electric Power to a Nacelle defrosting System and Ice Protection System Through Ultrasound ». Safran Nacelle.
- [11] « Source : NASA ». Consulté le: 7 décembre 2023. [En ligne]. Disponible sur: https://aircrafticing.grc.nasa.gov/1_1_3_2.html
- [12] Federal Aviation Administration, « Aviation Weather For Pilots and Flight Operations Personnel, Chapter10, ICING ». 1 janvier 1975.
- [13] « Different types of clouds form at different heights. », Encyclopædia Britannica, Inc. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.britannica.com/science/climate-meteorology/Cloud-types#/media/1/121560/87616>
- [14] S. E. Bansmer *et al.*, « Design, construction and commissioning of the Braunschweig Icing Wind Tunnel », *Atmospheric Meas. Tech.*, vol. 11, n° 6, p. 3221-3249, juin 2018, doi: 10.5194/amt-11-3221-2018.
- [15] J. Shin et T. Bond, « Results of an icing test on a NACA 0012 airfoil in the NASA Lewis Icing Research Tunnel », in *30th Aerospace Sciences Meeting and Exhibit*, Reno, NV, USA: American Institute of Aeronautics and Astronautics, janv. 1992. doi: 10.2514/6.1992-647.
- [16] G. Fortin, E. Luliano, G. Mingione, et J. Perron, « CIRAAMIL Ice Accretion Code Improvements », in *1st AIAA Atmospheric and Space Environments Conference*, San Antonio, Texas: American Institute of Aeronautics and Astronautics, juin 2009. doi: 10.2514/6.2009-3968.
- [17] G. Koenig, C. Ryerson, J. Larsson, et A. Reehorst, « Effect of Variable LWC on Ice Shape in the NASA-GRC IRT », in *41st Aerospace Sciences Meeting and Exhibit*, Reno, Nevada: American Institute of Aeronautics and Astronautics, janv. 2003. doi: 10.2514/6.2003-904.
- [18] R. John Hansman, « The Influence of Ice Accretion Physics on the Forecasting of Aircraft Icing Conditions », in *Legacy CDMS*, NASA, Langley Research Center, Joint University Program for Air Transportation Research, mars 1996.

- [19] G. M. Ibrahim, K. Pope, et Y. S. Muzychka, « Effects of blade design on ice accretion for horizontal axis wind turbines », *J. Wind Eng. Ind. Aerodyn.*, vol. 173, p. 39-52, févr. 2018, doi: 10.1016/j.jweia.2017.11.024.
- [20] N. Fajt, R. Hann, et T. Lutz, « The Influence of Meteorological Conditions on the Icing Performance Penalties on a UAV Airfoil », in *8th European Conference for Aeronautics and Space Sciences (EUCASS)*, Madrid, Spain, juill. 2019. doi: 10.13009/EUCASS2019-240.
- [21] C. Thomas et W. H. McAvoy, « The Formation of Ice Upon Airplanes in Flight », National Advisory Committee for Aeronautics, Technical Notes No. 313, 1929.
- [22] L. A. Rodert et R. Jackson, « A Description of the Ju 88 Airplanes Anti-Icing Equipment », *NASA*, p. 12, sept. 1942.
- [23] A. Moign, « Aéronautique : un système de dégivrage passif des entrées d'air qui exploite la chaleur du moteur », *Techniques de l'ingénieur*. Consulté le: 2 avril 2024. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.techniques-ingenieur.fr/actualite/articles/>
- [24] S. Delbecq, J. Fontane, N. Gourdain, H. Mugnier, T. Planès, et F. Simatos, « Aviation and Climate, a literature review », ISAE-SUPAERO, Toulouse, mai 2022. [En ligne]. Disponible sur: <https://doi.org/10.34849/a66a-vv58>
- [25] W. M. Leary, *We Freeze to Please : A History of NASA's Icing Research Tunnel and the Quest for Flight Safety*. The NASA History Series, 2002.
- [26] FFA Technical Center, « FAA Technical Center. Aircraft Icing Handbook, FAA Technical Report, DOT/FAA/CT-88/8-1 », Virginia, USA, FFA Technical Report, mars 1991.
- [27] « Appendix C-code of federal regulations ». 1 juillet 1997.
- [28] By the French Committee for the Study of Ice Formation, « Report on Ice Formation on Aircraft », National Advisory Committee for Aeronautics, Technical Memorandums 919, mai 1939.
- [29] J.L. Orr, « Interim Report on Flight Tests of Thermal-Electric Propeller De-icing. », National Research Council of Canada, Canada, Report MD-25, 1942.
- [30] R. Scherrer et L.A. Rodert, « Tests of Thermal-Electric De-icing Equipment for Propellers. », Advance Restricted Report 4A20, NACA, 1944.
- [31] T.F. Gelder, J.P. Lewis, et S.L. Koutz, « Ice Protection for a Turbojet Transport Airplane: Heating Requirements, Methods of Protection and Performance Penalties. », Technical Note 2866, NACA, 1953.
- [32] « FMLC ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.fmlc.nl/research-development/innovation/>
- [33] Rolls-Royce Limited, Éd., *The jet engine*, 6. ed. London: Rolls-Royce plc, 2005.
- [34] A. C. Kodet, « Electro-impulse deicing », in *Proceedings of the IEEE Southern Tier Technical Conference*, Binghamton, NY, USA: IEEE, 1988, p. 193-200. doi: 10.1109/STIER.1988.95479.
- [35] M. Endres, H. Sommerwerk, C. Mendig, M. Sinapius, et P. Horst, « Experimental study of two electro-mechanical de-icing systems applied on a wing section tested in an icing wind tunnel », *CEAS Aeronaut. J.*, vol. 8, n° 3, p. 429-439, sept. 2017, doi: 10.1007/s13272-017-0249-0.
- [36] Z. Goraj, « An Overview of the De-Icing and Anti-icing Technologies with Prospects for the Future », in *24TH INTERNATIONAL CONGRESS OF THE AERONAUTICAL SCIENCES*, Yokohama, Japan, sept. 2004, p. 11.
- [37] X. Jiang et Y. Wang, « Studies on the Electro-Impulse De-Icing System of Aircraft », *Aerospace*, vol. 6, n° 6, p. 67, juin 2019, doi: 10.3390/aerospace6060067.
- [38] « Cox&Company ». Consulté le: 11 décembre 2023. [En ligne]. Disponible sur: https://www.coxandco.com/low_power_ips.html
- [39] O. Meier et D. Scholz, « A HandBook for the Estimation of Power Requirements for Electrical De-Icing Systems ». 2010.
- [40] G. N. Labeas, I. D. Diamantakos, et M. M. Sunaric, « Simulation of the Electroimpulse De-Icing Process of Aircraft Wings », *J. Aircr.*, vol. 43, n° 6, p. 1876-1885, nov. 2006, doi: 10.2514/1.21321.
- [41] J. L. Laforte, M. A. Allaire, et J. Laflamme, « State-of-the-art on power line de-icing », *Atmospheric Res.*, vol. 46, n° 1-2, p. 143-158, avr. 1998, doi: 10.1016/S0169-8095(97)00057-4.
- [42] K. Umemoto *et al.*, « Nature of the Volume Isotope Effect in Ice », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 115, n° 17, p. 173005, oct. 2015, doi: 10.1103/PhysRevLett.115.173005.

- [43] Y. P. Handa, D. D. Klug, et E. Whalley, « Energies of the phases of ice at low temperature and pressure relative to ice Ih », *Can. J. Chem.*, vol. 66, n° 4, p. 919-924, avr. 1988, doi: 10.1139/v88-156.
- [44] V. F. Petrenko et R. W. Whitworth, *Physics of Ice*. Oxford University Press, 2002. doi: 10.1093/acprof:oso/9780198518945.001.0001.
- [45] C. Volat, « Modélisation physique et numérique par la méthode des éléments finis de frontière de la distribution du potentiel et du champ électrique le long d'un isolateur standard de poste 735 KV recouvert de glace », Thèse de doctorat, Université du Québec à Chicoutimi, juin 2002.
- [46] M. Akyurt, G. Zaki, et B. Habeebullah, « Freezing phenomena in ice–water systems », *Energy Convers. Manag.*, vol. 43, n° 14, p. 1773-1789, sept. 2002, doi: 10.1016/S0196-8904(01)00129-7.
- [47] N. H. Fletcher et J. B. Hasted, « *The Chemical Physics of Ice* », *Phys. Today*, vol. 24, n° 6, p. 49-49, juin 1971, doi: 10.1063/1.3022795.
- [48] L. W. Gold, « On the elasticity of ice plates », *Can. J. Civ. Eng.*, vol. 15, n° 6, p. 1080-1084, déc. 1988, doi: 10.1139/l88-140.
- [49] E. M. Schulson et P. Duval, *Creep and fracture of ice*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2009. [En ligne]. Disponible sur: <https://doi.org/10.1017/CBO9780511581397>
- [50] P. H. Gammon, H. Kieft, M. J. Clouter, et W. W. Denner, « Elastic Constants of Artificial and Natural Ice Samples by Brillouin Spectroscopy », *J. Glaciol.*, vol. 29, n° 103, p. 433-460, 1983, doi: 10.3189/S0022143000030355.
- [51] J. J. Petrovic, « Review Mechanical properties of ice and snow », *J. Mater. Sci.*, vol. 38, n° 1, p. 1-6, janv. 2003, doi: 10.1023/A:1021134128038.
- [52] J. H. Currier et E. M. Schulson, « The tensile strength of ice as a function of grain size », *Acta Metall.*, vol. 30, n° 8, p. 1511-1514, août 1982, doi: 10.1016/0001-6160(82)90171-7.
- [53] F. Donald Haynes, « Effect of Temperature on the Strength of Snow-Ice ». Department of the Army, Cold Regions Research and Engineering Laboratory, Corps of Engineers: Hanover, New Hampshire. p. 27., 1978.
- [54] E. M. Schulson, « The structure and mechanical behavior of ice », *JOM*, vol. 51, n° 2, p. 21-27, févr. 1999, doi: 10.1007/s11837-999-0206-4.
- [55] J. Druez, P. McCOMBER, et C. Tremblay, « EXPERIMENTAL RESULTS ON THE TENSILE STRENGTH OF ATMOSPHERIC ICE », *Trans. Can. Soc. Mech. Eng.*, vol. 13, n° 3, p. 59-64, sept. 1989, doi: 10.1139/tcsme-1989-0010.
- [56] H. H. G. Jellinek, « The Influence of Imperfections on the Strength of Ice », *Proc. Phys. Soc.*, vol. 71, n° 5, p. 797-814, mai 1958, doi: 10.1088/0370-1328/71/5/311.
- [57] I. Hawkes et M. Mellor, « Deformation and Fracture of Ice Under Uniaxial Stress », *J. Glaciol.*, vol. 11, n° 61, p. 103-131, 1972, doi: 10.3189/S002214300002253X.
- [58] M. R. Kasaai et M. Farzaneh, « Evaluation of Mechanisms of Ice Adhesion on Power Network Equipment », in *23rd International Conference on Offshore Mechanics and Arctic Engineering, Volume 3*, Vancouver, British Columbia, Canada: ASMEDC, janv. 2004, p. 927-932. doi: 10.1115/OMAE2004-51267.
- [59] V. F. Petrenko, « Study of The Physical Mechanisms of Ice Adhesion »., Defense Technical Information Center, Fort Belvoir, VA, oct. 2003. doi: 10.21236/ADA422288.
- [60] V. F. Petrenko et I. A. Ryzhkin, « Surface States of Charge Carriers and Electrical Properties of the Surface Layer of Ice », *J. Phys. Chem. B*, vol. 101, n° 32, p. 6285-6289, août 1997, doi: 10.1021/jp963216p.
- [61] L. A. Wilen, J. S. Wettlaufer, M. Elbaum, et M. Schick, « Dispersion-force effects in interfacial premelting of ice », *Phys. Rev. B*, vol. 52, n° 16, p. 12426-12433, oct. 1995, doi: 10.1103/PhysRevB.52.12426.
- [62] E. Felder et E. Darque-Ceretti, *Adhésion et Adhérence*. in Sciences et Techniques de l'Ingénieur. 2003.
- [63] J. N. Israelachvili, *Intermolecular and Surface Forces*, 3e éd. 2011. [En ligne]. Disponible sur: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-375182-9.10023-5>
- [64] P. Saito, K. Takai, H. Yamauchi, et K. Takazawa, « A study on ice adhesiveness to water-repellent coating », *Mater. Sci. Res. Int.*, vol. Vol (3), p. 185-189., 1997, doi: https://doi.org/10.2472/jsms.46.9Appendix_185.

- [65] H. Saito, K. Takai, et G. Yamauchi, « Water- and ice-repellent coatings », *Surf. Coat. Int.*, vol. 80, n° 4, p. 168-171, avr. 1997, doi: 10.1007/BF02692637.
- [66] S. A. Kulinich et M. Farzaneh, « Alkylsilane self-assembled monolayers: modeling their wetting characteristics », *Appl. Surf. Sci.*, vol. 230, n° 1-4, p. 232-240, mai 2004, doi: 10.1016/j.apsusc.2004.02.031.
- [67] F. Arianpour, *Water and ice-repellent properties of nanocomposite coatings based on silicone rubber* /. [Chicoutimi]: Université du Québec à Chicoutimi, 2010. doi: 10.1522/030166452.
- [68] M. Farzaneh, C. Volat, et A. Leblond, « Anti-icing and De-icing Techniques for Overhead Lines », in *Atmospheric Icing of Power Networks*, M. Farzaneh, Éd., Dordrecht: Springer Netherlands, 2008, p. 229-268. doi: 10.1007/978-1-4020-8531-4_6.
- [69] H. W. Liu et K. J. Miller, « Fracture Toughness of Fresh-Water Ice », *J. Glaciol.*, vol. 22, n° 86, p. 135-143, 1979, doi: 10.3189/S0022143000014118.
- [70] M. Budinger, V. Pommier-Budinger, L. Bennani, P. Rousset, E. Bonaccorso, et F. Dezitter, « Electromechanical Resonant Ice Protection Systems: Analysis of Fracture Propagation Mechanisms », *AIAA J.*, vol. 56, n° 11, p. 4412-4422, nov. 2018, doi: 10.2514/1.J056663.
- [71] K. Golovin, A. Dhyani, M. D. Thouless, et A. Tuteja, « Low-interfacial toughness materials for effective large-scale deicing », *Science*, vol. 364, n° 6438, p. 371-375, avr. 2019, doi: 10.1126/science.aav1266.
- [72] A. Reich, R. Scavuzzo, et M. Chu, « Survey of mechanical properties of impact ice », in *32nd Aerospace Sciences Meeting and Exhibit*, Reno, NV, U.S.A.: American Institute of Aeronautics and Astronautics, janv. 1994. doi: 10.2514/6.1994-712.
- [73] J. Druez, C. L. Phan, J. L. Laforte, et D. D. Nguyen, « The Adhesion of Glaze and Rime on Aluminium Electrical Conductors », *Trans. Can. Soc. Mech. Eng.*, vol. 5, n° 4, p. 215-220, déc. 1978, doi: 10.1139/tcsme-1978-0033.
- [74] C. L. Phan, P. McComber, et A. Mansiaux, « Adhesion of Rime and Glaze on Conductors Protected by Various Materials », *Trans. Can. Soc. Mech. Eng.*, vol. 4, n° 4, p. 204-208, déc. 1976, doi: 10.1139/tcsme-1976-0029.
- [75] R. J. Scavuzzo et M. L. Chu, « Structural properties of impact ices accreted on aircraft structures », The University of Akron, Akron, Ohio, NASA Contractor Report 179580, janv. 1987.
- [76] S. Ramanathan, « An Investigation on the Deicing of Helicopter Blades Using Shear Horizontal Guided Waves », Engineering Science and Mechanics, The Pennsylvania State University, Pennsylvania, 2005.
- [77] M. C. Chu et R. J. Scavuzzo, « Adhesive shear strength of impact ice », *AIAA J.*, vol. 29, n° 11, p. 1921-1926, nov. 1991, doi: 10.2514/3.10819.
- [78] G. Fortin, A. Beisswenger, et J. Perron, « Centrifuge Adhesion Test to Evaluate Icephobic Coatings », in *AIAA Atmospheric and Space Environments Conference*, Toronto, Ontario, Canada: American Institute of Aeronautics and Astronautics, août 2010. doi: 10.2514/6.2010-7837.
- [79] S. Rønneberg, C. Laforte, C. Volat, J. He, et Z. Zhang, « The effect of ice type on ice adhesion », *AIP Adv.*, vol. 9, n° 5, p. 055304, mai 2019, doi: 10.1063/1.5086242.
- [80] M. Bleszynski et E. Clark, « Current Ice Adhesion Testing Methods and the Need for a Standard: A Concise Review », *Standards*, vol. 1, n° 2, p. 117-133, nov. 2021, doi: 10.3390/standards1020011.
- [81] N. Rehfeld *et al.*, « Round-Robin Study for Ice Adhesion Tests », *Aerospace*, vol. 11, n° 2, p. 106, janv. 2024, doi: 10.3390/aerospace11020106.
- [82] S. Rønneberg, Y. Zhuo, C. Laforte, J. He, et Z. Zhang, « Interlaboratory Study of Ice Adhesion Using Different Techniques », *Coatings*, vol. 9, n° 10, p. 678, oct. 2019, doi: 10.3390/coatings9100678.
- [83] N. Saleema, M. Farzaneh, R. W. Paynter, et D. K. Sarkar, « Prevention of Ice Accretion on Aluminum Surfaces by Enhancing Their Hydrophobic Properties », *J. Adhes. Sci. Technol.*, vol. 25, n° 1-3, p. 27-40, janv. 2011, doi: 10.1163/016942410X508064.
- [84] F. Arianpour, M. Farzaneh, et R. Jafari, « Hydrophobic and ice-phobic properties of self-assembled monolayers (SAMs) coatings on AA6061 », *Prog. Org. Coat.*, vol. 93, p. 41-45, avr. 2016, doi: 10.1016/j.porgcoat.2015.12.008.

- [85] R. Jafari, G. Momen, et M. Farzaneh, « Durability enhancement of icephobic fluoropolymer film », *J. Coat. Technol. Res.*, vol. 13, n° 3, p. 405-412, mai 2016, doi: 10.1007/s11998-015-9759-z.
- [86] S. A. Kulinich et M. Farzaneh, « On ice-releasing properties of rough hydrophobic coatings », *Cold Reg. Sci. Technol.*, vol. 65, n° 1, p. 60-64, janv. 2011, doi: 10.1016/j.coldregions.2010.01.001.
- [87] S. Yang, Q. Xia, L. Zhu, J. Xue, Q. Wang, et Q. Chen, « Research on the icephobic properties of fluoropolymer-based materials », *Appl. Surf. Sci.*, vol. 257, n° 11, p. 4956-4962, mars 2011, doi: 10.1016/j.apsusc.2011.01.003.
- [88] E. Tetteh et E. Loth, « Reducing Static and Impact Ice Adhesion with a Self-Lubricating Icephobic Coating (SLIC) », *Coatings*, vol. 10, n° 3, p. 262, mars 2020, doi: 10.3390/coatings10030262.
- [89] D. François, A. Pineau, et A. Zaoui, *Comportement mécanique des matériaux - viscoplasticité, endommagement, mécanique de la rupture, mécanique du contact*, vol. Volum 2. 2009.
- [90] S. Struggl, J. Korak, et C. Feyrer, « A basic approach for wing leading deicing by smart structures », présenté à SPIE Smart Structures and Materials + Nondestructive Evaluation and Health Monitoring, M. Tomizuka, Éd., San Diego, California, USA, mars 2011, p. 79815L. doi: 10.1117/12.880470.
- [91] A. M. A. Mohamed et M. Farzaneh, « An experimental study on the tensile properties of atmospheric ice », *Cold Reg. Sci. Technol.*, vol. 68, n° 3, p. 91-98, sept. 2011, doi: 10.1016/j.coldregions.2011.06.012.
- [92] U. Nakaya, « Visco-elastic Properties of Snow and Ice in Greenland Ice Cap », *J. Fac. Sci. Hokkaido Univ.*, vol. 5, p. 119-164, 1958.
- [93] « The adhesion and strength properties of ice », *Proc. R. Soc. Lond. Ser. Math. Phys. Sci.*, vol. 245, n° 1241, p. 184-201, juin 1958, doi: 10.1098/rspa.1958.0076.
- [94] C. Laforte et J.-L. Laforte, « Deicing Strains and Stresses of Iced Substrates », *J. Adhes. Sci. Technol.*, vol. 26, n° 4-5, p. 603-620, mars 2012, doi: 10.1163/016942411X574790.
- [95] F. Guerin, C. Laforte, M.-I. Farinas, et J. Perron, « Analytical model based on experimental data of centrifuge ice adhesion tests with different substrates », *Cold Reg. Sci. Technol.*, vol. 121, p. 93-99, janv. 2016, doi: 10.1016/j.coldregions.2015.10.011.
- [96] H. H. G. Jellinek, « Adhesive properties of ice », *J. Colloid Sci.*, vol. 14, n° 3, p. 268-280, juin 1959, doi: 10.1016/0095-8522(59)90051-0.
- [97] X. Huang *et al.*, « A survey of icephobic coatings and their potential use in a hybrid coating/active ice protection system for aerospace applications », *Prog. Aerosp. Sci.*, vol. 105, p. 74-97, févr. 2019, doi: 10.1016/j.paerosci.2019.01.002.
- [98] E. H. Andrews et N. A. Lockington, « The cohesive and adhesive strength of ice », *J. Mater. Sci.*, vol. 18, n° 5, p. 1455-1465, mai 1983, doi: 10.1007/BF01111965.
- [99] S. Ramanathan, V. V. Varadan, et V. K. Varadan, « Deicing of helicopter blades using piezoelectric actuators », présenté à SPIE's 7th Annual International Symposium on Smart Structures and Materials, V. K. Varadan, Éd., Newport Beach, CA, juin 2000, p. 281-292. doi: 10.1117/12.388906.
- [100] J. L. Palacios, E. C. Smith, H. Gao, et J. L. Rose, « Ultrasonic Shear Wave Anti-Icing System for Helicopter Rotor Blades », présenté à The American Helicopter Society 62nd Annual Forum, Phoenix, AZ, USA, mai 2006, p. 11.
- [101] S. V. Venna et Y.-J. Lin, « Mechatronic Development of Self-Actuating In-Flight Deicing Structures », *IEEEASME Trans. Mechatron.*, vol. 11, n° 5, p. 585-592, oct. 2006, doi: 10.1109/TMECH.2006.882990.
- [102] S. V. Venna, Y.-J. Lin, et G. Botura, « Piezoelectric Transducer Actuated Leading Edge De-Icing with Simultaneous Shear and Impulse Forces », *J. Aircr.*, vol. 44, n° 2, p. 509-515, mars 2007, doi: 10.2514/1.23996.
- [103] J. L. Palacios et E. C. Smith, « Investigation of an Ultrasonic Ice Protection System for Helicopter Rotor Blades », présenté à 64th Annual Forum - AHS International, Montreal, Canada, mai 2008, p. 10.
- [104] J. Palacios, E. Smith, J. Rose, et R. Royer, « Ultrasonic De-Icing of Wind-Tunnel Impact Icing », *J. Aircr.*, vol. 48, n° 3, p. 1020-1027, mai 2011, doi: 10.2514/1.C031201.

- [105] J. Palacios, E. Smith, J. Rose, et R. Royer, « Instantaneous De-Icing of Freezer Ice via Ultrasonic Actuation », *AIAA J.*, vol. 49, n° 6, p. 1158-1167, juin 2011, doi: 10.2514/1.J050143.
- [106] R. A. Seppings, « Investigation of Ice Removal From Cooled Metal Surfaces », p. 262.
- [107] M. Budinger, V. Pommier-Budinger, G. Napias, et A. Costa da Silva, « Ultrasonic Ice Protection Systems: Analytical and Numerical Models for Architecture Tradeoff », *J. Aircr.*, vol. 53, n° 3, p. 680-690, mai 2016, doi: 10.2514/1.C033625.
- [108] V. Pommier-Budinger *et al.*, « Electromechanical Resonant Ice Protection Systems: Initiation of Fractures with Piezoelectric Actuators », *AIAA J.*, vol. 56, n° 11, p. 4400-4411, nov. 2018, doi: 10.2514/1.J056662.
- [109] M. Budinger, V. Pommier-Budinger, A. Reysset, et V. Palanque, « Electromechanical Resonant Ice Protection Systems: Energetic and Power Considerations », *AIAA J.*, vol. 59, n° 7, p. 2590-2602, juill. 2021, doi: 10.2514/1.J060008.
- [110] E. Villeneuve, C. Volat, et S. Ghinet, « Numerical and Experimental Investigation of the Design of a Piezoelectric De-Icing System for Small Rotorcraft Part 1/3: Development of a Flat Plate Numerical Model with Experimental Validation », *Aerospace*, vol. 7, n° 5, p. 62, mai 2020, doi: 10.3390/aerospace7050062.
- [111] PI Ceramic, « Piezoceramic Materials (PIC181, PIC255 ...) ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.piceramic.com/en/expertise/piezo-technology/piezoelectric-materials>
- [112] M. Jomaa, D. Vasic, F. Costa, P.-E. Levy, et M. Ali, « Driving power supply for an avionic piezoelectric deicing system », in *Active and Passive Smart Structures and Integrated Systems XVII*, S. Tol, M. A. Nouh, S. Shahab, J. Yang, et G. Huang, Éd., Long Beach, United States: SPIE, avr. 2023, p. 90. doi: 10.1117/12.2657036.
- [113] M. De Jong, W. Chen, H. Geerlings, M. Asta, et K. A. Persson, « A database to enable discovery and design of piezoelectric materials », *Sci. Data*, vol. 2, n° 1, p. 150053, sept. 2015, doi: 10.1038/sdata.2015.53.
- [114] J. F. Nye, *Physical properties of crystals: their representation by tensors and matrices*, 1st published in pbk. with corrections, 1984. Oxford [Oxfordshire] : New York: Clarendon Press ; Oxford University Press, 1984.
- [115] W. P. Mason, « An Electromechanical Representation of a Piezoelectric Crystal Used as a Transducer », *Proc. IRE*, vol. 23, n° 10, p. 1252-1263, oct. 1935, doi: 10.1109/JRPROC.1935.227273.
- [116] M. Redwood, « Experiments with the Electrical Analog of a Piezoelectric Transducer », *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 36, n° 10, p. 1872-1880, oct. 1964, doi: 10.1121/1.1919285.
- [117] S. Butterworth, « On a Null Method of Testing Vibration Galvanometers », *Proc. Phys. Soc. Lond.*, vol. 26, n° 1, p. 264-273, déc. 1913, doi: 10.1088/1478-7814/26/1/328.
- [118] K. S. Van Dyke, « The Piezo-Electric Resonator and Its Equivalent Network », *Proc. IRE*, vol. 16, n° 6, p. 742-764, juin 1928, doi: 10.1109/JRPROC.1928.221466.
- [119] H. Zhang, F. Wang, D. Zhang, L. Wang, Y. Hou, et T. Xi, « A new automatic resonance frequency tracking method for piezoelectric ultrasonic transducers used in thermosonic wire bonding », *Sens. Actuators Phys.*, vol. 235, p. 140-150, nov. 2015, doi: 10.1016/j.sna.2015.09.040.
- [120] J. Moon, S. Park, et S. Lim, « A Novel High-Speed Resonant Frequency Tracking Method Using Transient Characteristics in a Piezoelectric Transducer », *Sensors*, vol. 22, n° 17, p. 6378, août 2022, doi: 10.3390/s22176378.
- [121] S. Lin et J. Xu, « Effect of the Matching Circuit on the Electromechanical Characteristics of Sandwiched Piezoelectric Transducers », *Sensors*, vol. 17, n° 2, p. 329, févr. 2017, doi: 10.3390/s17020329.
- [122] G. Park, C. R. Farrar, A. C. Rutherford, et A. N. Robertson, « Piezoelectric Active Sensor Self-Diagnostics Using Electrical Admittance Measurements », *J. Vib. Acoust.*, vol. 128, n° 4, p. 469-476, août 2006, doi: 10.1115/1.2202157.
- [123] N. Ghasemi, « Improving ultrasound excitation systems using a flexible power supply with adjustable voltage and frequency to drive piezoelectric transducers », Thèse de doctorat, Queensland University of Technology, Queensland, Australia, 2012.

- [124] M. Demartin et D. Damjanovic, « Dependence of the direct piezoelectric effect in coarse and fine grain barium titanate ceramics on dynamic and static pressure », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 68, n° 21, p. 3046-3048, mai 1996, doi: 10.1063/1.115572.
- [125] Mingjie Guan et Wei-Hsin Liao, « Studies on the circuit models of piezoelectric ceramics », in *International Conference on Information Acquisition, 2004. Proceedings.*, Hefei, China: IEEE, 2004, p. 26-31. doi: 10.1109/ICIA.2004.1373314.
- [126] H. Grotstollen, « Supply and Control of Piezoelectric Systems », présenté à German-Korean Symposium 2004 on Power Electronics and Electrical Drives, Aachen, Germany, juin 2004.
- [127] H. Grotstollen, « Survey on piezoelectric actuators: applications, modeling, power supply, and control », présenté à Sixth International Symposium on Instrumentation and Control Technology: Signal Analysis, Measurement Theory, Photo-Electronic technology, and Artificial Intelligence, J. Fang et Z. Wang, Éd., Beijing, China, nov. 2006, p. 63571K. doi: 10.1117/12.716967.
- [128] K. Agbossou, J.-L. Dion, S. Carignan, M. Abdelkrim, et A. Cheriti, « Class D amplifier for a power piezoelectric load », *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 47, n° 4, p. 1036-1041, juill. 2000, doi: 10.1109/58.852087.
- [129] H. L. Cheng, C. A. Cheng, C. C. Fang, et H. C. Yen, « Single-switch high power factor inverter for driving piezoelectric ceramic transducer », in *2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Taipei: IEEE, nov. 2009, p. 1571-1576. doi: 10.1109/PEDS.2009.5385732.
- [130] Sai Chun Tang et G. T. Clement, « A harmonic cancellation technique for an ultrasound transducer excited by a switched-mode power converter », in *2008 IEEE Ultrasonics Symposium*, Beijing, China: IEEE, nov. 2008, p. 2076-2079. doi: 10.1109/ULTSYM.2008.0513.
- [131] A. V. Carazo et K. Uchino, « Novel Piezoelectric-Based Power Supply for Driving Piezoelectric Actuators Designed for Active Vibration Damping Applications », *J. Electroceramics*, vol. 7, n° 3, p. 197-210, 2001, doi: 10.1023/A:1014439213189.
- [132] B. Ducharme, L. Garbuio, M. Lallart, D. Guyomar, G. Sebald, et J.-Y. Gauthier, « Nonlinear Technique for Energy Exchange Optimization in Piezoelectric Actuators », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n° 8, p. 3941-3948, août 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2227813.
- [133] Y.-P. Liu et D. Vasic, « Small power step-up converter for driving flapping wings of the micro robotic insects », in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Raleigh, NC, USA: IEEE, sept. 2012, p. 41-46. doi: 10.1109/ECCE.2012.6342414.
- [134] W.-C. Su et C.-L. Chen, « ZVS for PT Backlight Inverter Utilizing High-Order Current Harmonic », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n° 1, p. 4-10, janv. 2008, doi: 10.1109/TPEL.2007.911831.
- [135] Y. P. Liu, D. Vasic, et F. Costa, « Wideband ZVS half-bridge circuit for piezoelectric transformers with small inductance », *Electron. Lett.*, vol. 48, n° 9, p. 523, 2012, doi: 10.1049/el.2011.3917.
- [136] C. Kauczor et N. Frohlike, « Inverter topologies for ultrasonic piezoelectric transducers with high mechanical Q-factor », in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, Aachen, Germany: IEEE, 2004, p. 2736-2741. doi: 10.1109/PESC.2004.1355265.
- [137] T. Schulte, H. D. Njiende, et N. Fröhlike, « DEVELOPMENT OF POWER CONVERTER FOR HIGH POWER PIEZOELECTRIC MOTORS », p. 6.
- [138] Faa-Jeng Lin, Rou-Yong Duan, et Hsin-Hai Lin, « An ultrasonic motor drive using LLCC resonant technique », in *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*, Charleston, SC, USA: IEEE, 1999, p. 947-952. doi: 10.1109/PESC.1999.785625.
- [139] R. Li, « Power Supplies for High-Power Piezoelectric Multi-Mass Ultrasonic Motor », Thèse de doctorat, Université de Paderborn, Thèse de doctorat, Université de Paderborn, Paderborn, Germany, 2010.
- [140] E. H. E. Aboadla, S. Khan, M. H. Habaebi, T. Gunawan, B. A. Hamidah, et M. Tohtayong, « Modulation Optimization Effect on Total Harmonic Distortion of Single Phase H-Bridge Inverter Based Selective Harmonics Elimination Technique », in *2016 International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCE)*, Kuala Lumpur, Malaysia: IEEE, juill. 2016, p. 200-203. doi: 10.1109/ICCCE.2016.52.

- [141] Q. Liang, Z. Hui, L. Kaipei, et Q. Liu, « An Improved Modulation of the Selective Harmonic Elimination Controlling », in *2006 International Conference on Power System Technology*, Chongqing, China: IEEE, oct. 2006, p. 1-5. doi: 10.1109/ICPST.2006.321889.
- [142] K. Jin et X. Ruan, « Hybrid Full-Bridge Three-Level LLC Resonant Converter—A Novel DC–DC Converter Suitable for Fuel-Cell Power System », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, n° 5, p. 1492-1503, oct. 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.882020.
- [143] R. Li, N. Frohleke, et J. Bocker, « Analysis and Design of a Novel Three-Level LLC Inverter Supplying an Airborne Piezoelectric Brake Actuator », in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, FL: IEEE, juin 2007, p. 2155-2161. doi: 10.1109/PESC.2007.4342341.
- [144] N. Ghasemi, F. Zare, A. Ghosh, et C. Langton, « A high frequency current source converter with adjustable magnitude to drive high power piezoelectric transducers », in *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Novi Sad, Serbia: IEEE, sept. 2012, p. DS1b.5-1-DS1b.5-4. doi: 10.1109/EPEPEMC.2012.6397206.
- [145] D. Vasic et F. Costa, « Energy recovery power supply for piezoelectric actuator », in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Dallas, TX, USA: IEEE, oct. 2014, p. 1440-1445. doi: 10.1109/IECON.2014.7048691.
- [146] N. Mohan, T. M. Undeland, et W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3rd éd. 2002.
- [147] D. M. Divan, « The resonant DC link converter—a new concept in static power conversion », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 25, n° 2, p. 317-325, avr. 1989, doi: 10.1109/28.25548.
- [148] D. C. Katsis, J.-Y. Choi, D. Boroyevich, et F. C. Lee, « Drive Cycle Evaluation of A Soft-Switched Electric Vehicle Inverter », p. 6.
- [149] J.-Y. Lim, J. Soh, et R.-Y. Kim, « An Improved Single-Phase Zero-Voltage Transition Soft-Switching Inverter with a Subtractive Coupled Inductor Auxiliary Circuit », in *2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Hangzhou, China: IEEE, oct. 2016, p. 1-6. doi: 10.1109/VPPC.2016.7791610.
- [150] Xiangning He, A. Chen, Hongyang Wu, Yan Deng, et Rongxiang Zhao, « Simple passive lossless snubber for high-power multilevel inverters », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, n° 3, p. 727-735, juin 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.874422.
- [151] W. McMurray, « Resonant snubbers with auxiliary switches », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, n° 2, p. 355-362, avr. 1993, doi: 10.1109/28.216544.
- [152] M.-C. Jiang, W.-S. Wang, H.-K. Fu, et K. Wu-Chang, « A novel single-phase soft-switching unipolar PWM inverter », in *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, Jeju, Korea (South): IEEE, mai 2011, p. 2874-2879. doi: 10.1109/ICPE.2011.5944785.
- [153] R. W. De Doncker et J. P. Lyons, « The auxiliary resonant commutated pole converter », in *Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Seattle, WA, USA: IEEE, 1990, p. 1228-1235. doi: 10.1109/IAS.1990.152341.
- [154] Q. Yu et R. M. Nelms, « A single-phase resonant snubber inverter with fixed timing control for a UPS », in *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03.*, Acapulco, Mexico: IEEE, 2003, p. 1633-1638. doi: 10.1109/PESC.2003.1217702.
- [155] C. C. Chan, K. T. Chau, D. T. W. Chan, Jianming Yao, Jin-Sheng Lai, et Yong Li, « Switching characteristics and efficiency improvement with auxiliary resonant snubber based soft-switching inverters », in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)*, Fukuoka, Japan: IEEE, 1998, p. 429-435. doi: 10.1109/PESC.1998.701934.
- [156] J.-S. Lai, J. Zhang, H. Yu, et H. Kouns, « Source and Load Adaptive Design for a High-Power Soft-Switching Inverter », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, n° 6, p. 1667-1675, nov. 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.882946.
- [157] Wei Dong *et al.*, « Efficiency considerations of load side soft-switching inverters for electric vehicle applications », in *APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058)*, New Orleans, LA, USA: IEEE, 2000, p. 1049-1055. doi: 10.1109/APEC.2000.822818.

- [158] A. Charalambous, X. Yuan, et N. McNeill, « High-Frequency EMI Attenuation at Source With the Auxiliary Commutated Pole Inverter », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, n° 7, p. 5660-5676, juill. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2743041.
- [159] Ke Ma, Dehong Xu, Tao Zhang, et S. Igarashi, « The evaluation of control strategies for Auxiliary Resonant Commutated Pole inverter », in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, CA: IEEE, sept. 2009, p. 810-816. doi: 10.1109/ECCE.2009.5315974.
- [160] XILINX, « Zynq UltraScal+ MPSoC ZCU104 Evaluation Kit ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.xilinx.com/products/boards-and-kits/zcu104.html>
- [161] E. Monmasson, L. Idkhajine, et M. W. Naouar, « FPGA-based Controllers », *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 5, n° 1, p. 14-26, mars 2011, doi: 10.1109/MIE.2011.940250.
- [162] S. Wendel *et al.*, « UltraZohm - a Powerful Real-Time Computation Platform for MPC and Multi-Level Inverters », in *2019 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, Quanzhou, China: IEEE, mai 2019, p. 1-6. doi: 10.1109/PRECEDE.2019.8753306.
- [163] W. Kester et Analog Devices, inc, Éd., *Data conversion handbook*. in Analog Devices series. Amsterdam ; Boston: Elsevier ; Newnes, 2005.
- [164] « Xilinx logiccore dds v5.0 ». 1 mars 2011. [En ligne]. Disponible sur: https://docs.xilinx.com/v/u/en-US/ds794_dds_compiler
- [165] B. Li, G. Zhang, C. Li, G. Wang, S. Liu, et D. Xu, « Crosstalk Suppression Method for GaN-Based Bridge Configuration Using Negative Voltage Self-Recovery Gate Drive », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, n° 4, p. 4406-4418, avr. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3119974.
- [166] H. Li *et al.*, « Assist Gate Driver Circuit on Crosstalk Suppression for SiC MOSFET Bridge Configuration », *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 8, n° 2, p. 1611-1621, juin 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2914180.
- [167] S. S. Mohan, M. Del Mar Hershenson, S. P. Boyd, et T. H. Lee, « Simple accurate expressions for planar spiral inductances », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, n° 10, p. 1419-1424, oct. 1999, doi: 10.1109/4.792620.
- [168] C. Pacurar *et al.*, « The Construction of a Wireless Power Supply System using Planar Spiral Inductors », in *2019 8th International Conference on Modern Power Systems (MPS)*, Cluj Napoca, Romania: IEEE, mai 2019, p. 1-6. doi: 10.1109/MPS.2019.8759779.
- [169] P. Hrabovsky et O. Kravets, « The Design and Simulation of Spiral Planar Coil in COMSOL Multiphysics », in *2019 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine: IEEE, sept. 2019, p. 374-377. doi: 10.1109/MEES.2019.8896384.
- [170] M. Ali, « Nouvelles architectures intégrées de filtre CEM hybride », Thèse de doctorat, Thèse de doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2013.
- [171] MOUSER, « Ohmite TAP1000W/2000W Heat Sinkable Planar Resistors ». [En ligne]. Disponible sur: https://www.mouser.fr/new/ohmite/ohmite-tap1000w-2000w-resistors/?_gl=1*1g7d6nc*_ga*MTkxMjQ3ODA2MS4xNzA3OTA4MTIz*_ga_1KQLCYKR X3*MTcwNzkwODEyMy4xLjAuMTcwNzkwODEyMy4wLjAuMA..
- [172] Y.-S. Lee, J.-H. Kim, B.-M. Han, et J.-Y. Lee, « Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter with Clamping Diodes for Voltage Stress Reduction across Auxiliary Switches », in *TENCON 2018 - 2018 IEEE Region 10 Conference*, Jeju, Korea (South): IEEE, oct. 2018, p. 0394-0398. doi: 10.1109/TENCON.2018.8650408.
- [173] J.-P. FERRIEUX et F. FOREST, *Alimentations à découpage convertisseurs à résonance Principes, composants, modélisation*, 3e éd. in Sciences sup. 2006.
- [174] « FLIR E85-42 Caméra d'imagerie thermique », MOUSER ELECTRONICS. Consulté le: 9 avril 2024. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.mouser.fr/ProductDetail/Teledyne-FLIR/FLIR-E85-42?qs=60uY6ySkanQ7Hdui%252BQ4n6A%3D%3D>
- [175] I. Batarseh et C. Q. Lee, « Steady-state analysis of the parallel resonant converter with LLC-type commutation network », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, n° 3, p. 525-538, juill. 1991, doi: 10.1109/63.85887.
- [176] PZ26, « CTS Ferroperm Piezoceramics ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.ferropermpiezoceramics.com/wp-content/uploads/2021/10/Datasheet-hard-pz26.pdf>

Annexes

Annexe A

Avec l'augmentation de la fréquence de commutation, les perturbations rayonnées deviennent significatives, ce qui induit des interférences dans la mesure des signaux, en particulier les signaux de commande. Les mesures des signaux de commande (V_{gs}) de l'onduleur ARCP ont été réalisées à l'aide de sondes différentielles de type THDP0200 de chez Tektronix. Néanmoins, les perturbations et les oscillations observées sur les signaux de grille ont soulevé des doutes quant au routage et à la conception du convertisseur, ainsi qu'au bon fonctionnement de celui-ci. Une investigation approfondie a démontré que ces oscillations étaient dues aux perturbations rayonnées. Pour améliorer la précision des mesures, un blindage de la sonde avec des feuilles d'aluminium a été mis en place, ce qui a considérablement réduit les interférences. Pour évaluer la précision de cette solution, une comparaison entre les mesures effectuées avec la sonde THDP0200 non blindée, la sonde blindée et une sonde optique de type IsoVu TIVP1 de chez Tektronix a été réalisée (Figure Annexe – 1). Les résultats de ces comparaisons sont présentés dans la Figure Annexe – 2. Il est à noter que les signaux V_{gs} mesurés correspondent à un essai sous 50 Vdc uniquement.

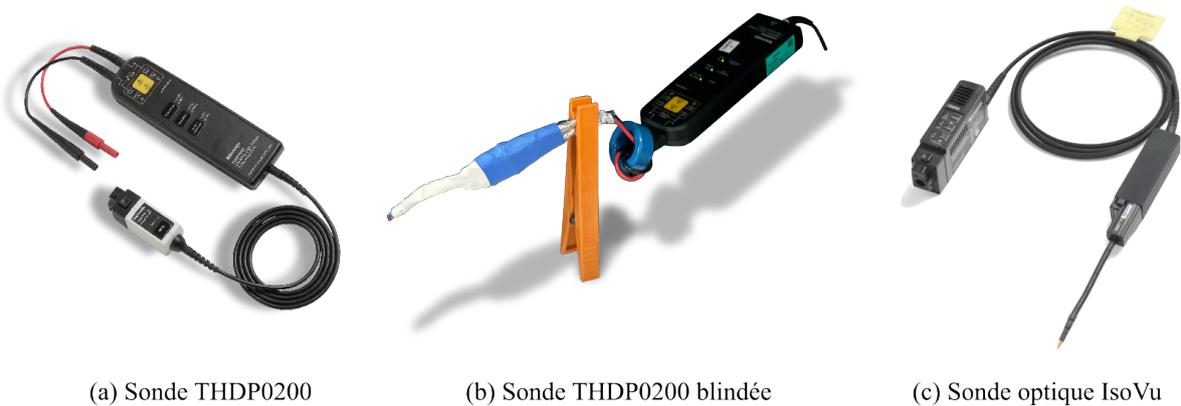


Figure Annexe – 1 Sondes utilisées pour la mesure de la tension de grille V_{gs} .

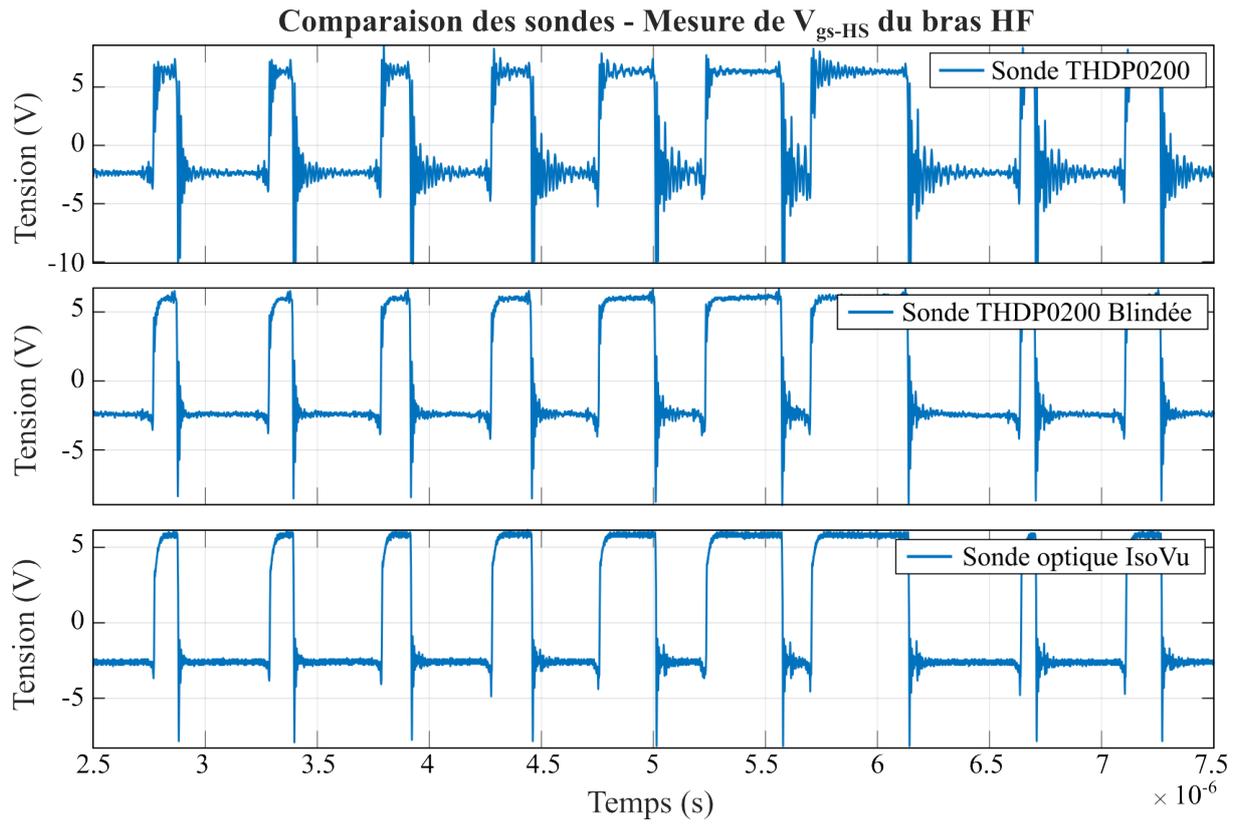
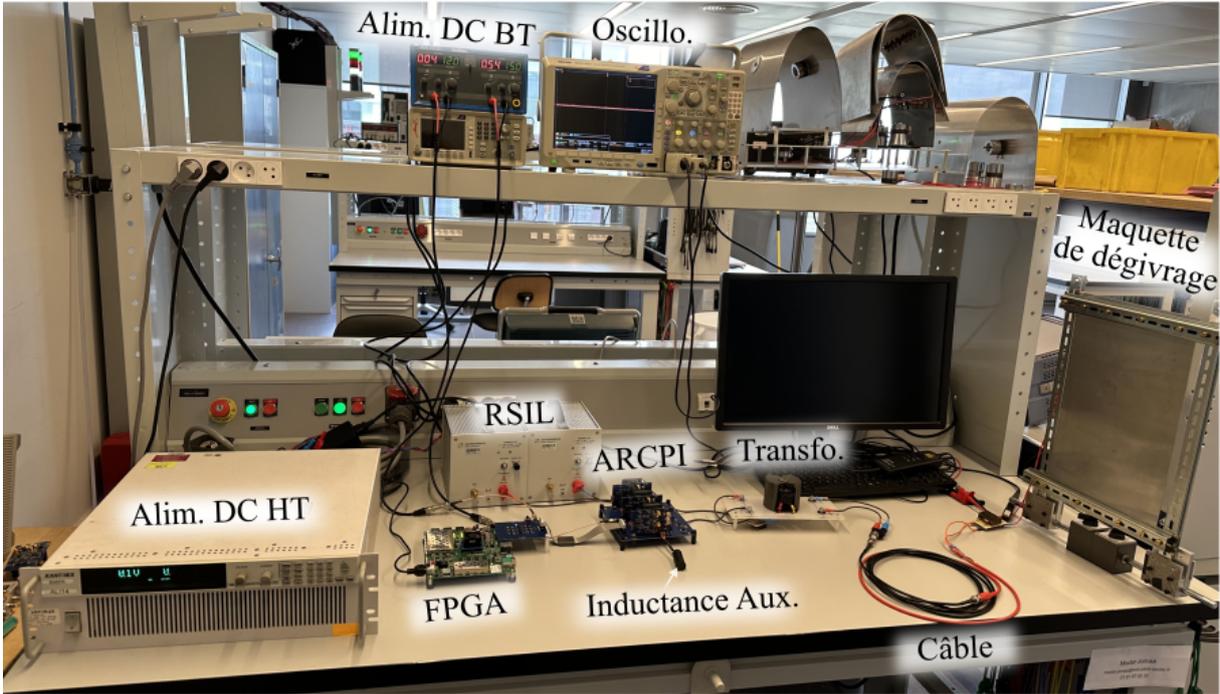


Figure Annexe – 2 Comparaison des signaux mesurés avec les différentes sondes de tension.

Annexe B



Congélateur en face de la paillasse



Annexe C

QR code vers les essais de dégivrage :



