



**HAL**  
open science

# Compatibilité électromagnétique des aéronefs à voilures tournantes à propulsion électrique

Pierre-Louis Bourlon

► **To cite this version:**

Pierre-Louis Bourlon. Compatibilité électromagnétique des aéronefs à voilures tournantes à propulsion électrique. Autre. Ecole Centrale de Lyon, 2024. Français. NNT : 2024ECDL0020 . tel-04772193

**HAL Id: tel-04772193**

**<https://theses.hal.science/tel-04772193v1>**

Submitted on 7 Nov 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.



ÉCOLE  
**CENTRALE** LYON

N° d'ordre NNT : 2024ECDL0020

**THÈSE de DOCTORAT DE L'ÉCOLE CENTRALE DE LYON**  
membre de l'Université de Lyon

**École Doctorale N°160**  
**École Doctorale EEA** : Électronique, Électrotechnique et Automatique

**Spécialité de doctorat : Génie Électrique**

Soutenue publiquement le 7 juin 2024, par :

**Pierre-Louis BOURLON**

---

**Compatibilité électromagnétique des aéronefs à voilures  
tournantes à propulsion électrique**

---

Devant le jury composé de :

CLAVEL Edith	Professeure des Universités	GE2lab, Université Grenoble Alpes	Présidente du jury
SCHANEN Jean-Luc	Professeur des Universités	GE2lab, Université Grenoble Alpes	Rapporteur
IDIR Nadir	Professeur des Universités	L2EP, Université de Lille	Rapporteur
JUNQUA Isabelle	Docteure ingénieure	ONERA	Examinatrice
BREARD Arnaud	Professeur des Universités	Ampère, École Centrale de Lyon	Directeur de thèse
VOLLAIRE Christian	Professeur des Universités	Ampère, École Centrale de Lyon	Encadrant
MEYER Marc	Docteur, Expert CEM	Airbus Helicopters	Encadrant Industriel
LAFON Frédéric	Docteur HDR, Expert CEM	Valeo	Invité



## Remerciements

La thèse est avant tout une aventure humaine dans laquelle de nombreuses personnes m'ont accompagné et soutenu. Il est donc important pour moi de remercier celles et ceux qui ont contribué à cette aventure.

En premier lieu, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon directeur de thèse, **Arnaud Breard**, pour son encadrement et son soutien constant tout au long de ce travail. Je remercie également mon co-directeur de thèse, **Christian Vollaire**, pour ses précieux conseils, ses blagues et son expertise. Un grand merci également à mon encadrant industriel, **Marc Meyer**, pour sa disponibilité et ses conseils avisés.

Je souhaite aussi remercier chaleureusement les membres du jury pour leur temps et leurs remarques constructives. Un grand merci à **Jean-Luc Schanen** et **Nadir Idir** pour avoir rapporté mes travaux de thèse, à **Isabelle Junqua** pour avoir accepté d'examiner ce travail, à **Edith Clavel** pour avoir présidé mon jury de thèse, et enfin à **Frédéric Lafon** pour ses questions pertinentes et ses remarques enrichissantes.

Chez Airbus Helicopters, j'ai eu la chance d'intégrer l'équipe ETGS que je remercie pour leur accueil et ces trois années passées, avec une pensée particulière pour **Floriane**. Je remercie également toutes les personnes qui m'ont aidé ou suivi de loin mes travaux, notamment **Richard Perraud**. Un grand merci à mes collègues du laboratoire Ampère, **Arthur, Cécile, Edith, Felana Grégory, Loris, Matthieu, Mohamed, Pauline, Théo**. Les sorties au bar, les parties de tennis, les discussions endiablées autour de (trop ?) nombreux cafés ont été de véritables bouffées d'oxygène. Je remercie particulièrement **Sébastien Cécillon** qui fut d'une aide précieuse dans mes expérimentations laborieuses. Une mention spéciale pour **Jesús David Ramírez Páez**, le meilleur Colombien que je connaisse. Je n'oublierai jamais ta bonne humeur, ton humour et les nombreuses "raisonnables" ou "juste une petite bière".

Je tiens également à remercier la team des frérots qui a toujours été là dans les moments difficiles : **Antoine** (le Faux-Frère), **Nathan** (El Monstro), **Florian** (le Beau Docteur), **Aurélien** et **Thibaud**. Votre amitié, votre soutien et vos copines ont été précieux.

Enfin, je remercie ma famille bien trop nombreuse pour tous vous remercier individuellement. Un merci tout particulier à mes parents, **Régine** et **Emmanuel** pour leur soutien indéfectible depuis le début. Merci à mes frères et sœur, **Valentin, Lucie, Hugo**, vous êtes une source d'inspiration, de motivation constante et nuls au tennis.

Je n'oublie pas de remercier toutes les personnes qui m'ont posé la fameuse question "Alors la thèse, ça avance?". Eh bien, la voilà terminée. Bonne lecture!



# Résumé

LA propulsion électrique des aéronefs à voilures tournantes ouvre de nouveaux usages comme l'hybridation ou une mobilité urbaine plus respectueuse de l'environnement. Ces nouvelles plateformes embarquent une chaîne de propulsion électrique composée de batteries, onduleurs, câbles et moteurs. Ainsi, la puissance embarquée est plus importante comparée aux plateformes conventionnelles à propulsion thermique. En parallèle, les densités de puissances nécessaires au niveau des onduleurs impliquent l'utilisation de transistors à Carbone de Silicium qui augmentent les perturbations électromagnétiques. Ainsi, il est à craindre des problèmes de compatibilité électromagnétique avec des systèmes basse tension usuellement embarqués. Les standards aéronautiques (DO-160G/ED-14G) et les méthodologies d'intégration actuelles doivent évoluer afin de prendre en compte les spécificités de ces nouvelles plateformes électriques. Cette thèse vise à spécifier les performances CEM attendues d'une chaîne de propulsion électrique et à définir ses règles d'installation sur une plateforme à voilures tournantes et à propulsion électrique. La nouvelle méthodologie repose sur la relaxation des limites des émissions conduites, l'utilisation de la modélisation boîte noire terminale en phase de conception puis d'intégration et l'usage d'outils permettant de gérer d'éventuelles non-conformités en fin de développement. En l'absence de couplage en pied d'antenne, il est possible de relaxer de 14 dB le gabarit des émissions conduites des standards DO-160G/ED-14G. La prise en compte du mode différentiel dans les émissions et le couplage par diaphonie permet de relâcher de 20 dB la limite s'appliquant à ce mode dans les premiers harmoniques de découpage. La robustesse du modèle boîte noire a été vérifiée pour différentes conditions d'impédances de réseau d'alimentation afin de pouvoir prédire les émissions sur lors de l'intégration finale. Enfin, différents abaques sont proposés afin de comparer simultanément différentes solutions d'intégration comme le filtrage et la ségrégation.



# Abstract

THE electric propulsion of rotary-wing aircraft opens up new opportunities, such as hybridization or more environmentally friendly urban mobility. These new platforms carry an electric propulsion chain made up of batteries, inverters, cables and motors. As a result, the onboard power is greater compared to conventional fuel-powered platforms. In parallel, the power density requirement for inverters leads to the use of Silicon Carbide transistors, which increase electromagnetic disturbances. Thus, electromagnetic compatibility issues with low-voltage systems usually on board may arise. Aeronautical standards (DO-160G/ED-14G) and actual integration methodologies must evolve in order to take into account the specificities of these new electrical platforms. This thesis aims to specify the EMC performances expected from an electric propulsion chain and to define its installation rules on a rotary wing and propulsion platform electric. The new methodology is based on the relaxation of conducted emissions limits, the use of terminal black box modeling in the design and integration phases, and tools to manage possible non-conformities at the end of development. In the absence of front-door coupling, it is possible to relax the conducted emissions limit in the DO-160G/ED-14G standards by 14 dB. Taking into account the differential mode in emissions and crosstalk coupling allows the limit applying to this mode to be relaxed by 20 dB in the first switching frequency harmonics. The robustness of the black box model has been verified for different power network impedance conditions to predict the emissions on the final platform. Finally, different abacus are proposed to compare simultaneously different integration solutions, such as filtering and segregation.



# Table des matières

<b>Résumé</b>	<b>iii</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>1 Introduction</b>	<b>3</b>
1.1 Contexte technologique et marché émergent . . . . .	4
1.1.1 La mobilité urbaine . . . . .	4
1.1.2 Hybridation . . . . .	5
1.2 CEM d'une plateforme à voilures tournantes . . . . .	6
1.2.1 Introduction rapide à la CEM . . . . .	6
1.2.2 Processus de certification d'un aéronef à voilures tournantes . . . . .	8
1.3 CEM d'une plateforme à propulsion électrique . . . . .	11
1.3.1 Analyse de la problématique CEM . . . . .	12
1.3.2 Convertisseur de puissance . . . . .	13
1.3.3 Systèmes sensibles . . . . .	21
1.3.4 Câblage et antennes . . . . .	24
1.3.5 Couplage en pied d'antenne . . . . .	24
1.3.6 Couplage par impédance commune . . . . .	25
1.3.7 Diaphonie . . . . .	26
1.4 Objectifs et méthode proposée . . . . .	31
1.4.1 Objectifs . . . . .	31
1.4.2 Orientation des travaux . . . . .	32
<b>2 Présentation des modèles et outils utilisés</b>	<b>35</b>
2.1 Validation du modèle boîte noire . . . . .	36
2.1.1 Présentation du banc d'essais . . . . .	37
2.1.2 Extraction du modèle boîte noire . . . . .	38
2.1.3 Validation de la chaîne de modélisation . . . . .	39
2.1.4 Robustesse de la chaîne de modélisation : ajout d'un filtre . . . . .	42
2.1.5 Robustesse de la chaîne de modélisation : modification de la source d'alimentation . . . . .	45
2.2 Prépondérance d'un mode dans les émissions conduites . . . . .	50
2.2.1 Influence de l'impédance du réseau . . . . .	50
2.2.2 Influence de la tension d'alimentation . . . . .	51

2.2.3	Influence du courant d'alimentation . . . . .	52
2.2.4	Influence de la puissance . . . . .	53
2.3	Prépondérance d'un mode dans la diaphonie . . . . .	54
2.3.1	Détermination d'un pire cas . . . . .	54
2.3.2	Prépondérance d'un mode suivant l'agencement géométrique . . .	58
2.4	Potentiel de relaxation dû au mode différentiel . . . . .	62
2.4.1	Approche . . . . .	62
2.4.2	Résultats . . . . .	63
<b>3</b>	<b>Stratégie de spécification et d'intégration d'un convertisseur de puissance</b>	<b>65</b>
3.1	Relaxation des limites d'émissions conduites . . . . .	67
3.1.1	Objectifs, présentation et hypothèses . . . . .	67
3.1.2	En ne prenant en compte que l'effet du mode commun . . . . .	70
3.1.3	Correction des mesures à l'aide d'un modèle boîte noire . . . . .	72
3.1.4	En prenant en compte l'effet du mode commun et différentiel . . .	73
3.2	Compensation par un essai de susceptibilité . . . . .	78
3.3	Solutions d'intégration spécifiques . . . . .	80
3.3.1	Ségrégation . . . . .	80
3.3.2	Blindage . . . . .	84
3.3.3	Goulotte . . . . .	88
3.3.4	Filtrage . . . . .	91
	<b>Conclusion générale</b>	<b>99</b>
<b>A</b>	<b>Précautions d'emploi</b>	<b>111</b>
A.1	Pas fréquentiel . . . . .	111
A.2	Filtrage . . . . .	113

# Table des figures

1.1	Prototypes de eVTOLs développés par le groupe Airbus . . . . .	5
1.2	Puissance embarquée en fonction de la masse pour différentes plateformes eVTOLs [1] . . . . .	5
1.3	Système Engine Backup System (EBS) . . . . .	6
1.4	Définition d'un problème de CEM [2] . . . . .	7
1.5	Définition des gabarits d'émissions et d'immunité afin d'assurer la CEM entre les systèmes [2] . . . . .	7
1.6	Définition des modes de perturbation . . . . .	8
1.7	Routes vers la conformité CEM interne pour les nouveaux aéronefs, les aéronefs dérivés ou les modifications complexes apportées à des aéronefs existants (ED-248) . . . . .	10
1.8	Cycle en V permettant de répondre aux exigences de certification . . . . .	11
1.9	Architecture simplifiée d'une plateforme à propulsion électrique . . . . .	12
1.10	Spectre des émissions conduites d'une chaîne de propulsion électrique au regard du spectre utilisé par l'avionique embarquée [2][3] . . . . .	13
1.11	Caractéristiques temporelles et fréquentielles d'un signal trapézoïdal symétrique $s_1$ et non symétrique $s_2$ [2] . . . . .	14
1.12	Allure temporelle des courants de mode différentiel et de mode commun d'un onduleur triphasé . . . . .	14
1.13	Exemple de spectre fréquentiel des émissions conduites de mode différentiel et mode commun d'un convertisseur de puissance . . . . .	15
1.14	Configuration de mesure des émissions conduite sur le standard ED-14G Section 21[4] . . . . .	16
1.15	Limite des émissions conduites définies par les standards SPX902 et SPX240	16
1.16	Exemples de modèle terminal d'un onduleur et de son moteur . . . . .	18
1.17	Exemple de modèles non terminaux d'un onduleur et de son moteur . . . . .	18
1.18	Modèle SPICE d'un onduleur triphasé [5] . . . . .	19
1.19	Techniques principales de réduction des perturbations conduites [6] . . . . .	19
1.20	Schéma équivalent de mode commun et différentiel d'un filtre [6] . . . . .	20
1.21	Atténuation d'un filtre en $\pi$ [7] . . . . .	21
1.22	Atténuation de mode commun obtenue par filtrage actif des onduleurs dans la littérature [8] . . . . .	21
1.23	Réponse d'un amplificateur opérationnel à une perturbation [9] . . . . .	23

1.24	Détections d'enveloppes typiques suivant deux technologies de transistor [10]	23
1.25	Représentation du couplage front-door et back-door . . . . .	24
1.26	Schéma représentant le couple par impédance commune . . . . .	26
1.27	Schéma représentant le couplage par diaphonie capacitive et inductive entre deux conducteurs au-dessus d'un plan de référence . . . . .	26
1.28	Schéma électrique équivalent suivant le type de diaphonie . . . . .	27
1.29	Tronçon élémentaire d'une ligne de transmission dans le cas à 3 conducteurs	28
1.30	Logiciel ASERIS-NET . . . . .	29
1.31	Représentation de la diaphonie inductive suivant le mode du courant cir- culant de la route de P . . . . .	30
1.32	Exemple d'un pire cas raisonnable [11] . . . . .	31
1.33	Cycle en V avec les apports de la thèse en vert . . . . .	33
2.1	Processus de simulation avec ASERIS-NET . . . . .	36
2.2	Photos du banc d'essais . . . . .	37
2.3	Schéma du banc d'essais utilisé . . . . .	38
2.4	Schéma électrique équivalent du modèle boîte noire de l'onduleur, terminé par la charge RL, vu du réseau . . . . .	38
2.5	Sources et impédances du modèle boîte noire de l'onduleur au point de fonctionnement 250 V et 2.43 A . . . . .	39
2.6	Schéma de l'agencement géométrique des câbles . . . . .	40
2.7	Impact des 3 mètres de câbles sur les courants mesurés de mode différentiel $I_{MD}$ et de mode commun $I_{MC}$ . . . . .	40
2.8	Comparaison entre les spectres des courants simulés et calculés de mode différentiel $I_{MD}$ et de mode commun $I_{MC}$ . . . . .	41
2.9	Courant circulant dans le conducteur victime de 3 m pour l'agencement géométrique $x_{12} = a$ , $x_{23} = b$ , $z = 2c$ . . . . .	42
2.10	Schéma du banc d'essais avec le filtrage de mode commun au niveau de l'onduleur . . . . .	43
2.11	Comparaison entre l'impédance de mode commun du filtre et des RSILs .	43
2.12	Comparaison entre les spectres des courants de mode différentiel $I_{MD}$ et de mode commun $I_{MC}$ simulés et calculés avec le <b>filtre de mode commun</b>	44
2.13	Comparaison du courant $I_{victime}$ en présence et absence du filtre de mode commun et pour l'agencement géométrique $x_{12} = a$ , $x_{23} = b$ , $z = 2c$ . . .	44
2.14	Photo des batteries utilisées . . . . .	45
2.15	Schéma du banc d'essais avec l'alimentation effectuée avec à l'aide de batteries	45
2.16	Mesure des impédances $Z_{PG}$ et $Z_{PM}$ . . . . .	46
2.17	Comparaison entre les impédances de <b>mode différentiel</b> des batteries et des RSILs en fonction de la fréquence . . . . .	47
2.18	Comparaison entre les impédances de <b>mode commun</b> des batteries et des RSILs en fonction de la fréquence . . . . .	47
2.19	Spectre des sources du modèle boîte noire $I'_{MD}$ et $V_{MC}$ extraites sous (48 V ; 0,5 A) et (250 V ; 2,49 A) . . . . .	48

2.20	Comparaison entre les courants de mode différentiel $I_{MD}$ et de mode commun $I_{MC}$ <b>en fonction de la source d'alimentation</b> . . . . .	49
2.21	Comparaison du courant $I_{victime}$ suivant la source d'alimentation et pour l'agencement géométrique $x_{12} = a, x_{23} = b, z = 2c$ . . . . .	50
2.22	Ratio $\theta$ calculé pour différentes configurations d'installation en fonction de la fréquence . . . . .	51
2.23	Ratio $\theta$ pour différentes tensions d'alimentation à un <b>courant constant de 1,34A</b> . . . . .	52
2.24	Ratio $\theta$ calculé pour différents courants d'alimentation sous une <b>tension constante de 251 V</b> . . . . .	53
2.25	Ratio $\theta$ calculé pour différentes puissances avec une charge RL constante . . . . .	54
2.26	Représentation en éléments localisés de la ligne de transmissions de la Figure 2.27 avec des sources de mode différentiel et commun . . . . .	55
2.27	Schéma de l'agencement géométrique des câbles avec changement des paramètres géométriques . . . . .	56
2.28	Schéma des agencements géométriques des câbles permettant de maximiser les fonctions de transfert de mode différentiel et commun . . . . .	58
2.29	$\alpha$ en fonction de différents agencements de câbles à 300 kHz . . . . .	59
2.30	Photos de l'expérimentation pour valider le ratio $\alpha$ . . . . .	60
2.31	Schéma de l'agencement géométrique des câbles . . . . .	60
2.32	Comparaison entre la mesure et la simulation avec ASERIS-NET du ratio $\alpha$ pour une hauteur fixe $z = c$ à une fréquence de 300 kHz . . . . .	61
2.33	Mesure du ratio $\alpha$ en fonction de la fréquence pour un agencement géométrique de câbles fixe $x_{12} = 10a, x_{23} = 4b, z = 4c$ . . . . .	61
2.34	Schéma d'une chaîne de propulsion électrique simplifiée . . . . .	62
2.35	Potentiel de relaxation $r(\alpha, \theta)$ (dB) . . . . .	63
2.36	Identification des situations où le potentiel de relaxation $r(\alpha, \theta) > 6 dB$ . . . . .	64
3.1	Stratégie d'intégration haut niveau d'un convertisseur de puissance . . . . .	66
3.2	Schéma de la chaîne de propulsion considérée . . . . .	68
3.3	Logique d'agencement des câbles de la route LV en fonction de N . . . . .	69
3.4	Fonction de transfert de MC suivant le nombre de conducteurs N en utilisant ASERIS-NET . . . . .	69
3.5	Logique de relaxation de la limite des émissions conduites à partir d'une fonction de transfert de MC relâchée . . . . .	71
3.6	Limite relâchée pour $I_{MC,nom}$ et $\frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom}$ . . . . .	72
3.7	Comparaison des impédances lors d'une mesure normative et d'une installation réelle . . . . .	73
3.8	Logique de relaxation de la limite des émissions conduites en prenant en compte l'effet réel du courant de MD . . . . .	74
3.9	Enveloppe de non-conformités acceptable pour les courants $I_{MC,nom}$ et $\frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom}$ pour $\theta = 6 dB$ . . . . .	76
3.10	Correction à appliquer à la limite $\frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom}$ suivant les émissions réelles de MC . . . . .	77

3.11	Enveloppe de non-conformités acceptable pour les courants $\frac{1}{2}I'_{MC,nom} \pm I'_{MD,nom}$ suivant les émissions réelles de MC . . . . .	78
3.12	Proposition de nouvelle limite d'essais BCI . . . . .	79
3.13	Limites relâchées en prenant un gabarit BCI sévéré . . . . .	79
3.14	Correction $C$ en ne prenant en compte que l'effet du courant de mode commun (Figure 3.6) pour une hauteur nominale de $z = 2c$ . . . . .	81
3.15	Correction $C$ en ne prenant en compte que l'effet du courant de mode commun (Figure 3.6) pour une ségrégation nominale de $x_{23} = 2b$ . . . . .	81
3.16	Correction $C$ en ne prenant en compte l'effet du courant de mode commun et différentiel (Figure 3.9) pour une hauteur nominale de $z = 2c$ . . . . .	83
3.17	Correction $C$ en prenant en compte l'effet du courant de mode commun et différentiel (Figure 3.9) pour une ségrégation nominale de $x_{23} = 2b$ . . . . .	83
3.18	Abaque nouvelle limite avec X . . . . .	84
3.19	Schéma du blindage . . . . .	85
3.20	Impédance de transfert de différents blindages . . . . .	86
3.21	Fonction de transfert de MC suivant le positionnement et le type de blindage . . . . .	86
3.22	Fonction de transfert de MD suivant le positionnement et le type de blindage . . . . .	87
3.23	Enveloppe de non-conformités acceptable pour le courant $I_{MC}$ pour différentes configurations de blindage . . . . .	87
3.24	Enveloppe de non-conformités acceptable pour le courant $\frac{1}{2}I_{MC} \pm I_{MD}$ pour différentes configurations de blindage . . . . .	88
3.25	Représentation des différentes goulottes . . . . .	89
3.26	Répartition du champ magnétique en dB à 100 kHz pour un courant de 1 A circulant dans la route HV . . . . .	90
3.27	Fonction de transfert de MC en fonction de la configuration de la goulotte . . . . .	91
3.28	Courant mesuré sur la ligne victime . . . . .	92
3.29	Schéma du banc d'essais avec le filtrage de mode commun et différentiel au niveau de l'onduleur . . . . .	93
3.30	Interpolation de la masse des capacités . . . . .	93
3.31	Atténuation et masse calculées pour différentes valeurs de filtrage $C_X$ et $C_Y$ à 20 kHz . . . . .	94
3.32	Ségrégation en fonction de l'atténuation requise . . . . .	95
3.33	Masse du filtrage en fonction des distances de ségrégation $x_{12}$ et $x_{23}$ pour $z = 2c$ . . . . .	96
A.1	Processus d'extraction du modèle boîte noire et vérification du couplage avec ASERIS-NET . . . . .	112
A.2	Exemples de mauvaise définition du vecteur fréquences sous ASERIS-NET . . . . .	112
A.3	Comparaison entre la mesure et le calcul avec ASERIS-NET de $I_{MC}$ . . . . .	113
A.4	Filtrage des courants . . . . .	113

# Liste des tableaux

1.1	Gain empirique hors bande d'une antenne. Avec $G_0$ le gain dans la bande de fonctionnement, $f_0$ la fréquence de fonctionnement de l'antenne considérée	25
3.1	Paramètres géométriques et électriques utilisés	68
3.2	Caractéristique du blindage	85
3.3	Combinaisons de filtrage permettant d'obtenir l'atténuation souhaitée à 20 kHz	94
3.4	Agencements de câbles permettant d'obtenir l'atténuation souhaitée pour $z = 2c$	95
3.5	Synthèse des gains de la stratégie d'intégration	97



# Liste des abréviations

- AC** Alternating Current. , 13
- ADF** Automatic Direction Finder. , 66
- ATC** Air Traffic Control. , 22
- BCI** Bulk Current Injection. xii, , 21, 66–68, 71, 72, 75, 78, 79, 91, 97, 100
- BF** Basses Fréquences. , 97
- CEM** Compatibilité Électromagnétique. ix, , 1, 2, 6–13, 17, 19, 31, 32, 34, 99
- DC** Direct Current. , 13
- DME** Distance Measuring Equipment.
- EASA** Agence de l'Union Européenne pour la Sécurité Aérienne. , 4, 8
- EBS** Engine Backup System. ix, , 1, 5, 6
- EST** Équipements Sous Test. , 15
- eVTOL** electric Vertical Take-off and Landing. ix, , 4, 5, 31
- GaN** Nitrure de Gallium. , 33
- GPS** Global Positioning System.
- HF** High Frequencies. , 23, 32, 66
- HIRF** High-Intensity Radiated Field. , 78
- HV** High Voltage. xii, , 12, 34, 39, 54, 55, 58, 59, 70, 73, 80, 84, 86, 88–90, 94, 97, 99, 100
- ICEM-CE** Integrated Circuit Emission Model - Conducted Emission. , 101
- ICEM-CI** Integrated Circuit Immunity Model - Conducted Immunity. , 24
- ILS** Instrument Landing System. , 22

**LORAN** LOng RAnge Navigation.

**LV** Low Voltage. xi, , 12, 39, 54, 58, 59, 68–70, 73, 80, 84, 86, 88, 90, 94, 97, 99, 100

**MC** Mode Commun. xi, xii, , 8, 43, 69, 71, 72, 86, 88, 91, 97

**MD** Mode Différentiel. xii, , 8, 43, 72, 86, 87, 97

**MECEP** Maîtrise des Émissions Conduites des Électroniques de Puissance. , 2, 22, 32, 33, 66, 99

**MLI** Modulation de Largeur d’Impulsion. , 37

**MLS** Microwave Landing System.

**MOVEA** Modèle gLObal de la Vulnérabilité Électromagnétique des Aéronefs. , 22

**PED** Portable Electronic Devices. , 22

**RSIL** Réseau Stabilisateur d’Impédance de Ligne. x, , 15, 17, 33, 37–39, 42, 45–48, 66, 72

**SiC** Carbure de Silicium. , 1, 33, 37, 99

**TCAS** Traffic Collision Avoidance System. , 22

**UWB** Ultra Wide Band. , 22

**VHF** Very High Frequencies. , 66

**VOR** VHF Omnidirectional Range.

# Introduction générale

LA propulsion électrique des aéronefs à voilures tournantes permet de réduire les émissions de gaz à effet de serre et le niveau de bruit. Elle ouvre ainsi de nouveaux usages comme l'hybridation d'hélicoptères conventionnels ou le développement d'une mobilité urbaine rapide et respectueuse de l'environnement. Ces nouvelles plateformes intègrent des chaînes de propulsion électrique constituées de batteries, convertisseurs statiques, moteurs électriques et câbles. La maîtrise de l'intégration de ces nouvelles chaînes est une compétence clef dans un contexte déjà concurrentiel (Volocopter, Atea, EHang, Lilium ...). L'industriel Airbus Helicopters a développé plusieurs prototypes reposant sur une propulsion purement électrique (Airbus City et Vahana) ou hybride avec son système Engine Backup System (EBS). Ces développements ont permis d'appréhender les défis d'intégration notamment du point de vue de la Compatibilité Électromagnétique (CEM). Dans ce contexte, Airbus Helicopters souhaite spécifier et intégrer une nouvelle brique technologique d'une puissance de plusieurs dizaines de kilowatts permettant l'hybridation ou la motorisation d'aéronefs à voilures tournantes.

Avec un rôle d'intégrateur, Airbus Helicopters est responsable de la CEM finale de l'aéronef afin d'assurer un certain niveau de sécurité. Ainsi, l'intégrateur spécifie les performances CEM de l'avionique embarquée en s'appuyant sur son savoir-faire au travers du standard interne SPX902 ou externe DO160/ED14 et choisit leurs installations. Pour ce faire, il doit maîtriser les interactions entre les différents sous-systèmes de l'aéronef afin d'avoir une intégration optimale en matière de coût, masse, fiabilité, qualité.

La propulsion électrique des aéronefs à voilures tournantes vient avec plusieurs défis d'intégration du point de vue de la CEM :

- ❑ **Physique** La propulsion électrique nécessite des densités de puissance atteignables à l'aide de convertisseurs statiques à base de transistors à grand gap en Carbone de Silicium (SiC). Ces transistors ont des vitesses de commutation plus importantes, mais génèrent plus de perturbations électromagnétiques en amplitude et spectre. En parallèle, la puissance embarquée est multipliée par 100 et la tension d'alimentation par 10 comparée à un hélicoptère conventionnel. La taille réduite des plateformes à voilures tournantes limite le découplage entre les différents systèmes contrairement aux aéronefs à voilures fixes de taille généralement plus importante. Ainsi, des perturbations de l'avionique basse tension usuellement présente sont à craindre.
- ❑ **Standardisation** Les gabarits de susceptibilité et d'émissions des standards ED14/DO160 reposent sur un historique et il n'est pas évident de les faire évoluer pour prendre en compte les spécificités de ces nouvelles plateformes. Ces spécificités sont l'absence de certains systèmes de navigation, l'utilisation de tension d'alimentation plus importante,

l'alimentation flottante sur batteries et une puissance embarquée de plusieurs centaines de kilowatts. Elles font apparaître des opportunités de relaxation des gabarits d'émissions conduites. Ainsi, une évolution des spécifications CEM des systèmes de puissance haute tension et de leurs règles d'installation est nécessaire afin d'anticiper de coûteux problèmes de CEM en fin de développement.

- **Industriels** Les relations entre intégrateurs et équipements font apparaître une problématique de propriété intellectuelle qui limite et freine le partage d'informations. Dans le même temps, les développements industriels s'accélèrent afin de réduire les coûts et le délai de commercialisation.

Afin de répondre à ces nouveaux défis, une méthodologie d'intégration prenant en compte les spécificités des plateformes à propulsion électrique est proposée. Elle repose sur une évolution des limites d'émissions conduites, l'utilisation de la modélisation boîte noire, une évolution des règles d'installation et fournit des outils permettant la gestion d'éventuelles non-conformités en fin de développement.

Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit ont été effectués dans le cadre d'une collaboration entre le laboratoire Ampère et l'industriel Airbus Helicopters. Ces travaux s'appuient sur les résultats du projet de recherche Maîtrise des Émissions Conduites des Électroniques de Puissance (MECEP) qui avait permis de dégrossir certains aspects.

Ce manuscrit est divisé en trois chapitres :

- le **1<sup>er</sup> chapitre** introduit le contexte et la problématique CEM apportés par la propulsion électrique des avions à propulsion électrique et à voilures tournantes.
- le **2<sup>ème</sup> chapitre** présente les outils utilisés dans le **3<sup>ème</sup> chapitre**. Un modèle boîte noire terminale associé au logiciel de simulation ASERIS-NET est validé sur un onduleur pour différentes conditions d'installation (filtrage et impédance du réseau d'alimentation). Ensuite, la prépondérance du mode différentiel dans la diaphonie et les émissions conduites est ensuite étudiée de façon analytique et expérimentale. Enfin, le potentiel de relaxation des limites d'émissions conduites permis par la prise en compte de l'effet du mode différentiel est évalué.
- le **3<sup>ème</sup> chapitre** présente une méthodologie d'intégration d'un système de propulsion (onduleur et son moteur). La limite des émissions conduites historique du standard ED-14G section 21 est relaxée en plusieurs étapes et différentes solutions d'intégration spécifiques sont comparées (blindage, goulotte, filtrage, ségrégation). À travers cette méthodologie, la modélisation boîte noire est utilisée afin d'évaluer les perturbations sur la plateforme finale et la pénalité de masse apportée par le filtrage.

# Introduction

## Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Contexte technologique et marché émergent . . . . .</b>	<b>4</b>
1.1.1	La mobilité urbaine . . . . .	4
1.1.2	Hybridation . . . . .	5
<b>1.2</b>	<b>CEM d'une plateforme à voilures tournantes . . . . .</b>	<b>6</b>
1.2.1	Introduction rapide à la CEM . . . . .	6
1.2.2	Processus de certification d'un aéronef à voilures tournantes . . . . .	8
<b>1.3</b>	<b>CEM d'une plateforme à propulsion électrique . . . . .</b>	<b>11</b>
1.3.1	Analyse de la problématique CEM . . . . .	12
1.3.2	Convertisseur de puissance . . . . .	13
1.3.3	Systèmes sensibles . . . . .	21
1.3.4	Câblage et antennes . . . . .	24
1.3.5	Couplage en pied d'antenne . . . . .	24
1.3.6	Couplage par impédance commune . . . . .	25
1.3.7	Diaphonie . . . . .	26
<b>1.4</b>	<b>Objectifs et méthode proposée . . . . .</b>	<b>31</b>
1.4.1	Objectifs . . . . .	31
1.4.2	Orientation des travaux . . . . .	32

---

## 1.1 Contexte technologique et marché émergent

La propulsion électrique des aéronefs à voilures tournantes vise deux usages : la mobilité urbaine et l'hybridation. Pour mieux comprendre les enjeux de société et économique, on s'intéresse à plusieurs facteurs clefs : l'acceptabilité sociale, le marché actuel et ses prévisions, les verrous ...

### 1.1.1 La mobilité urbaine

La propulsion électrique des aéronefs est une opportunité pour la réduction des émissions de gaz à effet de serre et le niveau de bruit qui sont des atouts pour des opérations en environnement urbain où l'acceptation sociale de plateformes volantes est déterminante. Elle ouvre de nouveaux marchés au domaine aéronautique : transport de personnes et matériel urgent, secours, lutte incendie. Néanmoins, le développement de ces usages fait face à de nombreux obstacles : réglementaire, physique, acceptation sociale. En effet, ces nouveaux aéronefs doivent s'insérer dans le trafic aérien dense des grandes villes. De plus, les réglementations permettant de certifier ces plateformes commencent seulement à être définies. Dans [12], l'Agence de l'Union Européenne pour la Sécurité Aérienne (EASA) a publié une étude sur l'acceptabilité sociale des nouvelles plateformes à propulsion électrique. Selon cette étude, cette acceptabilité passera par une démonstration de la sécurité de ces nouvelles plateformes et l'utilisation de trajectoires de vol limitant le bruit afin de respecter la qualité de vie des habitants et l'identité des lieux touristiques. Si on ajoute à cela la faible disponibilité du foncier, l'implémentation de vertiport près de zones d'habitation sera difficile. Ainsi, toutes ces difficultés freinent l'émergence d'un écosystème.

Le marché est évalué en Europe à 4,2 milliards d'euros en 2030 avec plus de 90 000 emplois créés [13]. Afin de répondre à ce marché prometteur, des centaines de start-ups ont été lancées dans le monde afin de développer leurs eVTOLs (Volocopter, Lillium, Vertical Aerospace, EHang, Ascendance Flight Technologies ...). À ce jour, aucune plateforme n'est certifiée pour un usage avec passagers et aucun service n'opère en Europe. Dans ce contexte, le constructeur historique Airbus se prépare à répondre à ce marché en développant des prototypes pour maturer des technologies et dé-risquer les feuilles de route technologique. Deux prototypes ont déjà été développés, Vahana et City Airbus, respectivement en 2018 et 2019. Ils sont représentés sur la Figure 1.1. Un nouveau prototype est en cours de développement. Il vise une vitesse de 120 km/h et une distance franchissable de 80 km pour une capacité de 4 personnes.

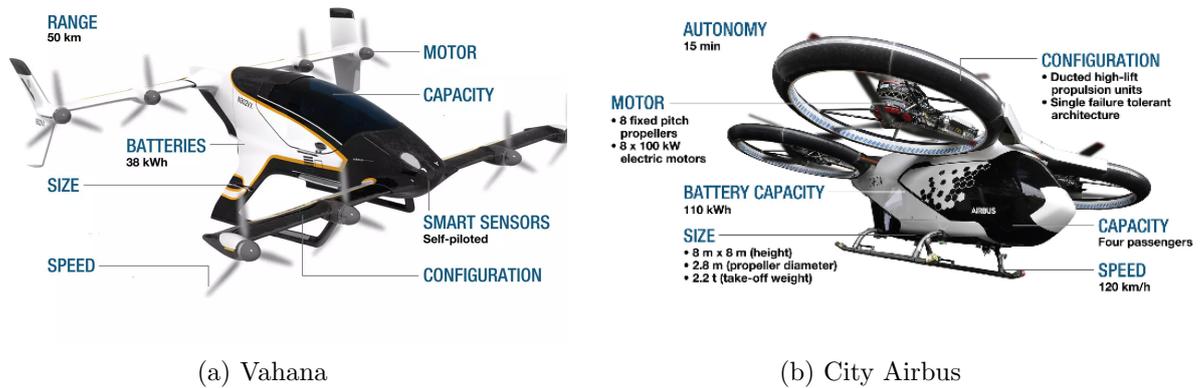


FIGURE 1.1 – Prototypes de eVTOLs développés par le groupe Airbus

Les puissances et masses des principaux prototypes sont représentés sur la Figure 1.2. La puissance installée varie suivant la masse de la plateforme et est comprise entre 70 kW et 1,2 MW.

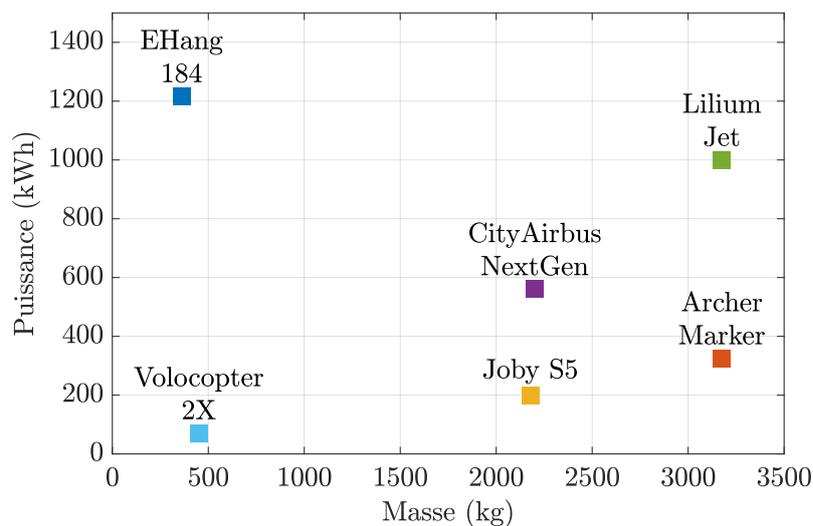


FIGURE 1.2 – Puissance embarquée en fonction de la masse pour différentes plateformes eVTOLs [1]

### 1.1.2 Hybridation

L'hybridation de la propulsion consiste à coupler un moteur électrique au turboréacteur. L'hybridation est utilisée pour améliorer la sécurité lors de l'autorotation. Cette manœuvre risquée permet de palier la perte de la propulsion et oblige le pilote à atterrir immédiatement. Le moteur électrique prend le relais en cas de défaillance du turboréacteur et offre quelques dizaines de secondes de propulsion supplémentaires lors de cette phase critique. Airbus Helicopters a développé et testé avec succès son système Engine Backup System (EBS) [14] sur son hélicoptère laboratoire Flightlab (Figure 1.3). Ce système fournit 100 kW pendant 30 secondes. L'hybridation permet l'emport d'une personne supplémentaire en augmentant temporairement la puissance disponible lors des phases de vol le nécessitant (décollage, vol stationnaire ...). Enfin, la réglementation

européenne interdit aux hélicoptères mono-moteur d'opérer au-dessus des villes. L'hybridation permettrait de certifier ce type d'hélicoptère pour ces opérations.



FIGURE 1.3 – Système Engine Backup System (EBS)

Ces deux nouveaux usages nécessitent d'adapter les procédures de développement afin de prendre en compte les spécificités implémentées aux niveaux de ces plateformes. Au même titre que les autres métiers, la compatibilité électromagnétique doit évoluer afin d'accompagner cette transition.

## 1.2 CEM d'une plateforme à voilures tournantes

### 1.2.1 Introduction rapide à la CEM

#### Définitions

Selon le vocabulaire d'électrotechnique international VEI 161-01-07, la Compatibilité Électromagnétique (CEM) est définie comme l'aptitude d'un équipement ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement.

Une problématique CEM fait apparaître trois composantes : une **source** de perturbation, un **couplage**, une **victime** comme représenté sur la Figure 1.4. Une source de perturbations est caractérisée par ses émissions tandis qu'une victime l'est par son immunité. Les émissions caractérisent l'aptitude d'un système à perturber, polluer son environnement électromagnétique. De son côté, l'immunité caractérise la capacité d'un système à résister aux agressions électromagnétiques présentes dans son environnement électromagnétique. Ces émissions peuvent être conduites ou rayonnées puis se coupler à de potentielles victimes.

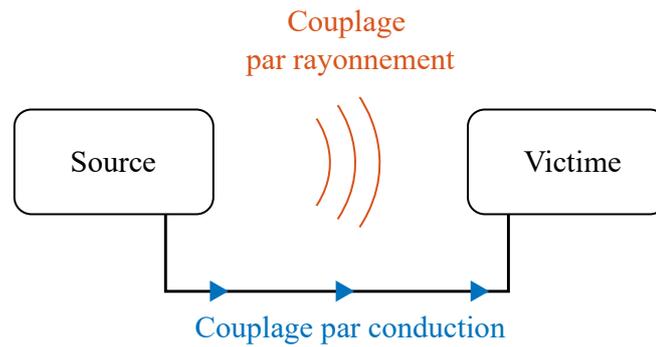


FIGURE 1.4 – Définition d'un problème de CEM [2]

Ces couplages peuvent être de différentes natures :

- Champs à câble
- Champs à boucle
- Diaphonie inductive
- Diaphonie capacitive
- Couplage par impédance commune

Dans la sous-partie 1.3.4, les couplages par diaphonie et impédance commune sont détaillés. Une explication approfondie des autres couplages est faite dans [10].

### Règles pour assurer la CEM

La CEM entre différents systèmes est assurée en respectant des gabarits d'émissions et d'immunité comme représenté sur la Figure 1.5. Il faut s'assurer que les émissions soient inférieures à la susceptibilité.

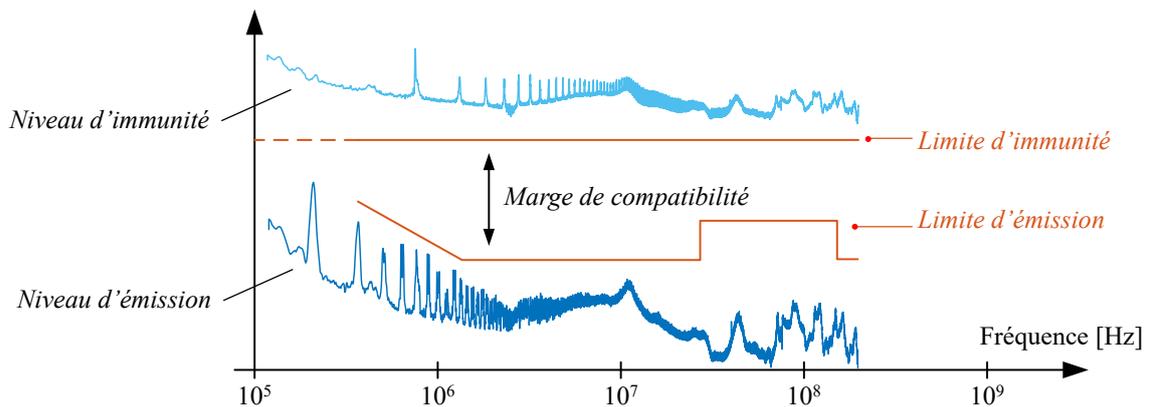


FIGURE 1.5 – Définition des gabarits d'émissions et d'immunité afin d'assurer la CEM entre les systèmes [2]

Les différents gabarits d'émissions et de susceptibilité sont définis dans les normes et standards suivant l'application (aéronautique, terrestre, civil, militaire, spatial ...). Ils fixent les conditions

d'essais afin d'assurer leurs reproductibilités et représentativités de l'environnement électromagnétique rencontré par le système. Dans l'aéronautique civil, les standards de référence sont l'ED-14/DO-160 G [4]. Il définit aussi les performances attendues d'un point de vue environnemental (thermique, vibration, sable ...). L'intégrateur s'appuie sur ce standard pour spécifier les exigences CEM aux équipementiers. À ce titre, Airbus Helicopters édite la spécification SPX902 qui s'appuie à l'ED-14G et précise des méthodes d'essais et les catégories applicables. Le standard DO-160 est le pendant américain du standard ED-14.

### Modes différentiel et commun

Les perturbations conduites peuvent être décomposées en perturbations de Mode Différentiel (MD) et de Mode Commun (MC).

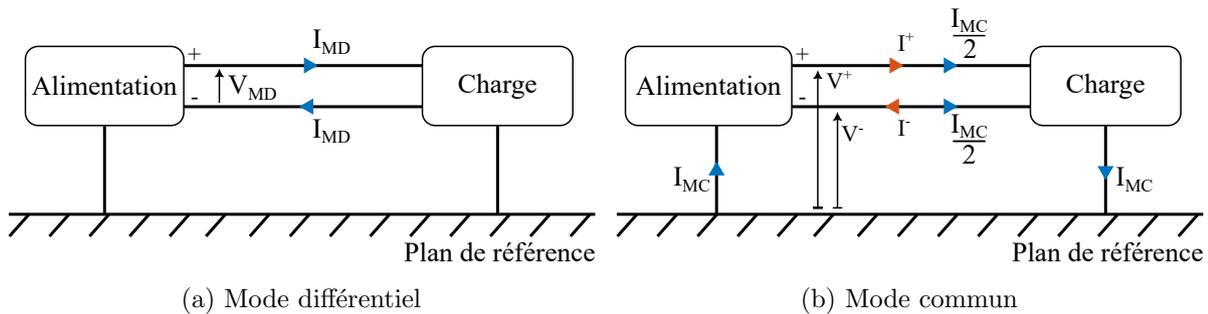


FIGURE 1.6 – Définition des modes de perturbation

Les **courants** de mode différentiel  $I_{MD}$  et de mode commun  $I_{MC}$  sont définis par les équations 1.1 et 1.2 où :

$$I_{MD} = \frac{I^+ - I^-}{2} \quad (1.1) \quad I_{MC} = I^+ + I^- \quad (1.2)$$

Les **tensions** de mode différentiel  $V_{MD}$  et de mode commun  $V_{MC}$  sont définies par les équations 1.3 et 1.4 où :

$$V_{MD} = V^+ - V^- \quad (1.3) \quad V_{MC} = \frac{V^+ + V^-}{2} \quad (1.4)$$

Le courant de mode différentiel circule dans les conducteurs + et -. Le courant de mode commun circule dans une boucle formée par les conducteurs +, - et le plan de référence.

### 1.2.2 Processus de certification d'un aéronef à voilures tournantes

Afin de pouvoir opérer dans le ciel européen, les hélicoptères doivent être certifiés par l'EASA. Cette certification permet de garantir un certain niveau de sécurité. Le constructeur doit démontrer qu'il respecte les exigences regroupées dans les documents CS 27 (pour les hélicoptères

légers) ou CS 29 (pour les hélicoptères lourds). Dans ce processus, la CEM interne est démontrée, c'est-à-dire que les équipements électriques de la plateforme ne se perturbent pas entre eux. Les exigences pour la CEM interne sont les suivantes :

❑ CS 27.1351-b- Electrical Systems and Equipment : General

(b) *Function.* For each electrical system the following apply :

(1) Each system, when installed, must be :

(i) Free from hazards in itself, in its method of operation, and in its effects on other parts of the rotorcraft

❑ CS 29.1353-a : Electrical equipment and installations

(a) Electrical equipment, controls, and wiring must be installed so that operation of any one unit or system of units will not adversely affect the simultaneous operation of any other electrical unit or system essential to safe operation.

❑ CS XX - 1431- b : Electronic equipment

(b) Radio communication and navigation equipment, controls, and wiring must be installed so that operation of any one unit or system of units will not adversely affect the simultaneous operation of any other radio or electronic unit, or system of units, required by any applicable CS or operating rule.

Le document ED-248 définit les moyens de conformité permettant de répondre à ces exigences. Le processus est représenté dans sur la Figure 1.7.

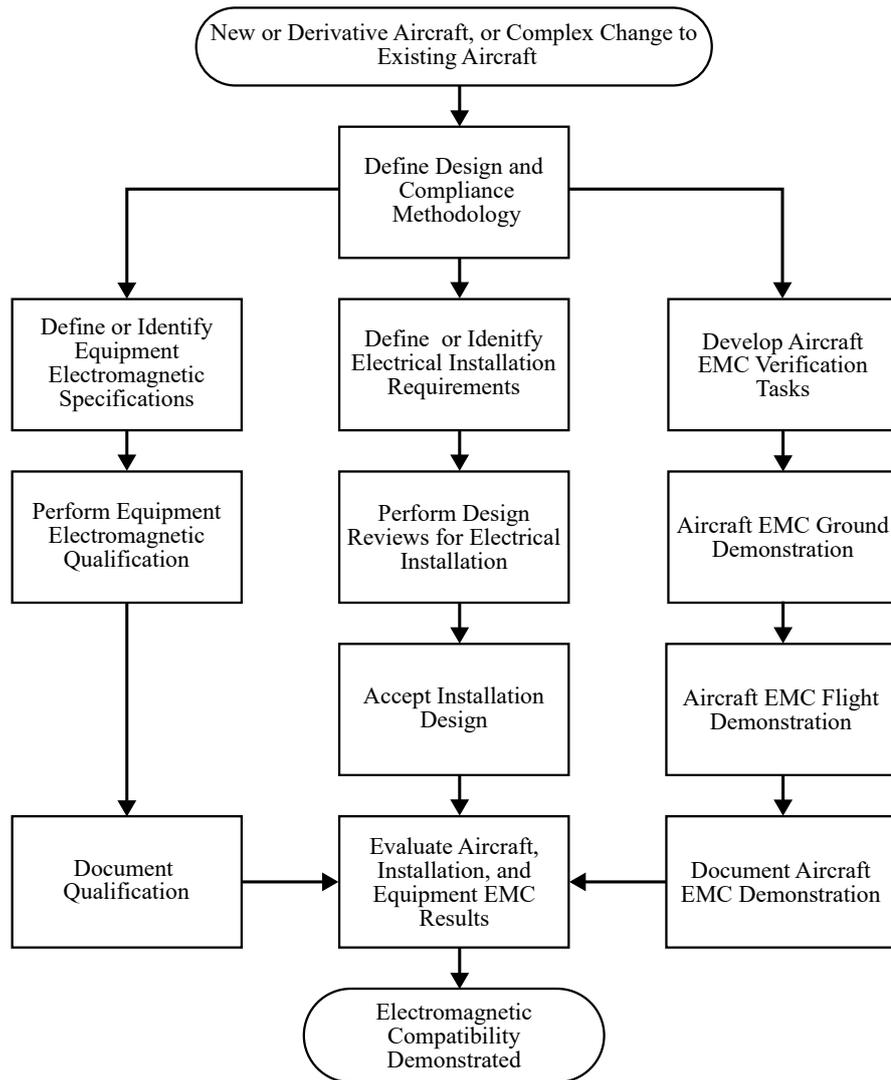


FIGURE 1.7 – Routes vers la conformité CEM interne pour les nouveaux aéronefs, les aéronefs dérivés ou les modifications complexes apportées à des aéronefs existants (ED-248)

Il existe trois branches permettant de démontrer la CEM interne de la plateforme. La première branche est consacrée à la spécification et la qualification CEM des équipements électriques qui sont embarqués sur la plateforme. La seconde branche se concentre sur l'installation des équipements électriques. Enfin, la dernière branche s'occupe de l'essai CEM interne permettant de valider l'installation et la spécification des équipements électriques.

Sur la Figure 1.8, la transposition de ce processus dans le cycle en V est représentée.

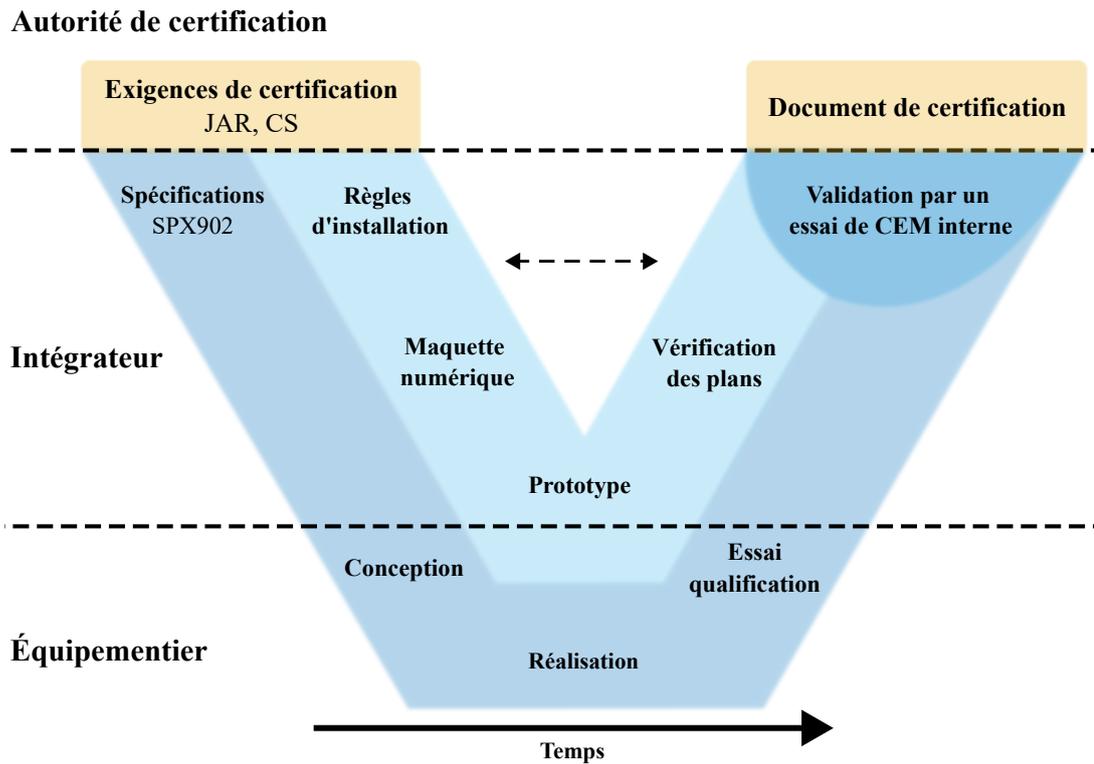


FIGURE 1.8 – Cycle en V permettant de répondre aux exigences de certification

À partir des exigences de certification, la spécification des performances CEM attendues par les différents équipements et leurs installations est déterminée. À ce stade, une approche pire cas peut être adoptée par l'intégrateur. La conception des systèmes électriques est soustraite à différents équipementiers. Les essais de qualification permettent de démontrer que les performances CEM sont atteintes au niveau de chaque équipement. Dans l'éventualité d'une non-conformité, l'intégrateur peut l'accepter en modifiant l'intégration de l'équipement ou attendre l'essai de CEM interne au niveau de la plateforme pour évaluer son impact.

### 1.3 CEM d'une plateforme à propulsion électrique et à voilures tournantes

Dans cette partie, la problématique de CEM introduite par la propulsion électrique d'une plateforme à propulsion électrique et à voilures tournantes est présentée. Dans un premier temps, une présentation simplifiée des différentes parties d'une plateforme à propulsion électrique est faite. Après avoir défini la problématique CEM, une présentation et un état de l'art sont faits pour la source de perturbation, couplage, victime.

#### Présentation d'une chaîne de propulsion

Sur la Figure 1.9, il est représenté le schéma simplifié d'une plateforme à propulsion électrique et à voilures tournantes. Elle est composée d'une chaîne de propulsion constituée d'une batterie,

de câbles de puissance, d'un onduleur pilotant un moteur électrique. En parallèle, des avioniques basses tensions ou sensibles traitent des signaux provenant de capteurs situés sur l'onduleur ou une antenne située sur le fuselage. L'onduleur et le moteur forment une brique technologique qui est spécifiée à un équipementier et sera intégrée sur une plateforme à propulsion électrique. La puissance et la tension d'alimentation de cette brique sont respectivement de l'ordre d'une centaine de kW et de 1000 V. La batterie influence aussi la performance finale de la chaîne de propulsion mais ce sujet n'est pas traité ici.

Le fonctionnement de l'onduleur génère des perturbations électromagnétiques qui peuvent perturber l'avionique. Afin de prévenir un problème de CEM, l'intégrateur définit des règles de ségrégation entre les câbles suivant le type de signal y circulant. Pour simplifier l'installation, une même famille de signaux est regroupée au sein d'une route. Les câbles haute tension sont regroupés dans une route High Voltage en anglais (HV). Les câbles transmettant des tensions basses comme les signaux sensibles ou de la moyenne puissance sont regroupés au sein d'une route Low Voltage en anglais (LV).

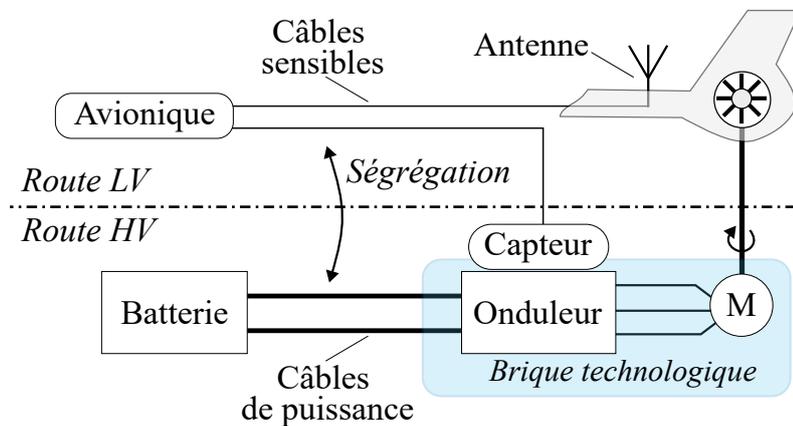


FIGURE 1.9 – Architecture simplifiée d'une plateforme à propulsion électrique

### 1.3.1 Analyse de la problématique CEM

Les convertisseurs de puissance à base de transistors à grand gap permettent d'obtenir des densités de puissance rendant possible la propulsion électrique des aéronefs à voilures tournantes. Les transistors à grand gap, comme ceux à base de carbure de silicium, commutent des tensions plus grandes avec des temps de commutations plus courts comparés aux générations précédentes. De plus, la puissance embarquée et la tension d'alimentation sont multipliées respectivement par 100 et 10 par rapport à des plateformes conventionnelles. Ces augmentations entraînent des perturbations électromagnétiques plus importantes et un spectre de fréquences plus large. Elles se couplent à des systèmes sensibles et peuvent entraîner d'éventuels dysfonctionnements. En effet, le spectre fréquentiel des émissions électromagnétiques d'une chaîne de propulsion est commun au spectre utilisé par les systèmes de radionavigation comme représenté sur la Figure 1.10.

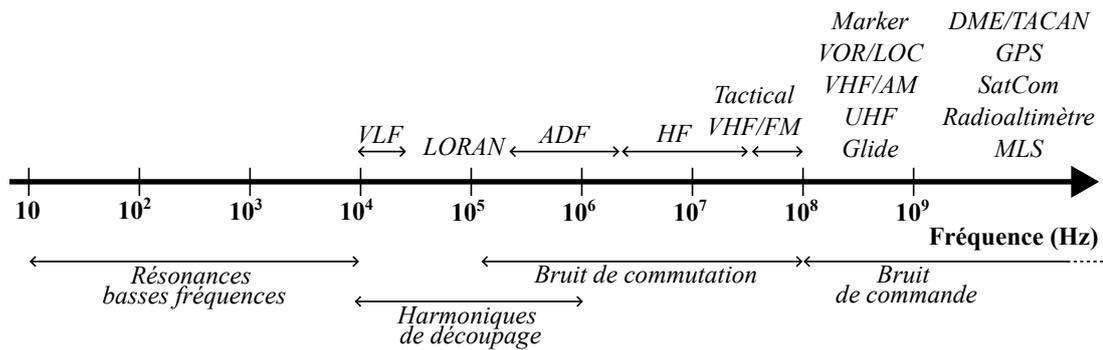


FIGURE 1.10 – Spectre des émissions conduites d’une chaîne de propulsion électrique au regard du spectre utilisé par l’avionique embarquée [2][3]

En reprenant le découpage défini précédemment, le problème de CEM est le suivant :

- ❑ **Source de perturbation** : onduleur et le moteur
- ❑ **Couplage** : diaphonie, impédance commune, rayonnement
- ❑ **Victime** : avionique basse tension, système de radio-navigation ou communication

Dans ce problème, l’intégrateur peut :

- ❑ **spécifier** les performances CEM requises en termes :
  - Émissions conduites et rayonnées par l’onduleur et le moteur
  - Susceptibilités conduites et rayonnées pour l’avionique sensible
- ❑ **choisir** la façon dont il va installer ces équipements : localisation, reprise de masse, ségrégation entre les câbles, passage des câbles.

Dans les parties suivantes, nous allons nous intéresser à chaque partie afin de mieux les spécifier et appréhender.

### 1.3.2 Convertisseur de puissance

Dans cette partie, nous allons aborder l’origine et les caractéristiques des perturbations électromagnétiques issues d’un onduleur, ce qui influence ces émissions et l’état de l’art sur la modélisation des perturbations.

#### Caractéristiques des émissions conduites

Un onduleur est un convertisseur statique DC/AC. Dans son fonctionnement, la tension d’alimentation continue est hachée à l’aide de transistors afin de générer une tension pseudo sinusoïdale à modulation de largeur d’impulsion. Sur la Figure 1.11, une impulsion est représentée dans le domaine temporel et fréquentiel. Une impulsion est caractérisée par son temps de montée  $t_m$ , le temps de descente  $t_d$ , son rapport cyclique  $\alpha$  et son amplitude  $E$ . Les transistors à grand gap à base de carbure de silicium permettent de commuter des tensions plus importantes avec

des temps de commutation plus court. Dans le domaine fréquentiel, le spectre a une amplitude plus importante et commence à décroître à une fréquence plus grande.

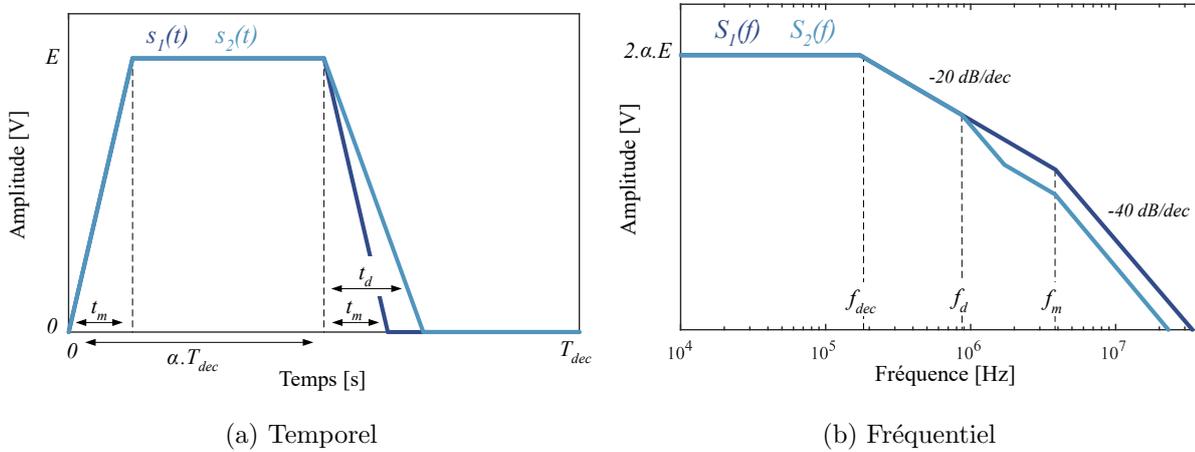


FIGURE 1.11 – Caractéristiques temporelles et fréquentielles d'un signal trapézoïdal symétrique  $s_1$  et non symétrique  $s_2$  [2]

Les impulsions induisent des pics de courant sur la ligne d'alimentation comme représenté sur la Figure 1.12. Deux périodes de découpage à 20 kHz pour un onduleur triphasé sont représentées. Sur la Figure 1.13, le spectre pour chaque mode est représenté. On observe un peigne de fréquences du multiple de la fréquence de découpage du convertisseur. L'allure du spectre de mode commun est différente de celle du spectre de la Figure 1.11b, car les impédances du système dépendent de la fréquence (couplage capacitif, impédance du réseau d'alimentation ...).

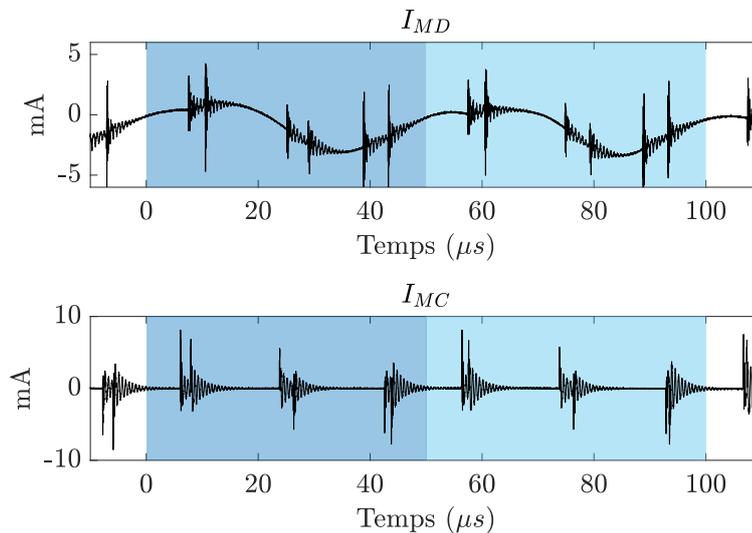


FIGURE 1.12 – Allure temporelle des courants de mode différentiel et de mode commun d'un onduleur triphasé

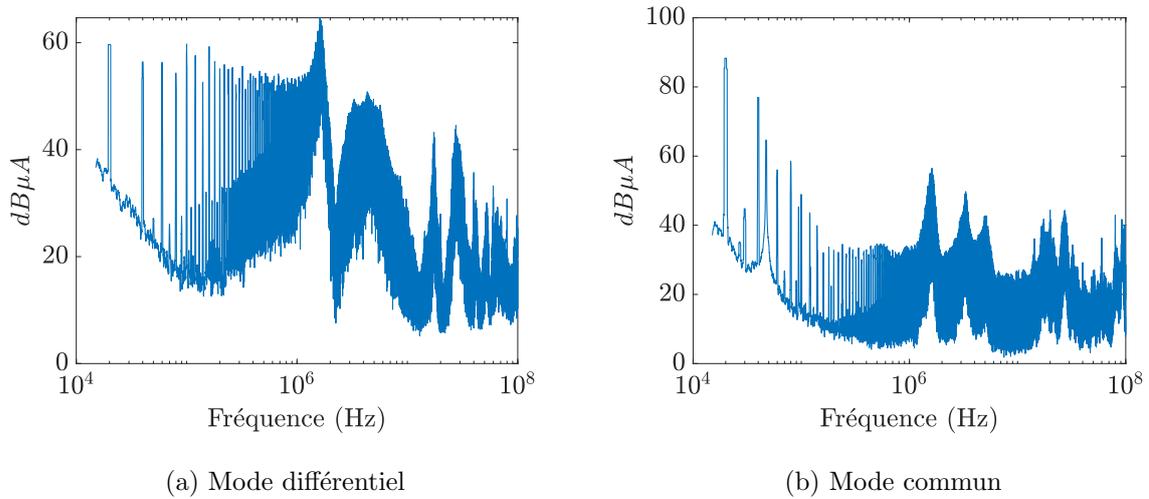


FIGURE 1.13 – Exemple de spectre fréquentiel des émissions conduites de mode différentiel et mode commun d'un convertisseur de puissance

#### Mesures et limites associées aux émissions conduites

Du point de vue des standards ED-14G et DO-160G, les émissions conduites sont mesurées dans un environnement normé comme représenté sur la Figure 1.14. Le convertisseur de puissance est placé sur une table dans une cage anéchoïque ou de Faraday. Un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) est placé sur chaque phase entre l'alimentation et l'Équipements Sous Test (EST) afin de rendre la mesure reproductible et empêcher les perturbations conduites extérieures de polluer la mesure. L'impédance d'un RSIL est définie dans le standard ED-14G. Les courants circulant en entrée et en sortie du convertisseur doivent respecter un gabarit d'émissions conduites. La limite s'appliquant au courant d'entrée est représenté sur la Figure 1.15. Cette limite se base sur un historique et l'expérience, ce qui ne facilite pas son évolution. Le standard SPX240 spécifie la qualité réseau en dessous de 150 kHz et s'appuie sur la norme EN 2282.

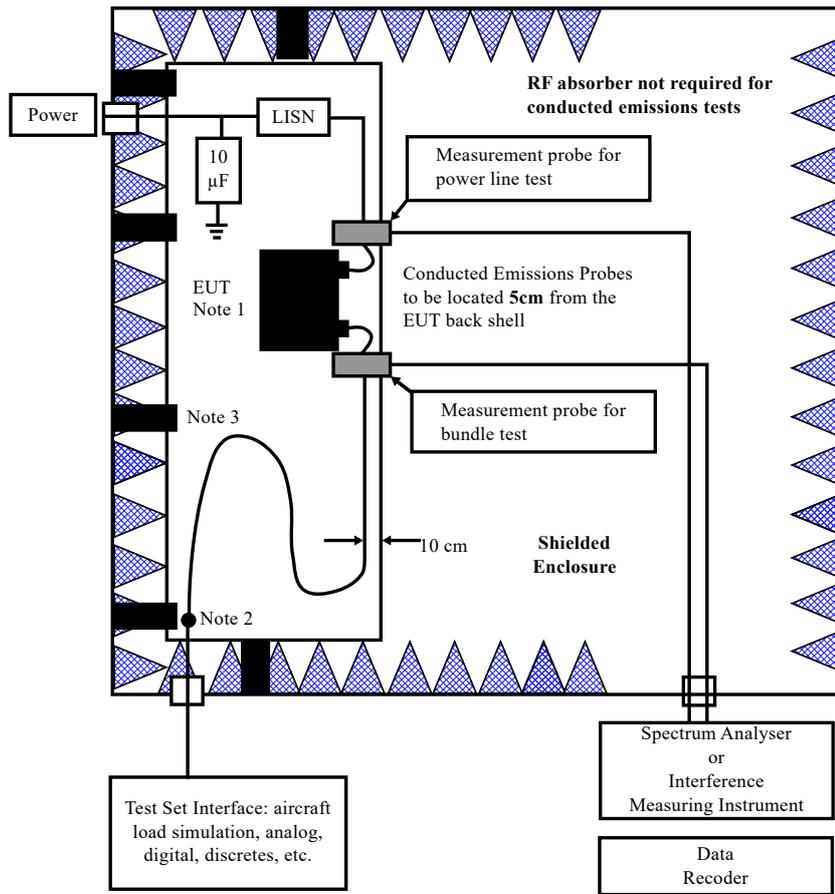


FIGURE 1.14 – Configuration de mesure des émissions conduite sur le standard ED-14G Section 21[4]

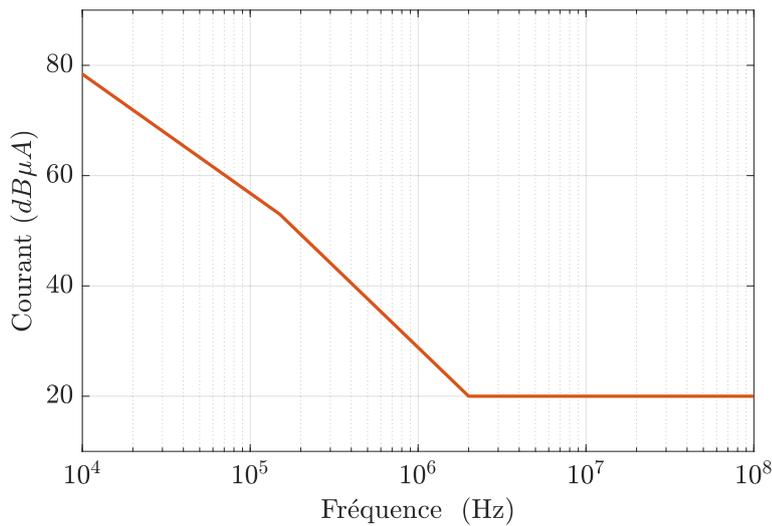


FIGURE 1.15 – Limite des émissions conduites définies par les standards SPX902 et SPX240

La question de la représentativité de la configuration d'essai se pose. D'un point de phénomé-

nologique, un RSIL a un comportement, vu des bornes d'alimentation, inductif puis résistif dans la bande d'usage. Lors de l'installation finale, les deux RSILs sont remplacés par une batterie. L'impédance de mode différentiel d'une batterie est inductive. À contrario, l'impédance de mode commun d'une batterie est capacitive. Ainsi, les émissions conduites finales vont être différentes de celles mesurées lors des essais de qualification [15].

Les courants circulant dans les conducteurs de puissance sont mesurés à l'aide de pinces de courant. Dans le standard ED-14G et son mode d'emploi ED-234, il est demandé de mesurer le courant circulant dans chaque phase et dans le toron de câbles. Dans ces conditions, le gabarit des émissions conduites s'applique indifféremment aux courants de mode commun et de mode différentiel alors même que les effets dans la diaphonie sont différents.

L'objectif pour l'intégrateur est de pouvoir prédire, à partir de ces mesures, les émissions conduites de la chaîne de propulsion sur la plateforme finale. La principale difficulté est le manque d'information sur les caractéristiques électriques qui ne sont pas ou ne peuvent pas être spécifiées (impédance d'entrée, technique de modulation ...). Dans ce processus, une approche pire cas peut être utilisée. Afin d'évaluer les marges finales, la modélisation peut être utilisée avant l'essai de CEM interne sur la plateforme.

### Modélisation des émissions conduites

Il existe plusieurs méthodes de simulation pour modéliser les émissions conduites émises par un onduleur. Il existe deux grandes familles de modèle : **comportementaux** et **circuit**.

**Modèles comportementaux** Aussi appelés « boîte noire », ils simulent le comportement de la chaîne de propulsion sans nécessité du design de chacun des équipements qui la compose. Le modèle est construit à partir de mesures sur la chaîne de propulsion et est valable pour un point de fonctionnement. La modélisation se fait dans le domaine fréquentiel ce qui permet des calculs rapides. Ce type de modélisation offre une bonne prédictibilité jusqu'à 30 MHz et est utilisé pour des simulations au niveau système afin d'évaluer les émissions conduites lors de l'intégration d'un convertisseur de puissance. Dans ce type de modélisation, il est fait l'hypothèse que les éléments de la chaîne de propulsion sont linéaires.

Il existe deux sous-familles : les modèles **terminaux** et **non terminaux**.

Les modèles **terminaux** incluent le convertisseur et la charge et sont uniquement valables pour une charge donnée [16][17]. Il existe différentes versions de ce type de modèle. Les usages principaux sont le dimensionnement d'un filtre d'entrée du convertisseur ou l'évaluation des émissions finales lors de l'installation sur le système final. Sur la Figure 1.16, un exemple de modèle terminal est représenté. Les sources de perturbation CEM sont représentées par des sources de tension ou de courant. Les impédances du modèle incluent certains éléments parasites à condition qu'ils soient mesurés lors de l'extraction du modèle. Généralement, ces éléments parasites et les hypothèses simplificatrices réduisent la précision du modèle après 30 MHz.

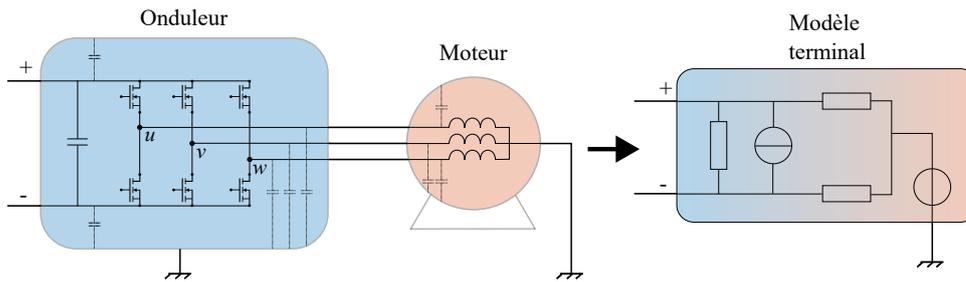


FIGURE 1.16 – Exemples de modèle terminal d'un onduleur et de son moteur

Les modèles **non terminaux** n'incluent pas la charge. Ils permettent donc de dimensionner à la fois le filtre d'entrée et de sortie du convertisseur de puissance. Ce type de modélisation a fait ses preuves pour prédire les émissions conduites de mode commun [19][20]. Dans [17], une modélisation hybride est faite. Le mode différentiel est modélisé avec un modèle terminal et le mode commun est modélisé à l'aide d'un modèle non-terminal. Il est fait l'hypothèse qu'il existe un découplage de mode différentiel entre l'entrée et la sortie du convertisseur.

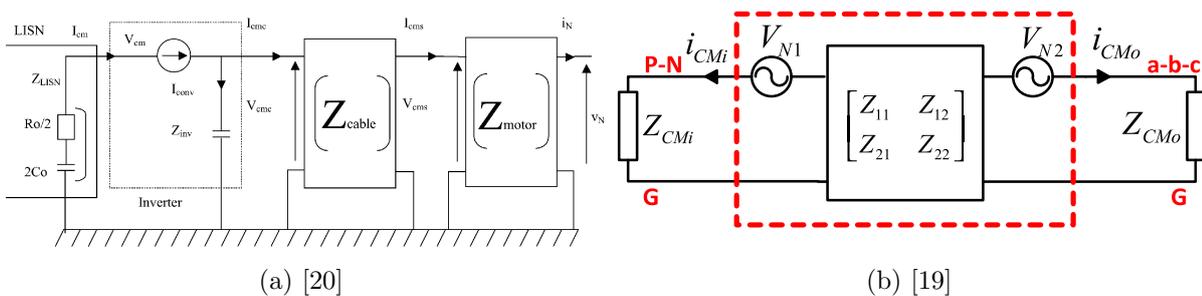


FIGURE 1.17 – Exemple de modèles non terminaux d'un onduleur et de son moteur

Le modèle terminal est à chaque fois validé pour des conditions proches de son domaine d'extraction [21]

**Modèles circuits** Ce type de modèle prend en compte tous les éléments de la chaîne de propulsion notamment ceux non-linéaires comme les transistors [22]. La résolution se fait dans le domaine temporel puis une transformée de Fourier permet d'avoir un spectre fréquentiel des émissions conduites. La simulation est faite dans un environnement de type SPICE. Un exemple de modèle d'onduleur triphasé est représenté sur la Figure 1.18. Afin d'être précis en hautes fréquences, les éléments parasites des composants et de connexion sont ajoutés. Le pas de calcul est d'autant plus petit que la fréquence de simulation et les temps de simulation sont grands. Dans [5], le temps de calcul pour une chaîne de propulsion complète est de 5 heures pour une fréquence maximale de 100 MHz. Enfin, ce type de modélisation nécessite des informations précises sur la conception (composant, routage, câblage, loi de commande ...) de la chaîne de propulsion. Ces informations ne sont pas toujours spécifiées ou communiquées par l'équipementier.

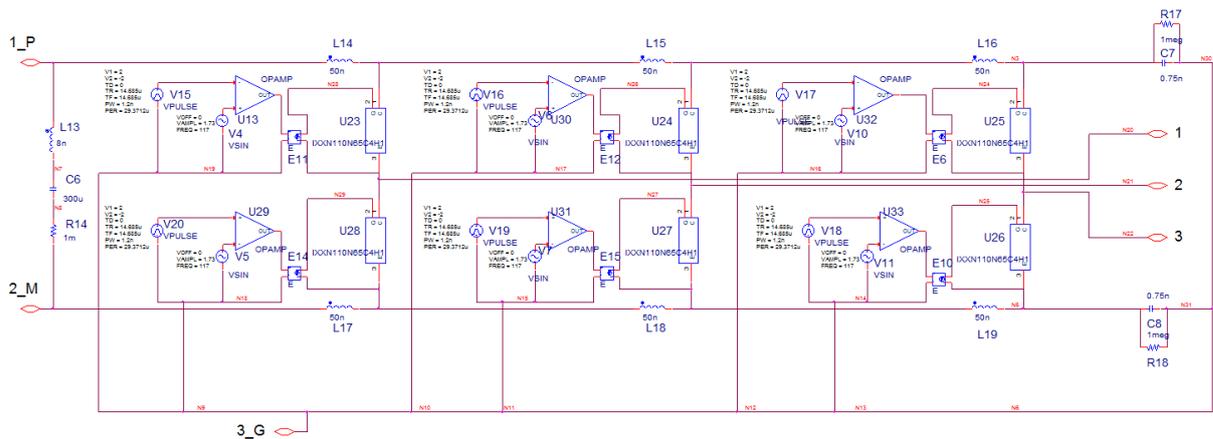


FIGURE 1.18 – Modèle SPICE d'un onduleur triphasé [5]

### Réduction des perturbations

Lorsque les émissions conduites ne respectent pas le gabarit des émissions conduites, l'équipementier a différentes solutions pour réduire les émissions conduites. Le niveau d'implémentation des solutions reprend celle de l'intégration 1.19. Certaines solutions sont usuellement implémentées par l'équipementier : loi de commande [23], routage des cartes électroniques [24], choix et placement des composants [25][26]. Les exigences CEM demandées par l'intégrateur vont influencer le design de ces solutions sans pour autant être prépondérantes quant à la masse et le volume final des convertisseurs de puissance. Au contraire, la masse et le volume du filtrage sont directement influencés par les exigences CEM sans pour autant être conçues par l'intégrateur. Enfin, il existe des solutions comme le choix du régime de neutre [27] ou d'architecture [28] qui reviennent à l'intégrateur.

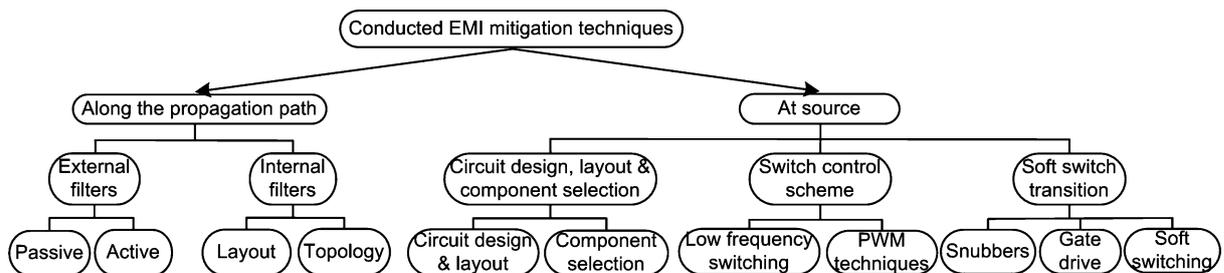


FIGURE 1.19 – Techniques principales de réduction des perturbations conduites [6]

**Filtrage** Le filtrage **passif** est un circuit électrique qui peut être placé en entrée du convertisseur. Il est composé d'inductances et capacités qui modifient le chemin emprunté par les perturbations en changeant l'impédance du circuit. L'architecture reprend la décomposition en mode différentiel et mode commun comme représenté sur la Figure 1.20.

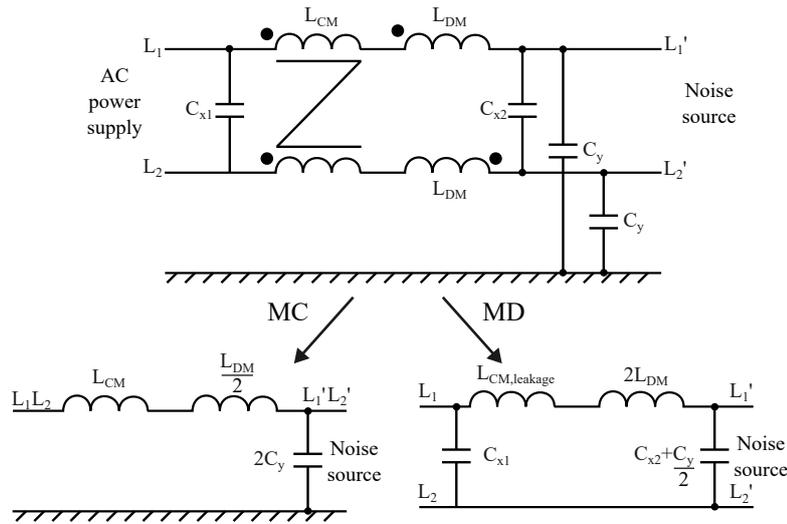


FIGURE 1.20 – Schéma équivalent de mode commun et différentiel d'un filtre [6]

Un filtre **passif** est caractérisé par son atténuation de mode différentiel et commun. Cette atténuation dépend fortement des impédances vues en entrée et sortie du filtre [29]. Généralement, l'atténuation est donnée pour trois conditions d'impédance aux bornes du filtre :  $50 \Omega - 50 \Omega$ ;  $0,1 \Omega - 100 \Omega$ ,  $100 \Omega - 0,1 \Omega$  pour le mode différentiel et mode commun. Sans connaissance de l'impédance filtrée, il est difficile de connaître l'atténuation réellement obtenue. Enfin l'atténuation théorique est dégradée par le couplage entre les composants interne au filtre et les éléments parasites des capacités et inductances. Dans [7], il est montré que ces couplages peuvent dégrader de 30 dB l'atténuation à partir du MHz.

Dans le cas de l'aéronautique, les deux principaux défauts du filtrage sont la masse et le volume. Ces deux critères sont fortement conditionnés par l'atténuation requise pour les premiers harmoniques de découpage. Afin de réduire la taille du filtrage, le filtrage **actif** a été développé. Le principe de fonctionnement repose sur la mesure de la perturbation puis de son injection en opposition de phase. Étant efficace jusqu'à quelques MHz, il est généralement associé à un filtre passif pour atténuer au-delà du MHz. On parle alors de filtre **hybride**. Il existe différentes architectures de filtre actif qui dépendent des impédances du système à filtrer [30]. Les critères d'un filtre actif sont similaires à ceux d'un système asservi : le gain, la stabilité et la bande passante. Dans la littérature, le filtrage actif a montré son efficacité pour des applications de quelques kW comme représenté sur la Figure 1.22, l'applicabilité sur des puissances supérieures reste à démontrer. Enfin, ce type de filtre devra répondre aux exigences de fiabilité requise dans le monde de l'aéronautique.

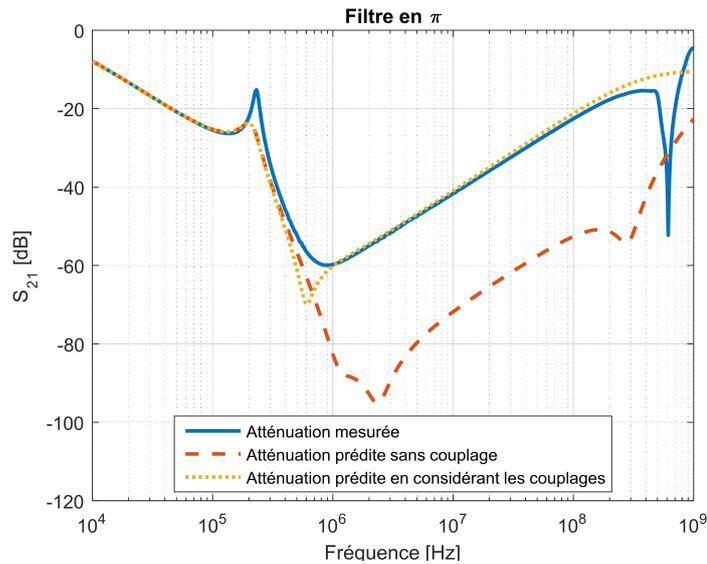
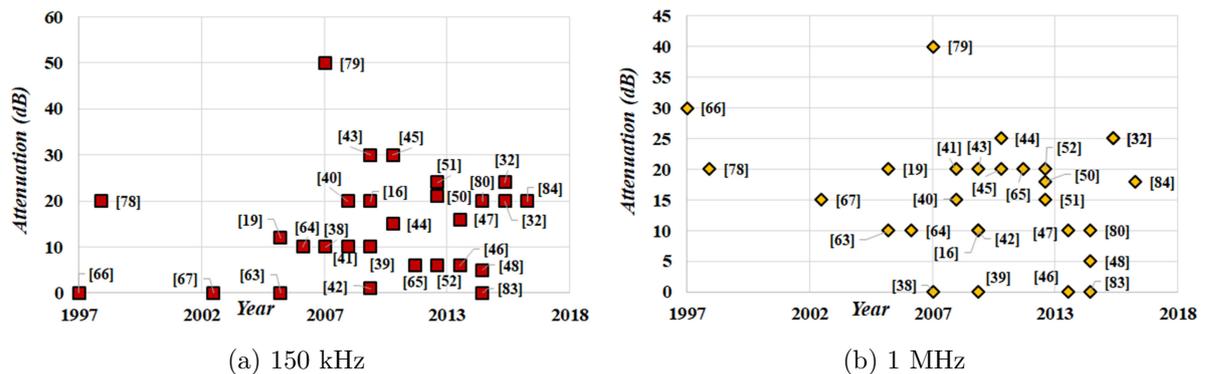
FIGURE 1.21 – Atténuation d'un filtre en  $\pi$  [7]

FIGURE 1.22 – Atténuation de mode commun obtenue par filtrage actif des onduleurs dans la littérature [8]

### 1.3.3 Systèmes sensibles

Les systèmes sensibles sont identifiés comme les systèmes de radiocommunication, radionavigation et les systèmes basses tensions (28 V) typiquement des capteurs. Actuellement, la section 20 du standard ED-14G [31] mesure la susceptibilité des systèmes sensibles lors d'un essai Bulk Current Injection (BCI). L'essai consiste à injecter un signal en bande étroite sur les interfaces du système testé. Dans le même temps, l'électronique de puissance produit un spectre large bande provenant du découpage nécessaire à son bon fonctionnement. Ainsi, l'injection d'un signal en bande étroite ne semble plus être, a priori, pertinente avec l'avènement de l'électronique de puissance dans l'aéronautique. Le caractère aggravant des signaux issus de l'électronique de puissance va être investigué afin de justifier une évolution de l'essai. Le fonctionnement des systèmes de radionavigation et des systèmes basses tensions est différent et sont donc traités différemment.

### Systèmes de radionavigation et communication

La chaîne de réception d'un système de radionavigation ou communication est généralement de type superhétérodyne. L'intermodulation et la désensibilisation sont les deux phénomènes gênants que peuvent provoquer les signaux issus de l'électronique de puissance. L'intermodulation provient de la non-linéarité de la chaîne de réception. Le signal utile peut être alors modulé par un signal situé hors de la bande de réception [32]. La désensibilisation est la saturation des étages d'amplification par des signaux hors bande ayant une amplitude importante. La conséquence est une dégradation du plancher de bruit entraînant une réduction du rapport signal sur bruit [33][34][35].

Dans la littérature, la susceptibilité des systèmes de radionavigation à des signaux larges bandes a été étudiée dans les années 2000 lors de la démocratisation des Portable Electronic Devices (PED) tels que les téléphones portables, agendas électroniques . . . Une étude [36] sur la susceptibilité des systèmes de radionavigation a été réalisée sur avions réels, avec pour objectif d'évaluer la susceptibilité des systèmes de radionavigation aux éventuels PEDs utilisant la technique de modulation Ultra Wide Band (UWB) présents en cabine. Un signal UWB est une bonne approximation des signaux pouvant être émis par l'électronique de puissance avec une bande passante de 250 MHz. Les avions testés ont été un Boeing 737-300 et un 747-400. Les dimensions de ces deux avions sont largement supérieures à ceux d'un hélicoptère. De plus, le blindage offert par la carlingue est supérieur à celui d'un hélicoptère. Néanmoins, ils étaient équipés, à l'instar des hélicoptères, d'antennes sur leurs fuselages. Cette étude a mis en évidence la susceptibilité des équipements de radionavigation de façon empirique. Le caractère large bande, la modulation et la puissance reçue sont les paramètres déterminants. Les fonctions ATC/TCAS et ILS sont les fonctions les plus sensibles.

Dans le milieu des années 2000, le projet de recherche Modèle global de la Vulnérabilité Électromagnétique des Aéronefs (MOVEA) avait pour but de développer un outil informatique permettant d'évaluer un risque d'échec associé à une mission dans un milieu électromagnétique donné. À l'époque, les perturbations provenant de l'électronique de puissance n'ont pas été étudiées. Néanmoins, ce projet peut servir de base pour la prise en compte des signaux large bande.

Le projet de recherche MECEP a déterminé de façon théorique qu'il fallait ajouter jusqu'à 22 dB au niveau trouvé en bande étroite pour retrouver le niveau de susceptibilité en large bande [37]. Très récemment [38], la susceptibilité d'un récepteur superhétérodyne à des signaux issus de l'électronique de puissance a été démontrée. Une étude théorique sur les produits d'intermodulations montre que ce type de récepteurs est sensible au bruit large bande. Les conclusions sont vérifiées expérimentalement à l'aide d'un générateur à base de transistor MOSFET. Cependant, cette étude ne constitue qu'une ébauche et mériterait d'être approfondie.

Ces études montrent la susceptibilité d'équipements radio à un signal large bande de façon empirique.

### Interfaces basse tension

Les interfaces basses tensions sont généralement composées de circuits actifs à base d'amplificateurs opérationnels. Ils sont sujets au phénomène de détection d'enveloppe. Ce phénomène

consiste à réaliser une démodulation d'amplitude d'un signal HF situé en dehors de la bande passante du circuit actif comme représenté sur la Figure 1.23. Le signal démodulé est alors traité comme un signal utile. Les conséquences sont le dysfonctionnement des circuits analogiques (mesure erronée, bruit, perte d'information) et numérique (déclenchement de portes logiques, dégradation d'une liaison de données). La détection d'enveloppe n'est pas un phénomène linéaire comme représentée sur la Figure 1.24.

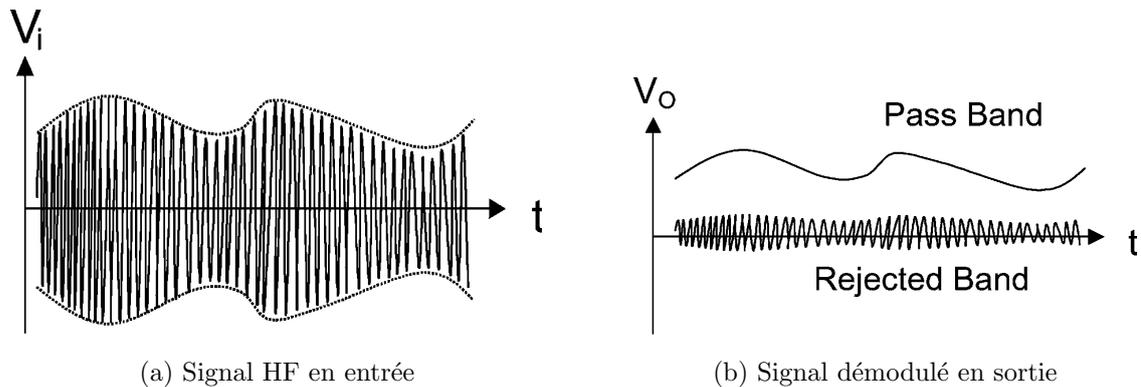


FIGURE 1.23 – Réponse d'un amplificateur opérationnel à une perturbation [9]

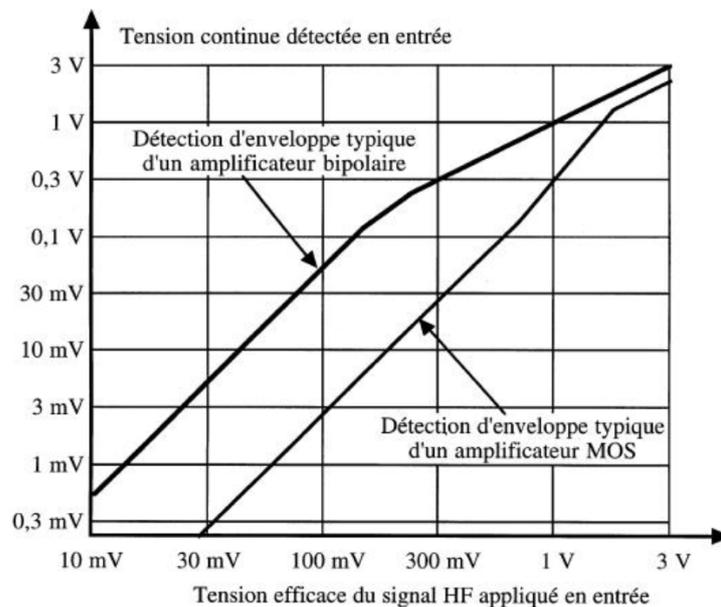


FIGURE 1.24 – Détections d'enveloppes typiques suivant deux technologies de transistor [10]

La valeur efficace d'un signal HF est calculée à l'aide de l'équation 1.5 ci-dessous :

$$V_{RMS} = \sqrt{\sum_{n=1} |V(n)|^2} \quad (1.5)$$

avec  $V_{RMS}$  la valeur efficace du spectre,  $V(n)$  harmonique de rang  $n$

Les signaux issus de l'électronique de puissance ont un large spectre. Leurs valeurs efficaces sont plus importantes que celle d'une agression en bande étroite comme testé actuellement.

La modélisation de la susceptibilité des composants actifs a donné lieu à un modèle, ICEM-CI, décrit dans la norme EN 62433-4 [39]. Sans dévoiler la propriété intellectuelle, il permet l'échange entre industriel du comportement de composant électronique à des signaux perturbateurs. Bien que prometteur, ce type de modélisation a donné lieu à peu de publications [40].

### 1.3.4 Câblage et antennes

Sur la Figure 1.25, les deux grandes catégories de couplage sont représentées : **front-door ou couplage en pied d'antenne** et **back-door**. Le couplage front-door se fait sur les ports d'accès usuels comme les antennes. Ce couplage peut être dans ou en dehors de la bande de fonctionnement. Le couplage back-door se fait via les défauts de l'équipement que peuvent être une mauvaise reprise de blindage ou équipotentialité. Il regroupe les couplages par diaphonie et par impédance commune.

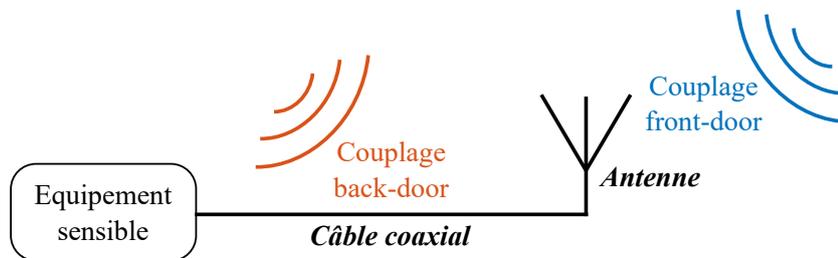


FIGURE 1.25 – Représentation du couplage front-door et back-door

### 1.3.5 Couplage en pied d'antenne

La détermination du couplage en pied d'antenne nécessite la connaissance de l'atténuation entre le système perturbateur et l'antenne à laquelle est connectée le système perturbé. Cette atténuation se décompose par l'atténuation fournie par la propagation du champ électromagnétique dans le fuselage puis à l'extérieur et par les performances de l'antenne. La détermination peut se faire par calcul ou de façon expérimentale. Enfin, l'atténuation doit être déterminée dans la bande et hors bande de fonctionnement de l'antenne.

Dans [41], l'atténuation entre la cabine passager et des antennes situées sur le fuselage est mesurée. Une antenne et un générateur étaient situés dans la cabine passager pendant qu'un analyseur de spectre mesurait la puissance reçue par différentes antennes extérieures. L'étude détermine que le chemin principal de la perturbation se fait par rayonnement. Elle donne aussi des valeurs d'atténuations entre la cabine passagère et les antennes. Les valeurs ne sont valables que pour cet avion car dépendant du placement des antennes. L'ordre de grandeur d'atténuation entre l'intérieur de la cabine passager et les antennes sur le fuselage est d'environ 50 dB. La taille réduite d'une plateforme à propulsion électrique offre un découplage inférieur à celui de l'avion utilisé dans l'étude.

Lorsque qu'un prototype de la plateforme n'est pas disponible pour faire ces mesures, l'utilisation de la simulation est alors nécessaire. La détermination de l'atténuation peut se faire à

l'aide de l'équation de Friis [42] ou avec des méthodes numériques pour plus de précision. Ces méthodes nécessitent notamment de connaître le comportement et l'emplacement de l'antenne. Le comportement de l'antenne dans sa bande de fonctionnement est généralement donné par le fournisseur à l'aide d'un diagramme de rayonnement et le gain. L'intégrateur évalue ensuite par l'expérience ou bien la simulation l'impact du fuselage sur les diagrammes de rayonnement. Les diagrammes de rayonnement hors de la bande fonctionnement ne sont pas généralement pas connus par le fournisseur. Il peut être alors déterminé par simulation numérique à l'aide d'un modèle 3D de l'antenne [43]. La précision du modèle 3D conditionne la validité des résultats en hautes fréquences. Dans le cas où un modèle 3D de l'antenne n'est pas disponible, une approche empirique a été développée à partir de mesures sur différentes antennes. Elles sont résumées dans la Table 1.1

	[43]	[44]	[45]
<b>En dessous</b> de la bande	$G = G_0 + 40 \log\left(\frac{f}{f_0}\right)$	$G = G_0 + 20 \log\left(\frac{f}{f_0}\right)$	$G = G_0 + [20; 26] \log\left(\frac{f}{f_0}\right)$
<b>Au-dessus</b> de la bande	$G = G_0 + 5 \text{ dB}$	-	$G = G_0 + [20; 35] \log\left(\frac{f}{f_0}\right)$

TABLE 1.1 – Gain empirique hors bande d'une antenne. Avec  $G_0$  le gain dans la bande de fonctionnement,  $f_0$  la fréquence de fonctionnement de l'antenne considérée

L'utilisation d'une boîte de Huygens permet d'évaluer le comportement d'une antenne à partir des mesures de champs proches E et H sur une surface englobant l'antenne. Dans cette approche, la propriété intellectuelle est préservée. Elle a montré son efficacité pour l'intégration d'une antenne sur un satellite [46] ou encore l'évaluation du champ lointain rayonné par un PCB [47]. La principale limitation de l'approche est l'hypothèse d'un faible couplage entre l'antenne et l'environnement extérieur. Ainsi, cette approche a du mal à prédire certaines résonances.

### 1.3.6 Couplage par impédance commune

Le couplage par impédance commune a lieu entre deux équipements partageant un conducteur commun qui est généralement une référence de potentiel. Sur la Figure 1.26 est représenté un cas de couplage par impédance commune entre deux équipements. Un courant perturbateur de mode commun circule entre les deux équipements et reboucle par la référence. Pour des raisons de sécurité, il existe une bonne équipotentielle en tout point de la référence pour des fréquences fonctionnelles (50 Hz ou 400 Hz). Dans le cas de fréquences non fonctionnelles, cette équipotentialité n'est plus garantie. Dans ce cas, le courant perturbateur génère une tension entre les références des deux équipements, ce qui peut perturber une liaison de données sensibles ayant une mauvaise réjection de mode commun. Une façon de réduire ce couplage est de limiter l'inductance et la résistance linéique du réseau de masse.

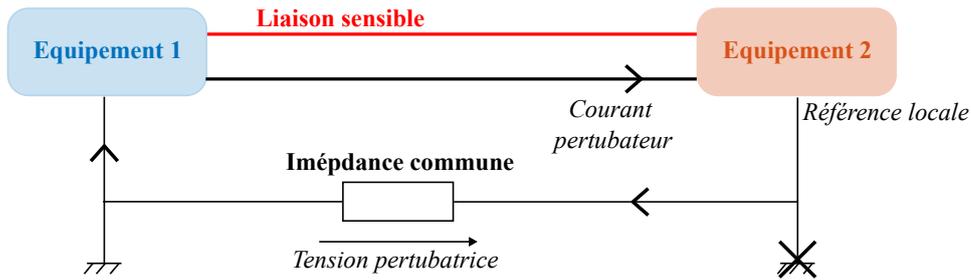


FIGURE 1.26 – Schéma représentant le couple par impédance commune

### 1.3.7 Diaphonie

La diaphonie est un couplage en champ proche entre deux conducteurs via un champ électrique, dite **diaphonie capacitive**, ou magnétique, dite **diaphonie inductive**. Ce couplage a lieu entre différents conducteurs. Le type de diaphonie dépend des impédances en bouts de ligne. Si les impédances sont hautes par rapport à l'impédance caractéristique de ligne, la diaphonie capacitive est majoritaire et inversement. Sur la Figure 1.27, les deux types de diaphonie sont représentées dans le cas où il y a deux conducteurs. On définit les inductances,  $L_{11}$  et  $L_{22}$ , et capacités,  $C_{11}$  et  $C_{22}$  par rapport au plan de référence. Le couplage entre les deux conducteurs se fait via les inductances  $L_{12}$  et capacités  $C_{12}$  mutuelles. Les valeurs prises par ces inductances et capacités dépendent de l'agencement des câbles et de la composition des câbles [48].

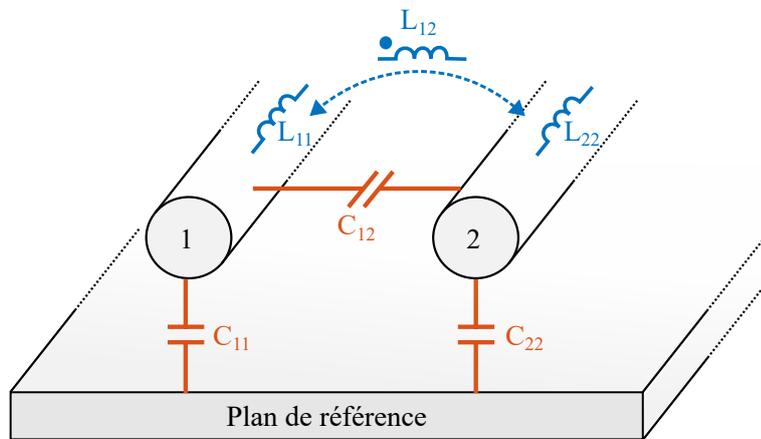


FIGURE 1.27 – Schéma représentant le couplage par diaphonie capacitive et inductive entre deux conducteurs au-dessus d'un plan de référence

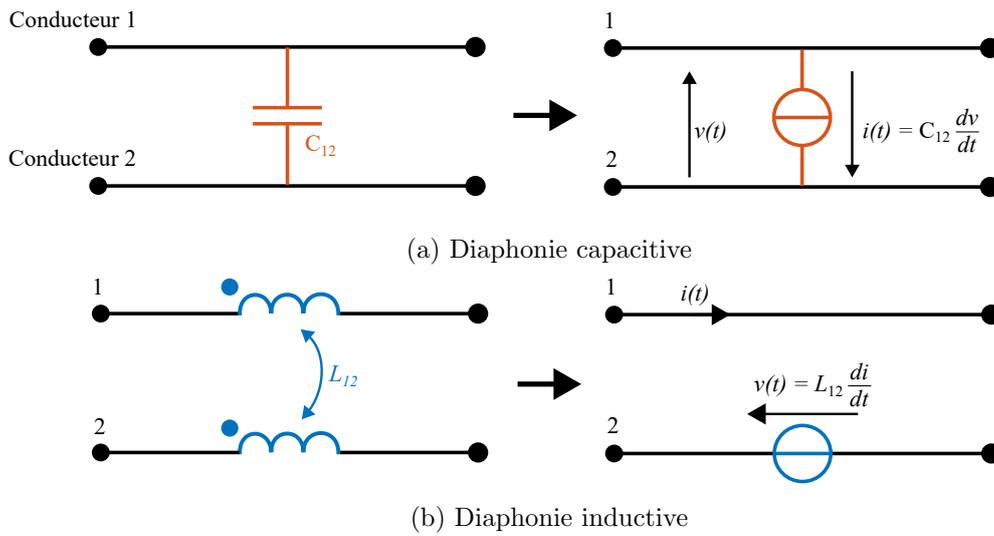


FIGURE 1.28 – Schéma électrique équivalent suivant le type de diaphonie

Sur la Figure 1.28, le schéma équivalent de chaque type de diaphonie est représenté. La diaphonie capacitive se comporte comme une source de courant entre les conducteurs 1 et 2. De manière duale, la diaphonie inductive se comporte comme une source de tension en série sur le conducteur « victime ». Cette source de tension est proportionnelle au courant circulant dans le conducteur « coupable ». En faisant l'hypothèse d'une ligne sans pertes et électriquement courte [49], il est possible de calculer les tensions et courant dans les conducteurs.

Dans le cas où la ligne ne peut pas être considérée comme électriquement courte, il faut prendre en compte les effets de propagation le long de la ligne. La ligne est alors découpée en tronçons élémentaires comme représenté sur la Figure 1.29. Dans ce cas, il est nécessaire de résoudre le système d'équations différentielles suivant :

$$\begin{cases} \frac{dv(z)}{dz} \approx -j\omega Li(z) \\ \frac{di(z)}{dz} \approx -j\omega Cv(z) \end{cases} \quad (1.6)$$

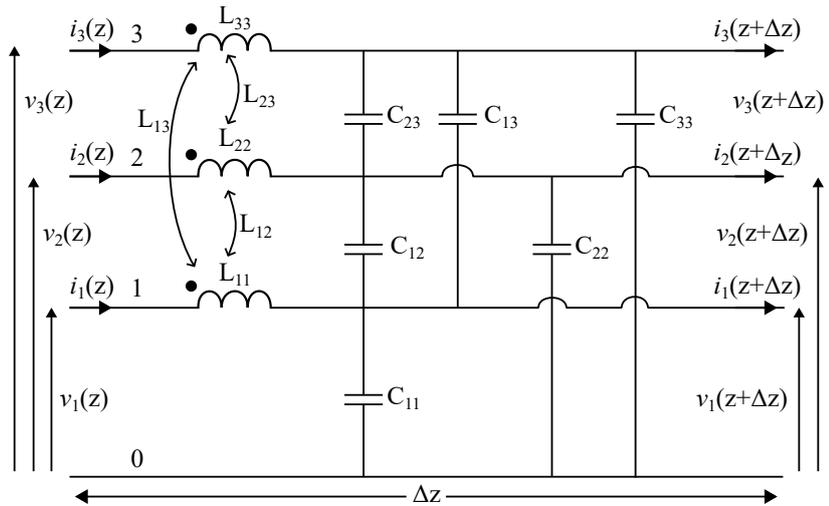


FIGURE 1.29 – Tronçon élémentaire d’une ligne de transmission dans le cas à 3 conducteurs

La solution de ce système a été généralisée pour un nombre  $n$  de conducteurs dans [50]. Bien que la solution soit valable, l’expression analytique finale n’est guère exploitable du fait de sa lourdeur. Il est possible d’utiliser des méthodes de résolution numérique qui sont implémentées dans des logiciels de simulation. Il est alors possible de traiter des cas plus complexes. Dans le cadre de cette thèse le logiciel ASERIS-NET est utilisé.

Le logiciel ASERIS-NET permet la modélisation d’une ligne de transmission. L’utilisateur, via une interface graphique, vient renseigner l’emplacement et les caractéristiques des conducteurs (isolant, pertes, blindage ...). Le logiciel calcule les matrices inductance  $L$  et capacité  $C$ . Ensuite, les impédances et sources, de tension ou de courant, en bouts de ligne sont renseignées dans un fichier NET de type SPICE. Enfin, les courants et tensions sont calculés. Ce logiciel est utilisé en interne chez Airbus et a été éprouvé d’un point de vue industriel. Il permet aussi de prendre en compte le couplage par impédance commune.

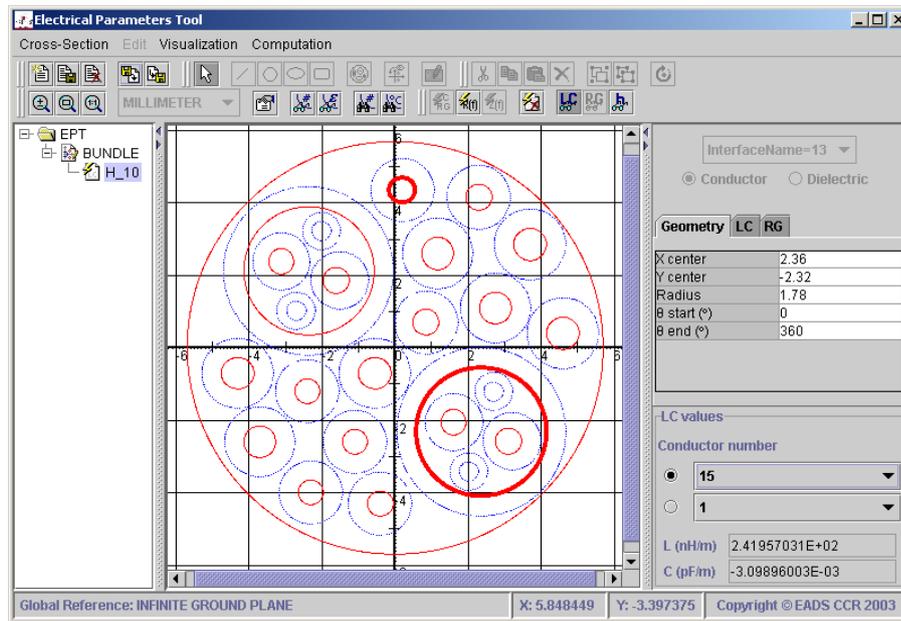


FIGURE 1.30 – Logiciel ASERIS-NET

### Spécificité due à la forte puissance

L'intégration de convertisseurs de forte puissance entraîne une évolution du câblage. L'alimentation flottante des convertisseurs de puissance empêche l'utilisation du châssis comme conducteur retour. Les courants importants impliquent une section de câbles importante. De plus, l'utilisation de tensions importantes favorise le phénomène de décharges partielles qui détériorent l'isolant des câbles et augmente à terme le risque de court-circuit. Cette problématique s'ajoute à celle du frottement des câbles dû aux vibrations. Ainsi, la ségrégation des deux pôles + et - des conducteurs de puissance est nécessaire. Pour toutes ces raisons, la configuration favorable de paire torsadée n'est pas applicable aux câbles de haute tension.

Sur la Figure 1.31, les champs magnétiques  $H_1$  et  $H_2$  générés par un courant de mode différentiel ou commun sont représentés. Dans le cas de la diaphonie inductive, la tension générée dans la ligne victime dépend du flux magnétique à travers la surface  $S$ . Cette surface est définie entre le conducteur victime et le plan de référence. Dans le cas d'un courant de mode commun, les champs magnétiques  $H_1$  et  $H_2$  s'ajoutent. Dans le cas d'un courant de mode différentiel, les champs magnétiques s'opposent et tendent à s'annuler. Si les câbles de puissance étaient physiquement au même endroit, il n'y aurait aucun couplage sur le conducteur victime. Les spécificités de la forte puissance obligent de séparer les conducteurs de puissance. Ainsi, le couplage dû au courant de mode différentiel peut ne plus être négligeable, d'autant plus que le courant de mode différentiel est prépondérant dans les premiers harmoniques de découpage.

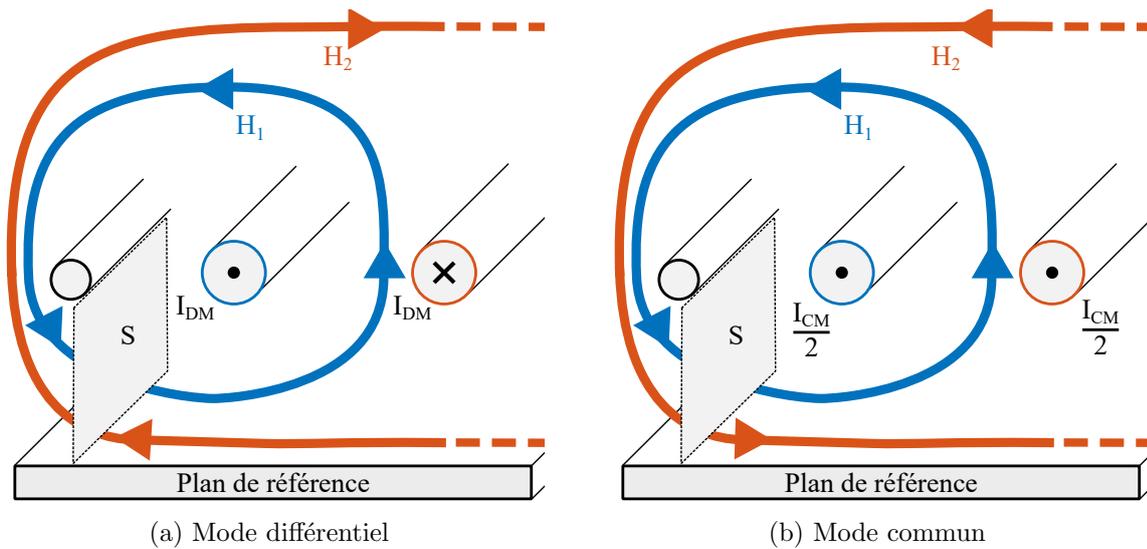


FIGURE 1.31 – Représentation de la diaphonie inductive suivant le mode du courant circulant de la route de P

### Détermination d'un pire cas raisonnable

La composition et l'emplacement finaux des torons ne sont pas connus lors de la phase de spécification. La diaphonie est sensible à la composition du toron ou aux charges en bouts de ligne [51][52]. Il est néanmoins nécessaire d'avoir une estimation du couplage entre deux routes afin de pouvoir spécifier les gabarits d'émissions conduites et de susceptibilités. Usuellement, une approche pire cas permet de pallier ce manque d'information. Néanmoins, ce type d'approche peut être trop pénalisant s'il prend en compte des cas qui n'arrivent que rarement. Une approche statistique permet d'écartier ces rares cas en calculant un grand nombre de cas. La méthode généralement utilisée est la méthode de Monte Carlo. Cette méthode est gourmande en temps et puissance de calcul mais son implémentation est simple. Il est possible de réduire le nombre de simulations en utilisant l'interpolation et un choix opportun des cas simulés. Dans [53][54], l'utilisation de méthodes d'interpolation permet de réduire le nombre de simulations nécessaires tout en gardant une bonne précision par rapport à la méthode de Monte Carlo. Pour des agencements de câbles simples, l'approche analytique reste possible. Dans [11], un pire cas raisonnable couvrant 99% des cas est déterminé de façon analytique. L'approche utilisée permet d'avoir une précision de 5 dB sur le pire cas déterminé avec la méthode de Monte Carlo.

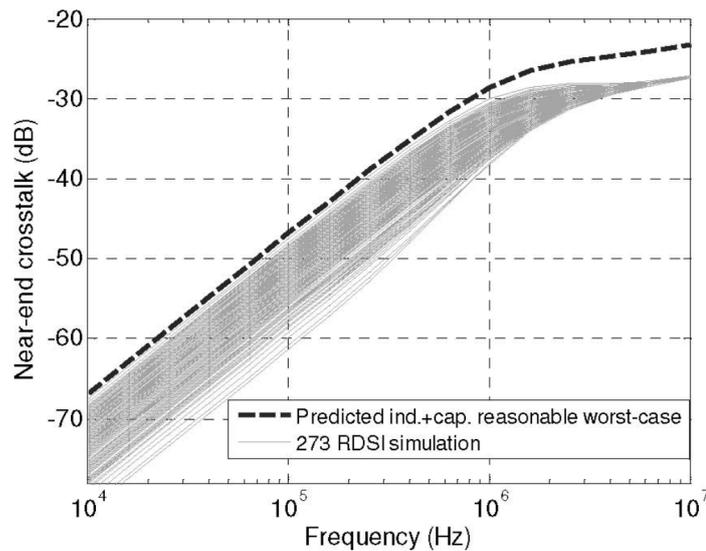


FIGURE 1.32 – Exemple d'un pire cas raisonnable [11]

## 1.4 Objectifs et méthode proposée

Lors du processus de développement d'une nouvelle plateforme, l'intégrateur a besoin de spécifier les performances CEM des différents systèmes embarqués et de définir des règles d'installation adaptées à ces objectifs de performances. Dans le contexte de la propulsion électrique des aéronefs à voilures tournantes, une nouvelle méthodologie d'intégration doit être développée afin de s'adapter aux spécificités de ces nouvelles plateformes (puissance et tension embarquées importantes, missions différentes ...). En effet, il existe des opportunités de relaxation des gabarits d'émissions conduites lorsque le couplage front-door n'est plus le couplage prépondérant. De plus, la haute tension et les forts courants contraignent l'installation des câbles et modifient les caractéristiques des émissions conduites. Ainsi, le développement d'outils permettant de définir de nouveaux gabarits et règles d'installation sont nécessaires.

### 1.4.1 Objectifs

La nouvelle méthodologie devra répondre aux objectifs industriels suivants :

- ❑ Limiter la masse, le volume et le coût des étages de filtrage des convertisseurs et des protections électromagnétiques à implémenter au niveau de l'hélicoptère ou d'un eVTOL
- ❑ Minimiser le risque associé aux potentielles perturbations électromagnétiques qui pourraient être rencontrées tardivement dans le cycle de développement pouvant entraîner des modifications et potentiellement des retards de livraison dans le cadre d'un contrat

Ces objectifs sont atteignables par :

- ❑ la maîtrise des marges CEM et l'évolution des spécifications Airbus Helicopters et des normes CEM (DO160/ED14) qui permettraient de relâcher certaines contraintes tout en minimisant le risque de non-conformité en fin de développement industriel.

- ❑ La définition de règles de design et d'installation optimales associées à la chaîne de propulsion électrique
- ❑ L'usage de la modélisation en phase de développement par l'intégrateur et les équipementiers pour permettre l'échange de données
- ❑ Une allocation optimale de l'effort de protection électromagnétique : répartition des contraintes CEM sur l'ensemble des constituants (sources, blindages, filtrages, victimes, gamme de fréquence distincte pour chacune des contre-mesures ...)

### 1.4.2 Orientation des travaux

Cette thèse s'inscrit dans la suite du projet de recherche Maîtrise des Émissions Conduites des Électroniques de Puissance (MECEP) qui s'est clôturé en 2020. Ce projet s'intéressait à l'étude des marges et des écarts sur les niveaux des émissions conduites afin d'améliorer leurs maîtrises lors de la définition des architectures système et lors de la conception des équipements de puissance embarqués. Il visait aussi à modéliser et filtrer les émissions conduites de convertisseurs sur une large gamme de puissances (quelques dizaines de watt à plusieurs dizaines de kilowatt).

Les objectifs généraux du projet MECEP ont été les suivants :

- ❑ l'évolution du gabarit de la norme historique utilisée pour limiter les émissions conduites
- ❑ l'estimation des facteurs les plus contraignants dans les spécifications électriques et CEM d'un équipement vis-à-vis du dimensionnement des filtres et l'acquisition d'une estimation de la relation performance / masse induite par les filtrages.
- ❑ l'établissement des conditions de qualification d'un équipement afin que les résultats produits soient proches des émissions réellement observées une fois installé sur un aéronef.
- ❑ l'établissement des règles d'installation des systèmes haute tension dans l'aéronef et les mesures protectrices de leur environnement
- ❑ le développement et la validation des meilleures stratégies de limitation des émissions conduites et rayonnées d'un équipement de puissance en fonction de la nature des technologies de puissance utilisées

Ce projet a débouché sur plusieurs conclusions et perspectives :

- ❑ pour des plateformes conventionnelles, le gabarit d'émissions conduites peut être relaxé de 20 dB entre 150 kHz et 2 MHz
- ❑ l'absence de système de radio communication HF et le couplage principalement par diaphonie pour le système de radionavigation ADF permettent une relaxation comprise entre 30 dB et 83 dB jusqu'à 30 MHz.
- ❑ l'établissement de lois d'évolution du filtrage en kg/dB mais qui dépendent du système filtré. Il est proposé de faire des lois d'évolution en kg/Hz,  $\text{kg}/\frac{dv}{dt}$ ,  $\text{kg}/\frac{di}{dt}$  ou encore regarder l'impact du routage du circuit imprimé.

- ❑ l'utilisation de la modélisation boîte noire terminale a montré des résultats encourageants sur des situations de filtrage. Il reste néanmoins à faire progresser ce modèle (prise en compte du mode différentiel, couplage de mode, impact de la charge et du point de fonctionnement ...), le valider dans de nombreux cas d'application réels
- ❑ l'utilisation de RSILs pour lors des essais de qualification est un pire cas raisonnable pour les systèmes de moyenne puissance
- ❑ Les transistors à grand gap (SiC ou GaN) permettent l'utilisation de fréquences de commutation plus grandes et de réduire, a priori, le volume et la masse du filtrage nécessaire. Néanmoins, il a été montré que ce gain de filtrage n'est pas évident si l'effort d'atténuation n'est pas constante

Cette thèse propose d'approfondir certains aspects du projet MECEP. On se place dans le cas où un intégrateur, comme Airbus Helicopters développe une nouvelle plateforme à propulsion électrique et à voilures tournantes. L'objectif est de développer une méthodologie d'intégration dans le cas de la propulsion électrique. Une méthodologie basée sur l'utilisation de modèles divers est séduisante [55]. Néanmoins, les incertitudes attachées aux modèles, le manque d'information, la nécessité d'avoir un prototype ne permettent d'utiliser ce type d'approche. Il ne s'agit donc pas de développer de nouveaux modèles d'onduleur, de susceptibilité ou de diaphonie. La méthodologie repose sur une approche pire cas et l'utilisation d'outils permettant de relâcher les contraintes d'intégration si nécessaire. Sur la Figure 1.33, les apports de la thèse sont représentés dans les encadrés en vert.

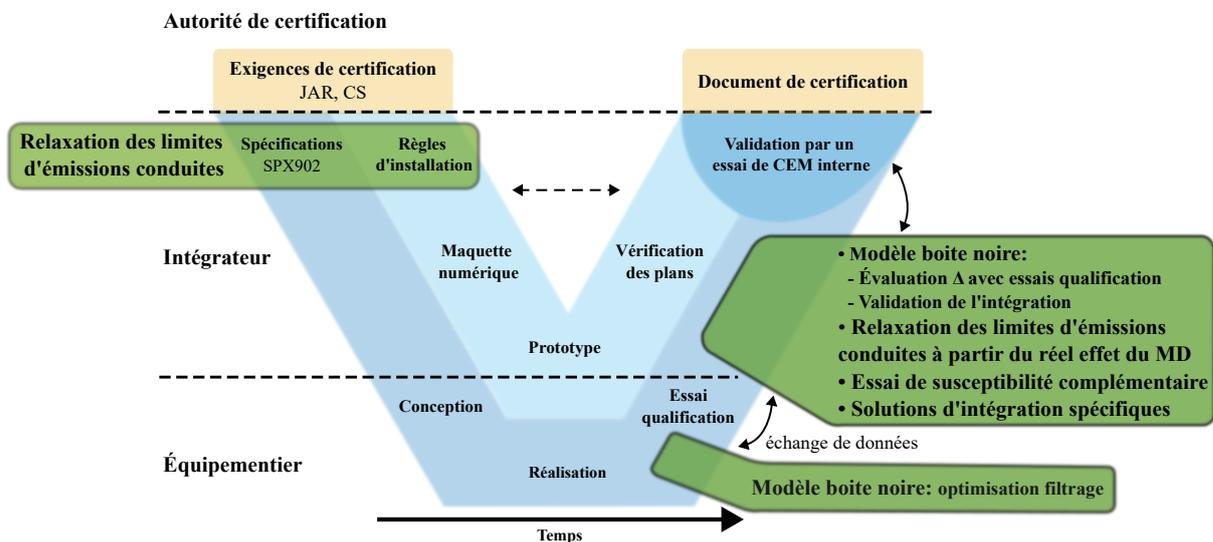


FIGURE 1.33 – Cycle en V avec les apports de la thèse en vert

Dans un premier temps, une nouvelle spécification est à développer pour prendre en compte les évolutions apportées par la propulsion électrique. Ainsi, le standard interne SPX902 issue G et les règles d'installation (équipement, câblages) sont à faire évoluer. Enfin, une boîte à outils est développée pour justifier les déviations nécessaires à la gestion des non-conformités.

Les apports de la présente thèse sont les suivants :

- lors de la **spécification** des performances CEM des systèmes embarqués et de leurs **règles** d'installation en se focalisant sur :
  - Relaxation de la limite des émissions conduites
  - Définition d'une nouvelle règle d'installation des câbles
- lors de la gestion des **non-conformités**
  - Relaxation de la limite des émissions conduites supplémentaire
  - Validation du modèle boîte noire pour l'évaluation de delta entre l'installation finale et les conditions d'essais de qualification
  - Abaque permettant d'adapter rapidement l'installation du câblage (ségrégation, blindage, goulotte ...)
  - Évaluation du lien entre la masse du filtre DC et la relaxation de la limite d'émissions conduites

La suite de ce manuscrit est divisé en deux chapitres. Le chapitre suivant présente les outils développés utilisés dans la méthodologie d'intégration développée dans la seconde partie. Le modèle boîte terminal couplé au logiciel ASERIS-NET est validé pour des cas d'utilisations réalistes. La prépondérance du mode commun et de mode différentiel dans les émissions conduites et le couplage est étudié dans un contexte d'installation de routes HV où la contribution du mode différentiel est potentiellement accrue. Enfin, le potentiel de relaxation dû à la prise en compte du réel effet du mode différentiel est déterminé. Dans le dernier chapitre, une méthodologie d'intégration est développée en reprenant le cycle en V. À partir d'une spécification donnée, la méthodologie privilégie dans un premier temps des actions ne nécessitant pas de modification physique.

## Présentation des modèles et outils utilisés

Ce chapitre présente les outils et concepts utilisés dans le Chapitre 3. Dans un premier temps, la validation du modèle boîte noire couplé au logiciel de simulation ASERIS-NET est effectuée pour différentes configurations d'installation. Il est ainsi possible d'évaluer les perturbations couplées sur une ligne victime suivant l'installation finale d'une chaîne de propulsion électrique (filtrage, ségrégation, impédance de réseau ...). Ensuite, la prépondérance des modes d'émissions et de couplage est étudiée afin d'évaluer la pertinence de considérer différemment au sein des normes les émissions de mode différentiel et de mode commun. Enfin, le potentiel de relaxation de la limite des émissions conduites du standard ED-14G/DO-160G est évalué en fonction de la prédominance d'un mode dans le couplage et les émissions conduites.

### Sommaire

---

<b>2.1</b>	<b>Validation du modèle boîte noire</b>	<b>36</b>
2.1.1	Présentation du banc d'essais	37
2.1.2	Extraction du modèle boîte noire	38
2.1.3	Validation de la chaîne de modélisation	39
2.1.4	Robustesse de la chaîne de modélisation : ajout d'un filtre	42
2.1.5	Robustesse de la chaîne de modélisation : modification de la source d'alimentation	45
<b>2.2</b>	<b>Prépondérance d'un mode dans les émissions conduites</b>	<b>50</b>
2.2.1	Influence de l'impédance du réseau	50
2.2.2	Influence de la tension d'alimentation	51
2.2.3	Influence du courant d'alimentation	52
2.2.4	Influence de la puissance	53
<b>2.3</b>	<b>Prépondérance d'un mode dans la diaphonie</b>	<b>54</b>
2.3.1	Détermination d'un pire cas	54
2.3.2	Prépondérance d'un mode suivant l'agencement géométrique	58
<b>2.4</b>	<b>Potentiel de relaxation dû au mode différentiel</b>	<b>62</b>
2.4.1	Approche	62
2.4.2	Résultats	63

---

## 2.1 Validation du modèle boîte noire associé au logiciel ASERIS-NET

Le modèle boîte noire est utilisé ici pour corriger les mesures issues d'essais de qualification afin de refléter l'installation finale du convertisseur de puissance (filtrage, ségrégation, impédance de réseau ...). L'utilisation d'ASERIS-NET permet de prendre en compte l'effet du câblage et les couplages entre câbles. Le processus de simulation avec ASERIS-NET est représenté sur la Figure 2.1. Le modèle boîte noire de l'onduleur et de sa charge est couplé au logiciel ASERIS-NET. Il est possible de modifier les conditions d'installation comme l'ajout de filtrage, le câblage ou la source d'alimentation. Dans cette partie, le caractère prédictif du modèle boîte noire associé aux simulations réalisées avec ASERIS-NET est validé pour différentes conditions d'installation en comparant les résultats de simulation avec des mesures.

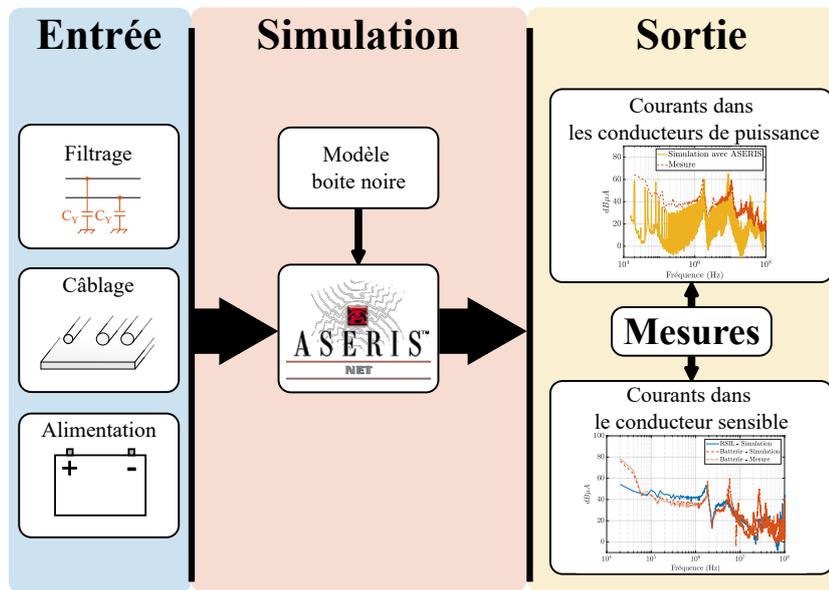


FIGURE 2.1 – Processus de simulation avec ASERIS-NET

La validation s'effectue en trois étapes :

1. Extraction du modèle boîte noire pour un point de fonctionnement en mesurant les impédances et courants de la chaîne de propulsion
2. Ajout de 3 mètres de câbles comprenant une route haute tension et une route basse tension. Les courants mesurés et simulés sont comparés. Cette étape permet de valider la chaîne de modélisation, de simulation et de mesure.
3. Les conditions d'installation de la chaîne de propulsion sont modifiées afin de vérifier la capacité prédictive du modèle boîte noire. Ces conditions sont modifiées en rajoutant du filtrage ou en changeant la source d'alimentation.

### 2.1.1 Présentation du banc d'essais

La validation est effectuée sur un banc d'essais présent au laboratoire Ampère. Ce banc est certes d'une puissance modeste (5 kW) comparée aux puissances visées (100 kW). Néanmoins, la tension maximale d'alimentation et la technologie SiC des modules puissance lui permettent de rester représentatif pour la validation d'une méthodologie de modélisation d'une chaîne de puissance. Le banc d'essai est composé d'une alimentation de laboratoire, deux RSILs, un support de câbles, un onduleur triphasé, une charge triphasée RL (simulant le comportement d'un moteur électrique) et d'un plan de référence en cuivre. Le banc est représenté sur les Figures 2.2 et 2.3. L'onduleur est composé de trois cellules de commutation à base de transistors MOSFET SiC. La commande à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) de l'onduleur est générée avec MATLAB Simulink et une carte de commande dSPACE. La charge RL comprend trois résistances variables et trois bobines à air de  $150 \mu H$  chacune. Les câbles d'alimentation, entre l'onduleur et les RSILs, sont positionnés précisément à l'aide d'un support en Plexiglas<sup>®</sup> d'une longueur de 3 mètres. En parallèle, un câble jouant le rôle de victime est aussi positionné à l'aide du support. Il est court-circuité à la masse de cuivre de chaque côté et se comporte comme le blindage d'une paire bifilaire blindée. Les courants de mode commun  $I_{MC}$  et de mode différentiel  $I_{MD}$  sont mesurés à l'aide de pinces de courant Pearson 6595 reliées à un oscilloscope (LeCroy WaveRunner HRO 64 Zi, 400 MHz, 12bit, 2 Gsamples/s). Le courant de la ligne victime est mesuré à l'aide d'une pince de courant Tektronix TCP 312 et son module d'amplification TCP A300.

Sur ce banc d'essai, il est possible de modifier la ségrégation et la hauteur des câbles, l'impédance du réseau, le point de fonctionnement ou encore rajouter des éléments de filtrage.

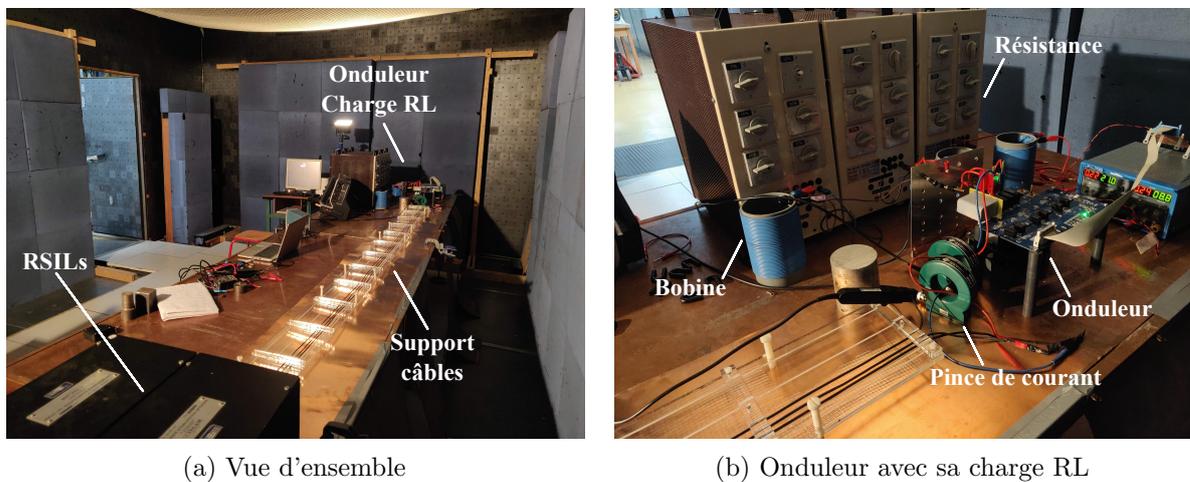


FIGURE 2.2 – Photos du banc d'essais

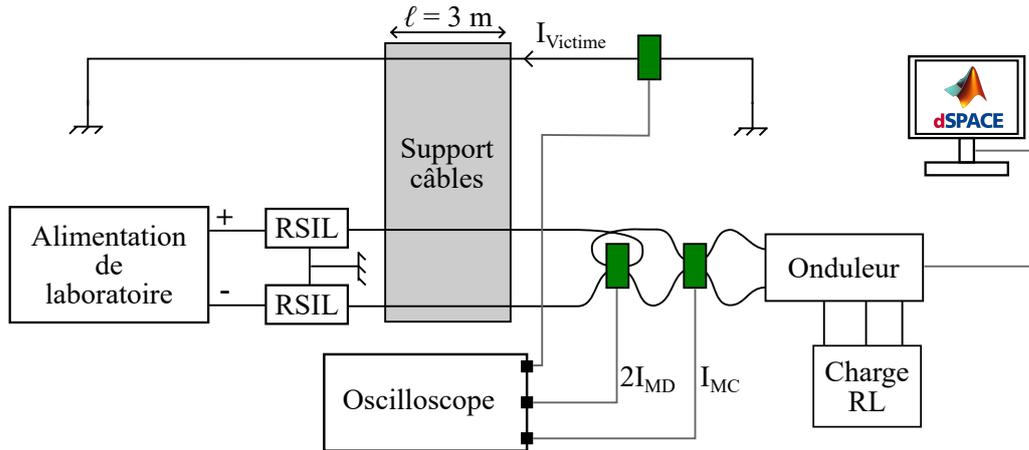


FIGURE 2.3 – Schéma du banc d'essais utilisé

### 2.1.2 Extraction du modèle boîte noire

La modélisation choisie est de type boîte noire terminal. L'onduleur est supposé symétrique par conception. Cette hypothèse a été vérifiée dans [21]. Le modèle boîte noire peut être alors simplifié en le rendant symétrique. L'extraction du modèle boîte noire s'effectue à partir des mesures de courants de mode commun et de mode différentiel et des impédances du système dans un environnement connu.

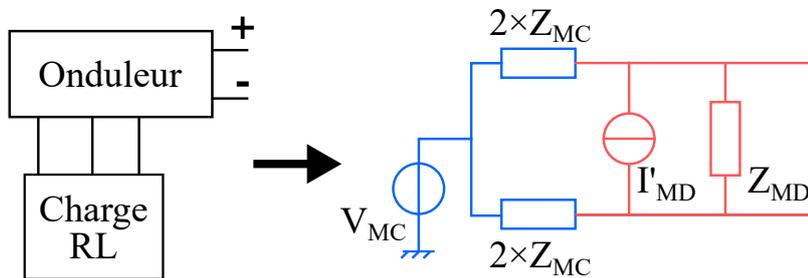


FIGURE 2.4 – Schéma électrique équivalent du modèle boîte noire de l'onduleur, terminé par la charge RL, vu du réseau

L'amplitude et la phase des sources du modèle boîte noire  $V_{MC}$  et  $I'_{MD}$  sont calculées à l'aide des équations 2.1 et 2.2.

$$I'_{MD} = I_{MD} \left( \frac{Z_{RSIL}}{4Z_{MC}} + \frac{Z_{RSIL}}{Z_{MD}} + \frac{1}{2} \right) \quad (2.1)$$

$$V_{MC} = I_{MC} \frac{Z_{RSIL} + 2Z_{MC}}{2} \quad (2.2)$$

Où  $I_{MC}$  et  $I_{MD}$  sont respectivement les courants de mode commun et de mode différentiel circulant dans les conducteurs de puissance. Où  $Z_{MC}$ ,  $Z_{MD}$  sont respectivement l'impédance de mode commun et de mode différentiel de l'entrée DC de l'onduleur. Où  $Z_{RSIL}$  est l'impédance d'un RSIL.

Pour les mesures de courants et d'impédances, la longueur des câbles d'alimentation entre les RSILs et l'onduleur est réduite au maximum et le support de câbles est retiré. Le spectre des sources  $V_{MC}$  et  $I'_{MD}$  calculées, pour le point de fonctionnement 250 V et 2,43 A, sont représentées sur la Figure 2.5a. Les grandeurs électriques du point de fonctionnement sont définies au niveau du bus DC. Pour les deux sources, on observe la fréquence de découpage de 20 kHz et ses harmoniques. Sur la Figure 2.5b, les impédances mesurées lors de l'extraction sont tracées en fonction de la fréquence. L'impédance de mode différentiel de l'onduleur est principalement composée de la capacité d'entrée. L'impédance de mode commun  $Z_{MC}$  représente la capacité parasite entre l'onduleur et le plan de référence. Enfin, l'impédance  $Z_{RSIL}$  présente une allure usuelle.

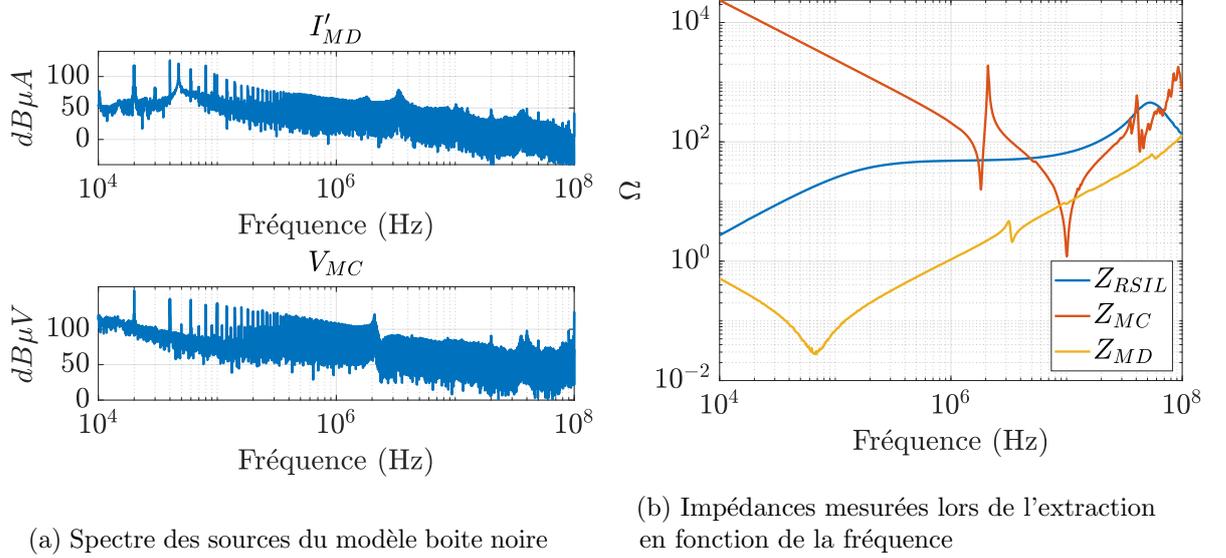


FIGURE 2.5 – Sources et impédances du modèle boîte noire de l'onduleur au point de fonctionnement 250 V et 2.43 A

### 2.1.3 Validation de la chaîne de modélisation

L'objectif est de vérifier le caractère prédictif de la chaîne de modélisation composée du modèle boîte noire et d'ASERIS-NET. Pour le vérifier, 3 mètres de câbles sont rajoutés entre les RSILs et l'onduleur. Ces câbles forment une route haute tension et une route basse tension comme représenté sur la Figure 2.6. Des distances ségrégations sont définies. La distance  $x_{12}$  représente la distance de ségrégation entre les conducteurs 1 et 2. Il s'agit aussi de la distance de ségrégation entre les routes HV et LV. La distance  $x_{23}$  est la distance de ségrégation entre les conducteurs 2 et 3. Elle est aussi la distance de ségrégation entre les conducteurs de la route HV. Tous les conducteurs sont à une hauteur  $z$  du plan de référence. Les conducteurs 1, 2, 3 ont respectivement un rayon de valeur  $r_1, r_2, r_3$ . Enfin, les conducteurs ont une longueur  $\ell$ . À l'aide de la chaîne de modélisation, les courants, circulant dans les routes de puissance et sensible, sont calculés puis comparés aux mesures. Les précautions d'emploi lors du calcul des courants sont détaillées dans l'Annexe A

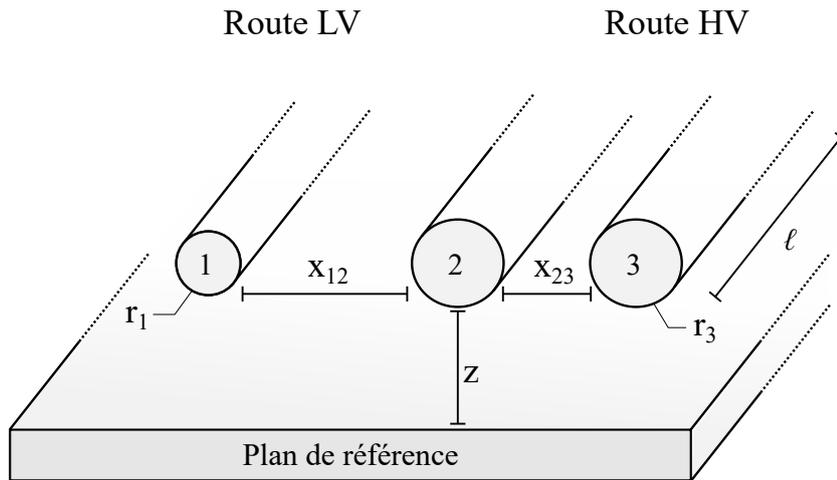
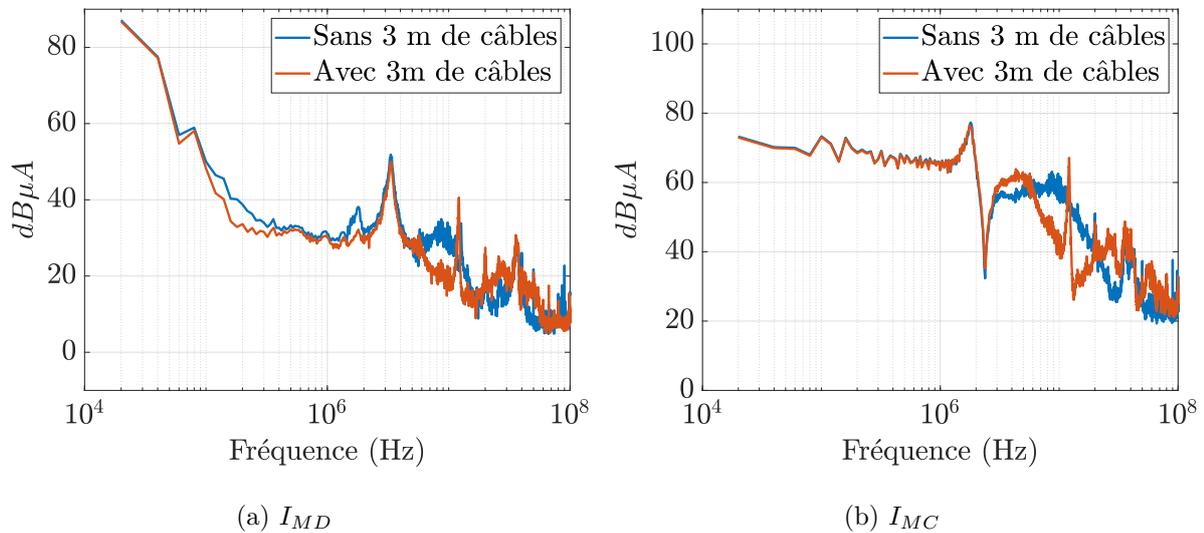


FIGURE 2.6 – Schéma de l'agencement géométrique des câbles

L'impact des 3 mètres de câbles sur les courants mesurés de mode différentiel  $I_{MD}$  et de mode commun  $I_{MC}$  est évalué sur la Figure 2.7. L'impact est négligeable en dessous du MHz et d'une dizaine de dB au dessus. Enfin, l'ajout de câbles entraîne une diminution des émissions conduites sauf à 12,1 MHz où il existe une résonance. Cette résonance est présente en mode différentiel même en l'absence des 3 mètres de câbles.

FIGURE 2.7 – Impact des 3 mètres de câbles sur les courants mesurés de mode différentiel  $I_{MD}$  et de mode commun  $I_{MC}$ 

Sur la Figure 2.8, une comparaison entre les courants, mesurés et calculés, de mode différentiel  $I_{MD}$  et de mode commun  $I_{MC}$  est faite entre 10 kHz et 100 MHz. Les courants sont calculés à partir du modèle boîte noire précédemment extrait et de la prise en compte du câblage avec ASERIS-NET. On observe une bonne prédiction jusqu'à une dizaine de MHz ce qui est une limite connue de la modélisation de type boîte noire. Les écarts s'expliquent par la prépondérance des

capacités et inductances parasites à ces fréquences. Cette limitation devra être considérée lors de l'introduction de filtrage ou le changement de la source d'alimentation.

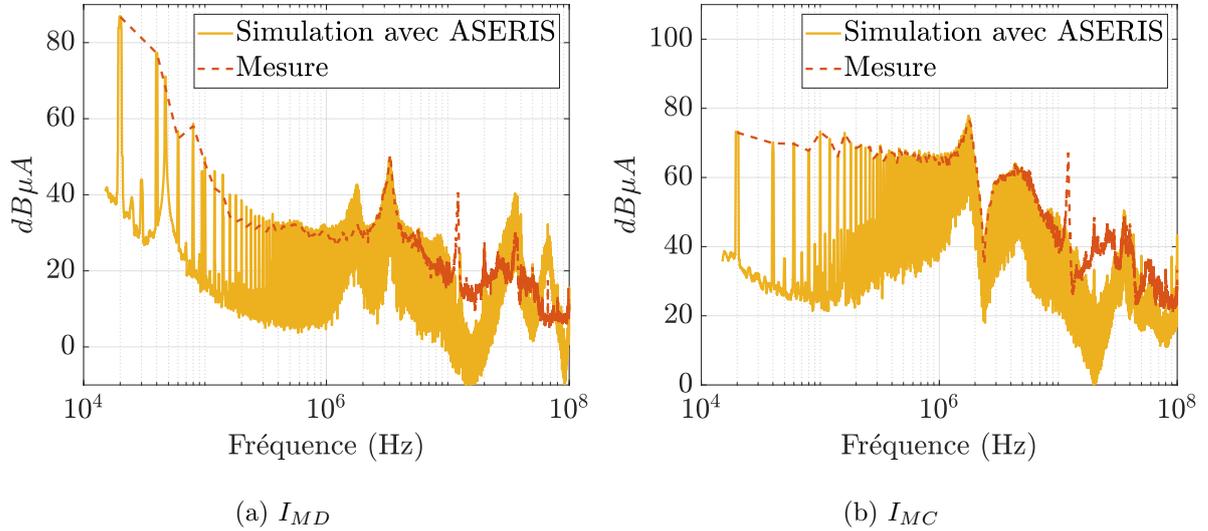


FIGURE 2.8 – Comparaison entre les spectres des courants simulés et calculés de mode différentiel  $I_{MD}$  et de mode commun  $I_{MC}$

Les courants de mode différentiel  $I_{MD}$  et mode commun  $I_{MC}$  induisent un courant dans le conducteur 1, dit victime, de la route basse tension (Figure 2.6). Les extrémités du conducteur 1 sont directement connectées au plan de référence. Dans ces conditions, seule la diaphonie inductive est présente. Pour un même agencement de câbles, le courant  $I_{victime}$  est calculé et comparé à la mesure sur la Figure 2.9. Les valeurs de l'agencement géométrique ( $x_{12} = a$ ,  $x_{23} = b$ ,  $z = 2c$ ) sont paramétriques pour des raisons de confidentialité. Il existe un écart maximal de 5 dB entre la simulation et la mesure jusqu'à une dizaine de MHz. Ensuite les écarts augmentent légèrement dû aux limitations du modèle boîte noire. Néanmoins, les écarts restent acceptables même jusqu'à 100 MHz.

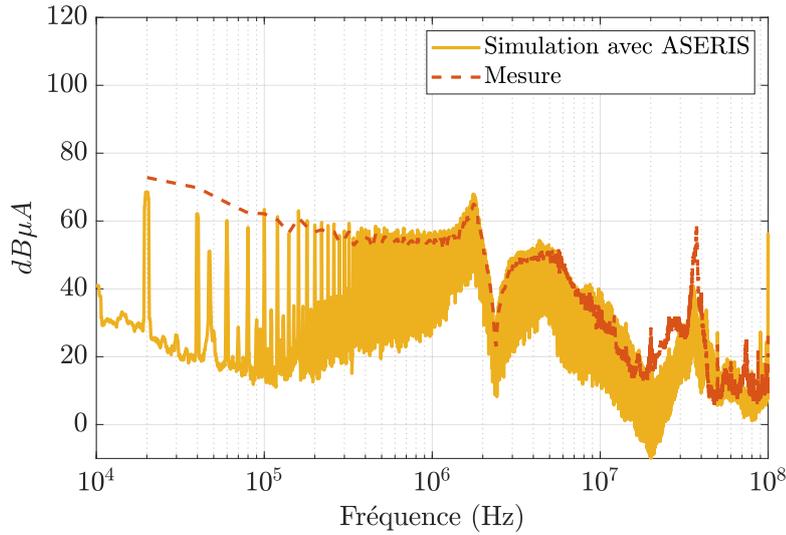


FIGURE 2.9 – Courant circulant dans le conducteur victime de 3 m pour l’agencement géométrique  $x_{12} = a$ ,  $x_{23} = b$ ,  $z = 2c$

La chaîne de modélisation et de mesure est donc validée pour une configuration connue et peu éloignée de celle utilisée lors de l’extraction du modèle boîte noire. Dans les deux prochaines sections, le modèle boîte noire va être utilisé dans des configurations éloignées (impédances du chemin d’écoulement des perturbations) de son domaine d’extraction.

#### 2.1.4 Robustesse de la chaîne de modélisation : ajout d’un filtre

Le filtrage fait partie des solutions d’intégration spécifique pouvant être utilisées lors d’une non-conformité. L’objectif est d’évaluer le caractère prédictif de la chaîne de modélisation en présence de filtrage. Sur la Figure 2.10, deux capacités de filtrage de mode commun  $C_Y$  de  $10 \mu F$  sont ajoutées à la chaîne de puissance précédemment validée. Le modèle RLC série des capacités est déterminé à l’aide d’un impédancemètre. L’impédance du filtre de mode commun  $Z_{filtre,MC}$  est représentée sur la Figure 2.11a. Cette impédance est comparée à celle de mode commun des RSILs ( $Z_{RSIL,MC}$ ) pour vérifier que le modèle boîte noire est utilisé en dehors de son domaine d’extraction. Sur la Figure 2.11b, le ratio entre  $Z_{filtre,MC}$  et  $Z_{RSIL,MC}$  est représenté. On peut considérer que l’on vérifie la robustesse du modèle boîte noire pour un ratio inférieur à -20 dB. Cette condition est vérifiée entre 40 kHz et 400 kHz comme représenté en vert.

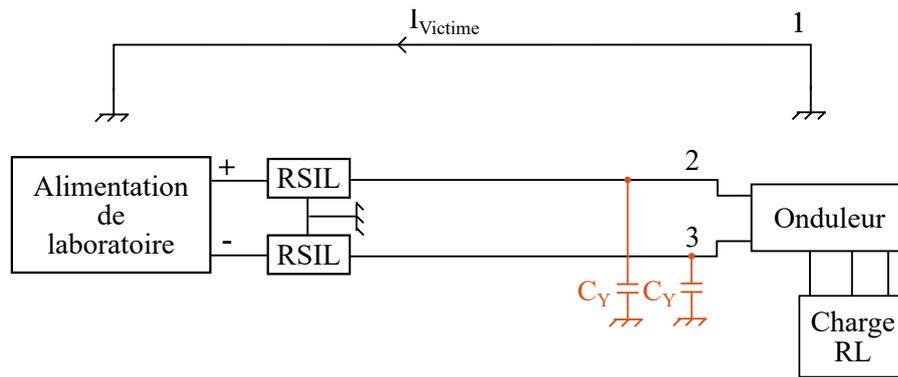


FIGURE 2.10 – Schéma du banc d'essais avec le filtrage de mode commun au niveau de l'onduleur

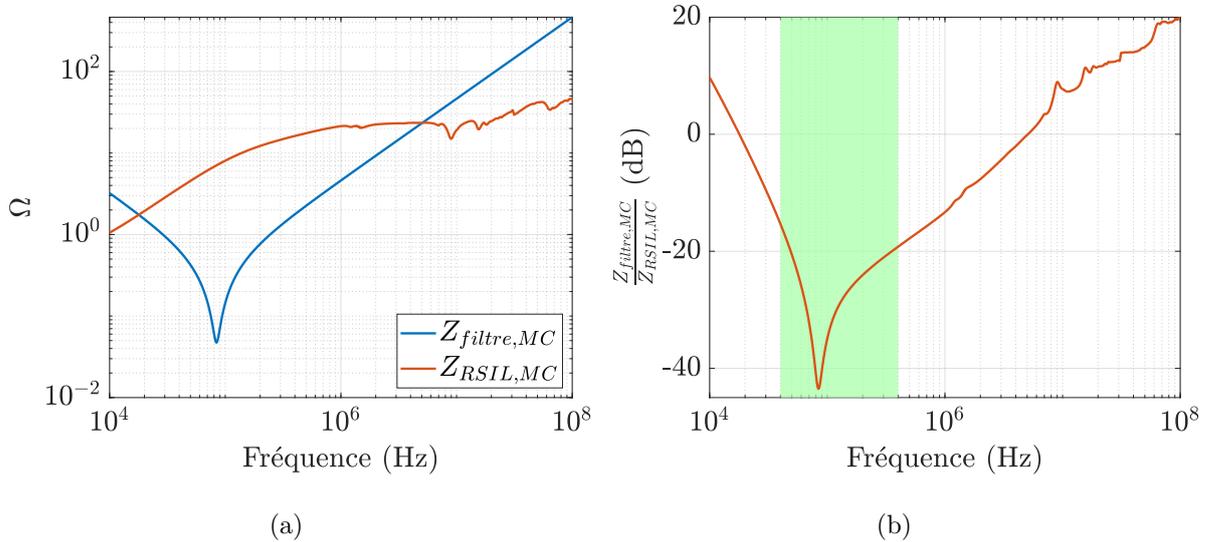


FIGURE 2.11 – Comparaison entre l'impédance de mode commun du filtre et des RSILs

Sur la Figure 2.12, les courants de mode différentiel  $I_{MD}$  et de mode commun  $I_{MC}$  de la ligne de puissance sont calculés et comparés aux mesures. Pour le courant de mode différentiel  $I_{MD}$  on observe un écart maximum de 10 dB entre 40 kHz et 400 kHz. Pour le courant de commun  $I_{MC}$ , on observe un écart maximum de 14 dB entre 40 kHz et 400 kHz. Néanmoins, les écarts restent convenables pour une utilisation jusqu'à une dizaine de MHz. Au-delà, on observe une conversion de mode du MC vers le MD qui n'est pas prise en compte par la simulation car le simple modèle RLC des capacités de filtrage ne prend pas en compte de résonances additionnelles.

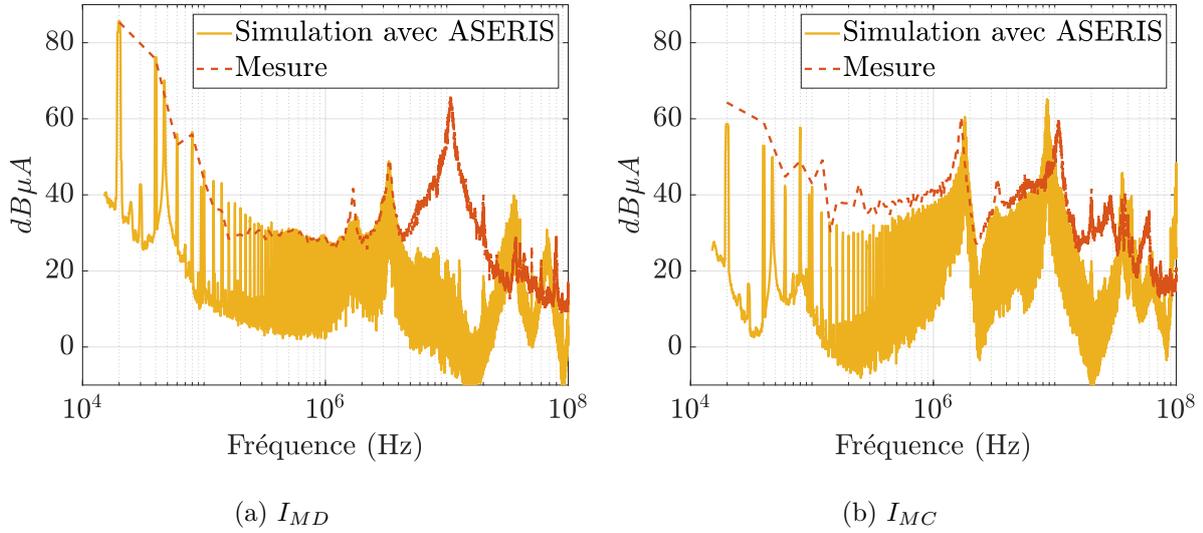


FIGURE 2.12 – Comparaison entre les spectres des courants de mode différentiel  $I_{MD}$  et de mode commun  $I_{MC}$  simulés et calculés avec le **filtre de mode commun**

Sur la Figure 2.13, le courant  $I_{victime}$  est calculé et comparé avec sa mesure. Pour évaluer l'impact du filtrage, le courant  $I_{victime}$  sans le filtrage de mode commun est tracé. L'atténuation est d'environ 30 dB entre 100 kHz et 1 MHz ce qui est en ligne avec l'atténuation observée sur le courant de mode commun  $I_{MC}$ . Entre 40 kHz et 400 kHz, l'écart maximal entre la simulation et la mesure est de 17 dB. Cet écart se situe autour de la résonance des capacités de filtrage, ce qui rend le résultat très sensible. On observe tout de même une bonne prédictibilité de la chaîne de modélisation jusqu'à une dizaine de MHz.

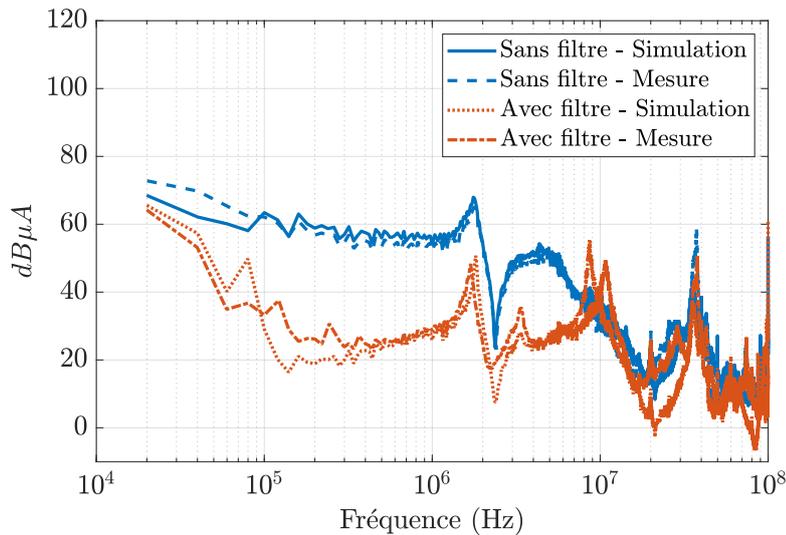


FIGURE 2.13 – Comparaison du courant  $I_{victime}$  en présence et absence du filtre de mode commun et pour l'agencement géométrique  $x_{12} = a$ ,  $x_{23} = b$ ,  $z = 2c$

### 2.1.5 Robustesse de la chaîne de modélisation : modification de la source d'alimentation

L'impédance du réseau a une influence sur les émissions conduites de la chaîne de puissance. Sur les plateformes à propulsion électrique, la source d'alimentation est constituée de batteries et est isolée du plan de référence. Ainsi, il est probable que l'impédance de mode commun du réseau d'alimentation soit différente de celle de RSILs utilisés lors des essais de qualification. L'objectif est de vérifier que le modèle boîte noire permet de prendre en compte les différences d'installations entre l'essai de qualification et la plateforme finale.

#### Présentation et caractérisation des batteries

Les RSILs et l'alimentation de laboratoire sont remplacés par 4 batteries au plomb à électrolyte solide de 12 V (UCG100-12). Elles sont connectées en série afin d'avoir une tension de 48 V comme sur les Figures 2.14 et 2.15. Le choix du type de batterie et de la tension finale a été principalement motivé par la disponibilité immédiate de ces batteries dans le laboratoire.

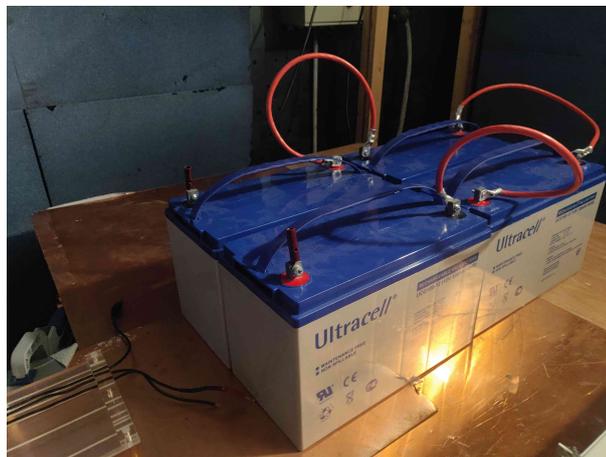


FIGURE 2.14 – Photo des batteries utilisées

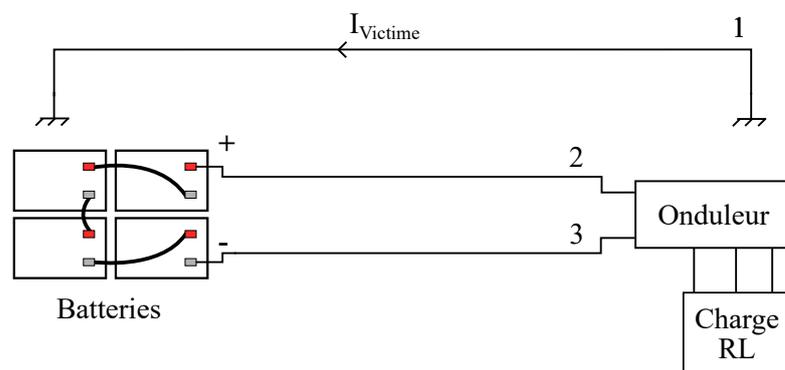


FIGURE 2.15 – Schéma du banc d'essai avec l'alimentation effectuée avec à l'aide de batteries

Le modèle électrique des batteries est présenté sur la Figure 2.16. Il est composé d'une impédance de mode différentiel  $Z_{bat,MD}$  et de deux impédances de mode de commun  $Z_{bat,MC}$

supposées identiques. La symétrie de la batterie a été vérifiée à l'aide de mesures préalables. Il s'agit d'un modèle incluant les quatre batteries. La mesure des impédances de ce modèle est faite à l'aide d'un impédancemètre et d'une capacité de découplage en T de polarisation. Après calibration, les impédances intermédiaires  $Z_{PG}$  et  $Z_{PM}$  sont mesurées, comme sur la Figure 2.16, puis injectées dans les équations 2.3 et 2.4 afin d'obtenir les impédances du modèle de batteries. L'impédance  $Z_{PG}$  est définie entre la borne + de la batterie et le plan de référence. L'impédance  $Z_{PM}$  est définie entre les deux bornes + et - de la batterie.

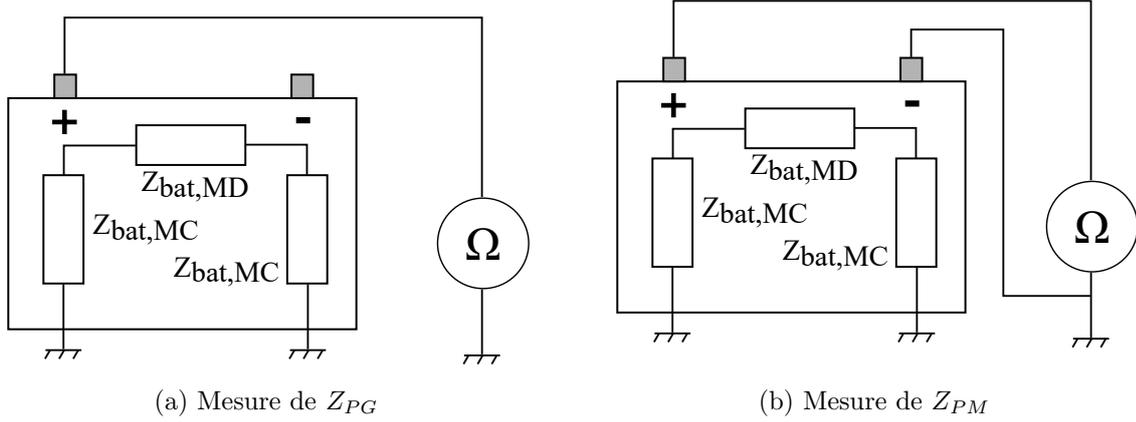


FIGURE 2.16 – Mesure des impédances  $Z_{PG}$  et  $Z_{PM}$

$$\begin{cases} Z_{PG} = Z_{bat,MC} // (Z_{bat,MD} + Z_{bat,MC}) \\ Z_{PM} = Z_{bat,MC} // Z_{bat,MD} \end{cases}$$

$$\begin{cases} Z_{PG} = \frac{Z_{bat,MC}(Z_{bat,MD} + Z_{bat,MC})}{Z_{bat,MC} + Z_{bat,MD} + Z_{bat,MC}} \\ Z_{PM} = \frac{Z_{bat,MC}Z_{bat,MD}}{Z_{bat,MC} + Z_{bat,MD}} \end{cases}$$

$$Z_{bat,MC} = Z_{PG} + \sqrt{Z_{PG}(Z_{PG} - Z_{PM})} \quad (2.3)$$

$$Z_{bat,MD} = \frac{Z_{PM} + \sqrt{Z_{PG}(Z_{PG} - Z_{PM})}}{Z_{PG} - Z_{PM}} \quad (2.4)$$

De manière analogue au filtrage de mode commun, il faut s'assurer que le modèle boîte noire est utilisé en dehors de son domaine d'extraction. Sur les Figures 2.17 et 2.18 les impédances des batteries et RSILs sont tracées et comparées suivant chaque mode. Sur la Figure 2.17a, on observe que l'impédance de mode différentiel des batteries  $Z_{bat,MD}$  est inférieure à celle des RSILs  $Z_{RSIL,MD}$ . Néanmoins, le RSIL représente bien la phénoménologie inductive. En reprenant le critère de 20 dB, le modèle boîte noire est utilisé en dehors de son domaine d'extraction entre 10 kHz et 300 kHz pour la source de mode différentiel. Pour les impédances de mode commun, on observe une pente capacitive pour les batteries contrairement aux RSILs. De façon analogue au mode différentiel, le modèle est utilisé en dehors de son domaine d'extraction entre 10 kHz et 2 MHz. Notons que l'impédance de mode commun de la batterie est supérieure à celle des RSILs utilisés lors de l'extraction. Ainsi le ratio  $\frac{Z_{bat,MC}}{Z_{RSIL,MC}}$  est cette fois-ci supérieur à 1.

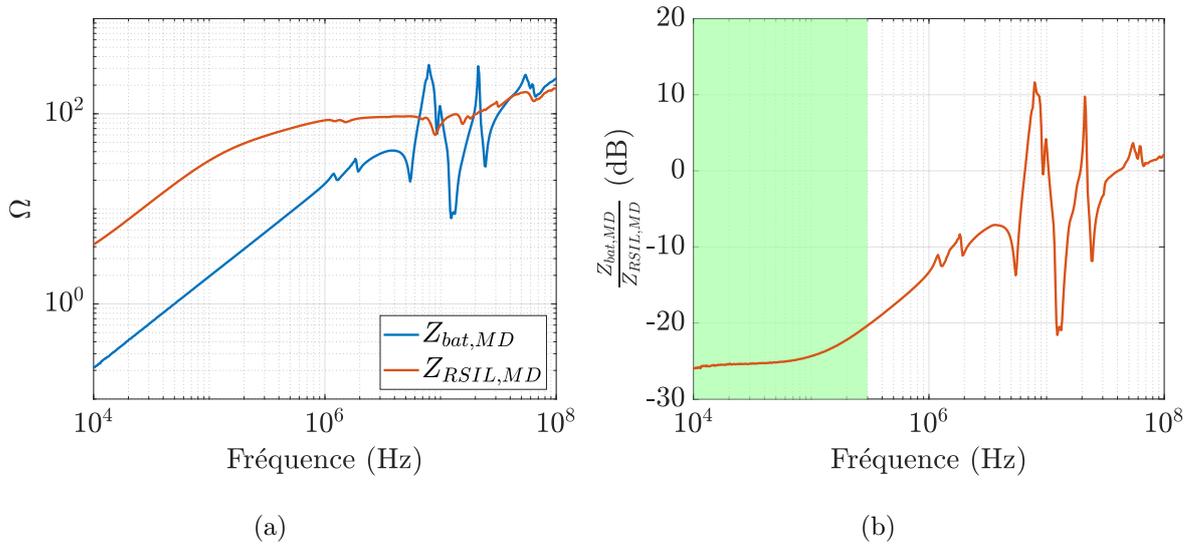


FIGURE 2.17 – Comparaison entre les impédances de **mode différentiel** des batteries et des RSILs en fonction de la fréquence

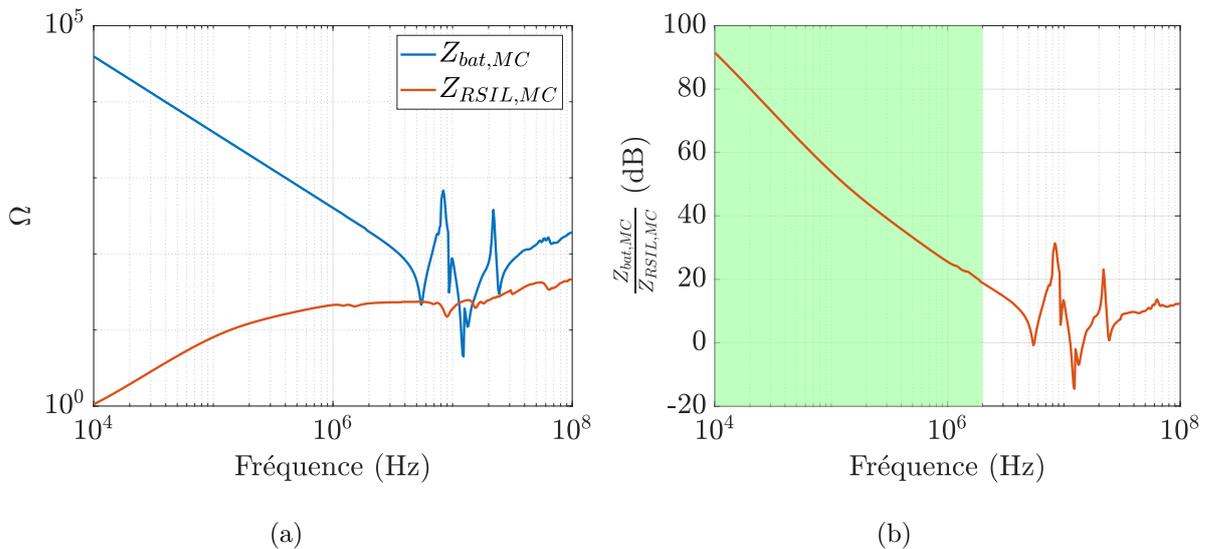


FIGURE 2.18 – Comparaison entre les impédances de **mode commun** des batteries et des RSILs en fonction de la fréquence

### Extraction et comparaison du modèle boîte noire

Le modèle boîte noire extrait précédemment est valide pour un seul de point de fonctionnement de l'onduleur (250 V ; 2,43 A). À présent, la tension aux bornes des batteries est de 48 V et place l'onduleur sur un autre point de fonctionnement (48 V ; 0,5 A) sans que la charge ait changé. Il est donc nécessaire de refaire une identification des sources  $I'_{MD}$  et  $V_{MC}$  du modèle boîte noire. Les sources sont extraites de façon similaire à la partie 2.1.2. Sur la Figure 2.19, les sources

extraites sous 48 V et 250 V sont tracées pour évaluer l'influence du point de fonctionnement. La tension d'alimentation a diminué d'un rapport 5 soit 14 dB. On observe que ce rapport est respecté pour la source de mode commun  $V_{MC}$ . Pour la source de mode différentiel  $I'_{MD}$ , l'écart est un peu plus important à 20 dB.

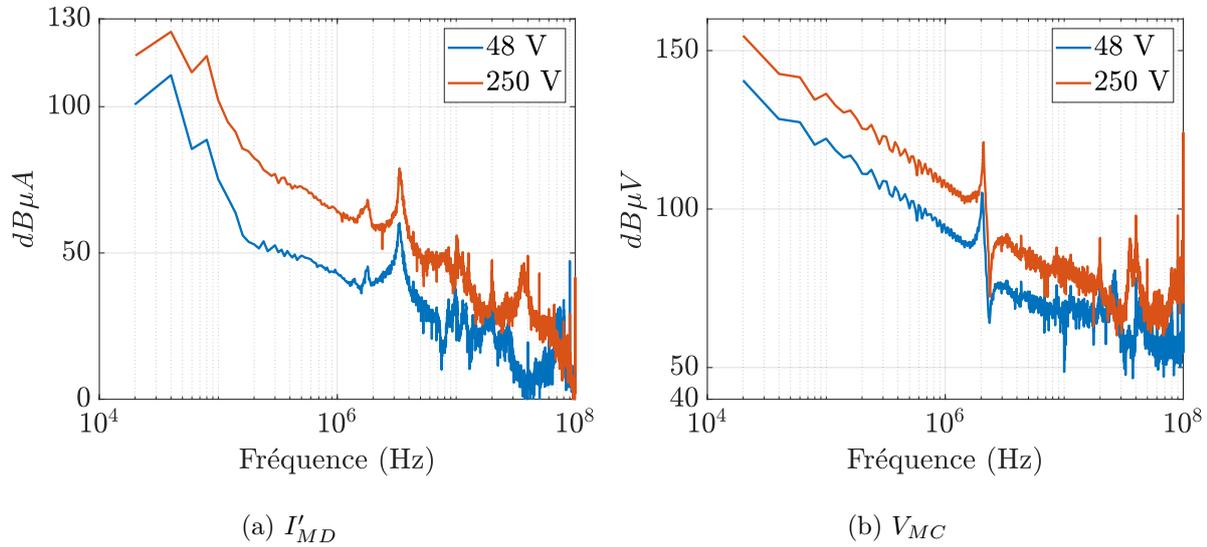


FIGURE 2.19 – Spectre des sources du modèle boîte noire  $I'_{MD}$  et  $V_{MC}$  extraites sous (48 V ; 0,5 A) et (250 V ; 2,49 A)

### Calcul des courants

Les courants de mode différentiel et de mode commun  $I_{MD}$  et  $I_{MC}$  sont calculés à partir du modèle boîte noire extrait avec les RSILs, le modèle de batterie et le modèle de câblage implémenté dans le logiciel ASERIS-NET. L'agencement des câbles reste le même que précédemment. Sur la Figure 2.20, on observe que l'impédance de la source d'alimentation a une influence non négligeable sur les émissions conduites. Pour le courant de mode différentiel  $I_{MD}$ , il existe un écart de 20 dB dans les premiers harmoniques de découpage. Pour le courant de mode commun  $I_{MC}$ , l'écart est constant et est de 6 dB. Enfin, la simulation et la mesure sont cohérentes jusqu'à une dizaine de MHz.

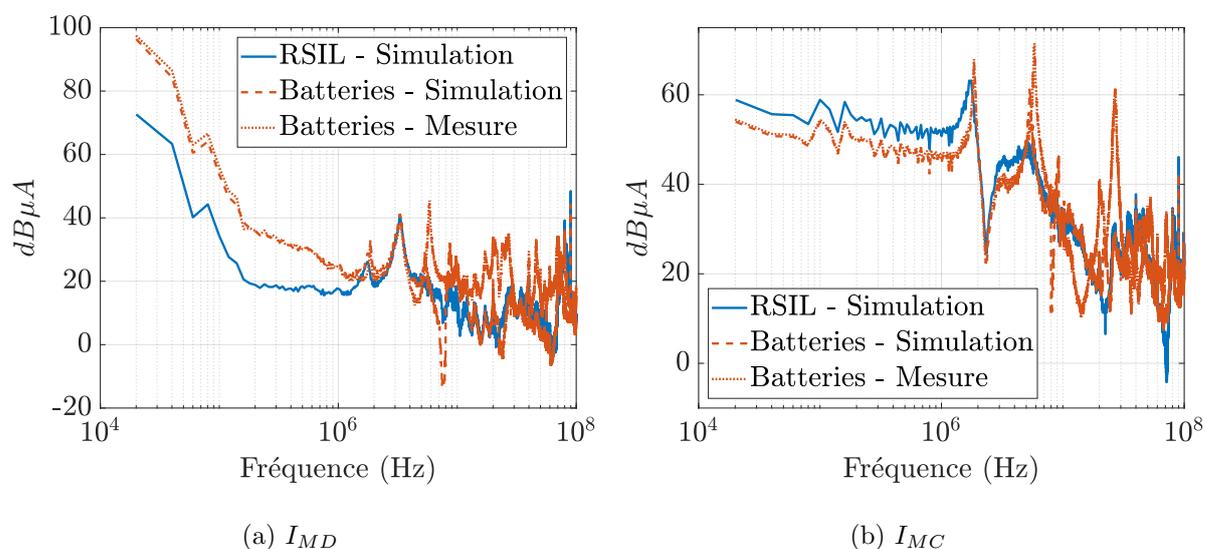


FIGURE 2.20 – Comparaison entre les courants de mode différentiel  $I_{MD}$  et de mode commun  $I_{MC}$  en fonction de la source d'alimentation

Le courant dans ligne victime  $I_{victime}$  est calculé pour les deux sources d'alimentation. Il est aussi mesuré lorsque l'alimentation est sur batteries. Sur la Figure 2.21, on observe une bonne corrélation entre la simulation et la mesure jusqu'à une dizaine de MHz. Le modèle boîte noire est suffisamment robuste et permet de prendre en compte l'influence de la source d'alimentation sur les émissions conduites.

Pour le premier harmonique de découpage, on observe que le courant  $I_{victime}$  est supérieur d'un rapport 20 dB lorsque la source d'alimentation est faite sur batteries. Sur les harmoniques suivantes, la tendance s'inverse avec un rapport de 6 dB. On retrouve les mêmes écarts que sur la route de puissance. Néanmoins, il semblerait donc que le mode différentiel soit le principal contributeur du premier harmonique sur la route victime. Cette prépondérance d'un mode au niveau de la victime dépend à la fois de la prépondérance du mode au niveau des émissions conduites et dans le couplage entre la route de puissance et la route victime. Nous allons évaluer la prépondérance dans les émissions conduites puis dans le couplage.

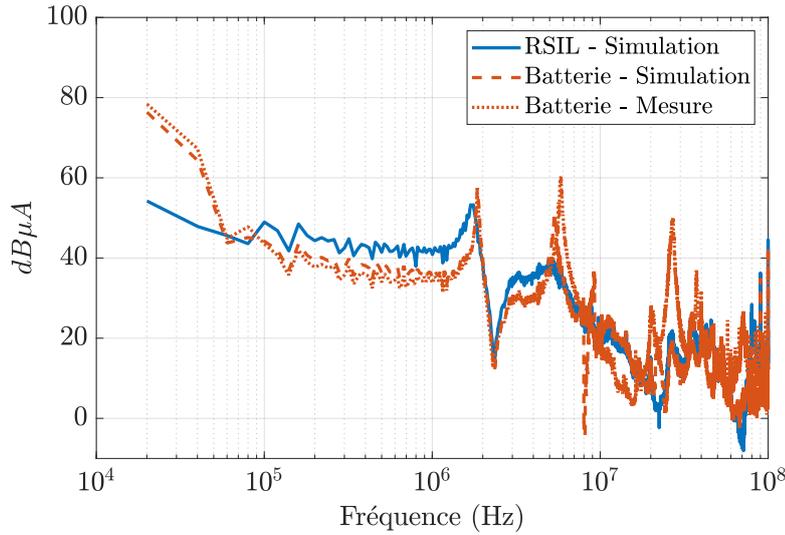


FIGURE 2.21 – Comparaison du courant  $I_{victimie}$  suivant la source d'alimentation et pour l'agencement géométrique  $x_{12} = a$ ,  $x_{23} = b$ ,  $z = 2c$

## 2.2 Prépondérance des modes différentiel et commun dans les émissions conduites d'un onduleur

Dans [21], il est suggéré que le courant de mode différentiel est proportionnel au courant commuté ( $I_{MD} \propto L \frac{di(t)}{dt}$ ) et que le courant de mode commun est proportionnel à la tension commutée ( $I_{MC} \propto C \frac{dv(t)}{dt}$ ). L'objectif ici est de vérifier le domaine de validité de cette affirmation. La prépondérance d'un mode par rapport un autre est évaluée à l'aide du ratio  $\theta$  défini dans l'équation 2.5. Ce ratio dépend du convertisseur de puissance, du point de fonctionnement et de l'installation. Il ne s'agit pas d'une variable de conception.

$$\theta = \frac{I_{MC}}{I_{MD}} \quad (2.5)$$

Ce ratio est mesuré sur le banc présenté dans la partie 2.1.1. L'influence de l'impédance du réseau et du point de fonctionnement sont investiguées.

### 2.2.1 Influence de l'impédance du réseau

Pour un même point de fonctionnement, l'impédance du réseau est modifiée à l'aide d'une batterie et d'un filtre de mode commun. Les configurations utilisées sont celles déjà présentées dans les parties 2.1.4 et 2.1.5.

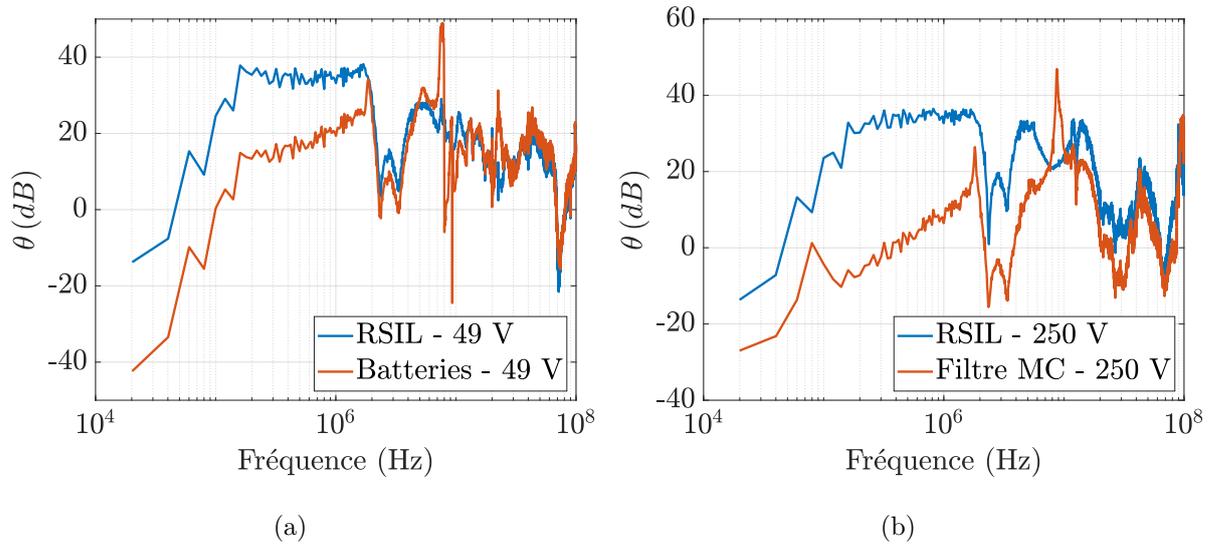


FIGURE 2.22 – Ratio  $\theta$  calculé pour différentes configurations d'installation en fonction de la fréquence

Sur la Figure 2.22, le ratio  $\theta$  est tracé pour différentes configurations d'installation. Sur la Figure 2.22a, l'influence de la source d'alimentation est explorée. On observe que le courant de mode différentiel est prépondérant sur le premier harmonique de découpage puis le mode commun devient prépondérant. Cette remontée du mode différentiel est dû à son augmentation. Sur la Figure 2.22b, l'influence du filtrage de mode commun sur le ratio  $\theta$  est évaluée. En présence du filtre, le mode différentiel devient plus prépondérant dans les émissions par rapport au mode commun. Ce résultat est cohérent puisque le mode commun est filtré.

### 2.2.2 Influence de la tension d'alimentation

L'objectif est de vérifier la relation de proportionnalité  $I_{MC} \propto C \frac{dv(t)}{dt}$ . Pour différentes charges R, la tension d'alimentation de l'onduleur est modifiée afin de garder un courant constant de 1,34 A au niveau de l'alimentation de laboratoire.

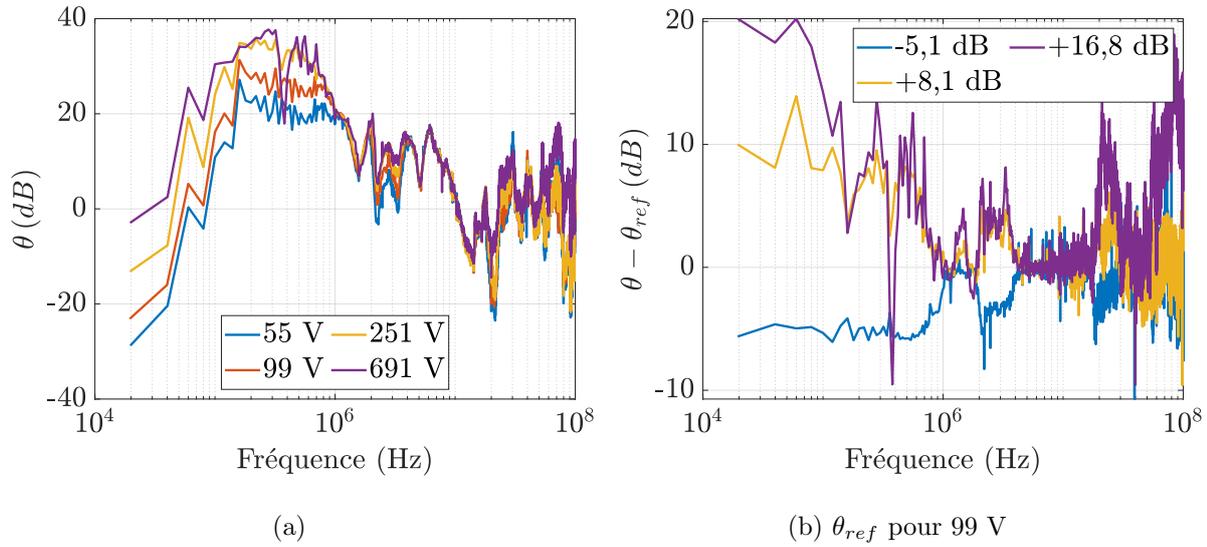


FIGURE 2.23 – Ratio  $\theta$  pour différentes tensions d'alimentation à un **courant constant de 1,34A**

Sur la Figure 2.23, le ratio  $\theta$  est représenté pour différentes tensions d'alimentation pour un courant constant. Sur la Figure 2.23a, le ratio  $\theta$  prend des valeurs entre -25 et +40 dB suivant la fréquence et la tension d'alimentation. De manière générale, le courant de mode différentiel est prépondérant dans les premiers harmoniques de découpage. Sur la Figure 2.23b, le ratio  $\theta$  est comparé à celui d'un point de fonctionnement (99 V ; 1,34 A) dit de référence. La proportionnalité du courant de mode commun à la tension d'alimentation est vérifiée. Par exemple, une augmentation de la tension de l'alimentation d'un rapport 8,1 dB entraîne une augmentation du ratio  $\theta$  de 10 dB sur les premiers harmoniques. Il en est de même pour les autres tensions testées et on peut donc considérer que le coefficient de proportionnalité est vérifié. Néanmoins, à partir de quelques harmoniques, la tension d'alimentation n'a plus d'influence sur le ratio  $\theta$  et la proportionnalité n'est plus vérifiée.

### 2.2.3 Influence du courant d'alimentation

L'objectif est de vérifier la relation de proportionnalité  $I_{MD} \propto L \frac{di(t)}{dt}$ . Différentes valeurs de charge R sont testées pour une tension d'alimentation constante de 251 V.

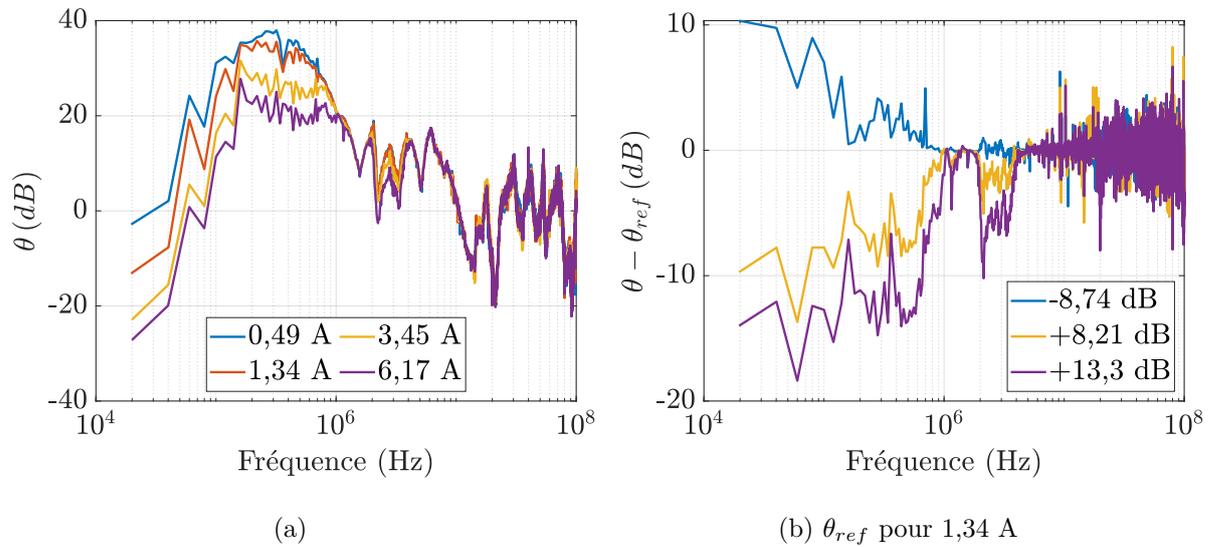


FIGURE 2.24 – Ratio  $\theta$  calculé pour différents courants d'alimentation sous une **tension constante de 251 V**

Sur la Figure 2.24, le ratio  $\theta$  est représenté pour différents courants d'alimentation sous une tension constante. Les valeurs prises par le ratio  $\theta$  sont toujours comprises entre -25 dB et 40 dB. Sur la Figure 2.24b, la relation de proportionnalité  $I_{MD} \propto L \frac{di(t)}{dt}$  est vérifiée. De manière analogue à la partie précédente, la relation est vérifiée sur les premiers harmoniques. Ensuite, la proportionnalité n'est plus respectée et le point de fonctionnement n'a plus d'influence sur le ratio  $\theta$ .

#### 2.2.4 Influence de la puissance

Pour une charge RL constante, la tension d'alimentation est augmentée afin de faire varier la puissance. À partir des résultats précédents, la puissance ne devrait pas avoir d'influence sur le ratio  $\theta$ .

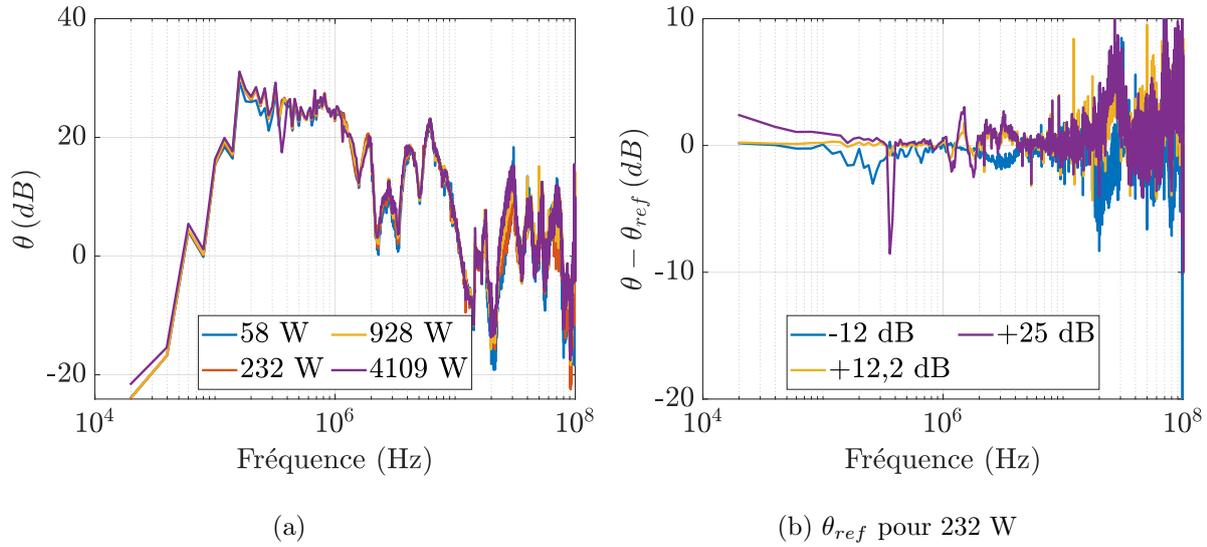


FIGURE 2.25 – Ratio  $\theta$  calculé pour différentes puissances avec une charge RL constante

Sur la Figure 2.25, le ratio  $\theta$  est mesuré pour différentes puissances. Sur les Figures 2.25a et 2.25b, on constate que la puissance n'a pas d'influence sur le ratio  $\theta$ . Ce résultat s'explique sur les premiers harmoniques par le respect des relations de proportionnalité. Ensuite, le point de fonctionnement n'a plus d'influence sur le ratio  $\theta$ .

## 2.3 Prépondérance du mode différentiel et du mode commun dans la diaphonie

L'augmentation du courant entraîne une augmentation des émissions de mode différentiel. Dans le même temps, l'augmentation de la tension d'alimentation implique de ségréger davantage les conducteurs de puissance. Dans ces conditions, on s'intéresse à la prépondérance d'un mode par rapport à un autre dans la diaphonie entre les routes HV et LV. Cette étude servira de base pour la relaxation des limites d'émissions conduites dans la partie suivante 2.4.

### 2.3.1 Détermination d'un pire cas

L'objectif est de trouver un pire cas pour les deux modes. Afin de simplifier l'étude, un pire cas pour chaque mode va être déterminé puis comparé à l'autre. La situation considérée est représentée sur les Figures 2.26 et 2.27. Elle reprend une situation de co-routage entre une route haute tension dite HV et une route basse tension dite LV. Dans cette partie, il est fait l'hypothèse que la ligne est électriquement courte et sans perte. De plus, nous nous intéressons uniquement à la diaphonie inductive. Dans ces conditions, les résultats obtenus seront valables jusqu'à une dizaine de MHz et pour des impédances en bouts de ligne faibles.

La diaphonie inductive entre les routes HV et LV est évaluée à l'aide des fonctions de transfert  $FT_{MD}$  et  $FT_{MC}$ . La fonction de transfert  $FT_{MD}$  représente le couplage par diaphonie inductive entre la route HV et route LV dû à la circulation d'un courant de mode différentiel dans la route

HV.

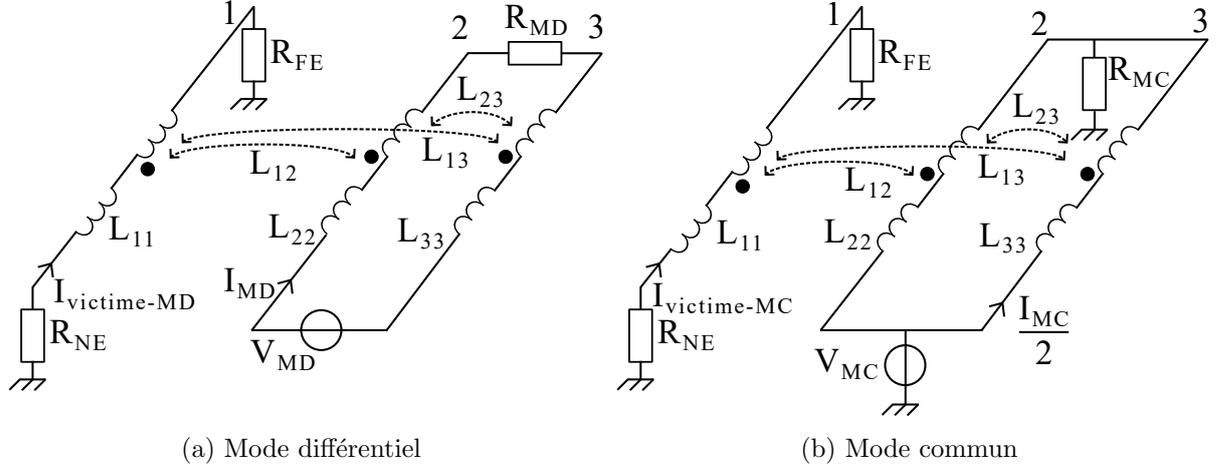


FIGURE 2.26 – Représentation en éléments localisés de la ligne de transmissions de la Figure 2.27 avec des sources de mode différentiel et commun

Les fonctions de transfert  $FT_{MD}$  et  $FT_{MC}$  sont définies par les équations 2.6 et 2.7.

$$FT_{MD} = \frac{I_{victime-MD}}{I_{MD}} \quad (2.6)$$

Où  $I_{victime-MD}$  est courant induit par le courant  $I_{MD}$

$$FT_{MC} = \frac{I_{victime-MC}}{I_{MC}} \quad (2.7)$$

Où  $I_{victime-MC}$  est courant induit par le courant  $I_{MC}$

Dans un premier temps, on calcule la fonction de transfert  $FT_{MD}$  à l'aide d'une loi des mailles dans la boucle formée par le conducteur 1 et le plan de référence.

$$0 = -R_{NE}I_{victime-MD} - j\omega L_{11}I_{victime-MD} - j\omega L_{13}I_{MD} + j\omega L_{12}I_{MD} - R_{FE}I_{victime-MD}$$

$$0 = I_{victime-MD}(-R_{NE} - R_{FE} - j\omega L_{11}) + j\omega I_{MD}(L_{12} - L_{13})$$

$$FT_{MD} = \frac{j\omega(L_{12} - L_{13})}{R_{NE} + R_{FE} + j\omega L_{11}} \quad (2.8)$$

Dans un second temps, on calcule de manière similaire la fonction de transfert  $FT_{MC}$  en faisant l'hypothèse que les inductances propres  $L_{22}$  et  $L_{33}$  sont symétriques.

$$FT_{MC} = \frac{j\omega(L_{12} + L_{13})}{R_{NE} + R_{FE} + j\omega L_{11}} \quad (2.9)$$

Pour maximiser les fonctions de transfert  $FT_{MD}$  et  $FT_{MC}$ , il est nécessaire de maximiser respectivement  $L_{12} - L_{13}$  et  $L_{12} + L_{13}$  et de minimiser  $L_{11}$ . A priori, il n'est pas évident de trouver un unique agencement géométrique permettant de maximiser les deux fonctions de transfert.

Dans cette optique, les fonctions de transfert  $FT_{MD}$  et  $FT_{MC}$  sont exprimées en fonction de paramètres géométriques.

Dans [48], des formules permettent de lier les inductances propres et mutuelles à des paramètres géométriques. Jusqu'à présent, la définition des paramètres géométriques se rattachait à des paramètres de design comme la distance minimale entre deux conducteurs. Il s'agit de la définition sur la Figure 2.6. Néanmoins, cette définition n'est pas la même que dans [48]. Afin de simplifier les calculs, la définition faite dans [48] est reprise sur la Figure 2.27. Ici, toutes les distances ont comme origine le centre des conducteurs. Il s'agit donc d'un simple changement de base qui n'aura pas d'influence sur les conclusions.

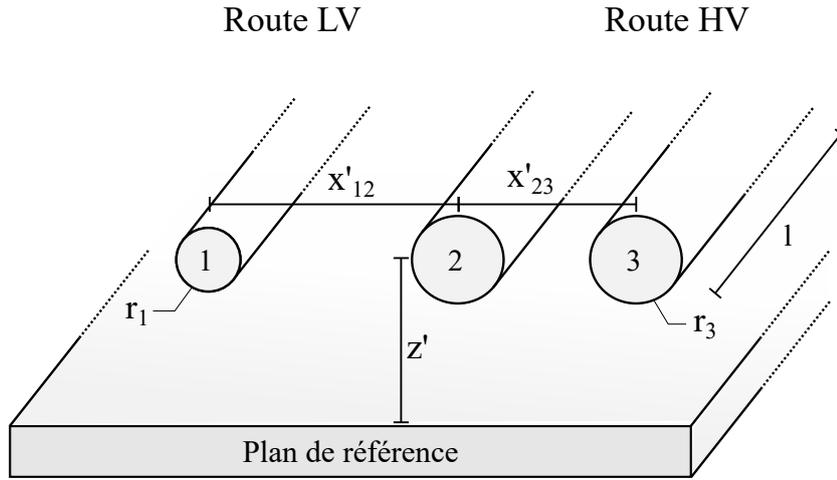


FIGURE 2.27 – Schéma de l'agencement géométrique des câbles avec changement des paramètres géométriques

Dans [48], les inductances propres  $L_{xx}$  et les inductances mutuelles  $L_{xy}$  sont définies par les équations 2.10 et 2.11.

$$L_{xx}(z') = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left( \frac{2z'}{r_x} \right) \quad (2.10)$$

$$L_{xy}(x'_{xy}, z') = \frac{\mu_0}{4\pi} \ln \left( 1 + \frac{4z'^2}{x'_{xy}{}^2} \right) \quad (2.11)$$

Avec  $x$  et  $y$  l'indice des câbles,  $x, y \in [1, 2, 3]$ . Ces équations ne sont valables que pour des situations géométriques où  $\frac{x'_{xy}}{r} > 4$

La ligne victime étant court-circuitée, les résistances  $R_{NE}$  et  $R_{FE}$  sont négligeables devant  $j\omega L_{11}$ . Il est alors possible de simplifier les expressions de  $FT_{MD}$  et  $FT_{MC}$  puis de les exprimer en fonction des paramètres géométriques  $x'_{12}$ ,  $x'_{23}$  et  $z'$ .

$$FT_{MD} \approx \frac{L_{12} - L_{13}}{L_{11}}$$

$$\begin{aligned}
FT_{MD} &\approx \frac{\frac{\mu_0}{4\pi} \ln \left( 1 + \frac{4z'^2}{x'_{12}{}^2} \right) - \frac{\mu_0}{4\pi} \ln \left( 1 + \frac{4z'^2}{x'_{13}{}^2} \right)}{\frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left( \frac{2z'}{r_1} \right)} \\
FT_{MD} &\approx \frac{1}{2} \frac{\ln \left( \frac{x'_{12}{}^2 + 4z'^2}{x'_{12}{}^2} \cdot \frac{x'_{13}{}^2}{x'_{13}{}^2 + 4z'^2} \right)}{\ln \left( \frac{2z'}{r_1} \right)} \\
FT_{MD} &\approx \frac{\ln \left( 1 + \frac{x'_{23}}{x'_{12}} \right) + \frac{1}{2} \ln \left( \frac{x'_{12}{}^2 + 4z'^2}{(x'_{12} + x'_{23})^2 + 4z'^2} \right)}{\ln \left( \frac{2z'}{r_1} \right)} \tag{2.12}
\end{aligned}$$

De la même façon, la fonction de transfert de mode commun est exprimée en fonction de paramètres géométriques.

$$\begin{aligned}
FT_{MC} &\approx \frac{L_{13} + L_{12}}{L_{11}} \\
FT_{MC} &\approx \frac{\frac{\mu_0}{4\pi} \ln \left( 1 + \frac{4z'^2}{x'_{13}{}^2} \right) + \frac{\mu_0}{4\pi} \ln \left( 1 + \frac{4z'^2}{x'_{12}{}^2} \right)}{\frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left( \frac{2z'}{r_1} \right)} \\
FT_{MC}(x'_{12}, x'_{23}, z') &\approx \frac{1}{2} \frac{\ln \left( 1 + 4z'^2 \left( \frac{1}{x'_{12}{}^2} + \frac{1}{(x'_{12} + x'_{23})^2} + \frac{4z'^2}{x'_{12}{}^2 (x'_{12} + x'_{23})^2} \right) \right)}{\ln \left( \frac{2z'}{r_1} \right)} \tag{2.13}
\end{aligned}$$

Il n'est pas a priori évident de maximiser les fonctions de transfert de mode différentiel  $FT_{MD}$  et de mode commun  $FT_{MC}$ .

Afin de déterminer s'il existe un agencement géométrique permettant de maximiser les fonctions de transfert de mode différentiel et de mode commun, elles sont maximisées à l'aide de la fonction *fmincon* de MATLAB. Les paramètres sont compris entre ces bornes :  $a \leq x_{12} \leq 20a$ ,  $b \leq x_{23} \leq 4b$ ,  $c \leq z \leq 5c$ .

Le résultat de la maximisation est représenté sur la Figure 2.28. Pour la fonction de transfert de mode différentiel, le pire cas est obtenu pour l'agencement géométrique  $x_{12} = a$ ,  $x_{23} = 4b$ ,  $z = 2.3c$ . Pour la fonction de transfert de mode commun, le pire cas est obtenu pour l'agencement géométrique  $x_{12} = a$ ,  $x_{23} = b$ ,  $z = 5c$ . On constate que l'agencement géométrique permettant d'obtenir le pire cas n'est pas le même pour chaque mode. Ainsi, le pire agencement géométrique va dépendre des émissions conduites de mode différentiel et de mode commun circulant dans la route de puissance.

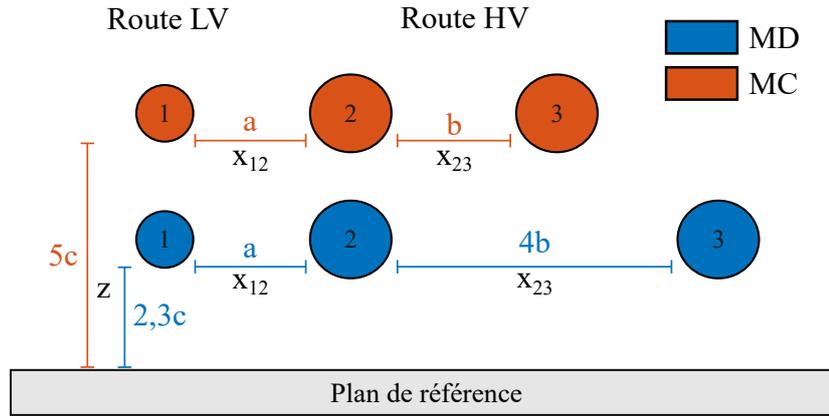


FIGURE 2.28 – Schéma des agencements géométriques des câbles permettant de maximiser les fonctions de transfert de mode différentiel et commun

### 2.3.2 Prépondérance d'un mode suivant l'agencement géométrique

Nous avons vu qu'il n'existe pas un agencement pire cas permettant de maximiser à la fois la diaphonie inductive due à un courant de mode différentiel ou commun. Ainsi, la prépondérance d'un mode au niveau de la victime va dépendre de la prépondérance d'un mode dans les émissions, évalué par le ratio  $\theta$ , et aussi de la prépondérance d'un mode dans le couplage entre les routes HV et LV. Afin de quantifier la prépondérance d'un mode dans le couplage, on définit le ratio  $\alpha$  dans l'équation 2.14

$$\alpha = \frac{FT_{MC}}{FT_{MD}} \quad (2.14)$$

Dans un premier temps, ce ratio  $\alpha$  est calculé de façon analytique puis il est mesuré sur un banc expérimental.

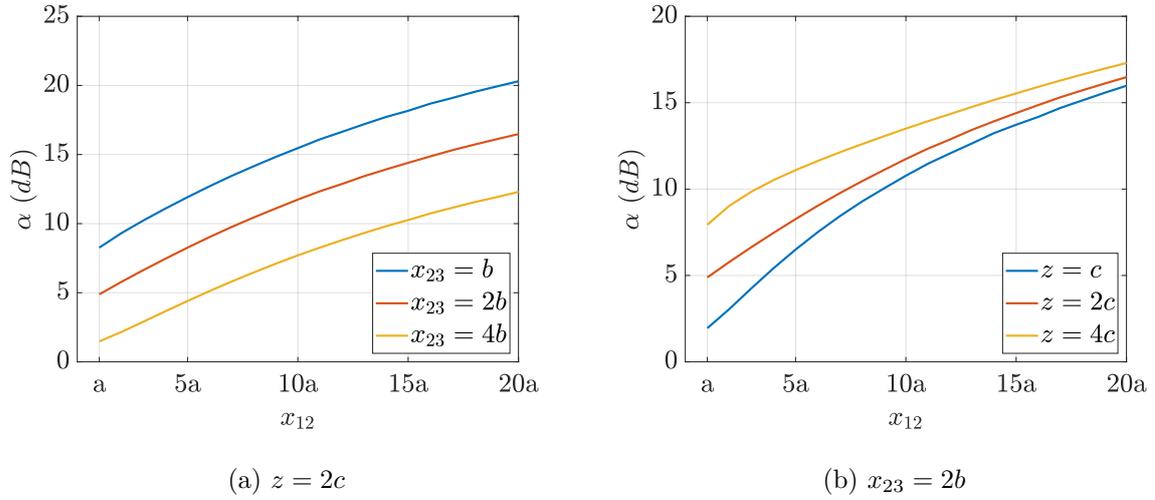
#### Approche analytique

En injectant les équations 2.8 et 2.9 dans 2.14, on déduit  $\alpha$  en fonction des inductances mutuelles entre la route HV et S :

$$\alpha = \frac{j\omega(L_{12} + L_{13})}{R_{NE} + R_{FE} + j\omega L_{11}} \frac{R_{NE} + R_{FE} + j\omega L_{11}}{j\omega(L_{12} - L_{13})} = \frac{L_{12} + L_{13}}{L_{12} - L_{13}} \quad (2.15)$$

On remarque que le ratio  $\alpha$  ne dépend pas de la fréquence, mais uniquement de l'agencement géométrique des câbles.

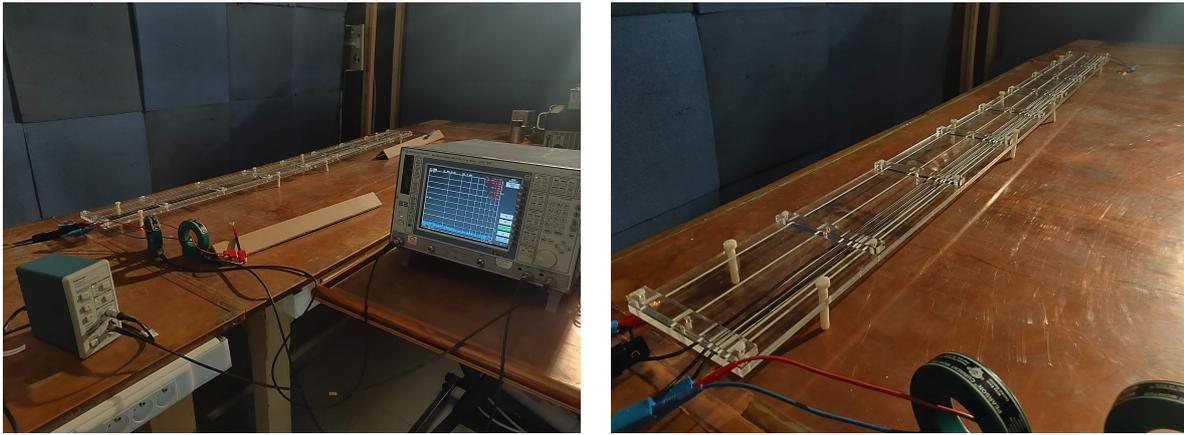
Afin d'obtenir un intervalle de valeurs prises par le ratio  $\alpha$ , il est calculé à l'aide d'ASERIS-NET pour différents agencements géométriques.

FIGURE 2.29 –  $\alpha$  en fonction de différents agencements de câbles à 300 kHz

Sur la Figure 2.29a, le ratio  $\alpha$  est calculé pour une hauteur fixe  $z = 2c$  et une fréquence de 300 kHz. Les valeurs prises par  $\alpha$  sont comprises entre 0 dB et 20 dB. L'augmentation de la distance ségrégation entre les routes  $x_{12}$  entraîne une augmentation du ratio  $\alpha$ . On en déduit que la fonction de transfert  $FT_{MD}$  décroît plus vite de la fonction de transfert  $FT_{MC}$ . Sur la Figure 2.29b, le ratio  $\alpha$  est calculé pour une distance de ségrégation entre les conducteurs de la route HV fixe  $x_{23} = 2b$ . Pour des distances de ségrégation entre les routes HV et LV importantes, la hauteur  $z$  a peu d'influence sur le ratio  $\alpha$ .

### Validation expérimentale

Afin de vérifier la réalité physique du ratio  $\alpha$ , celui-ci est mesuré sur un cas pratique. Le banc d'essai est représenté sur les Figures 2.30 et 2.31. Il est composé d'un support de câbles de 2 mètres disposé au-dessus d'un plan de référence, de pinces de courant et d'un analyseur de réseau Rohde & Schwarz ZVR. En plus de mesurer les paramètres  $s$ , cet analyseur permet la mesure simultanée de l'onde incidente  $a_1$  et des ondes transmises  $b_1$  et  $b_2$ . Le support de câbles en Plexiglas<sup>®</sup> permet de régler finement la hauteur ainsi que l'espacement entre les câbles.



(a) Vue d'ensemble

(b) Support des câbles

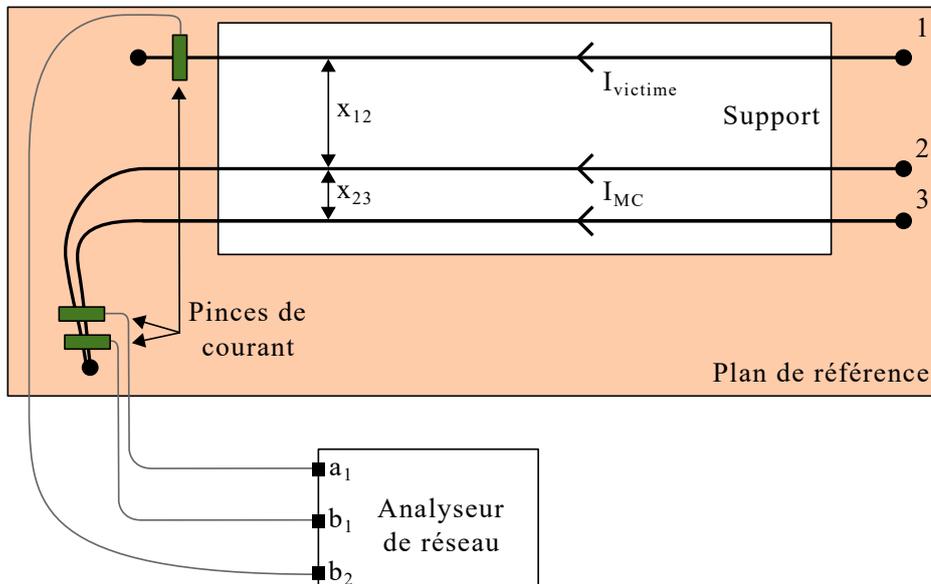
FIGURE 2.30 – Photos de l'expérimentation pour valider le ratio  $\alpha$ 

FIGURE 2.31 – Schéma de l'agencement géométrique des câbles

Les fonctions de transfert  $FT_{MD}$  et  $FT_{MC}$  sont mesurées successivement en modifiant la connexion en bouts de ligne (isolé ou connecté au plan de référence) des câbles 2, 3 et le passage des câbles dans les pinces de courant. Enfin, les extrémités du conducteur 1 sont connectées directement au plan de référence.

À l'aide du port  $a_1$  de l'analyseur de réseau, un courant de mode commun ou mode différentiel est injecté dans les conducteurs 2 et 3. Le courant réellement injecté est mesuré à l'aide du port  $b_1$ . Le courant induit sur dans le conducteur 1 est mesuré à l'aide du port  $b_2$ . Finalement, le ratio  $\alpha$  est calculé en faisant le rapport entre les deux fonctions de transfert mesurées (soit  $\frac{b_1}{b_2}$  en MC /  $\frac{b_1}{b_2}$  en MD)

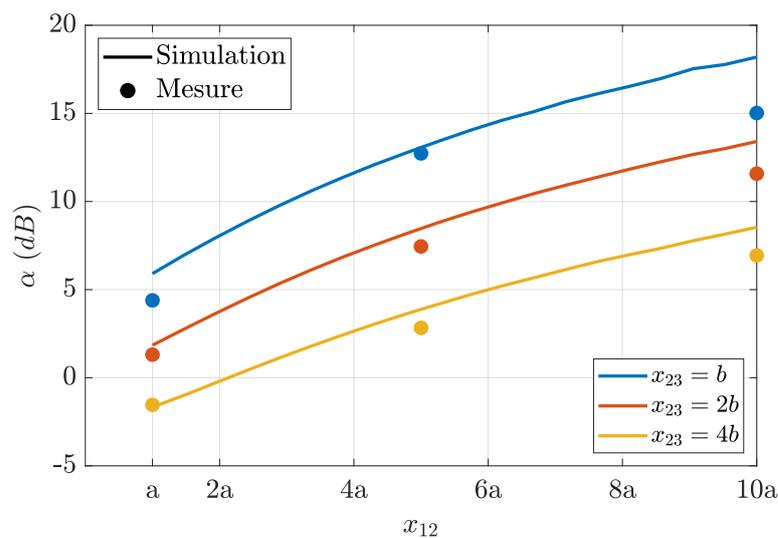


FIGURE 2.32 – Comparaison entre la mesure et la simulation avec ASERIS-NET du ratio  $\alpha$  pour une hauteur fixe  $z = c$  à une fréquence de 300 kHz

Sur la Figure 2.32, la mesure du ratio  $\alpha$  est effectuée pour différentes combinaisons de ségrégation ( $x_{12}$  et  $x_{23}$ ) pour une hauteur fixe  $z = c$  et une fréquence de 300 kHz. Les mesures sont comparées à la simulation effectuée avec ASERIS-NET. On observe un écart maximal de 3 dB entre la mesure et la simulation.

Dans l'équation 2.15, nous avons vu que le ratio  $\alpha$  ne dépend pas de la fréquence, mais uniquement de l'agencement géométrique des câbles. Ce point est vérifié en mesurant entre 1 kHz et 30 MHz le ratio  $\alpha$  pour un agencement géométrique donné.

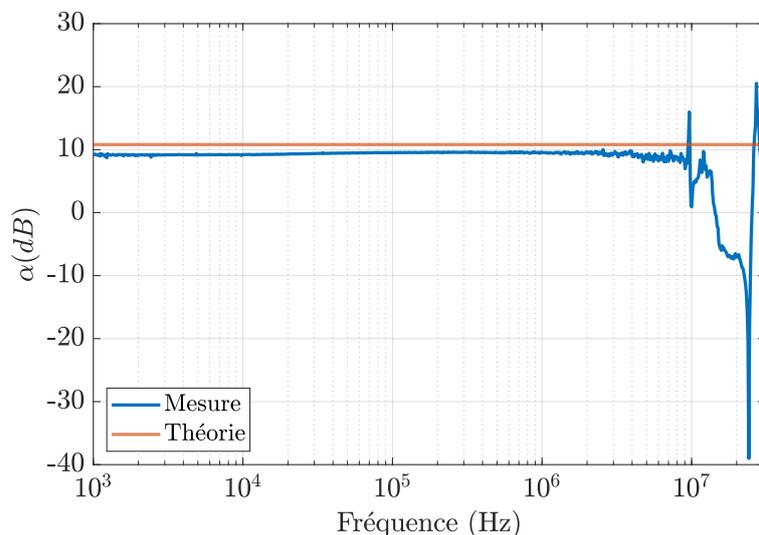


FIGURE 2.33 – Mesure du ratio  $\alpha$  en fonction de la fréquence pour un agencement géométrique de câbles fixe  $x_{12} = 10a$ ,  $x_{23} = 4b$ ,  $z = 4c$

Sur la Figure 2.33, le ratio  $\alpha$  ne dépend effectivement pas de la fréquence comme le suggère le modèle analytique. À partir d'une dizaine de MHz, les effets de propagation commencent à

apparaître et les hypothèses du modèle analytique ne sont plus respectées.

## 2.4 Potentiel de relaxation dû à la prise en compte de l'effet réel du mode différentiel

Dans les parties 2.2 et 2.3, nous avons vu que la prépondérance d'un mode dans les perturbations couplées dépend à la fois des émissions conduites et de l'agencement des câbles. Ainsi, la prépondérance d'un mode uniquement dans les émissions ne le rend pas forcément prépondérant au niveau de la victime. En partant de ce constat, on évalue le potentiel de relaxation de la limite des émissions conduites du standard ED-14G/DO-160G.

### 2.4.1 Approche

La situation considérée est une chaîne de propulsion simplifiée représentée sur la Figure 2.34. Dans ce cas, le standard ED-14G/DO-160 Section 21 et son guide ED-264 requièrent trois mesures :

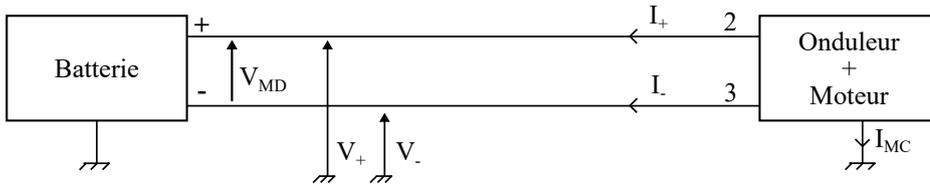


FIGURE 2.34 – Schéma d'une chaîne de propulsion électrique simplifiée

- $|I_{MC}| \rightarrow$  la pince de courant englobe les câbles 2 et 3
- $I_+ \rightarrow \left| \frac{1}{2}I_{MC} + I_{MD} \right| \rightarrow$  la pince de courant n'englobe que le câble 2
- $I_- \rightarrow \left| \frac{1}{2}I_{MC} - I_{MD} \right| \rightarrow$  la pince de courant n'englobe que le câble 3

La même limite s'applique pour ces trois mesures. Il existe donc des cas où le MD peut pénaliser les mesures  $\left| \frac{1}{2}I_{MC} \pm I_{MD} \right|$  sans être pour autant prépondérant dans le couplage. L'objectif est d'évaluer le relâchement potentiel de la limite contenant du MD.

Dans un premier temps,  $\left| \frac{1}{2}I_{MC} \pm I_{MD} \right|$  est réécrit en fonction de la répartition modale des courants  $\theta$  :

$$\begin{aligned} \left| \frac{1}{2}I_{MC} \pm I_{MD} \right| &= \left| \frac{1}{2}I_{MC} \pm \frac{I_{MD}}{I_{MC}} \cdot I_{MC} \right| \\ &= \left| I_{MC} \left( \frac{1}{2} \pm \frac{1}{\theta} \right) \right| \end{aligned} \quad (2.16)$$

Afin de prendre en compte l'effet réel du courant de mode différentiel  $I_{MD}$  sur le courant induit sur la victime  $I_{victime}$ , il est pondéré à l'aide ratio  $\alpha$

$$\left| \frac{1}{2}I_{MC} \pm \alpha I_{MD} \right| = \left| I_{MC} \left( \frac{1}{2} \pm \frac{\alpha}{\theta} \right) \right| \quad (2.17)$$

Enfin, le potentiel de relaxation du standard est évalué à l'aide de la fonction  $r(\alpha, \theta)$ . Le pire cas est pris en ajoutant la contribution des deux courants.

$$r(\alpha, \theta) = 20 \times \log_{10} \left( \frac{\frac{1}{2} + \frac{\alpha}{\theta}}{\frac{1}{2} + \frac{1}{\theta}} \right) \quad (2.18)$$

Ce potentiel de relaxation s'applique à la limite  $\left| \frac{1}{2} I_{MC} \pm \alpha I_{MD} \right|$  et dépend de l'installation des câbles avec le ratio  $\alpha$  et des caractéristiques des émissions conduites avec le ratio  $\theta$ . Les valeurs prises par ces deux ratios ont été discutées dans les parties 2.2 et 2.3.

### 2.4.2 Résultats

Le potentiel de relaxation  $r(\alpha, \theta)$  est calculé pour différentes valeurs de  $\alpha$  et  $\theta$  et est représenté sur la Figure 2.35

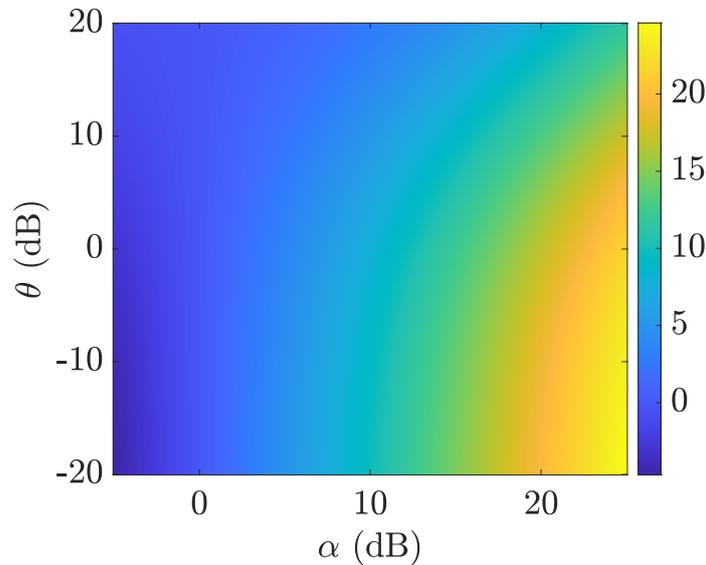
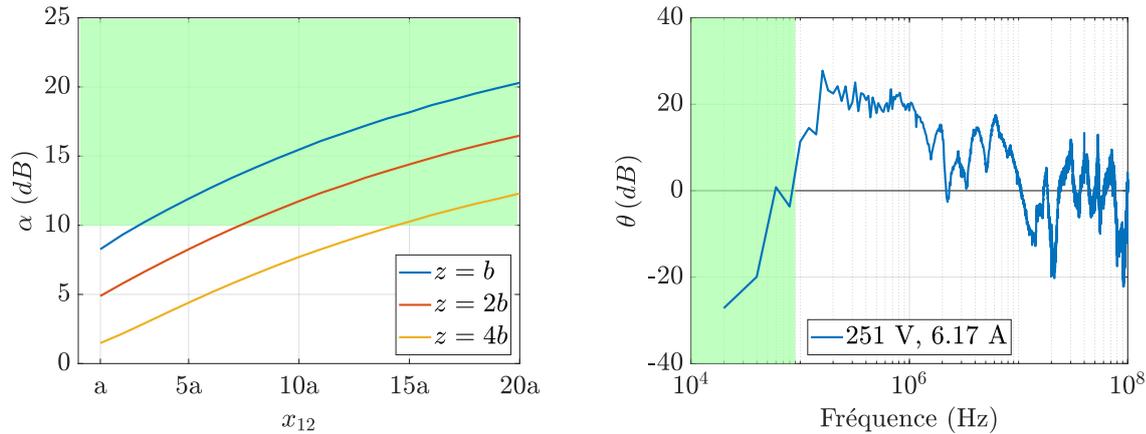


FIGURE 2.35 – Potentiel de relaxation  $r(\alpha, \theta)$  (dB)

Le potentiel de relaxation tend vers la valeur  $\alpha$  quand le mode différentiel est prépondérant au niveau des émissions conduites. Il est ainsi le plus grand pour des valeurs  $\theta$  importantes. Dans ces conditions, la limite pourrait être adaptée à l'installation des câbles et à la répartition modale des émissions. Sur la Figure 2.36, il est représenté en vert les conditions d'installation permettant de relaxer la limite de plus de 6 dB dans le cas du banc d'essais précédemment utilisé. On observe que le potentiel de relaxation est exploitable jusqu'à 100 kHz. Cette gamme de fréquence correspond à celles où les éléments de filtrage sont le plus lourd et volumineux, ce qui confirme la pertinence de la démarche.



(a) Configuration géométrique permettant d'obtenir un ratio  $\alpha > 10$  dB en vert

(b) Bande de fréquences permettant d'obtenir un ratio  $\theta > 6$  dB en vert

FIGURE 2.36 – Identification des situations où le potentiel de relaxation  $r(\alpha, \theta) > 6$  dB

## Synthèse et conclusion

Dans ce chapitre, nous avons validé l'utilisation du modèle boîte noire avec le logiciel de simulation ASERIS-NET. Le modèle boîte noire s'est montré prédictif pour différentes conditions d'installation. Cela a été l'occasion de voir l'influence de ces conditions sur les émissions conduites et le couplage sur un câble victime. Ensuite, la prépondérance d'un mode dans les émissions a été mesurée pour différents points de fonctionnement et conditions d'installation. Le courant de mode commun est bien proportionnel à la tension d'alimentation et le courant de mode différentiel est bien proportionnel au courant découpé. Néanmoins, cette affirmation n'est vraie que pour les premiers harmoniques de découpage. Enfin, le mode différentiel est prépondérant vis-à-vis du mode commun dans les premiers harmoniques. Au niveau du couplage par diaphonie, il n'existe pas de pire cas commun aux modes commun et différentiel. Pour des agencements de câbles usuels, le mode commun est prépondérant au mode différentiel. Pour finir, le potentiel de relaxation des limites d'émissions conduites a été évalué en prenant avantage de la prépondérance des modes. Il existe un potentiel de relaxation compris entre 6 et 20 dB suivant les émissions conduites et l'agencement des câbles.

# Stratégie de spécification et d'intégration d'un convertisseur de puissance sur une plateforme à propulsion électrique

Ce chapitre présente une stratégie d'intégration d'un convertisseur de puissance sur une plateforme à propulsion électrique. Cette stratégie s'appuie sur les outils développés et validés dans le chapitre précédent. Dans un premier temps, les limites d'émissions conduites sont relâchées en plusieurs étapes en prenant en compte les spécificités des plateformes à propulsion électrique. Enfin, plusieurs solutions d'intégrations spécifiques sont présentées et comparées afin de gérer d'éventuelles non-conformités.

## Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Relaxation des limites d'émissions conduites . . . . .</b>	<b>67</b>
3.1.1	Objectifs, présentation et hypothèses . . . . .	67
3.1.2	En ne prenant en compte que l'effet du mode commun . . . . .	70
3.1.3	Correction des mesures à l'aide d'un modèle boîte noire . . . . .	72
3.1.4	En prenant en compte l'effet du mode commun et différentiel . . . . .	73
<b>3.2</b>	<b>Compensation par un essai de susceptibilité . . . . .</b>	<b>78</b>
<b>3.3</b>	<b>Solutions d'intégration spécifiques . . . . .</b>	<b>80</b>
3.3.1	Ségrégation . . . . .	80
3.3.2	Blindage . . . . .	84
3.3.3	Goulotte . . . . .	88
3.3.4	Filtrage . . . . .	91

---

La stratégie d'intégration prend avantage des spécificités des plateformes à propulsion électriques. L'hybridation vise des hélicoptères légers mono-moteur principalement utilisés pour des applications civiles. Ainsi, l'usage de systèmes de radio communication HF tactique n'est pas prévu. Pour le système de radio navigation ADF, le projet MECEP a montré que le couplage prépondérant se fait par diaphonie. De plus, le système ADF est voué à disparaître dans les prochaines années. Pour les plateformes visant un usage urbain, les systèmes HF et ADF ne seront pas présents. Néanmoins, l'usage d'un système de radio communication VHF est envisageable. Par conséquent, l'absence de système de radionavigation ou communication sensible jusqu'à 100 MHz permet de négliger le couplage en pied d'antenne. Les limites actuelles d'émissions conduites sont contraintes par ce couplage en pied d'antenne et il est donc possible de les relâcher. Au niveau des victimes, les gabarits d'essais BCI simulent le couplage entre un câble et une agression champs forts dans sa partie basses fréquences. L'absence d'agression champs forts dans un milieu urbain permet d'adapter les gabarits BCI aux perturbations issues des convertisseurs de puissance. L'utilisation de batteries rend l'alimentation des systèmes de puissance flottante et change l'impédance du réseau d'alimentation qui devient différente de celle des RSILs. Ainsi, les émissions conduites peuvent être influencées par l'installation finale de la plateforme. L'aspect forte puissance des convertisseurs modifie la répartition des courants de mode commun et différentiel. Ainsi, le courant de mode différentiel devient prépondérant par rapport au courant de mode commun sur les premiers harmoniques de découpage. Comme expliqué dans le chapitre précédent, le standard ED-14G ne prend pas en compte explicitement l'effet réel du mode différentiel que ce soit dans les émissions ou le couplage à une éventuelle victime.

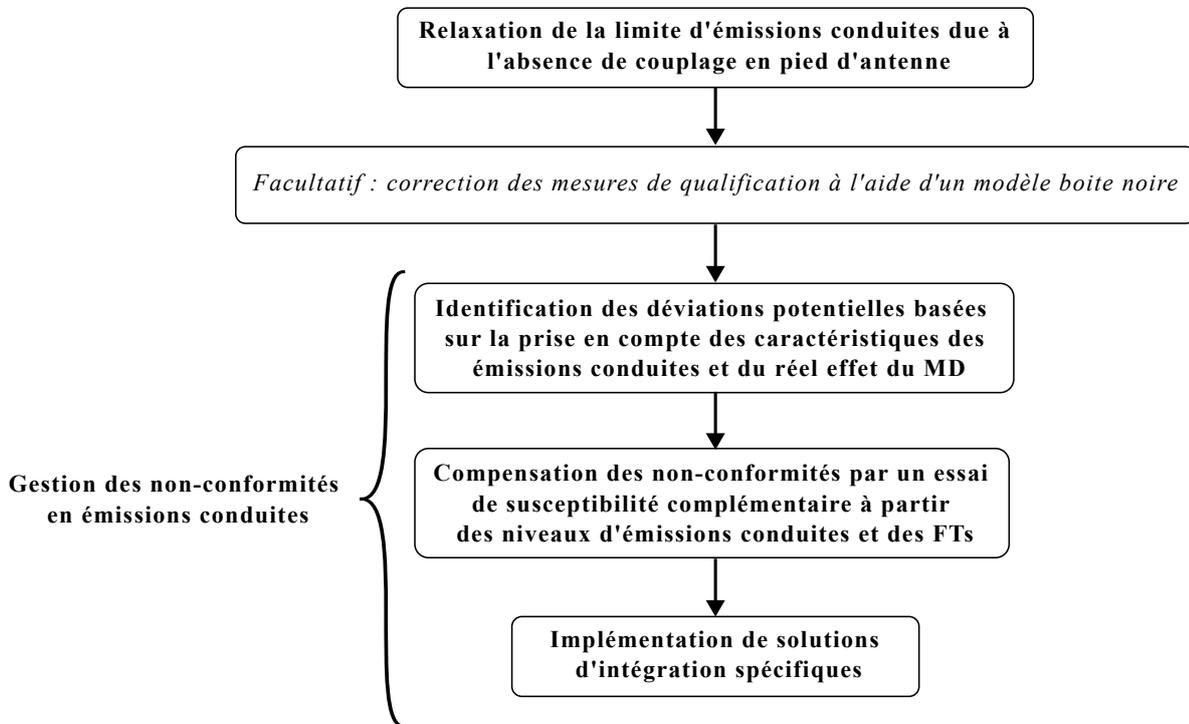


FIGURE 3.1 – Stratégie d'intégration haut niveau d'un convertisseur de puissance

La stratégie d'intégration est présentée sur la Figure 3.1. La philosophie est d'éviter des modifications physiques (modification de la ségrégation, filtrage ...) en évaluant finement la perturbation réelle sur la victime. Dans un premier temps, les limites d'émissions conduites sont relâchées à partir du gabarit d'immunité de la section 20 du standard ED-14G et du couplage entre une route haute tension et une route basse tension. Il s'agit de la spécification fournie à l'équipementier. En cas de dépassement de cette nouvelle limite, les émissions conduites sur la plateforme finale peuvent être évaluées en utilisant un modèle boîte noire et les impédances réelles de la chaîne de propulsion. En cas de nouveau dépassement, la prise en compte du réel effet du courant de mode différentiel sur la victime permet de relâcher à nouveau la limite impliquant du mode différentiel. À ce stade, les caractéristiques de la perturbation sur la victime sont connues. Il est possible d'effectuer un nouvel essai de susceptibilité avec un gabarit BCI sévéré afin d'évaluer les conséquences éventuelles sur la victime. Finalement, les non-conformités sont traitées à l'aide de solutions d'intégration spécifiques modifiant l'installation sur la plateforme (blindage, goulotte, filtrage, règle de ségrégation).

## 3.1 Relaxation des limites d'émissions conduites

### 3.1.1 Objectifs, présentation et hypothèses

La chaîne de propulsion considérée reprend celle du chapitre précédent. Elle est représentée sur les Figures 3.2 et 2.6. On retrouve une situation de co-routage entre une route haute tension et une route basse tension. Pour rappel, l'architecture électrique est simplifiée par rapport à une installation réelle. L'alimentation haute tension du moteur provient d'un cœur de distribution haute tension. Enfin, la partie basse tension est généralement composée de plusieurs liaisons analogiques et/ou numériques.

Cette situation de co-routage est définie par les distances de ségrégation entre les deux routes  $x_{12}$  et au sein de la route de haute tension  $x_{23}$ . Les câbles sont à une hauteur  $z$  du plan de référence. Afin de prendre en compte le couplage par impédance commune, une résistance de plan de masse de  $5 \text{ m}\Omega/\text{m}$  est insérée dans le modèle. Cette valeur de résistance est représentative de celle offerte par les structures en matériaux composites. L'isolant des câbles est négligé car il n'a pas d'impact sur la diaphonie inductive. Les valeurs prises par ces paramètres sont reportées dans la Table 3.1 et définissent les règles d'installation nominales.

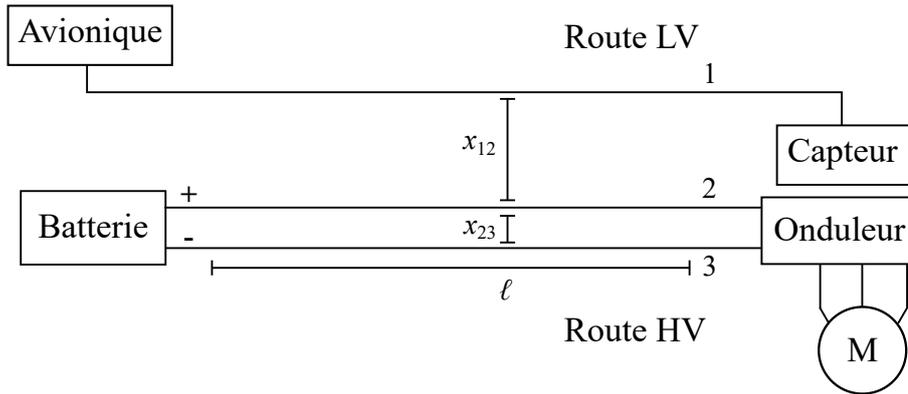


FIGURE 3.2 – Schéma de la chaîne de propulsion considérée

Paramètre	Valeur
Résistance de plan de masse	5 mΩ/m
Résistance de câble	50 mΩ/m
$x_{12}$	7.5a
$x_{23}$	2b
$z$	2c
$r_1$	r
$r_2 ; r_3$	4r
Longueur de la ligne	l

TABLE 3.1 – Paramètres géométriques et électriques utilisés

L'objectif est de relâcher la limite des émissions conduites du standard ED-14G en prenant en compte le couplage entre une route de haute tension et une route basse tension en l'absence de couplage en pied d'antenne.

La configuration de la route LV est simplifiée à un seul câble représentant le blindage d'une fonction sensible. Le couplage considéré est la diaphonie inductive entre les deux routes. Sur une installation réelle, il est probable que d'autres fonctions sensibles soient co-routées en parallèle. L'essai BCI va tester cette configuration de co-routage. Le courant induit par la pince de courant va se répartir sur les différents câbles. D'un côté, le couplage entre les deux routes est plus faible mais de l'autre la fonction sensible considérée est moins stressée lors de l'essai BCI. Ainsi, la limite d'émissions conduites va changer en fonction de la composition du toron de la route basse tension. Il faut s'assurer que la limite la plus sévère est obtenue dans le cas où la route basse tension est constituée d'un seul câble. D'un point de vue analytique, il faut s'assurer que :

$$I_{MC}(1) \leq I_{MC}(N)$$

Où  $I_{MC}(1)$  la limite de courant de mode commun en présence d'un conducteur sur la route LV  
Où  $I_{MC}(N)$  la limite de courant de mode commun en présence de N conducteurs sur la route LV

$$\frac{I_{BCI}}{1} \frac{1}{FT_{MC,nom}(1)} \leq \frac{I_{BCI}}{N} \frac{1}{FT_{MC}(N)}$$

$$FT_{MC}(N) \leq \frac{FT_{MC}(1)}{N} \quad (3.1)$$

Avec  $FT_{MC,nom}$  la fonction de transfert de mode commun pour un agencement de câbles nominal. La définition est donnée dans le chapitre précédent par l'équation 2.7.

La Figure 3.3 montre l'agencement des câbles en fonction du nombre  $N$  de conducteurs constituant la route LV. Différents agencements sont choisis aléatoirement dans un quadrillage autour du câble victime considéré. Pour  $N = 2$ , le deuxième câble peut prendre 8 positions différentes. Pour  $N = 9$ , le quadrillage est augmenté d'une dimension afin de pouvoir tester différentes configurations.

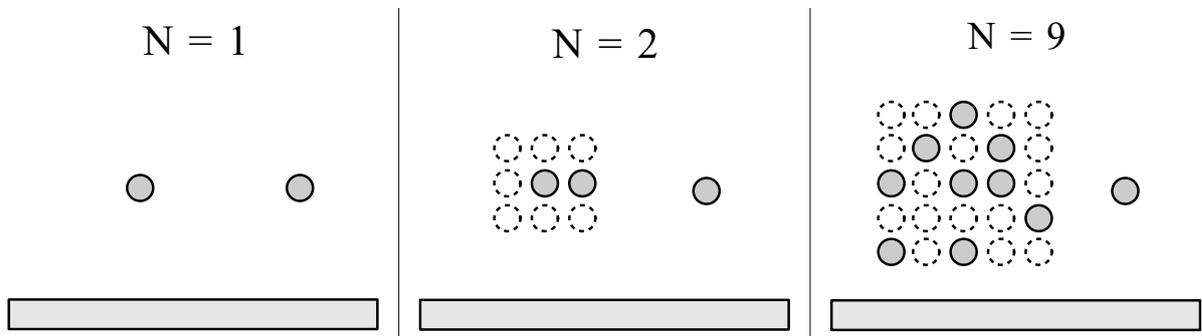


FIGURE 3.3 – Logique d'agencement des câbles de la route LV en fonction de  $N$

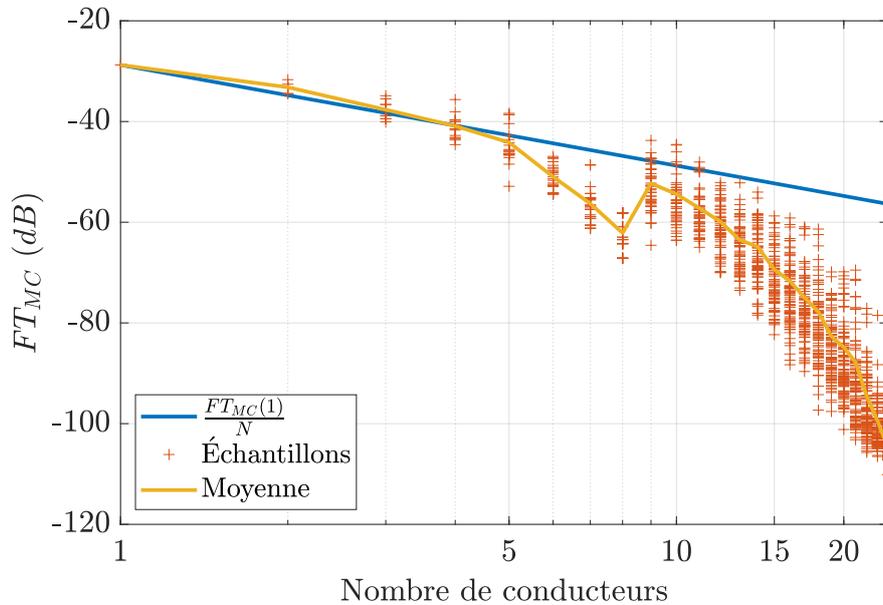


FIGURE 3.4 – Fonction de transfert de MC suivant le nombre de conducteurs  $N$  en utilisant ASERIS-NET

La Figure 3.4 trace la fonction de transfert de mode commun en fonction du nombre de conducteurs au sein de la route LV. ASERIS-NET est utilisé pour calculer les fonctions de transfert. Pour que l'inégalité 3.1 soit vérifiée, il faut que la courbe en jaune soit en dessous de la courbe bleue. On remarque que c'est le cas à partir de 4 conducteurs. Il existe néanmoins quelques configurations pour lesquelles l'inégalité n'est pas vérifiée. Afin de prendre en compte tous les cas possibles, une marge de 6 dB sera appliquée aux limites.

Enfin, la mesure des émissions et de l'immunité conduite est faite avec un certain niveau d'incertitude. Pour les émissions conduites, le requis d'incertitude maximale spécifiée dans la norme CISPR 16-4-2 est reprise soit 2.9 dB. Pour la mesure de l'immunité conduite, l'incertitude calculée dans la norme EN 61000-4-6 est reprise soit 3.3 dB. L'incertitude sur le placement des câbles n'est pas prise en compte car les valeurs prises sont des requis minimums. Ainsi en prenant en compte la marge de 6 dB et les incertitudes de mesures, une correction  $C_{marge} = 6 + 2.9 + 3.3 = 12.2 \text{ dB}$  sera appliquée aux limites.

### 3.1.2 En ne prenant en compte que l'effet du mode commun

La logique de relaxation est décrite sur la Figure 3.5. Dans cette partie, l'effet du mode commun et du mode différentiel sur la victime est le même. La relaxation est calculée à partir du gabarit de susceptibilité et de la fonction de transfert entre les routes HV et LV. Elle est calculée à l'aide la formule 3.2. La nouvelle limite est minorée de  $C_{marge}$  afin de prendre en compte les incertitudes et erreurs possibles.

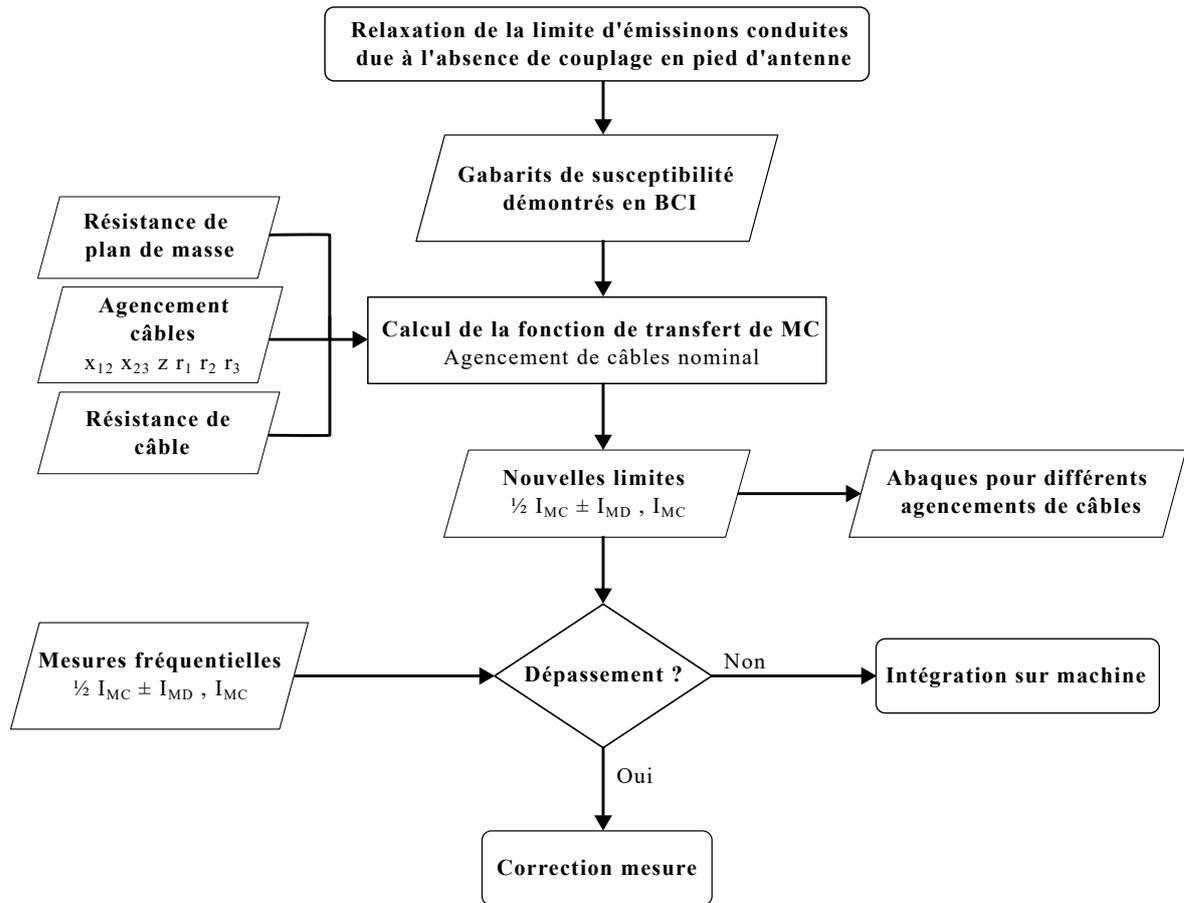


FIGURE 3.5 – Logique de relaxation de la limite des émissions conduites à partir d'une fonction de transfert de MC relâchée

$$I_{MC,nom} = \frac{I_{BCI}}{FT_{MC,nom}} - C_{marge} \quad (3.2)$$

$$\frac{1}{2} I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom} = I_{MC,nom} \quad (3.3)$$

Avec  $I_{MC,nom}$  la limite relâchée pour le courant de mode commun,  $\frac{1}{2} I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom}$  la limite relâchée pour le courant circulant dans une phase,  $I_{BCI}$  le gabarit BCI et  $FT_{MC,nom}$  la fonction de transfert de mode commun pour la configuration nominale.

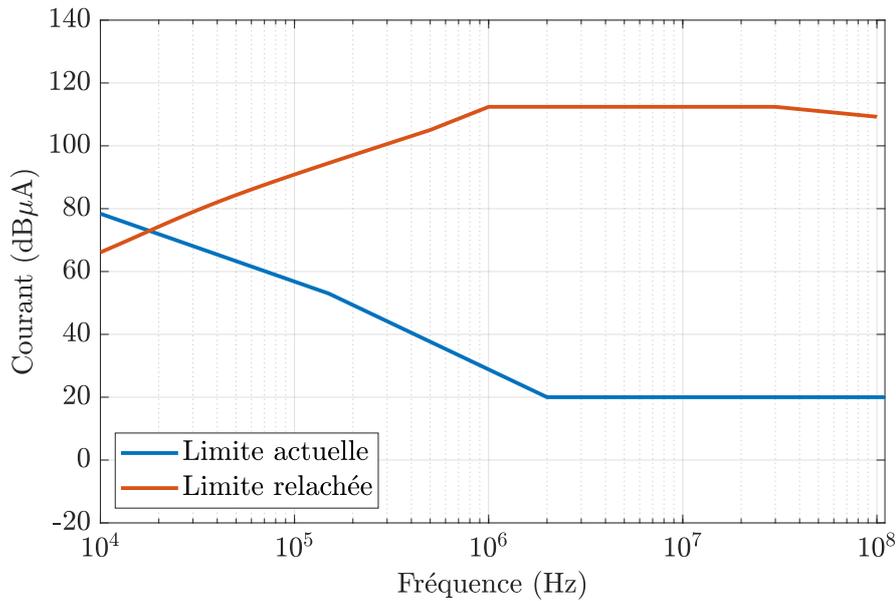


FIGURE 3.6 – Limite relâchée pour  $I_{MC,nom}$  et  $\frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom}$

Sur la Figure 3.6, ces limites sont calculées pour le gabarit BCI ED-14G - Section 20 - Cat M. Les équipements sensibles sont déjà qualifiés avec cette catégorie et leur réutilisation est donc simplifiée. On observe que la relaxation est limitée à 14 dB entre 10kHz et 40kHz. Cette gamme de fréquence correspond à la fréquence de découpage qui génère des perturbations importantes. Ensuite, la relaxation atteint un plateau de 94 dB à partir de 1 MHz. Cette relaxation importante est principalement due à l'absence de couplage en pied d'antenne dans cette gamme de fréquences. À partir de 30 MHz, la limite ne pourra pas être relâchée dans le cas où des systèmes de radio navigation sont présents et fonctionnent à ces fréquences.

Il est possible d'adapter cette limite à différents agencements de câbles. Des exemples d'abaques sont fournis dans la partie 3.3.1.

### 3.1.3 Correction des mesures à l'aide d'un modèle boîte noire

En cas de dépassement, il est possible d'utiliser la modélisation boîte noire afin de prendre en compte l'influence de l'installation finale sur les émissions conduites. Afin d'évaluer le gain, il est nécessaire de comparer les impédances des boucles de mode commun et de mode différentiel de l'environnement normatif à celles de l'installation finale. Ces impédances ont été mesurées sur le banc présenté dans le chapitre précédent et sont représentées sur la Figure 3.7. Les impédances de MC et MD de la batterie ont été mesurées directement à ses bornes. Afin de prendre en compte l'effet du câblage jusqu'à l'onduleur, une inductance linéique de  $0.8 \mu H/m$  est rajoutée.

Pour les impédances de mode différentiel, l'impédance d'une batterie est moins importante que celle d'un RSIL. Dans le même temps, elle est plus importante que celle de l'impédance d'entrée d'un onduleur. Ainsi, on peut s'attendre à ce que le courant de mode différentiel augmente lors de la simulation à l'aide de la modélisation boîte noire.

Pour l'impédance de mode commun, l'impédance d'une batterie est significativement plus importante que celle d'un RSIL jusqu'à 1 MHz. Dans le même temps, l'impédance de l'onduleur

est du même ordre de grandeur que celle de la batterie. Ainsi, on peut s'attendre à une correction d'un facteur 6 dB des émissions de mode commun lors de l'utilisation du modèle boîte noire. À partir de 1 MHz, les différentes résonances ne permettent pas de conclure sur une quelconque correction.

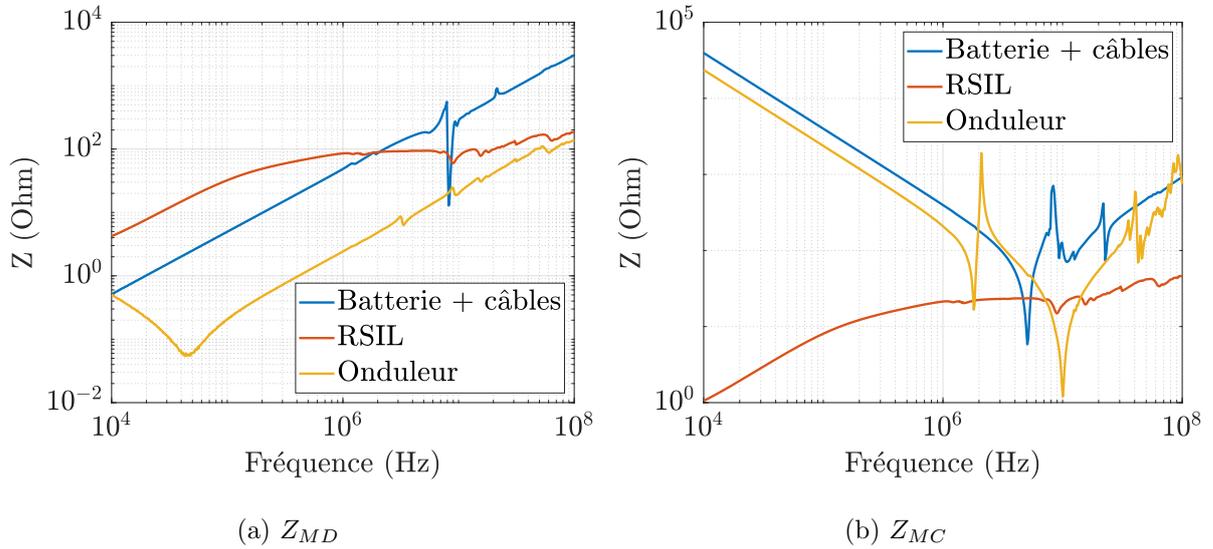


FIGURE 3.7 – Comparaison des impédances lors d'une mesure normative et d'une installation réelle

Le prochain levier de relaxation est la prise en compte du mode différentiel dans le couplage.

### 3.1.4 En prenant en compte l'effet du mode commun et différentiel

Dans cette partie, l'effet réel du mode différentiel est pris en compte dans le couplage entre les routes HV et LV. Ainsi, il est possible de relâcher le gabarit de la mesure du courant sur une phase composée pour partie du courant de mode différentiel. Ce nouveau gabarit n'est pas spécifié à l'équipementier mais doit permettre d'accepter un dépassement sur cette mesure. Sur la Figure 3.8, la logique de relaxation est présentée. Dans un premier temps, la limite  $\frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom}$  est relâchée pour une valeur fixe de  $\theta = \frac{I_{MC}}{I_{MD}} = 6 \text{ dB}$ . Ensuite la limite  $\frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom}$  est relâchée en fonction des émissions réelles de courants de mode commun et de mode différentiel.

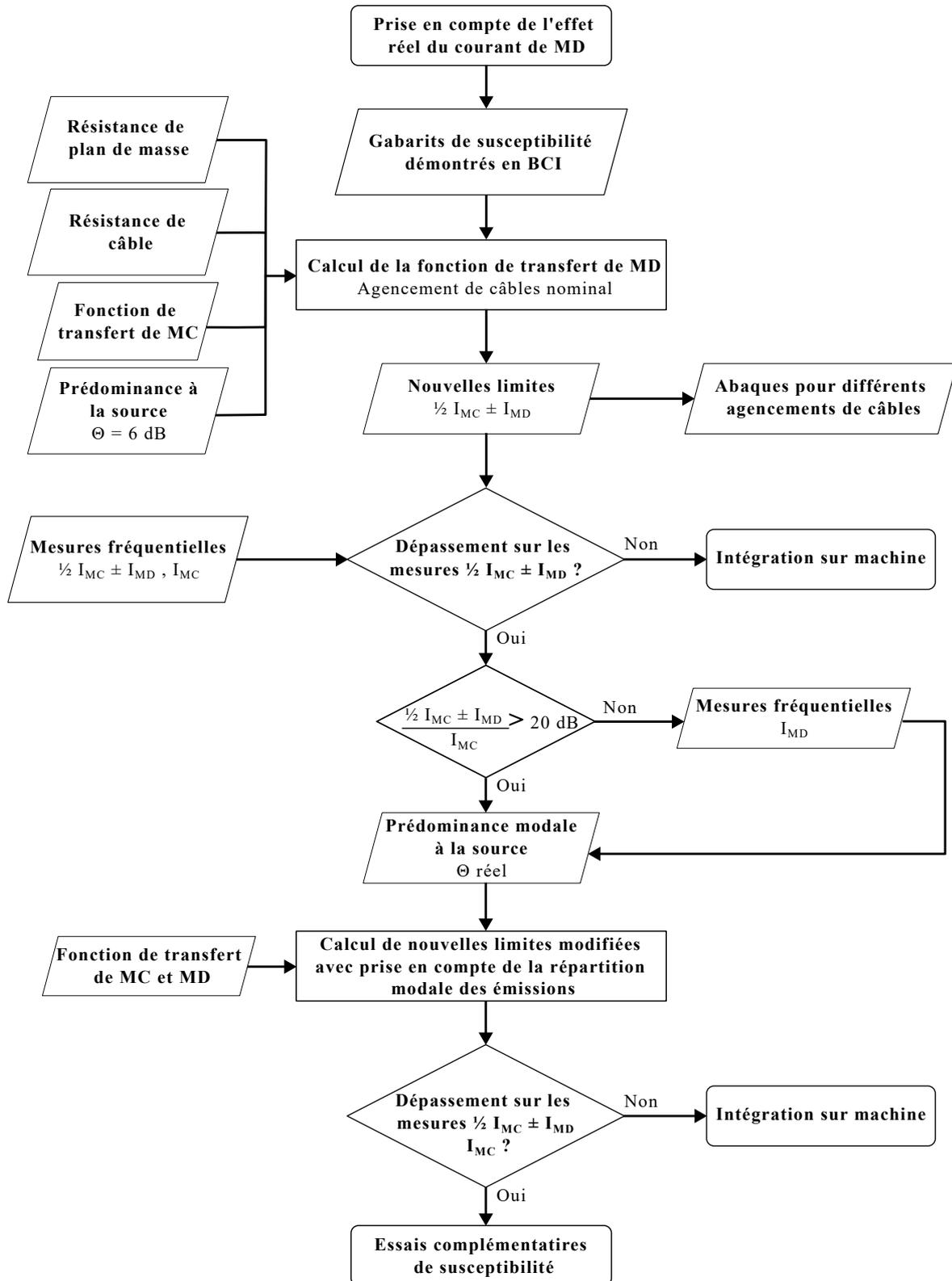


FIGURE 3.8 – Logique de relaxation de la limite des émissions conduites en prenant en compte l'effet réel du courant de MD

**En prenant en compte l'effet du mode commun et différentiel pour  $\theta = 6dB$** 

Le courant de mode commun est supposé être deux fois plus important que le courant de mode différentiel. Comme expliqué dans le premier chapitre, seule la limite impliquant du mode différentiel est relaxée. Ainsi, la limite de mode commun ne change pas. La limite  $\frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom}$  est calculée en deux parties. Dans un premier temps, la limite de mode différentiel  $I_{MD,nom}$  est calculée en fonction de la limite de courant de mode commun. Ensuite, la limite  $\frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom}$  est calculée à l'aide de l'équation 3.5

$$\begin{aligned}
 I_{BCI} &= \frac{1}{2}FT_{MC,nom}I_{MC,nom} + FT_{MD,nom}I_{MD,nom} \\
 I_{BCI} &= \frac{1}{2}FT_{MC,nom}\frac{I_{BCI}}{FT_{MC,nom}} + FT_{MD,nom}I_{MD,nom} \\
 I_{MD,nom} &= \frac{I_{BCI}}{2FT_{MD,nom}}
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

Avec  $I_{BCI}$  le gabarit BCI considéré,  $FT_{MD,nom}$  la fonction de transfert de mode différentiel pour un agencement de câbles nominal. Le pire cas est pris en additionnant la contribution des deux courants.

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom} &= \frac{I_{BCI}}{2FT_{MC,nom}} + \frac{I_{BCI}}{2FT_{MD,nom}} - C_{marge} \\
 \frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom} &= \frac{I_{BCI}}{2}\left(\frac{1}{FT_{MC,nom}} + \frac{1}{FT_{MD,nom}}\right) - C_{marge}
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Il est possible d'exprimer cette limite en fonction de  $\alpha_{nom} = \frac{FT_{MC,nom}}{FT_{MD,nom}}$  :

$$\frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom} = \frac{I_{BCI}}{FT_{MC,nom}}\left(\frac{1}{2} + \frac{\alpha_{nom}}{2}\right) - C_{marge}$$

On en déduit le  $\theta$  final :  $\theta = \frac{I_{BCI}}{FT_{MC,nom}}\frac{2FT_{MD,nom}}{I_{BCI}} = \frac{2}{\alpha}$ . Dans le cas où  $\alpha = 1 = 0dB$ , on retrouve bien  $\theta = 2 = 6dB$

Sur la Figure 3.9, les limites relaxées sont représentées pour le gabarit BCI  $I_{BCI}$  Cat M du standard ED-14G. Il existe à présent avec deux limites différentes. Avec l'agencement de câbles nominal,  $\alpha_{nom}$  est égale à 10 dB et on retrouve le potentiel de relaxation démontré dans le premier chapitre i.e 6.4 dB qui se matérialise par l'écart entre les deux limites.

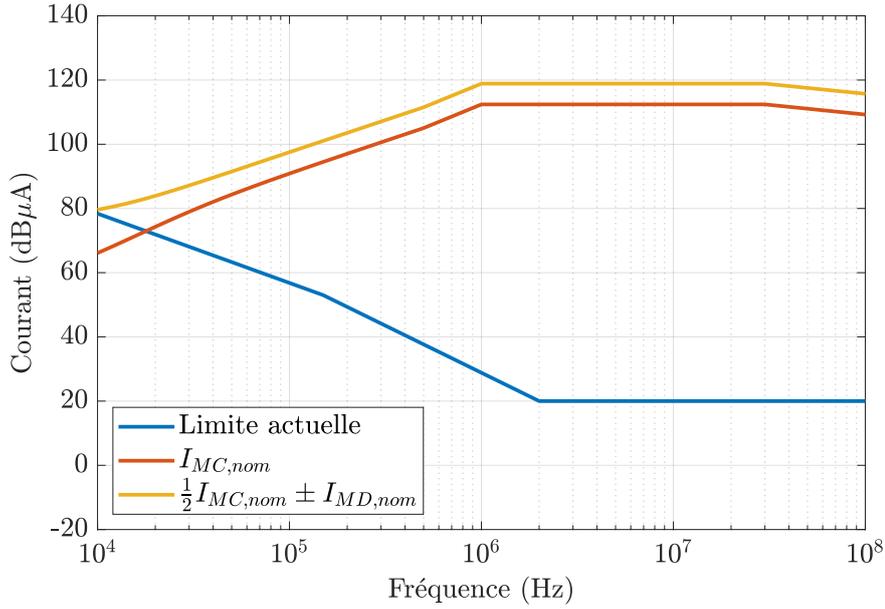


FIGURE 3.9 – Enveloppe de non-conformités acceptable pour les courants  $I_{MC,nom}$  et  $\frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom}$  pour  $\theta = 6\text{ dB}$

#### En prenant en compte l'effet du mode commun et différentiel pour $\theta \neq 6\text{ dB}$

Cette partie s'applique uniquement s'il existe une marge sur le courant de mode commun effectivement mesuré par rapport au gabarit de mode commun spécifié. Dans ce cas, il est possible de relâcher de façon supplémentaire la limite  $\frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom}$  tout en gardant la même agression sur la victime.

On définit  $I'_{MC}$  comme les émissions de mode commun réellement mesurées ou comme la nouvelle limite de  $I_{MC,nom}$ . Dans la formule 3.6, on définit  $X$  comme étant la marge en linéaire par rapport au gabarit relâché de mode commun  $I_{MC,nom}$ .

$$I'_{MC,nom} = \frac{I_{MC,nom}}{X} = \frac{I_{BCI}}{FT_{MC}X} \quad (3.6)$$

L'objectif est d'exprimer la correction à appliquer à la limite relâchée  $\frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom}$  en fonction de la marge  $X$ . Dans un premier temps, les nouvelles limites  $I'_{MD,nom}$  et  $\frac{1}{2}I'_{MC,nom} \pm I'_{MD,nom}$  sont calculées.

$$I'_{MD,nom} = \frac{1}{FT_{MD}}(I_{BCI} - \frac{1}{2}FT_{MC}I'_{MC,nom})$$

$$I'_{MD,nom} = \frac{1}{FT_{MD}}(I'_{MC,nom}FT_{MC}X - \frac{1}{2}FT_{MC}I'_{MC,nom})$$

$$I'_{MD,nom} = \frac{1}{FT_{MD}}(I'_{MC,nom}FT_{MC}(X - \frac{1}{2}))$$

$$I'_{MD,nom} = I'_{MC,nom} \frac{FT_{MC}}{FT_{MD}}(X - \frac{1}{2}) = I'_{MC,nom} \alpha (X - \frac{1}{2})$$

$$\begin{aligned}\frac{1}{2}I'_{MC,nom} + I'_{MD,nom} &= \frac{1}{2}I'_{MC,nom} + I'_{MC} \alpha \left(X - \frac{1}{2}\right) \\ \frac{1}{2}I'_{MC,nom} + I'_{MD,nom} &= I'_{MC} \left(\frac{1}{2} + \alpha \left(X - \frac{1}{2}\right)\right)\end{aligned}$$

Il est possible d'exprimer la correction  $C_X$  à appliquer à la limite  $\frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom}$  pour  $\theta = 6dB$

$$\begin{aligned}C_X &= \frac{\frac{1}{2}I'_{MC,nom} + I'_{MD,nom}}{\frac{1}{2}I_{MC,nom} + I_{MD,nom}} = \frac{I'_{MC,nom}}{I_{MC,nom}} \frac{\left(\frac{1}{2} + \alpha \left(X - \frac{1}{2}\right)\right)}{\left(\frac{1}{2} + \frac{\alpha}{2}\right)} \\ C_X &= \frac{\frac{1}{2}I'_{MC,nom} + I'_{MD,nom}}{\frac{1}{2}I_{MC,nom} + I_{MD,nom}} = \frac{1}{X} \frac{\left(\frac{1}{2} + \alpha \left(X - \frac{1}{2}\right)\right)}{\left(\frac{1}{2} + \frac{\alpha}{2}\right)}\end{aligned}\quad (3.7)$$

On en déduit que le  $\theta$  final :  $\theta = \frac{I'_{MC,nom}}{I'_{MD,nom}} = \frac{1}{\alpha(X - \frac{1}{2})}$ . On vérifie que pour  $X = 1$  et  $\alpha = 1$ , on obtient  $\theta = 2 = 6dB$ .

Sur la Figure 3.10, la correction  $C_X$  est calculée pour différentes valeurs de marge  $X$ . Pour l'agencement de câbles nominal, la correction tend vers 3.5 dB.

Sur la Figure 3.11, les limites sont corrigées pour deux valeurs de marge  $X = 0dB$  et  $X = 10dB$ . Le premier cas correspond au cas où  $\theta$  est égal à 6 dB. L'écart entre les courbes pointillées correspond à la correction  $C_X$  pour  $X = 10dB$  soit 2.6 dB.

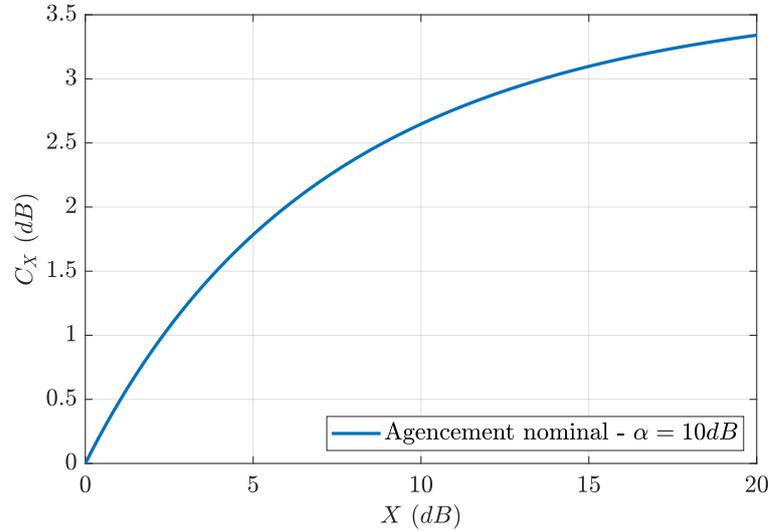


FIGURE 3.10 – Correction à appliquer à la limite  $\frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom}$  suivant les émissions réelles de MC

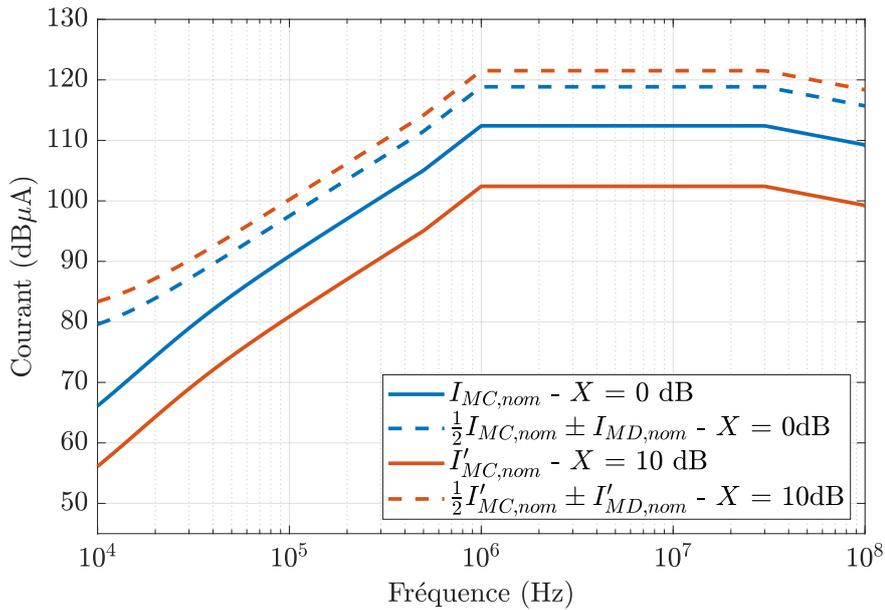


FIGURE 3.11 – Enveloppe de non-conformités acceptable pour les courants  $\frac{1}{2}I'_{MC,nom} \pm I'_{MD,nom}$  suivant les émissions réelles de MC

### 3.2 Compensation des non-conformités par un essai de susceptibilité à partir des niveaux d'émissions conduites et des fonctions de transfert

Les étapes relaxation précédentes montrent qu'il est difficile de relâcher les contraintes de plus de 10 dB sur la plage de fréquences correspondant au premier harmonique de découpage. Actuellement, le gabarit BCI en basses fréquences reproduit une agression électromagnétique externe (HIRF). Il serait opportun d'adapter le gabarit afin de reproduire l'agression produite par l'électronique de puissance. Cette sévérisation permettrait de relâcher la contrainte sur les premiers harmoniques de découpage et donc sur les efforts d'intégration (filtrage, ségrégation, blindage ...). Il est proposé sur la Figure 3.12 un nouveau gabarit pour la catégorie M. Concrètement, le plateau à  $96.9 \mu\text{dB}$ A est prolongé en basses fréquences. Il est nécessaire de refaire un essai BCI sur les équipements identifiés potentiellement sensibles du fait de leurs installations ou conceptions.

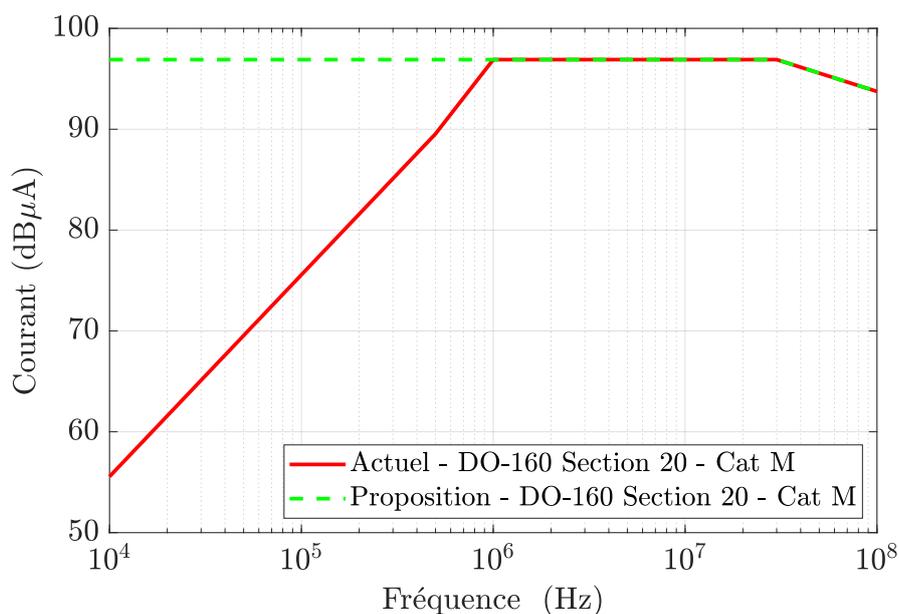


FIGURE 3.12 – Proposition de nouvelle limite d'essais BCI

Avec ce nouveau gabarit, les limites relâchées sont représentées sur la Figure 3.13. L'hypothèse conservatrice  $\theta = 6dB$  est faite. Ces limites sont calculées à l'aide des équations 3.2 et 3.5. Dans ce cas, la limite peut être relâchée d'au moins 50 dB par rapport à la limite actuelle et confirme la pertinence de la démarche.

Dans les parties précédentes, les limites ont été relâchées sans modifier physiquement l'installation. Nous allons comparer différentes solutions permettant de gérer d'éventuelles non-conformités.

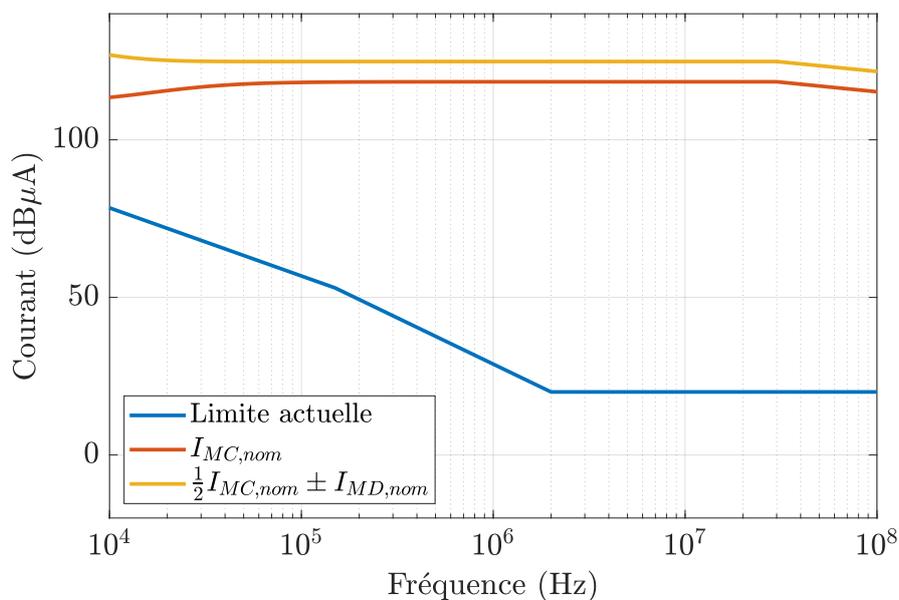


FIGURE 3.13 – Limites relâchées en prenant un gabarit BCI sévéré

### 3.3 Solutions d'intégration spécifiques

Les étapes précédentes ont permis d'évaluer l'agression réelle sur la victime et son comportement. Toutes ces étapes n'impactent pas les règles d'installation et sont facilement réalisables. Néanmoins, il peut y avoir des cas où la relaxation des limites n'est pas suffisante. Dans ce cas, il est physiquement nécessaire de modifier les règles d'installation ou le design du système. Dans cette optique, différentes solutions d'intégration spécifiques sont évaluées et comparées : la ségrégation, le blindage du câblage, l'utilisation de goulotte, le filtrage.

#### 3.3.1 Ségrégation

La ségrégation permet de limiter le couplage entre les routes. À condition que l'espace soit disponible, cette solution n'ajoute pas de masse supplémentaire. L'objectif est d'adapter les limites relâchées en fonction de l'installation réelle des câbles. Des abaques sont calculés pour chaque étape de relaxation. L'utilisation d'abaque permet d'adapter rapidement la limite et être force de proposition. Trois paramètres sont étudiés : la distance de ségrégation  $x_{12}$  entre les routes LV et HV, la distance de ségrégation  $x_{23}$  entre les conducteurs de la route HV et la hauteur  $z$  des câbles par rapport au plan de masse.

#### En ne prenant en compte que l'effet du mode commun

Cette partie vise à adapter la limite relâchée pour un agencement nominal de câbles dans la partie 3.1.2.

On définit la correction  $C$  nécessaire à ajouter à la limite pour prendre en compte un changement dans la ségrégation des câbles.

$$I_{MC} = I_{MC,nom} + C$$

avec  $I_{MC}$  la limite corrigée et  $I_{MC,nom}$  la limite pour un agencement de câbles nominal

$$C = \frac{I_{MC}(f)}{I_{MC,nom}(f)} = \frac{I_{BCI}}{FT_{MC}(f)} \frac{FT_{MC,nom}}{I_{BCI}} = \frac{FT_{MC,nom}}{FT_{MC}} \quad (3.8)$$

On remarque que la correction ne dépend pas de la catégorie BCI considérée.

En basses fréquences, le couplage par impédance commune n'est pas négligeable. Ainsi, les abaques sont tracés pour deux fréquences : 10 kHz et 1 MHz.

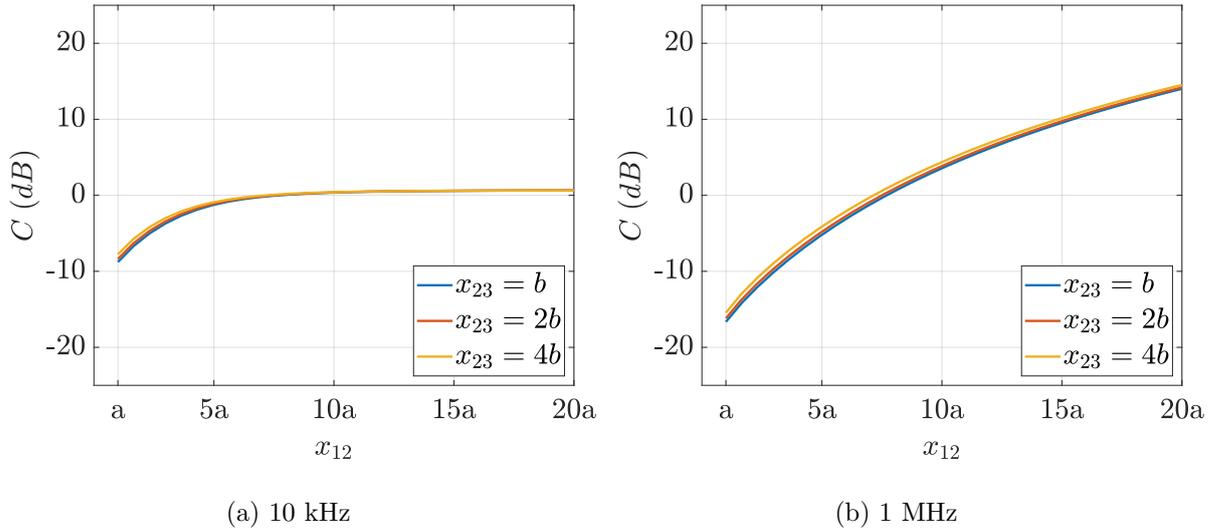


FIGURE 3.14 – Correction  $C$  en ne prenant en compte que l'effet du courant de mode commun (Figure 3.6) pour une hauteur nominale de  $z = 2c$

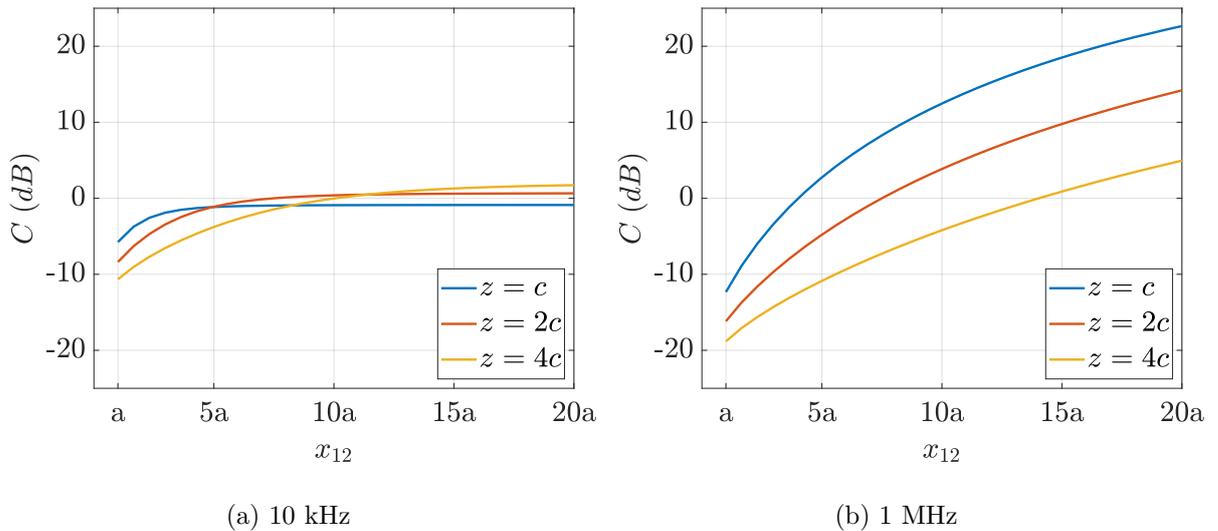


FIGURE 3.15 – Correction  $C$  en ne prenant en compte que l'effet du courant de mode commun (Figure 3.6) pour une ségrégation nominale de  $x_{23} = 2b$

Sur les Figures 3.14 et 3.15, la correction  $C$  est calculée en fixant soit  $z$  ou  $x_{23}$  à leurs valeurs nominales. On remarque que le couplage par impédance commune est prépondérant à 10 kHz pour une majorité d'agencements de câbles. Ainsi, la ségrégation n'est pas une solution en cas de dépassement des premiers harmoniques de découpage. Au contraire, une diminution de l'impédance du plan de masse est une bonne solution. L'espacement entre les conducteurs de la route HV n'impacte pas puisque seule la fonction de transfert de mode commun est prise en compte dans cette partie. Enfin, modifier la hauteur des câbles est le meilleur moyen de relâcher

davantage la limite. Par exemple, la diminution par 2 de la hauteur permet de relâcher d'environ 8 dB la limite. De façon symétrique, l'élévation d'un facteur 2 sévérise d'environ 8 dB la limite.

**En prenant en compte l'effet du mode commun et différentiel pour  $\theta = 6dB$**

Dans cette partie, des abaques sont définis pour adapter les limites relâchées dans la partie 3.1.4.

Les abaques pour adapter la limite de courant de mode commun sont les mêmes que dans la partie précédente.

On définit la correction  $C$  nécessaire à ajouter à la limite  $\frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom}$  pour prendre en compte un changement dans la ségrégation des câbles :

$$\frac{1}{2}I_{MC} \pm I_{MD} = \frac{1}{2}I_{MC,nom} \pm I_{MD,nom} + C \text{ (dB)}$$

À l'aide l'équation 3.5, on en déduit le facteur de correction  $C$  :

$$C = \frac{\frac{1}{2}I_{MC} + I_{MD}}{\frac{1}{2}I_{MC,nom} + I_{MD,nom}} = \frac{FT_{MC,nom}}{FT_{MC}} \frac{(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\alpha)}{(\frac{1}{2} + \frac{\alpha_{nom}}{2})} \quad (3.9)$$

On constate encore une fois que le facteur de correction ne dépend pas de la catégorie choisie pour l'essai BCI.

Sur les Figures 3.16 et 3.17, le facteur de correction  $C$  est tracé en fonction des trois paramètres géométriques considérés. La prise en compte de l'effet du courant de mode différentiel rend les abaques peu sensibles à la fréquence. On constate que le doublement de la distance entre les conducteurs de la route HV sévérise la limite d'environ 5 dB. Pour des distances de ségrégation entre routes HV et LV supérieures à 10a, la réduction de la hauteur des câbles d'un facteur 2 permet de relâcher la limite d'environ 6 dB. Enfin le doublement de la distance de ségrégation entre les routes HV et LV permet de relâcher la limite d'environ 13 dB.

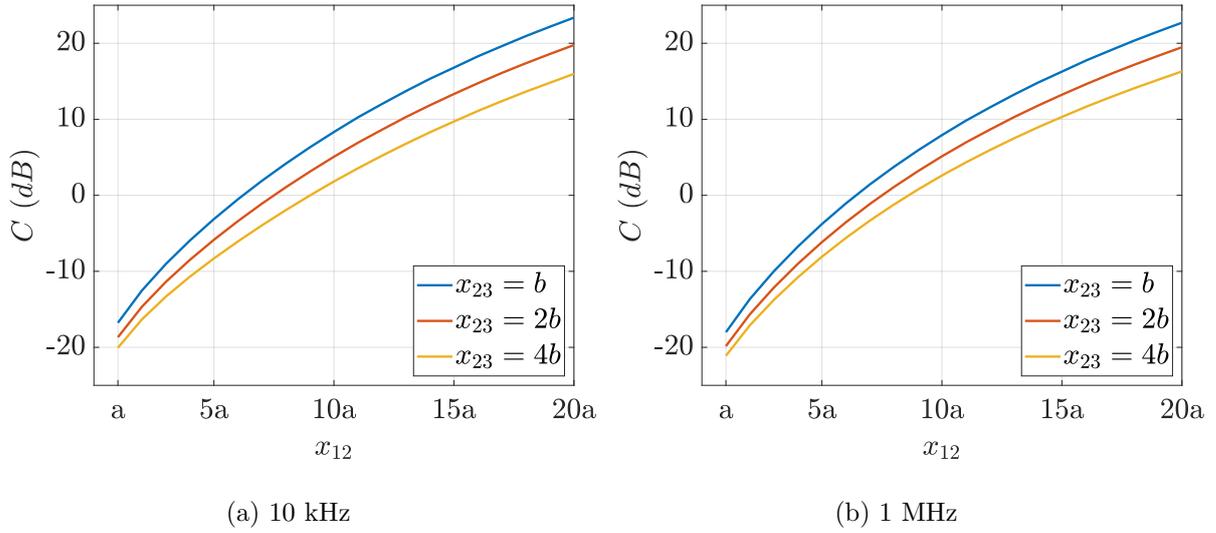


FIGURE 3.16 – Correction  $C$  en ne prenant en compte l'effet du courant de mode commun et différentiel (Figure 3.9) pour une hauteur nominale de  $z = 2c$

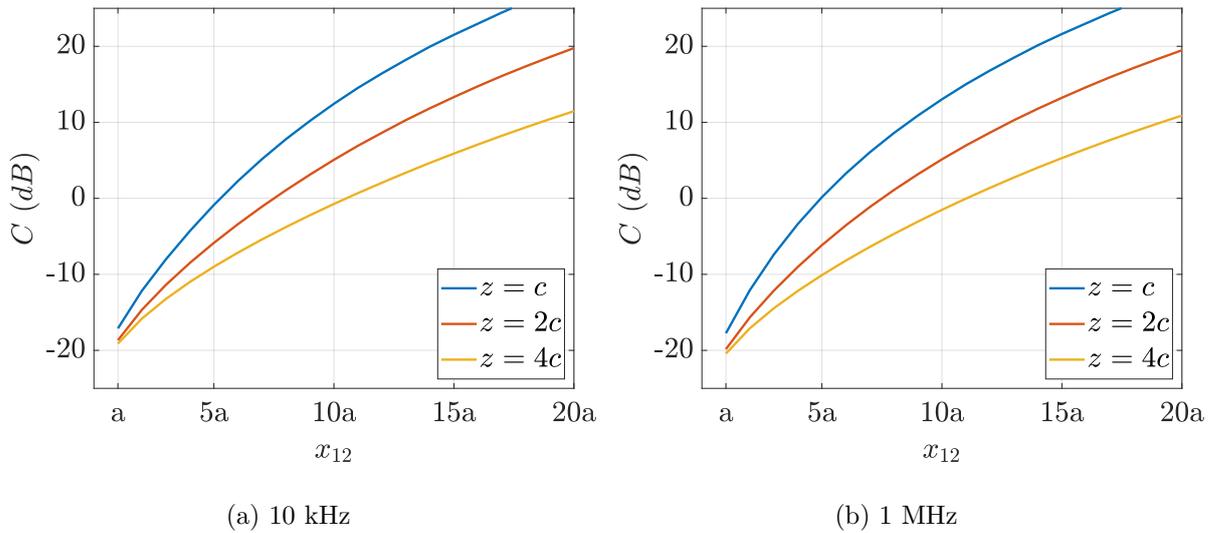


FIGURE 3.17 – Correction  $C$  en prenant en compte l'effet du courant de mode commun et différentiel (Figure 3.9) pour une ségrégation nominale de  $x_{23} = 2b$

#### En prenant en compte l'effet du mode commun et différentiel pour $\theta \neq 6dB$

La correction  $C$  à ajouter aux limites de la partie 3.1.4 est calculée. Pour rappel, les limites sont adaptées en fonction de la prépondérance du mode commun ou différentiel dans les émissions.

On définit la correction  $C$  comme :

$$\frac{1}{2}I'_{MC} \pm I'_{MD} = \frac{1}{2}I'_{MC,nom} \pm I'_{MD,nom} + C \text{ (dB)}$$

La correction  $C$  dépend aussi des émissions réelles de courant de mode commun caractérisées par le facteur  $X$

Sur la Figure 3.18, le facteur  $C$  est tracé pour 3 valeurs de  $X$  en fonction de  $x_{12}$ . Les paramètres  $x_{23}$  et  $z$  sont fixés à leurs valeurs nominales. On observe que le facteur  $X$  a peu d'influence sur le facteur de correction  $C$ . Ainsi, les abaques définis dans la partie précédente peuvent être utilisés sans trop d'erreur.

$$C(X) = \frac{\frac{1}{2}I'_{MC} + I'_{MD}}{\frac{1}{2}I'_{MC,nom} + I'_{MD,nom}} = \frac{FT_{MC,nom}}{FT_{MC}} \frac{(\frac{1}{2} + \alpha(X - \frac{1}{2}))}{(\frac{1}{2} + \alpha_{nom}(X - \frac{1}{2}))} \quad (3.10)$$

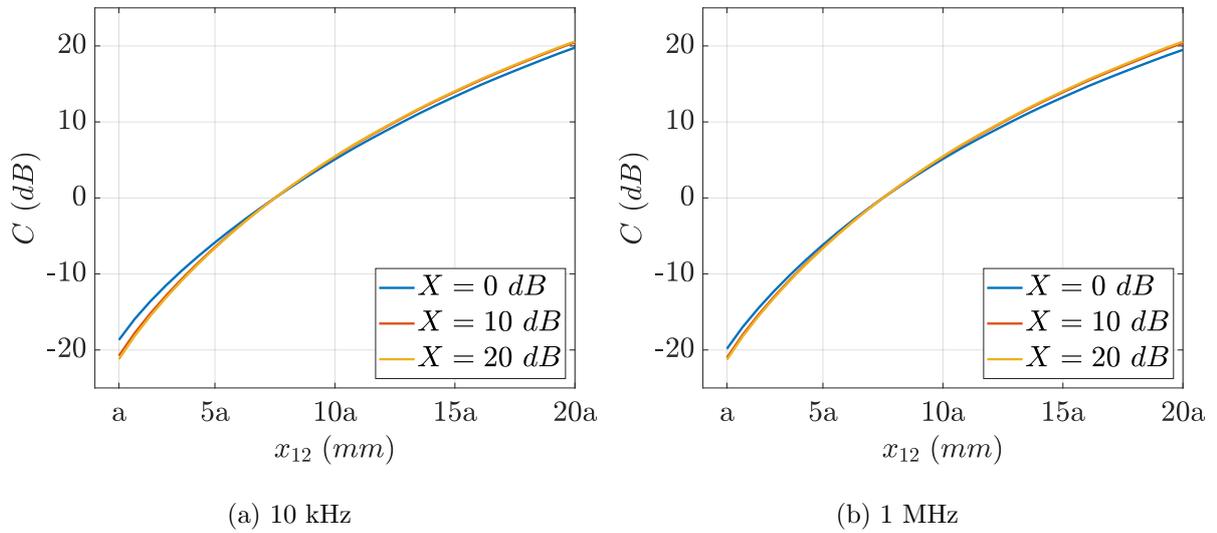


FIGURE 3.18 – Abaque nouvelle limite avec  $X$

### 3.3.2 Blindage

Le blindage des câbles permet de réduire le couplage entre la route de haute tension et la route basse tension. L'influence de la route blindée (route HV ou route LV) est étudiée. Enfin, l'intérêt du blindage  $\mu$ -métal est investigué.

La position du blindage sur la victime ou les câbles haute tension est représentée sur la Figure 3.19. Dans le premier cas, seul le conducteur victime est blindé. Dans le second cas, les deux conducteurs haute tension sont blindés de façon individuelle. A priori, ces deux situations ne sont pas symétriques du point de vue du couplage. Ce point sera vérifié par la suite.

Paramètre	Valeur
Type	Simple tresse
$R_{blindage}$	10 $m\Omega/m$
$L_{blindage}$	1 nH/m
Masse du blindage simple tresse de la haute tension	$2 \times 180$ g/m
Masse d'un surblindage de la victime	150 g/m
Masse d'un blindage $\mu$ -métal de la victime	40 g/m

TABLE 3.2 – Caractéristique du blindage

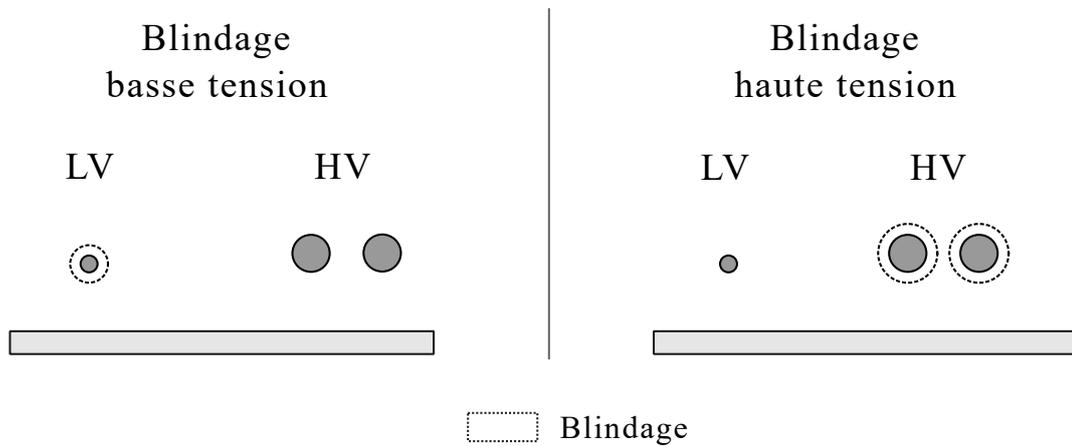


FIGURE 3.19 – Schéma du blindage

Les caractéristiques du blindage simple tresse sont décrites dans la Table 3.2. Le blindage  $\mu$ -métal est caractérisé directement par son impédance de transfert  $Z_t$ . Les deux impédances de transfert sont représentées sur la Figure 3.20.

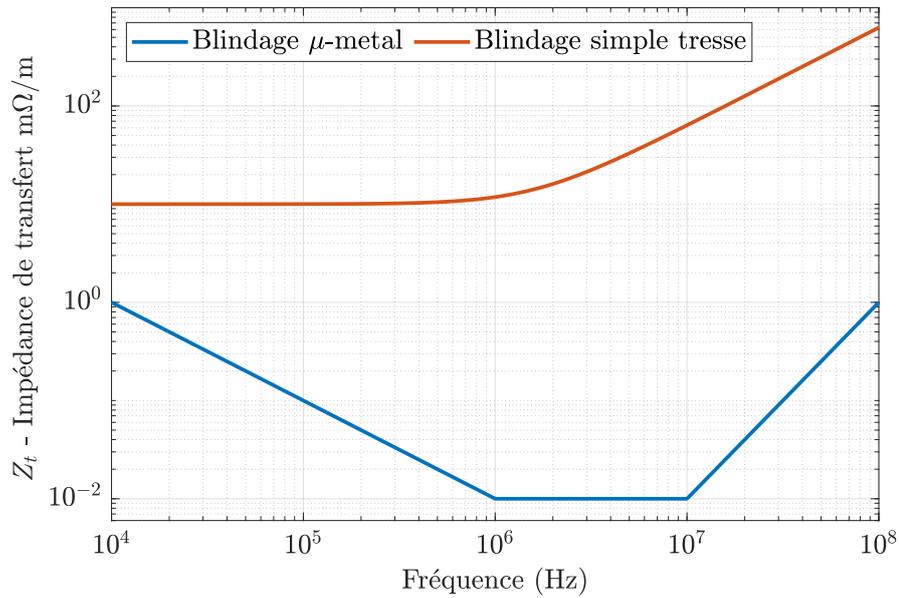


FIGURE 3.20 – Impédance de transfert de différents blindages

Le couplage entre les routes HV et LV est caractérisé à l'aide des fonctions de transfert de MC et MD. Elles sont calculées avec ASERIS-NET et représentées sur les Figures 3.21 et 3.22 pour un agencement de câbles nominal.

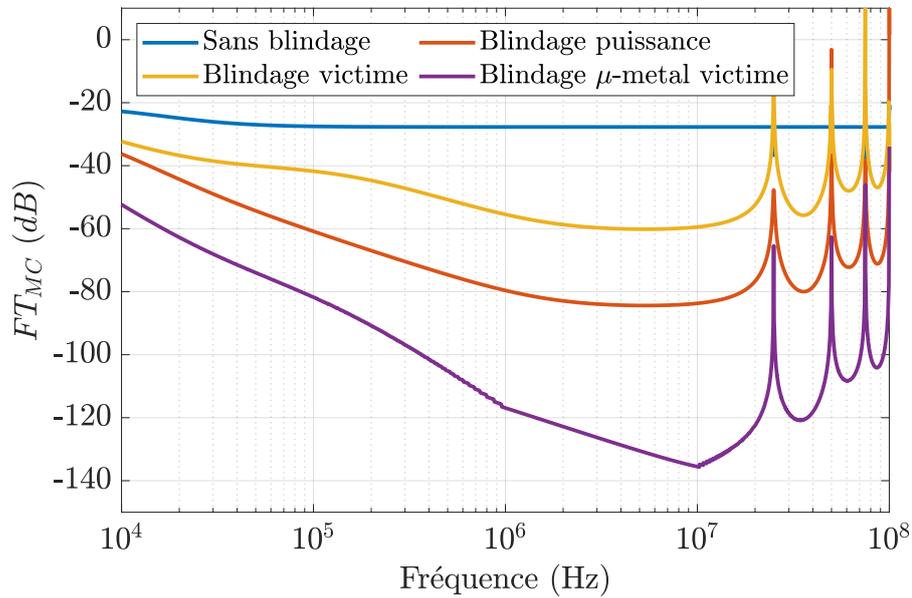


FIGURE 3.21 – Fonction de transfert de MC suivant le positionnement et le type de blindage

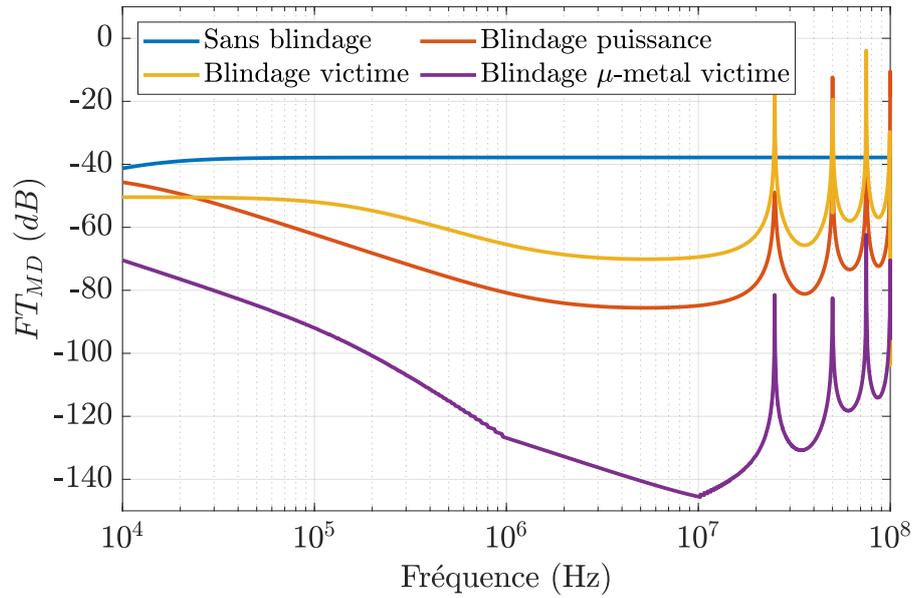
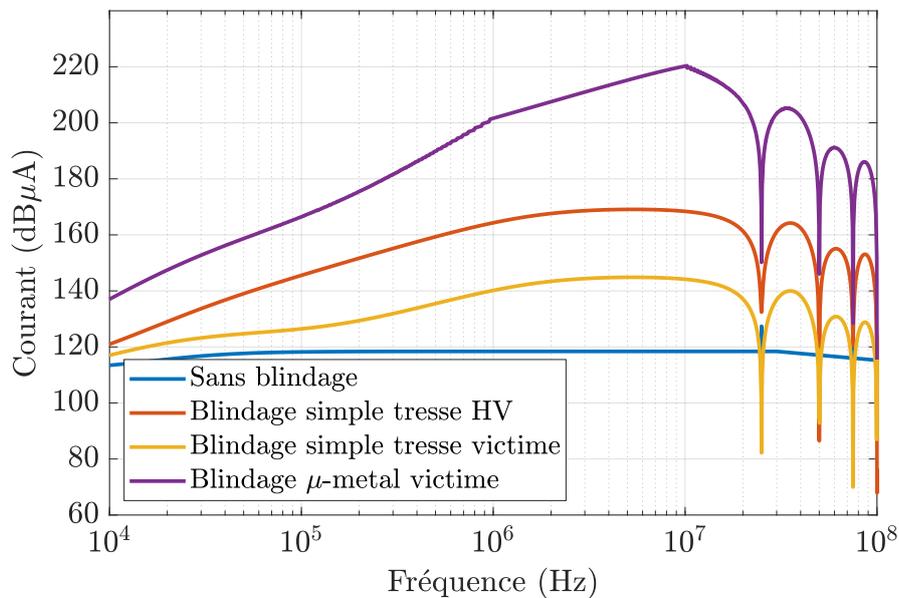


FIGURE 3.22 – Fonction de transfert de MD suivant le positionnement et le type de blindage

En basses fréquences, on observe peu de différence de couplage entre le blindage de la basse tension ou de la haute tension avec une atténuation supplémentaire d'environ 10 dB. Seul le blindage de type  $\mu$ -métal permet d'obtenir 30 dB d'atténuation supplémentaire dès 10 kHz. À partir de 100 kHz, il y a une réelle plus-value à blinder les conducteurs haute tension plutôt que surblindé la victime. Il existe alors un écart d'au moins 20 dB entre les deux configurations. À partir de ces nouvelles fonctions de transfert, de nouvelles limites d'émissions conduites ( $I_{MC}$ ,  $\frac{1}{2}I_{MC} \pm I_{MD}$ ) sont calculées à partir du gabarit BCI relâché et des équations 3.2 et 3.5.

FIGURE 3.23 – Enveloppe de non-conformités acceptable pour le courant  $I_{MC}$  pour différentes configurations de blindage

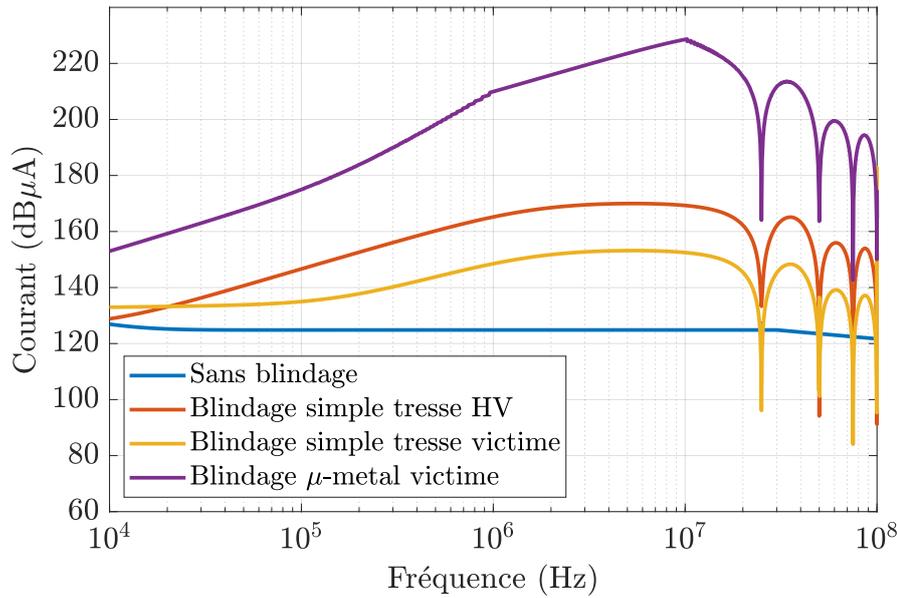


FIGURE 3.24 – Enveloppe de non-conformités acceptable pour le courant  $\frac{1}{2}I_{MC} \pm I_{MD}$  pour différentes configurations de blindage

Sur les figures 3.23 et 3.24, les nouvelles limites en fonction de la configuration du blindage sont représentées. Dans les premiers harmoniques de découpage, seul le blindage  $\mu$ -métal de la victime permet de relâcher les limites d'au moins 20 dB. À plus hautes fréquences, le blindage des conducteurs haute tension est préférable au blindage de la victime avec un facteur de 20 dB. En termes de masse, le blindage  $\mu$ -métal est le plus intéressant bien qu'il ne protège qu'une liaison. Le blindage simple tresse des conducteurs haute tension permet d'obtenir une relaxation significative par rapport au sur-blindage de la victime tout en offrant une protection de tous les équipements. Par ailleurs, la pénalité de masse n'est que d'un facteur 2 entre les deux configurations. Le choix du blindage de la route LV et de la route HV dépendra donc de l'architecture et de l'installation du câblage sur la plateforme.

### 3.3.3 Goulotte

Une goulotte remplit plusieurs fonctions : supporter les câbles, participer à l'équipotentialité du réseau de masse, écrantage entre les différentes routes et la protection contre les effets de la foudre. L'objectif dans cette partie est d'évaluer l'atténuation offerte par différentes configurations de goulotte.

Les trois configurations de goulottes sont représentées sur la Figure 3.25. Dans la première configuration, une simple paroi est rajoutée entre les routes HV et LV. Deux autres parois sont ajoutées dans la deuxième configuration afin de canaliser le champ magnétique. Enfin, une paroi perpendiculaire est greffée à la paroi du milieu.

Le logiciel de simulation Mephisto est préféré à ASERIS-NET pour sa capacité à prendre en compte la distribution de courant circulant dans le plan de masse. Le logiciel Mephisto ne permet que le calcul de la fonction de transfert de MC (seules les sources de MC sont disponibles dans le logiciel). Ainsi, seule cette fonction de transfert est comparée aux autres solutions. La

goulotte est composée d'aluminium.

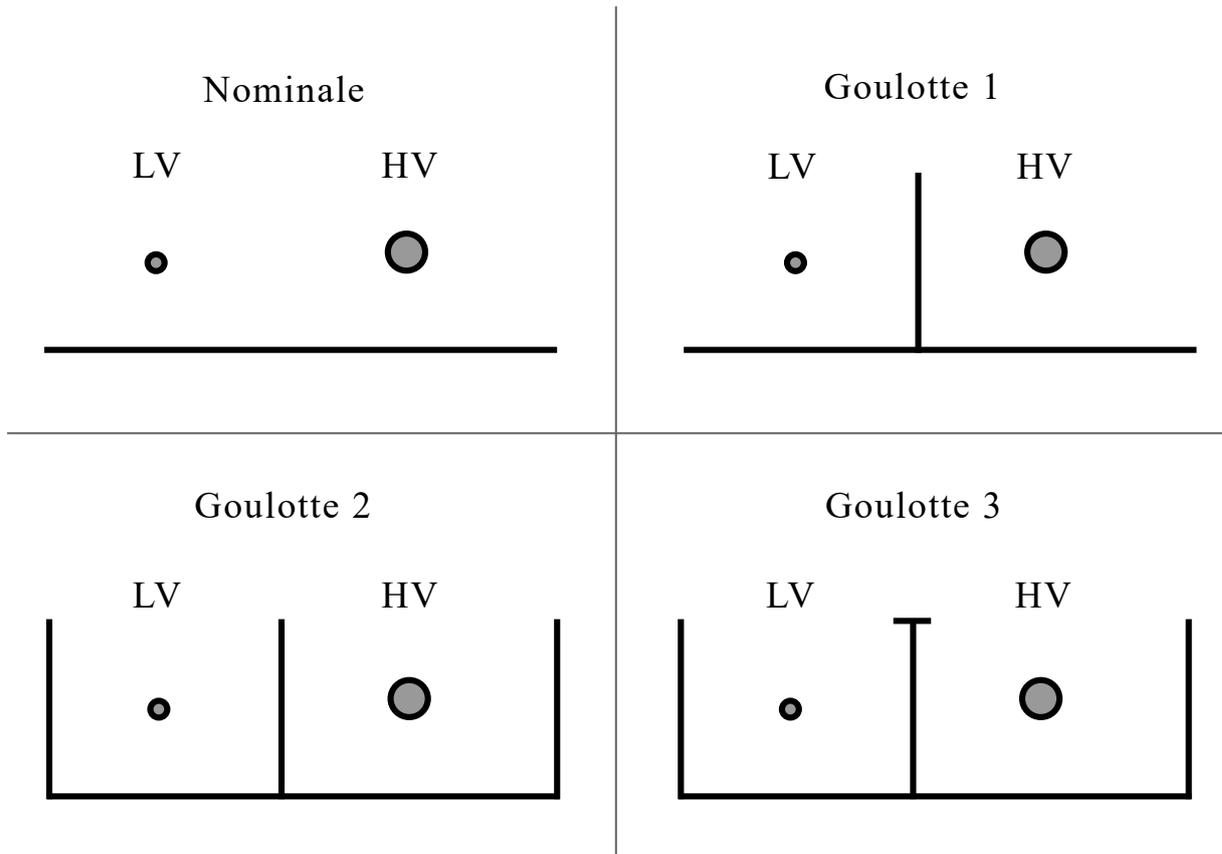


FIGURE 3.25 – Représentation des différentes goulottes

Sur la Figure 3.26, la répartition du champ magnétique est représentée pour une fréquence de 100 kHz et un courant de 1 A circulant dans le conducteur de la route HV. On observe que les deux parois extérieures permettent de bien canaliser le champ magnétique. On doit donc s'attendre à une meilleure atténuation dans les deux dernières configurations d'environ 20 dB.

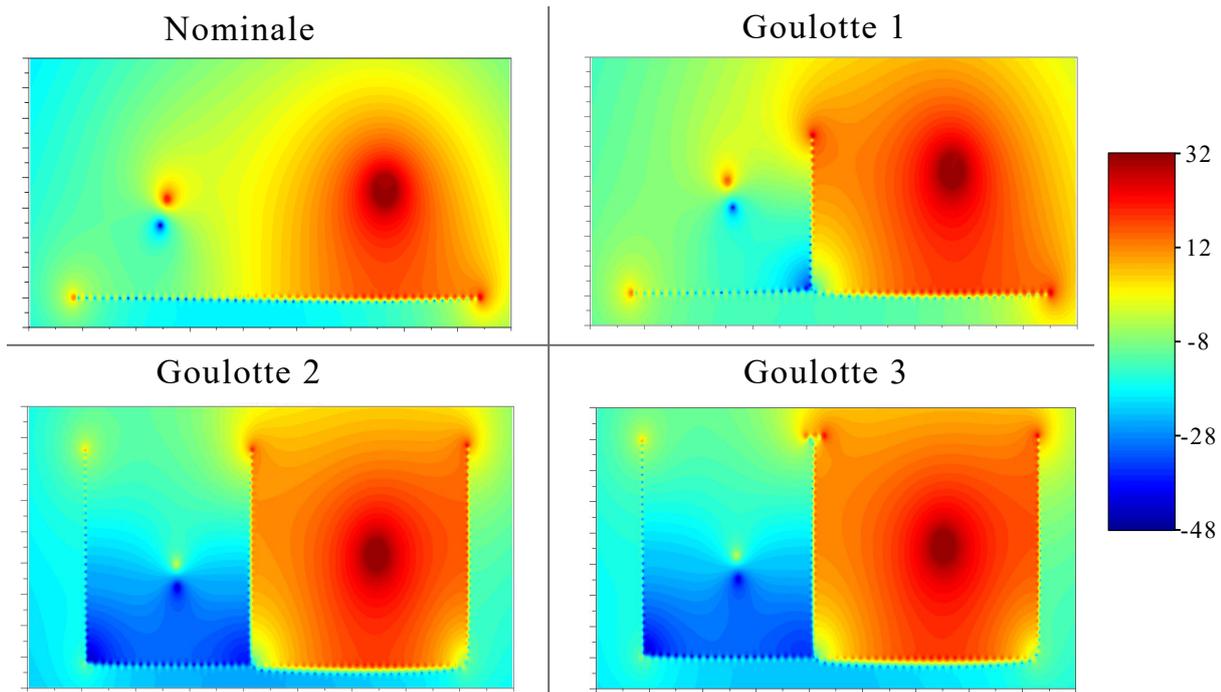


FIGURE 3.26 – Répartition du champ magnétique en dB à 100 kHz pour un courant de 1 A circulant dans la route HV

La Figure 3.27 représente la fonction de transfert de MC entre les routes HV et LV. On remarque que l'atténuation offerte dépend peu de la fréquence. La goulotte 1 n'offre que 7 dB d'atténuation supplémentaire. Les goulottes 2 et 3 permettent une atténuation supplémentaire d'au moins 25 dB sur une large plage de fréquences. Ces performances sont comparées avec celles offertes par le blindage. On remarque que le blindage simple tresse est moins performant sur les premiers harmoniques de découpage. En montant en fréquence, le blindage de la victime offre peu d'atténuation supplémentaire. Seul le blindage des conducteurs HV donne une atténuation supplémentaire de 20 dB minimum. Du point de vue de la masse, les différentes goulottes considérées ont une masse linéique de 1.5 kg/m. Ce paramètre rend cette solution prohibitive en termes de masse. Néanmoins, la goulotte remplit d'autres fonctions qui peuvent être indispensables (protection contre la foudre, équipotentialité ...)

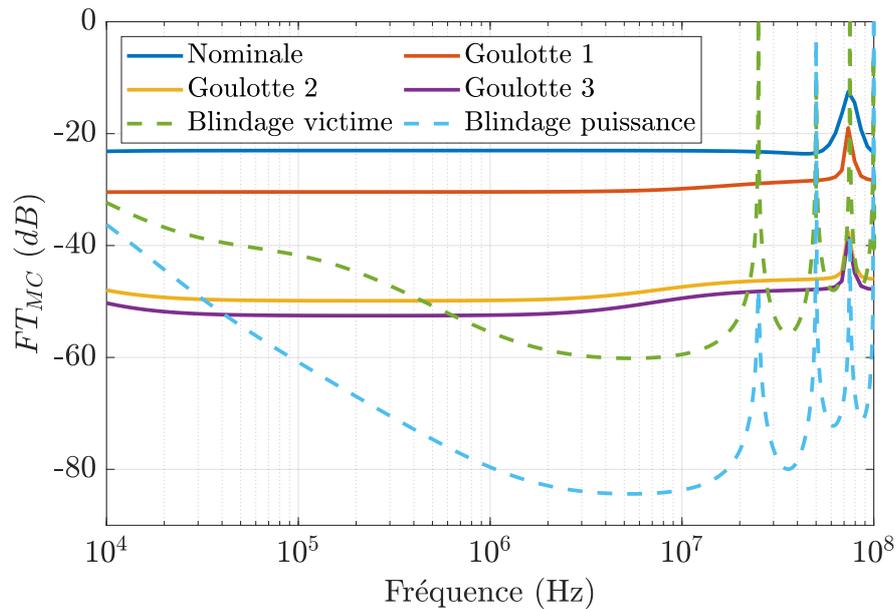


FIGURE 3.27 – Fonction de transfert de MC en fonction de la configuration de la goulotte

### 3.3.4 Filtrage

#### Objectifs

Dans le cas d'un dépassement, l'intégrateur a le choix entre demander l'ajout de filtrage au concepteur du convertisseur de puissance ou intégrer intelligemment le convertisseur de puissance à l'aide des solutions précédemment exposées. L'intégrateur est aveugle quant à la pénalité de masse apportée par le filtrage car il n'a pas accès à la conception détaillée du système de puissance. Néanmoins, il est primordial que l'intégrateur évalue l'impact de ses choix d'intégration sur le filtrage embarqué.

L'objectif est de comparer, sur un cas d'usage, le filtrage et la ségrégation afin que l'intégrateur puisse faire au mieux ses choix d'intégration. Le filtrage sera évalué suivant le critère de la masse car il s'agit d'une contrainte importante en aéronautique. Pour pouvoir comparer la ségrégation et le filtrage, on utilise comme observable le courant induit sur la ligne victime que l'on voudra en dessous d'un gabarit d'essai BCI.

Le banc d'essais du chapitre 1 est utilisé comme cas d'usage. La modélisation boîte noire de ce banc a été validée pour différentes conditions d'impédance. Dans un premier temps, le courant induit sur la victime est mesuré pour un agencement de câbles. Sur la figure 3.28, ce courant est comparé au gabarit du standard ED-14G Section 20 - Cat T. On observe notamment un dépassement de 23.3 dB à 20 kHz. La ségrégation et le filtrage sont déterminés afin de respecter le gabarit.

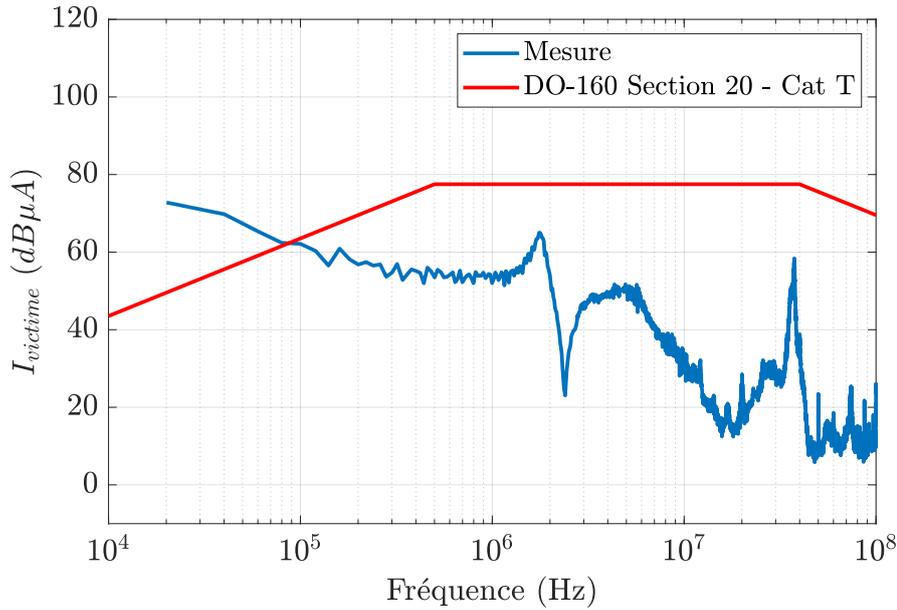


FIGURE 3.28 – Courant mesuré sur la ligne victime

Afin d'évaluer l'efficacité d'une solution par rapport à une autre (ségrégation ou filtrage), on définit l'atténuation obtenue par une solution dans l'équation 3.11.

$$Attenuation = 20 \times \log_{10}\left(\frac{I_{victime\ avec\ solution}}{I_{victime\ sans\ solution}}\right) \quad (3.11)$$

### Détermination du filtrage nécessaire

La topologie du filtrage est décrite sur la Figure 3.29. Elle est composée d'un étage comprenant une capacité  $C_X$  de mode différentiel et de deux capacités  $C_Y$  de mode commun. Cette topologie est considérée comme pire cas car la topologie utilisée par l'équipementier sera d'un ordre plus important. Une topologie incluant des composants magnétique (inductance de mode de commun ou différentiel) n'a pas été considérée à cause des problématiques de masse et de saturation rencontrées en basses fréquences [56]. À l'aide du modèle boîte noire, le courant induit est calculé pour différentes combinaisons  $C_X$  et  $C_Y$ .

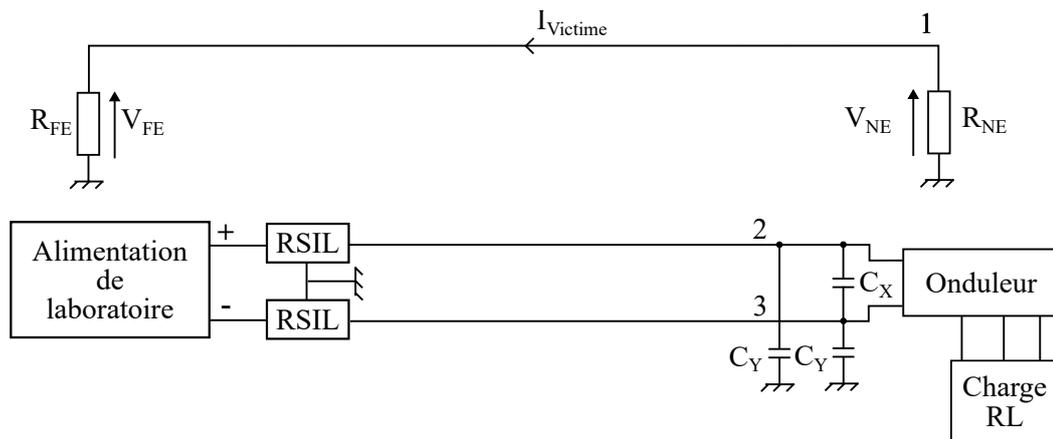


FIGURE 3.29 – Schéma du banc d'essais avec le filtrage de mode commun et différentiel au niveau de l'onduleur

La masse du filtrage est obtenue à partir des données issues d'une gamme de capacité Vishay [57] pour l'électronique de puissance. La tension de fonctionnement des capacités est de 900 V afin d'être représentatif de la tension d'alimentation des plateformes à propulsion électrique. Une simple régression linéaire de la masse est effectuée avec les données fournies dans la documentation (Figure 3.30).

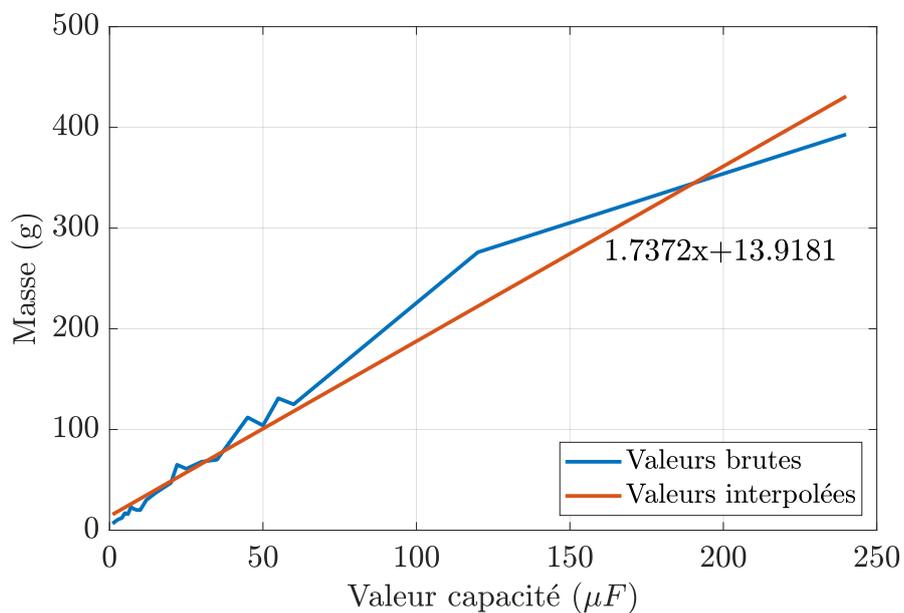
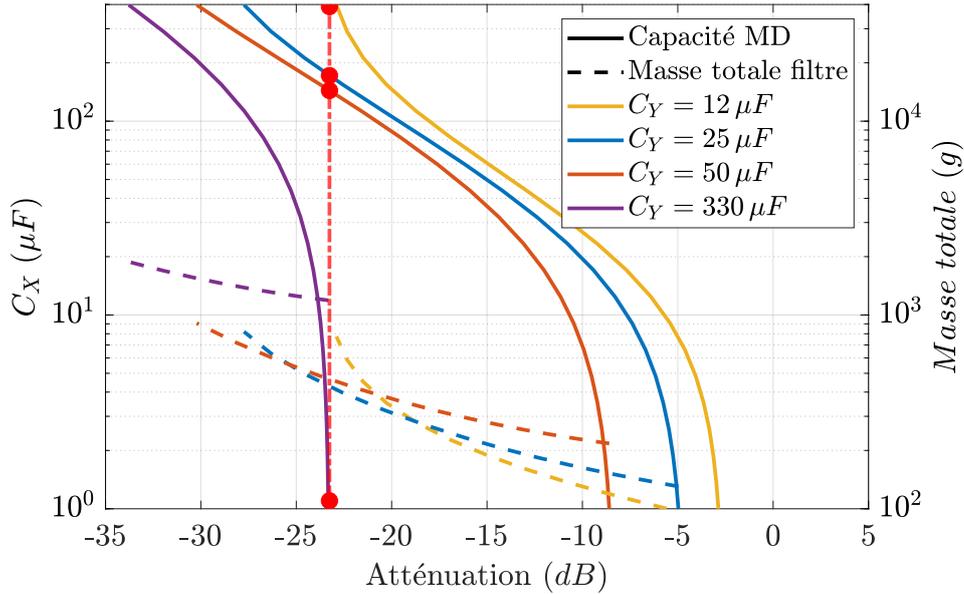


FIGURE 3.30 – Interpolation de la masse des capacités

Filtre	$C_X$ ( $\mu F$ )	$C_Y$ ( $\mu F$ )	Masse (g)
1	400	12	850
2	172	25	420
3	144	50	480
4	1	330	1190

TABLE 3.3 – Combinaisons de filtrage permettant d'obtenir l'atténuation souhaitée à 20 kHz

FIGURE 3.31 – Atténuation et masse calculées pour différentes valeurs de filtrage  $C_X$  et  $C_Y$  à 20 kHz

La Figure 3.31 représente les valeurs de  $C_X$  et  $C_Y$  en fonction de l'atténuation requise sur le courant induit sur la ligne victime à la fréquence de 20 kHz. Cette figure est obtenue à partir de l'atténuation obtenue pour différentes valeurs de  $C_X$  et  $C_Y$ . Il existe plusieurs combinaisons de filtrage permettant d'obtenir l'atténuation requise. Elles sont marquées d'un point rouge et sont reportées dans la Table 3.3. Les filtres 1 et 4 basés respectivement sur du filtrage de mode différentiel et de mode commun ne sont pas optimaux en termes de masse. Pour le filtre 1, on observe un plafonnement de l'atténuation à mesure que la capacité de mode différentiel augmente. À ce stade, le courant de mode commun est prépondérant dans les émissions et est prépondérant dans le courant induit dans la victime. On en déduit que le filtre 2 est optimal pour une masse de 420 g.

### Détermination de la ségrégation nécessaire

Afin de réduire le couplage entre les routes HV et LV, la ségrégation est modifiée afin d'obtenir l'atténuation requise. L'atténuation est définie à partir de l'agencement de câbles initial défini dans la Table 3.1. Sur la Figure 3.32, la ségrégation nécessaire est tracée en fonction de l'atténuation requise pour différentes valeurs de  $x_{12}$  et  $x_{23}$  pour une hauteur  $z$  fixe de  $2c$ . Les agencements de

Ségrégation	$x_{12}$	$x_{23}$
1	11a	b
2	9,5a	2b
3	9a	4b

TABLE 3.4 – Agencements de câbles permettant d'obtenir l'atténuation souhaitée pour  $z = 2c$ 

câbles permettant d'obtenir l'atténuation requise sont reportées dans la Table 3.4. On observe, qu'à atténuation fixe, la distance de ségrégation  $x_{23}$  a une influence sur la distance  $x_{12}$ . La ségrégation n'entraîne pas une augmentation de la masse embarquée. Ainsi, la ségrégation n°2 est préférée pour son encombrement le plus faible.

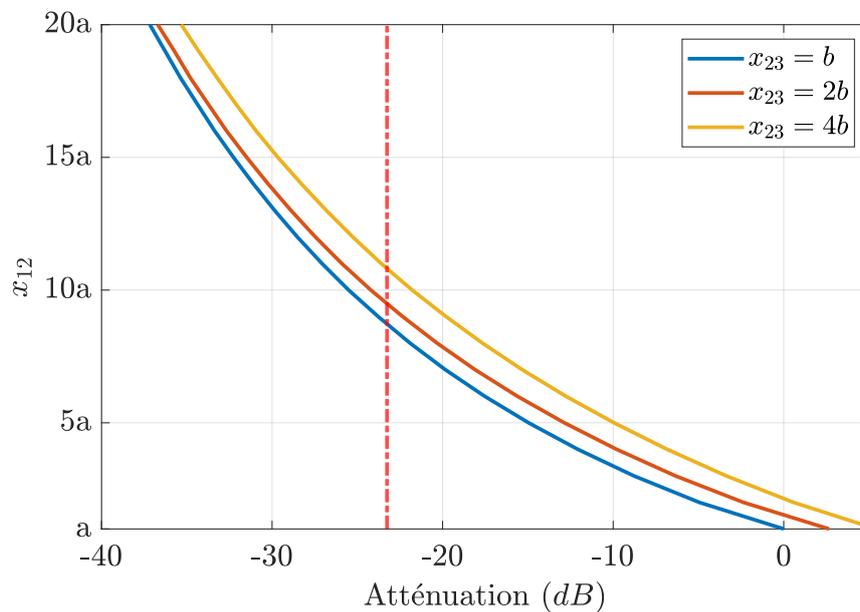


FIGURE 3.32 – Ségrégation en fonction de l'atténuation requise

### Comparaison de la ségrégation et du filtrage

Le filtrage et la ségrégation sont comparés par rapport à l'atténuation apportée. Sur la Figure 3.33, la masse totale du filtre est tracée en fonction de différents agencements de câbles. Le filtre considéré a des capacités  $C_Y$  de mode commun fixes de  $25 \mu\text{F}$ . L'atténuation, et donc la masse du filtre, sont modifiées en faisant varier la valeur de la capacité de mode différentiel  $C_X$

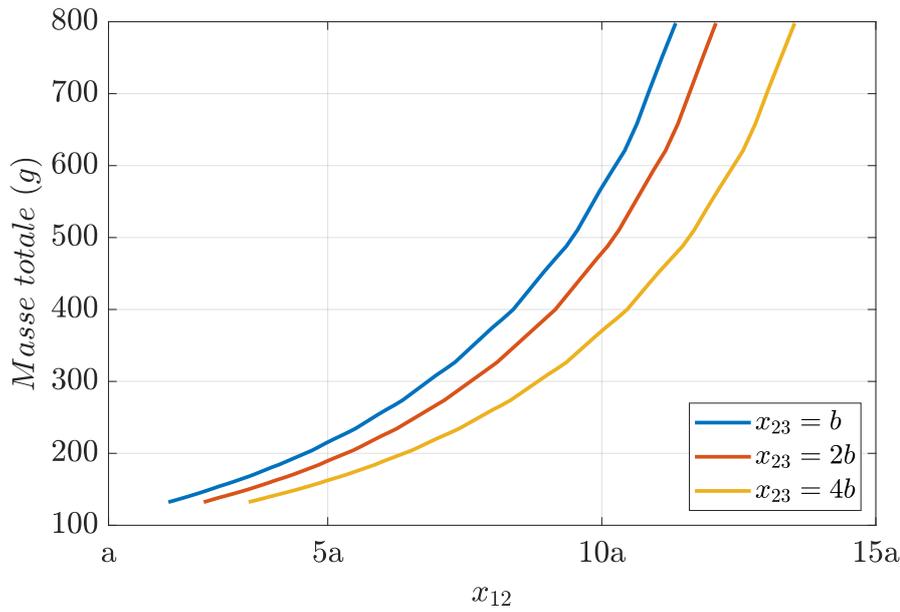


FIGURE 3.33 – Masse du filtrage en fonction des distances de ségrégation  $x_{12}$  et  $x_{23}$  pour  $z = 2c$

Par exemple, un agencement de câbles avec les paramètres suivant :  $x_{12} = 10a$ ,  $x_{23} = 2a$  et  $z = 2c$  est équivalente à un filtre d'une masse de 480 g. L'allure exponentielle de l'atténuation apportée par la ségrégation suggère qu'elle est à privilégier pour des valeurs d'atténuation requises importantes.

## Synthèse et conclusion

Une stratégie d'intégration d'une chaîne de propulsion électrique en plusieurs étapes a été présentée. Elle prend avantage des spécificités des plateformes à propulsion électrique notamment l'absence de couplage front-door jusqu'à 100 MHz. Une synthèse des différentes étapes et solutions d'intégration est faite dans la Table 3.5. Dans la première partie, les étapes n'ont aucun impact sur le design et vise uniquement à évaluer finement le niveau des perturbations et les effets sur la victime. Pour les premiers harmoniques de découpage, seul un essai de susceptibilité complémentaire permet de relâcher significativement les limites d'émissions conduites. En montant en fréquence, l'absence de couplage front-door permet une relaxation importante des limites des émissions conduites réduisant les risques de dépassement. Dans la deuxième partie, différentes solutions d'intégration spécifiques sont étudiées et comparées. Le choix de la solution dépend de plusieurs paramètres comme l'espace disponible et la masse acceptable, la plage de fréquences du dépassement, le nombre de victimes potentielles. En basses fréquences, le blindage  $\mu$ -métal de la victime est la solution à privilégier. En cas de nombreuses victimes, l'utilisation d'une goulotte triple parois est un bon choix de substitution en contrepartie d'une pénalité de masse importante. À plus hautes fréquences, la ségrégation est à privilégier si l'espace est disponible. En cas d'atténuation supplémentaire nécessaire, le blindage des conducteurs haute tension est à privilégier à un blindage individuel des victimes. Enfin, le blindage  $\mu$ -métal de la victime permet d'obtenir une atténuation importante. L'utilisation d'une goulotte n'est pas recommandée dans ce cas au regard de la pénalité de masse.

Étape / Solutions	Relaxation potentielle		Masse	Encombrement	
	10 kHz	1 MHz			
<b>Relaxation limites</b>					
Relaxation en prenant en compte l'effet du MC	0 dB	90 dB	NC	NC	
Correction des mesures à l'aide du modèle boîte noire	6 dB	0 dB	NC	NC	
Relaxation en prenant en compte l'effet du MC et du MD	0 dB	90 dB	NC	NC	
Sévérisation BF du gabarit BCI	50 dB	96 dB	NC	NC	
<b>Solutions d'intégration spécifiques</b>					
Ségrégation des routes HV et LV	0 dB	10 dB	NC	+++	
Blindage/Surblindage	Simple tresse - HV	0 dB	40 dB	360 g/m	NC
	Simple tresse - Victime	0 dB	20 dB	150 g/m	NC
	$\mu$ -metal - Victime	20 dB	80 dB	40 g/m	NC
Goulotte	Simple paroi	6 dB	6 dB	1000 g/m	NC
	Triple parois	25 dB	25 dB	1500 g/m	NC
Filtrage	40 dB	40 dB	+++	+++	

TABLE 3.5 – Synthèse des gains de la stratégie d'intégration



# Conclusion générale et perspectives

## Conclusion générale

La propulsion électrique des aéronefs à voilures tournantes entraîne des défis d'intégration du point de vue de la CEM. Les spécifications équipementier ED-14/DO-160 et les règles d'installation doivent évoluer. Ainsi, une méthodologie d'intégration a été développée en prenant en compte les spécificités de ces nouvelles plateformes.

Le 1<sup>er</sup> **chapitre** a présenté les nouveaux usages de la propulsion électrique des aéronefs à voilures tournantes : l'hybridation et la mobilité urbaine. La problématique CEM a été présentée :

- ❑ **Source** - l'utilisation de convertisseurs de puissance entraîne une augmentation de la puissance embarquée et de la tension d'alimentation. Il a été vu que les limites et méthodes d'essais des standards historiques ED-14/DO-160 n'étaient plus pertinentes. Elles ne prennent pas en compte explicitement le mode différentiel et l'alimentation sur batteries. Un rappel sur la modélisation des émissions conduites a permis d'identifier le modèle boîte noire terminale comme le plus approprié pour un intégrateur.
- ❑ **Couplage** - la diaphonie inductive et le couplage par impédance commune ont été identifiés comme prépondérants. Dans le projet de recherche MECEP, il a été montré que le couplage front-door peut être négligé en dessous de 100 MHz.
- ❑ **Victime** - les perturbations générées par l'électronique de puissance sont large bande et sont aggravées par l'utilisation de transistors à grand gap SiC. Le projet MECEP évaluait à 22 dB la sévèrisation nécessaire du gabarit afin de prendre compte le caractère large bande. Il faut donc faire évoluer les essais de susceptibilité qui se font en bande étroite.

En repartant des conclusions du projet MECEP, les orientations et le plan de ce manuscrit ont été détaillés.

Dans, le 2<sup>ème</sup> **chapitre**, les outils utilisés dans le 3<sup>ème</sup> **chapitre** ont été présentés :

- ❑ **Utilisation du modèle boîte avec le logiciel ASERIS-NET** - sur une situation de co-routage entre une route LV et HV, le courant induit sur la route LV dû aux perturbations conduites circulant sur la route HV provenant de l'onduleur a été simulé et mesuré. La simulation permet de prédire jusqu'à une dizaine de MHz, limite principalement dûe au modèle boîte terminale.

- **Robustesse du modèle boîte noire** - afin de tester la robustesse de modélisation boîte noire, les conditions d'installation de l'onduleur ont été modifiées par l'ajout d'un filtrage de mode commun ou l'utilisation de batteries comme source d'alimentation. Dans ces conditions, le modèle boîte noire s'est bien comporté. Il a été mis en évidence l'influence des conditions d'installation sur les émissions conduites.
- **Prépondérance d'un mode dans les émissions conduites** - pour différents points de fonctionnement, les règles de proportionnalité usuellement utilisées  $I_{MD} \propto L \frac{di(t)}{dt}$  et  $I_{MC} \propto C \frac{dv(t)}{dt}$  sont vérifiées sur les premiers harmoniques de découpage.
- **Prépondérance d'un mode dans le couplage entre routes HV et LV** - le mode commun est prépondérant dans le couplage pour des agencements de câbles nominaux. Cela a été vérifié expérimentalement.
- **Potentiel de relaxation des standards ED-14/DO-160** - dans les standards ED14/DO160, il n'existe pas de différenciation entre le mode commun et le mode différentiel. Ainsi la prise en compte du réel effet du mode différentiel a permis de relaxer jusqu'à 20 dB la limite d'émissions conduites des standards ED14/DO160 pour le courant circulant sur une phase pour les premiers harmoniques de découpage et pour des agencements de câbles nominaux.

Dans, le 3<sup>ème</sup> chapitre, une méthodologie d'intégration a été présentée reprenant les étapes de développement d'un cycle en V :

**a) lors de la phase de spécification**

1. L'absence de couplage front-door permet de relâcher la limite des émissions conduites jusqu'à 94 dB après 1 MHz. Néanmoins, il n'existe pas de marge significative dans les premiers harmoniques de découpage où le filtrage associé est le plus encombrant.

**b) lors de la gestion des non-conformités**

2. L'utilisation d'un modèle boîte noire permet de relâcher la limite s'appliquant au courant de mode commun de 6 dB.
3. La limite s'appliquant à la mesure des émissions conduites sur une phase est relâchée en dissociant l'effet du mode commun et différentiel dans la diaphonie. Les gains de relaxations démontrés dans le 2<sup>ème</sup> chapitre sont retrouvés.
4. Essai de susceptibilité BCI supplémentaire avec un gabarit sévéré permettant de relâcher de 50 dB la limite des émissions conduites sur les premiers harmoniques de découpage.
5. Différents outils sont mis en œuvre afin de concevoir les meilleures contre-mesures (blindage, ségrégation supplémentaire, filtrage, goulotte).

## Perspectives

Ces travaux de recherche peuvent être approfondis :

- ❑ La méthodologie développée n'a pas pu être éprouvée lors du développement d'une plateforme. Elle reste donc à être mise en œuvre par des ingénieurs afin de voir si elle est utilisable en environnement industriel.
- ❑ Les architectures de cœur électrique comprennent plusieurs chaînes de propulsion en parallèle. L'aspect cumulatif des émissions conduites est à approfondir afin d'affiner l'approche conservatrice consistant à les rendre proportionnelles au nombre de convertisseurs. De plus, la validation expérimentale du modèle boîte noire est à démontrer en présence de plusieurs convertisseurs de puissance. Les travaux présentés dans [58] constituent une base pertinente.
- ❑ Les standards ED14/DO160 évaluent la susceptibilité des équipements à une perturbation électromagnétique en bande étroite. Il est nécessaire de prendre en compte l'aspect large bande des perturbations générées par l'électronique de puissance et d'adapter les limites proposées dans ce manuscrit.
- ❑ Le modèle boîte terminale a démontré son potentiel pour une utilisation lors d'un développement industriel. À l'instar du modèle Integrated Circuit Emission Model - Conducted Emission (ICEM-CE) pour les circuits intégrés, le développement d'un modèle standardisé est à développer afin de faciliter les échanges de données entre les intégrateurs et les équipementiers.



# Bibliographie

- [1] N. Swaminathan, S. R. P. Reddy, K. RajaShekara, and K. S. Haran, “Flying Cars and eVTOLs—Technology Advancements, Powertrain Architectures, and Design,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 8, pp. 4105–4117, Dec. 2022. Conference Name : IEEE Transactions on Transportation Electrification. ix, 5
- [2] V. Dos Santos, *Modélisation des émissions conduites de mode commun d’une chaîne électromécanique : Optimisation paramétrique de l’ensemble convertisseur filtres sous contraintes CEM*. These de doctorat, Toulouse, INPT, Mar. 2019. ix, 7, 13, 14
- [3] H. DUTRUC, “Radiocommunication radionavigation and identification,” 2010. ix, 13
- [4] E. (Agency), “EUROCAE ED-14G : Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment,” 2012. ix, 8, 16
- [5] G. Spadacini, F. Grassi, and S. A. Pignari, “SPICE simulation in time-domain of the CISPR 25 test setup for conducted emissions in electric vehicles,” in *2015 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, pp. 569–572, May 2015. ISSN : 2162-7673. ix, 18, 19
- [6] K. Mainali and R. Oruganti, “Conducted EMI Mitigation Techniques for Switch-Mode Power Converters : A Survey,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 2344–2356, Sept. 2010. Conference Name : IEEE Transactions on Power Electronics. ix, 19, 20
- [7] M. Stojanovic, *Study and modeling of inter-component coupling for filter design : Application to automotive EMI filters*. These de doctorat, Rennes, INSA, Sept. 2018. ix, 20, 21
- [8] B. Narayanasamy and F. Luo, “A Survey of Active EMI Filters for Conducted EMI Noise Reduction in Power Electronic Converters,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 61, pp. 2040–2049, Dec. 2019. ix, 21
- [9] J. Gago, J. Balcells, D. GonzÁlez, M. Lamich, J. Mon, and A. Santolaria, “EMI Susceptibility Model of Signal Conditioning Circuits Based on Operational Amplifiers,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 49, pp. 849–859, Nov. 2007. Conference Name : IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. ix, 23
- [10] A. Charoy, *Guide pratique de la CEM : Les sources de perturbations. Les techniques de protection. Ed. 3*. Dunod, 2017. x, 7, 23

- [11] M. Wu, D. G. Beetner, T. H. Hubing, H. Ke, and S. Sun, “Statistical Prediction of “Reasonable Worst-Case” Crosstalk in Cable Bundles,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 51, pp. 842–851, Aug. 2009. Conference Name : IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. x, 30, 31
- [12] EASA, “Study on the societal acceptance of Urban Air Mobility in Europe,” 2021. 4
- [13] T. Hefher, “Europe regulator sees first flying taxis in 2024 or 2025,” *Reuters*, May 2021. 4
- [14] “Safety Innovation #4 : Engine Back-up System (EBS) | Airbus,” Sept. 2022. Section : Safety. 5
- [15] M. Reuter, S. Tenbohlen, and W. Köhler, “Influence of a traction battery’s input impedance on conducted emissions of an automotive HV inverter,” in *2013 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 229–234, Sept. 2013. ISSN : 2325-0364. 17
- [16] Qian Liu, Fei Wang, and D. Boroyevich, “Modular-Terminal-Behavioral (MTB) Model for Characterizing Switching Module Conducted EMI Generation in Converter Systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, pp. 1804–1814, Nov. 2006. 17
- [17] H. Bishnoi, P. Mattavelli, R. Burgos, and D. Boroyevich, “EMI terminal modelling of dc-fed motor drives,” in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, (Lille, France), pp. 1–10, IEEE, Sept. 2013. 17, 18
- [18] B. Revol, *Modélisation et optimisation des performances CEM d’une association variateur de vitesse – machine asynchrone*. phdthesis, Université Joseph-Fourier - Grenoble I, Nov. 2003.
- [19] B. Sun, R. Burgos, and D. Boroyevich, “Common-Mode EMI Unterminated Behavioral Model of Wide-Bandgap-Based Power Converters Operating at High Switching Frequency,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, pp. 2561–2570, Dec. 2019. 18
- [20] F. Costa, C. Vollaie, and R. Meuret, “Modeling of Conducted Common Mode Perturbations in Variable-Speed Drive Systems,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, pp. 1012–1021, Nov. 2005. 18
- [21] M. Amara, *Maîtrise des émissions conduites des électroniques de puissance*. phdthesis, Université de Lyon, Dec. 2019. 18, 38, 50
- [22] N. Bondarenko, L. Zhai, B. Xu, G. Li, T. Makharashvili, D. Loken, P. Berger, T. P. Van Doren, and D. G. Beetner, “A Measurement-Based Model of the Electromagnetic Emissions From a Power Inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 5522–5531, Oct. 2015. 18
- [23] R. Gamoudi, D. Elhak Chariag, and L. Sbita, “A Review of Spread-Spectrum-Based PWM Techniques—A Novel Fast Digital Implementation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 10292–10307, Dec. 2018. 19

- [24] W. Belloumi, A. Bréard, J. Ben Hadj Slama, and C. Vollaire, “Impact of Layout on the Conducted Emissions of a DC-DC Converter Using Numerical Approach,” in *2018 15th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, pp. 287–291, Mar. 2018. ISSN : 2474-0446. 19
- [25] K. Sakthivel, S. Das, and R. Ganesan, “Significance of critical components placement to control EMI in power supplies. A case study,” in *Proceedings of the International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility*, pp. 187–189, Dec. 1999. 19
- [26] V. D. Santos, B. Cougo, N. Roux, B. Sareni, B. Revol, and J.-P. Carayon, “Trade-off between losses and EMI issues in three-phase SiC inverters for aircraft applications,” in *2017 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMCSI)*, pp. 55–60, Aug. 2017. ISSN : 2158-1118. 19
- [27] R. Kebel, “Predicting Conducted EMI of an Inverter Driven Aircraft’s Electric Power Train — Symmetry and Network Type,” in *2022 ESA Workshop on Aerospace EMC (Aerospace EMC)*, pp. 01–06, May 2022. 19
- [28] S. Baburajan, H. Wang, D. Kumar, Q. Wang, and F. Blaabjerg, “DC-Link Current Harmonic Mitigation via Phase-Shifting of Carrier Waves in Paralleled Inverter Systems,” *Energies*, vol. 14, p. 4229, Jan. 2021. Number : 14 Publisher : Multidisciplinary Digital Publishing Institute. 19
- [29] M. STOJANOVIC, “Filtrage antiparasite dans les circuits électroniques,” *Techniques de l’ingénieur Électronique*, vol. base documentaire : TIP350WEB., no. ref. article : e3580, 2018. Publisher : Editions T.I. Type : base documentaire \_eprint : base documentaire : TIP350WEB. 20
- [30] M. Ali, *Nouvelles architectures intégrées de filtre CEM hybride*. phdthesis, École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, Feb. 2012. 20
- [31] EUROCAE, “ED-14G - Environmental conditions and test procedures for airborne equipment,” 2011. 21
- [32] J. C. Pedro and N. B. Carvalho, *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*. Artech House, 2003. 22
- [33] J. Gavan and M. Shulman, “Effects of desensitization on mobile radio system performance, part II : Quantitative analysis,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 33, pp. 291–300, Nov. 1984. Conference Name : IEEE Transactions on Vehicular Technology. 22
- [34] J. Gavan and M. Shulman, “Effects of densensitization on mobile radio system performance, part I : Qualitative analysis,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 33, pp. 285–290, Nov. 1984. Conference Name : IEEE Transactions on Vehicular Technology. 22
- [35] J. Gavan and E. Joffe, “An investigation of the desensitizing effects by high power HF broadcast transmitters on HF airborne receivers,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 34, pp. 65–77, May 1992. Conference Name : IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 22

- [36] J. Ely, G. Fuller, and T. Shaver, "Ultrawideband electromagnetic interference to aircraft radios," in *Proceedings. The 21st Digital Avionics Systems Conference*, vol. 2, pp. 13E4–13E4, Oct. 2002. 22
- [37] M. Meyer, "Synthèse Technique du Lot 1 - Evaluation des marges et des écarts des émissions RF conduites - MECEP," July 2020. 22
- [38] J. Leuchter, R. Bloudicek, J. Boril, J. Bajer, and E. Blasch, "Influence of Aircraft Power Electronics Processing on Backup VHF Radio Systems," *Electronics*, vol. 10, no. 7, 2021. 22
- [39] AFNOR, "NF EN 62433-4 -Modèles de circuits intégrés pour la CEM - Partie 4 : modèles de circuits intégrés pour la simulation du comportement d'immunité aux radiofréquences - Modélisation de l'immunité conduite (ICIM-CI)," 2016. 24
- [40] S. H. Airieau, T. Dubois, G. Duchamp, and A. Durier, "Multiport ICIM-CI modeling approach applied to a bandgap voltage reference," in *2016 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, pp. 526–531, Sept. 2016. ISSN : 2325-0364. 24
- [41] R. Devereux, G. Fuller, and R. Schillinger, "Further analysis of the CV-580 and B-727 aircraft RF coupling experiment data," in *16th DASC. AIAA/IEEE Digital Avionics Systems Conference. Reflections to the Future. Proceedings*, vol. 1, pp. 4.1–1, Oct. 1997. 24
- [42] H. Friis, "A Note on a Simple Transmission Formula," *Proceedings of the IRE*, vol. 34, pp. 254–256, May 1946. Conference Name : Proceedings of the IRE. 25
- [43] L. Wang, W. J. Koh, and Y. H. Lee, "Out-of-band gain prediction of blade antennas for EMC purpose," in *2012 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 589–592, May 2012. ISSN : 2162-7673. 25
- [44] S. T. Hayes and R. V. Garver, "Out-of-Band Antenna Response," in *1987 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 1–7, Aug. 1987. 25
- [45] E. Joffe, "Out-of-band response of VHF/UHF airborne antennae," in *National Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 196–201, May 1989. 25
- [46] A. Piche, P. Alloatti, F. Lescoat, M. Sevoz, R. Perraud, P. Benjamin, G. Sylvand, N. Capet, B. Chaigne, and T. Abboud, "Management of Antenna Positioning and Radiofrequency Compatibility on Small Satellites," in *2022 ESA Workshop on Aerospace EMC (Aerospace EMC)*, pp. 01–05, May 2022. 25
- [47] M. Sørensen, I. B. Bonev, O. Franek, and G. F. Pedersen, "Assessment of the Huygens' Box Method With Different Sources Near Obstacles," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 62, pp. 433–442, Apr. 2020. Conference Name : IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 25
- [48] C. R. Paul and A. E. Feather, "Computation of the Transmission Line Inductance and Capacitance Matrices from the Generalized Capacitance Matrix," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-18, pp. 175–183, Nov. 1976. 26, 56

- [49] C. R. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. John Wiley & Sons, Oct. 2007. Google-Books-ID : uO5HiV6V8bkC. 27
- [50] C. R. Paul, "Computation of Crosstalk in a Multiconductor Transmission Line," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-23, pp. 352–358, Nov. 1981. Number : 4 Conference Name : IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 28
- [51] C. R. Paul, "Sensitivity of Multiconductor Cable Coupling to Parameter Variations," in *1974 IEEE Electromagnetic Compatibility Symposium Record*, pp. 1–8, July 1974. 30
- [52] J. L. Rotgerink, H. Schippers, J. Verpoorte, and K. Nuyten, "EMC aspects of compact wiring for future aircraft," in *2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC)*, pp. 165–170, May 2018. 30
- [53] M. D. Astorino, G. Antonini, J. P. Parmantier, I. Junqua, S. Bertuol, J. Morio, N. Muot, C. Girard, G. Prin, A. Mori, P. Di Bartolomeo, M. Bandinelli, A. Bonsignore, and C. Jullien, "Statistical Characterization of Segregation Distance Among Cable Bundles Aboard Aircraft," in *2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, (Rome, Italy), pp. 1–6, IEEE, Sept. 2020. 30
- [54] A. Mori, P. di Bartolomeo, M. Bandinelli, A. Bonsignore, N. Muot, C. Girard, G. Prin, J. P. Parmantier, I. Junqua, S. Bertuol, J. Morio, G. Antonini, M. D. Astorino, and C. Jullien, "Design-oriented EMC analysis of wiring systems," in *2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, pp. 1–6, Sept. 2020. ISSN : 2325-0364. 30
- [55] P. Besnier, F. Delaporte, and T. Houret, "Extreme Values and Risk Analysis : EMC Design Approach Through Metamodeling," *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, vol. 10, no. 4, pp. 80–93, 2021. Number : 4 Conference Name : IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine. 33
- [56] D. Nemashkalo, P. Koch, N. Moonen, and F. Leferink, "Unexpected Common Mode Choke Saturation," in *2023 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC Europe*, pp. 1–5, Sept. 2023. ISSN : 2325-0364. 92
- [57] Vishay, "MKP1848C DC-Link Film Capacitors | Vishay." 93
- [58] B. Czerniewski, *Contribution à la modélisation au niveau du système de la qualité de l'énergie et de la CEM pour la conception des réseaux d'avions*. These de doctorat, Université Grenoble Alpes, Dec. 2022. 101
- [59] S. Vienot, *Méthodes de modélisation CEM de l'électronique de puissance appliquées au domaine automobile*. Theses, Université de Lille, May 2021. Issue : 2021LILUI033. 114



# **Annexes**



# Précautions d'emploi lors de l'utilisation du modèle boîte noire et ASERIS-NET

## A.1 Pas fréquentiel

Sur la Figure A.1, le processus d'extraction du modèle boîte noire et la vérification du couplage avec ASERIS-NET sont représentés. L'objectif est de vérifier que les courants de ligne  $I_{MD}$  et  $I_{MC}$  calculés par ASERIS-NET à partir du modèle boîte noire sont identiques à leurs mesures. De cette façon, on peut vérifier qu'ASERIS-NET préserve l'intégrité des données qui lui sont confiées.

Les mesures de courants et d'impédances se font dans des domaines différents. Les mesures de courants se font dans le domaine temporel avec 4 millions d'échantillons pour une période électrique de 20 ms. Cet échantillonnage permet de respecter le théorème de Nyquist jusqu'à 100 MHz. Les mesures d'impédances se font dans le domaine fréquentiel avec 801 échantillons. Le calcul des sources du modèle boîte noire nécessite d'effectuer des calculs dans le domaine fréquentiel avec des vecteurs de taille identique. Il est ainsi nécessaire de calculer la FFT des courants puis d'interpoler les impédances avec le même vecteur fréquences que les courants. Le modèle boîte noire, composé des sources de perturbations  $V_{MC}$  et  $I'_{MD}$  et ses impédances  $Z_{RSIL}$ ,  $Z_{MD}$  et  $Z_{MC}$ , a un pas fréquentiel de 50 Hz jusqu'à 100 MHz et 2 millions d'échantillons.

Dans le logiciel ASERIS-NET, il est nécessaire de renseigner le nombre d'échantillons, les fréquences minimale et maximale de simulation, la répartition de ces fréquences (logarithmique ou linéaire).

La Figure A.2 illustre les conséquences d'un mauvais choix des paramètres d'ASERIS-NET. Sur la Figure A.2b, la mesure et le calcul du courant de commun sont comparés. Le nombre d'échantillons du calcul ASERIS-NET et du modèle boîte noire est le même. Néanmoins, les fréquences minimale maximale sont légèrement différentes. On constate que le courant de mode commun  $I_{MC}$  a été interpolé aux fréquences du calcul ASERIS-NET. Cette interpolation entraîne une erreur d'une dizaine de dB sur le cas représentés. Sur la Figure A.2b, les fréquences minimale et maximale du modèle boîte noire et du calcul ASERIS-NET sont les mêmes. Néanmoins, le nombre d'échantillon du calcul ASERIS-NET est deux fois plus élevé que celui du modèle boîte noire. On observe une interpolation entre les fréquences de la mesure qui n'a pas de réalité physique.

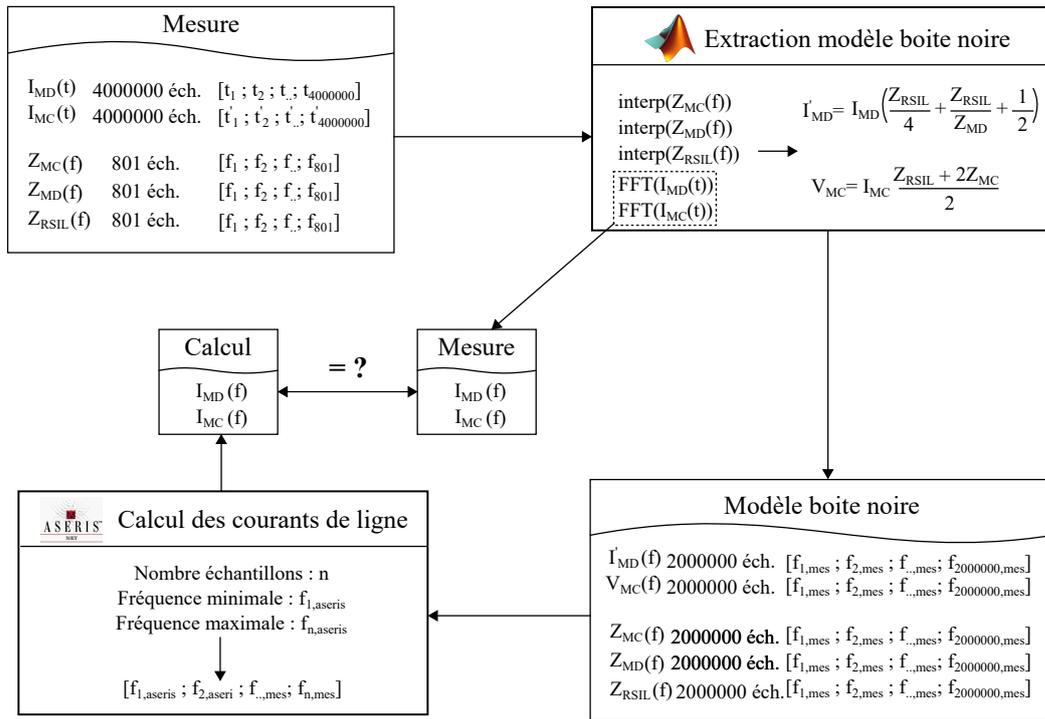


FIGURE A.1 – Processus d'extraction du modèle boîte noire et vérification du couplage avec ASERIS-NET

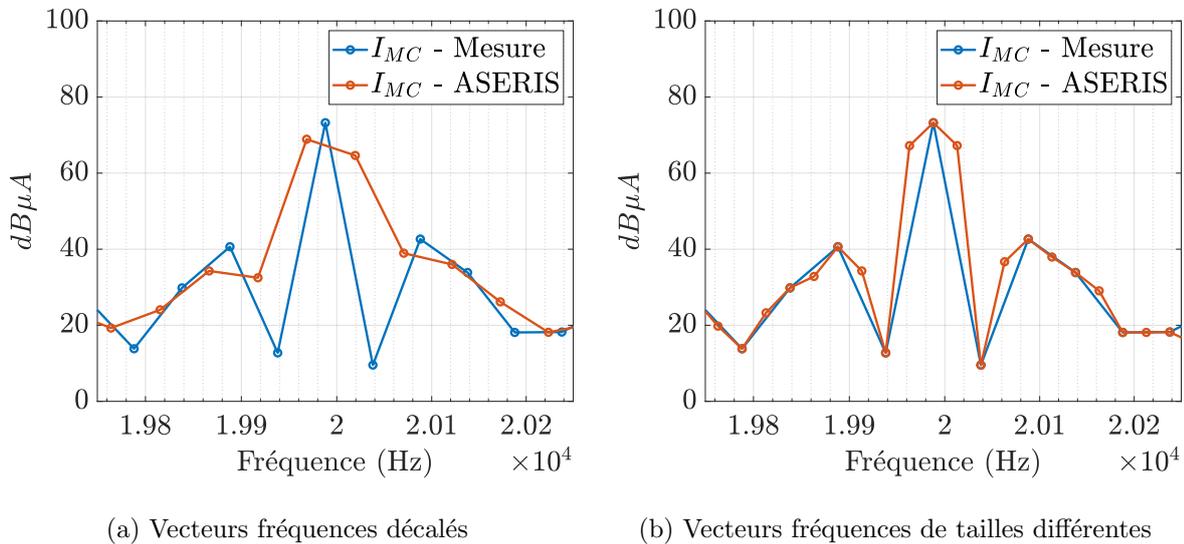
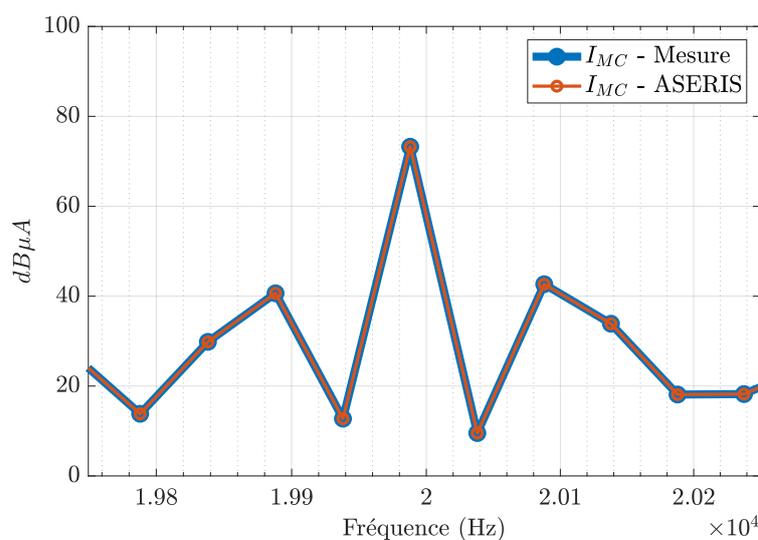


FIGURE A.2 – Exemples de mauvaise définition du vecteur fréquences sous ASERIS-NET

On en déduit qu'il faut que le vecteur de fréquences du calcul ASERIS-NET soit le même que celui du modèle boîte noire. Sur la Figure A.3, cette condition est respectée et on retrouve exactement la mesure du courant de mode commun.

FIGURE A.3 – Comparaison entre la mesure et le calcul avec ASERIS-NET de  $I_{MC}$ 

## A.2 Filtrage

Dans la section 2.3, les courants de mode commun  $I_{MC}$  et mode différentiel  $I_{MD}$  sont comparés afin d'évaluer la prépondérance d'un mode dans les émissions conduites. Sur la Figure A.4, on observe que l'énergie du courant de mode différentiel brut est répartie de façon symétrique sur deux échantillons alors que l'énergie du mode commun est répartie sur un échantillon. Dans ces conditions, il est difficile de conclure sur la prépondérance qualitative et encore plus d'un point de vue quantitatif.

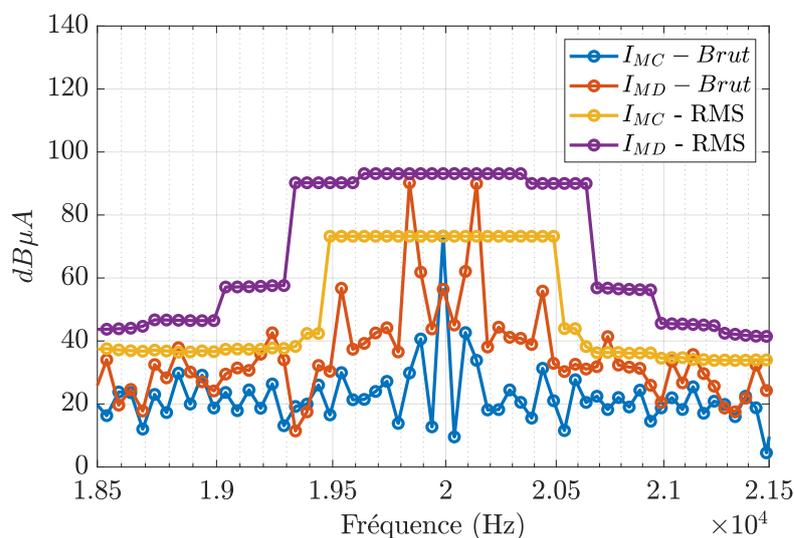


FIGURE A.4 – Filtrage des courants

L'approche a été d'émuler grossièrement un récepteur CEM. Une bande passante de 1 kHz est utilisée pour se rapprocher de celle requise lors des mesures d'émissions conduites du standard

ED-14G/DO-160G. Avec l'échantillonnage utilisé, la valeur RMS du spectre a été calculée à l'aide l'équation A.1 et représentée sur la Figure A.4.

$$I_{RMS}(i) = \sqrt{\sum_{n=i-10}^{i+10} |I(n)|^2} \quad (\text{A.1})$$

On observe qu'il est à présent possible de comparer les deux courants. Le principal désavantage est le temps calcul du à sa complexité et au nombre d'échantillons à traiter. Afin d'approcher le comportement d'un récepteur CEM, il est possible d'utiliser d'autres modèles de récepteur comme dans [59].

