



HAL
open science

Contribution à l'étude et la réalisation d'un filtre CEM actif hybride destiné à un convertisseur DC-DC à base de transistors GaN

Amina Gahfif

► **To cite this version:**

Amina Gahfif. Contribution à l'étude et la réalisation d'un filtre CEM actif hybride destiné à un convertisseur DC-DC à base de transistors GaN. Electronique. Université Paris-Saclay, 2023. Français. NNT : 2023UPAST036 . tel-04127257

HAL Id: tel-04127257

<https://theses.hal.science/tel-04127257v1>

Submitted on 13 Jun 2023

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

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

Contribution à l'étude et la réalisation d'un filtre CEM actif hybride
destiné à un convertisseur DC-DC à base de transistors GaN

*Contribution to the design and realisation of a hybrid active EMC filter for a GaN-based
DC-DC converter*

**Thèse de doctorat de l'université Paris-Saclay
préparée à l'École normale supérieure Paris-Saclay**

Thèse de doctorat de l'université Paris-Saclay

École doctorale n° 575

Electrical, Optical, Bio-physics and Engineering (EOBE)

Spécialité de doctorat : Génie Electrique

Graduate School : Sciences de l'ingénierie et des systèmes. Référent : ENS Paris-Saclay

Thèse préparée dans l'unité de recherche **SATIE (Université Paris-Saclay, ENS Paris-Saclay, CNRS)**, sous la direction de **François COSTA**, Professeur des Universités, le co-encadrement de **Pierre-Etienne LÉVY**, Maître de conférences et la co-supervision de **Bertrand REVOL**, Ingénieur expert senior CEM, SAFRAN TECH

Thèse soutenue à Paris-Saclay, le 17 mars 2023, par

Amina GAHFIF

Composition du Jury

Nadir IDIR

Professeur des Universités, Université de Lille, L2EP

Rapporteur, Examineur

Jean-Luc SCHANEN

Professeur des Universités, Grenoble INP, G2ELab

Rapporteur, Examineur

Mohamed BENSETTI

Professeur des Universités, CentraleSupélec, GeePs

Examineur, Président

Christian VOLLAIRE

Professeur des Universités, Ampère, Ecole Centrale de Lyon

Examineur

Titre : Contribution à l'étude et la réalisation d'un filtre CEM actif hybride destiné à un convertisseur DC-DC à base de transistors GaN.

Mots clés : CEM en électronique de puissance, filtre actif CEM, filtre hybride

Résumé :

Généralement, les filtres CEM sont dimensionnés pour fournir les atténuations requises afin que les spectres de courant passent au-dessous des gabarits des normes. Les perturbations peuvent être en mode commun et/ou en mode différentiel, ce qui nécessite une séparation des modes de perturbation lors de l'étude de dimensionnement afin d'avoir un choix topologique optimisé du filtrage passif. Par conséquent, une modélisation CEM du convertisseur est indispensable. Cependant, le choix topologique des filtres hybrides et actifs ne repose pas nécessairement sur la séparation des modes.

C'est pourquoi nous proposons dans cette thèse une nouvelle méthode de dimensionnement de filtre hybride,

où les bruits sont considérés par ligne et non pas par mode de propagation. L'intérêt de cette méthode est la prise en considération du cas particulier de la conversion de mode. Un modèle boîte noire est ainsi développé pour un convertisseur DC-DC à base de composants GaN.

À partir du modèle CEM représentatif, nous avons la possibilité de calculer les atténuations requises par ligne de puissance sans séparation de mode.

Une fois les atténuations requises calculés nous proposons une nouvelle architecture de filtre hybride mixte par ligne de puissance. Il s'agit d'un filtre hybride actif /passif à injection mixte (tension sur la ligne 1 et courant sur la ligne 2). Un prototype de validation de concept est réalisé.

Title : Contribution to the design and realization of a hybrid active EMC filter for a GaN-based DC-DC converter.....

Keywords : EMC for power electronics, active filter , hybrid filter

Abstract : EMC filters are designed to provide the required attenuations so that the current spectrum complies to the standards. Electromagnetic interference propagates in common mode and/or differential mode, which requires a separation of the noise modes in the design study in order to have an optimised topological choice for the passive filter. Consequently, an EMC model of the converter is essential. However, the topological choice of hybrid and active filters is not necessarily based on mode separation.

This is why we propose in this thesis a new method for hybrid filter sizing, where noise is considered per line and not per propagation mode.

The interest of this method is the consideration of the special case of mode conversion. A black box model is developed for a DC-DC converter based on GaN components.

From the representative EMC model, we have the possibility to calculate the required attenuations per power line without mode separation.

Once the required attenuations have been calculated, we propose a new mixed hybrid filter architecture for each power line. This is a hybrid active/passive filter with mixed injection (voltage on line 1 and current on line 2). A proof-of-concept prototype is also developed.

Remerciements

Tout d'abord, je souhaiterais adresser mes sincères remerciements à Jean-Luc SCHANEN, Nadir IDIR et Christian VOLAIRE pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail de thèse. Je remercie également Mohamed BENSETTI pour avoir présidé mon jury de thèse avec beaucoup de bienveillance.

Je remercie également mes encadrants industriels Marwan ALI, Bertrand REVOL pour leur suivi durant ma thèse. Les échanges que nous avons eu ont toujours permis de faire avancer le travail de recherche et de voir un aspect plus concret des différentes problématiques.

Je voudrais remercier vivement Pierre-Etienne LÉVY et François COSTA pour leur suivi et disponibilité tout au long de ma thèse. J'ai énormément appris de cette collaboration qui a été tout aussi enrichissante sur le plan humain que sur le plan professionnel.

Je remercie les doctorants et les membres de l'équipe SAFRAN TECH qui ont contribué à garder un environnement de travail motivant, et ce même à distance quand cela a dû être le cas.

Je remercie aussi mes collègues du SATIE et toutes les personnes ayant contribué de près ou de loin à l'accomplissement de ce travail.

Je remercie chaleureusement ma famille (mon père, ma mère, Fethia, Yasmine, Karima et Mohamed) sans qui je n'aurais jamais atteint ce résultat.

A mon mari Khaled qui m'a soutenu et aidé durant ces années de thèse, mes enfants Imène Nesrine et Riyad. Je vous dédie ce travail qui ne serait pas possible sans votre soutien inconditionnel.

Pour tous les membres de ma grande famille, je vous remercie tous !

TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES	4
LISTE DES FIGURES	7
NOMENCLATURE	12
INTRODUCTION GENERALE	14
I. CHAPITRE I : INTRODUCTION & CONTEXTE.....	17
I.1. Introduction	17
I.2. Etudes des perturbations conduites	17
I.2.1. Présentation	17
I.2.2. Définition des perturbations conduites	18
I.2.3. Normes en CEM	18
I.3. Approches de réduction des perturbations conduites.....	21
I.3.1. Modèles de bruit	21
I.3.2. Filtrage passif optimisé en masse et volume	22
I.3.2.1. Synthèse filtrage passif	25
I.3.3. Filtrage actif / hybride.....	26
I.3.3.1. Généralités.....	26
I.3.3.2. Principes de fonctionnement des filtres actifs	27
I.3.3.3. Filtrage actif : Topologies :	28
I.3.4. Description des étages du filtre actif.....	30
I.3.4.1. Etage d'injection	30
I.3.4.1. Etage d'amplification	32
I.3.4.2. Etage de détection	33
I.3.5. Synthèse sur le filtrage actif	36
I.4. Filtrage hybride	38
I.5. Synthèse bibliographique	39
I.6. Conclusion	42
II. CHAPITRE 2 : ETUDE DES PERTURBATIONS CONDUITES	45
II.1. Introduction	45
II.2. Modélisation boîte noire	45
II.2.1. Protocole d'identification du modèle boîte noire	45
II.2.1.1. Identification des impédances externes du modèle.....	45
II.2.1.2. Identification des sources équivalentes en mode commun et mode différentiel.....	48
II.2.1.3. Identification des admittances.....	48
II.2.2. Discussion : intérêt et limite du modèle.....	50
II.3. Support d'étude.....	51
II.3.1. Kit d'évaluation GaN systems.....	52
II.3.2. Carte supportant le condensateur découplage et l'inductance de lissage	53
II.3.3. Charge.....	54

TABLE DES MATIERES

II.3.4.	Environnement électromagnétique	54
II.3.4.1.	LISN (réseau stabilisateur d'impédance)	54
II.3.4.2.	Capteur de courant	55
II.4.	Etude fréquentielle du convertisseur	56
II.4.1.	Identification des chemins de propagation du convertisseur BOOST	56
II.4.1.1.	Analyse des impédances et admittances du modèle	60
II.4.2.	Identification des sources de bruits	62
II.5.	Symétrisation des chemins de propagation	67
II.5.1.	Configuration asymétrique	68
II.5.2.	Equilibrage des inductances	69
II.5.3.	Equilibrage des capacités parasites	71
II.5.4.	Structure symétrique	73
II.5.5.	Synthèse des configurations dans la base MC/MD	77
II.6.	Conclusion	80
III.	CHAPITRE III : DIMENSIONNEMENT FILTRE ACTIF ET HYBRIDE	83
III.1.	Introduction	83
III.2.	Choix de la topologie.....	84
III.2.1.	Filtre actif à double injection courant-courant pour convertisseur DC-DC.....	84
III.2.1.	Filtre actif à double injection tension-courant pour convertisseur DC-DC.....	87
III.2.1.1.	Mise en équation	87
III.2.1.2.	Calcul de la matrice de transfert	91
III.2.1.3.	Fonctions du filtre actif à double injection tension-courant.....	93
III.2.1.4.	Validation du modèle du filtre à double injection tension-courant	96
III.2.2.	Analyse paramétrique des gains d'insertion ATT1 et ATT2	99
III.2.2.1.	Analyse en fonction des gains des amplificateurs	99
III.2.2.2.	Analyse en fonction des éléments ζ_{ij}	99
III.3.	Dimensionnement du filtre hybride	103
III.3.1.	Mise en équation	106
III.3.1.1.	Modèle passif	106
III.3.1.2.	Modèle hybride	108
III.3.2.	Analyse fréquentielle des paramètres du modèle	109
III.3.3.	Analyse des performances du filtre hybride dans base MC/MD	114
III.4.	Conclusion	115
IV.	CHAPITRE IV	118
IV.1.	Introduction	118
IV.2.	Dimensionnement filtre hybride.....	118
IV.2.1.	Filtre passif	120
IV.2.2.	Filtre actif.....	122
IV.2.2.1.	Atténuation requise	122
IV.2.2.2.	Etage de détection (Transformateur de courant)	124
IV.2.2.3.	Etage d'injection en tension.....	124

TABLE DES MATIERES

IV.2.2.4. Etage d'injection en courant	127
IV.2.2.5. Etage d'amplification.....	128
IV.2.1. Gain d'insertion	129
IV.3. Réalisation du filtre hybride.....	130
IV.3.1. Mesures	132
IV.3.2. Discussions.....	134
IV.3.1. Stabilité du système	136
IV.3.2. Analyse dans la base mode commun mode différentiel.....	136
IV.3.2.1. Analyse du mode commun	136
IV.3.2.2. Analyse du mode différentiel	138
IV.4. Conclusion	138
CONCLUSION GENERALE	141
ANNEXE A	145
ANNEXE B	145
REFERENCES	153

LISTE DES FIGURES

LISTE DES FIGURES

Figure I-1 : chemins de propagation en modes commun (rouge) et différentiel (bleu) [3].	18
Figure I-2 : gabarits imposés par la norme aéronautique DO160F.	19
Figure I-3 : propagation des courants dans le LISN.	20
Figure I-4 : modèle CEM « boîte noire » de MC et MD pour un convertisseur.	21
Figure I-5 : modèle « boîte noire » intégrant le filtre LC (MD) et le filtre CL (MC).	22
Figure I-6 : filtre passif conventionnel.	23
Figure I-7 : organigramme de dimensionnement du filtre de mode commun prenant en compte les contraintes HF.	24
Figure I-8 : comparaison des volumes du filtre conventionnel et du filtre intégré.	25
Figure I-9 : structure intégrée proposée.	25
Figure I-10 : schéma de principe du filtre actif feedback (Détection de courant-Injection de courant).	27
Figure I-11 : schéma de principe du filtre actif feed-forward (Détection de courant-Injection de courant).	28
Figure I-12 : configurations possibles en configuration feedback.	28
Figure I-13 : schémas de contrôle des injections en courant et tension.	29
Figure I-14 : schéma illustratif du transformateur d'injection de tension.	30
Figure I-15 : filtre MC actif CSVC des travaux de MAINALI.	31
Figure I-16 : filtre actif avec étage push pull.	33
Figure I-17 : filtre actif avec étage de détection en tension.	34
Figure I-18 : modèle basse fréquence du transformateur de courant.	34
Figure I-19 : modèle haute fréquence du transformateur de courant.	35
Figure I-20 : schéma de principe de la bobine de Rogowski.	36
Figure I-21 : filtre actif à double étage.	37
Figure I-22 : structure du filtre actif avec (a) FEEDFORWARD-FEEDBACK et (b) FEEDBACK –FEEDFORWARD.	37
Figure I-23 : topologie cascade du filtre avec double CSCC.	38
Figure I-24 : filtres hybrides avec injection courant/ injection tension.	39
Figure I-25 : nombres de travaux bibliographiques en fonction du mode de control FEEDBACK/FEEDFORWARD.	40
Figure I-26 : répartition des travaux bibliographiques en fonction des techniques détection/Injection.	41
Figure I-27 : répartition des travaux bibliographiques en fonction du mode de bruit traité.	41
Figure II-1 : représentation d'un sous-système à trois ports associé à sa matrice Z.	46

LISTE DES FIGURES

Figure II-2 : circuit dérivé de la matrice Z dans le cas d'un quadripôle réciproque [43].	46
Figure II-3 : modèle CEM comportemental global d'un convertisseur à deux ports et une masse.	47
Figure II-4 : modèle illustratif pour une source $V_{CM} = 0$.	49
Figure II-5 : modèle illustratif configuration EDM = 0.	49
Figure II-6 : schéma illustratif convertisseur.	51
Figure II-7 : banc de test expérimental.	52
Figure II-8 : schéma fonctionnel GSP65MB-EVB /GSP65R13HB-EVB-650V.	52
Figure II-9 : capacité parasite due au substrat SMI/ Schéma de routage [44].	53
Figure II-10 : schéma illustratif de la carte condensateur découplage associé inductance de lissage.	53
Figure II-11 : image de la charge résistive 44,5Ω. Figure II-12 : caractérisation de la charge 44,5Ω.	54
Figure II-13 : impédance du LISN vue par le convertisseur.	55
Figure II-14 : schéma illustratif banc de test mesure conduite [5].	56
Figure II-15 : protocole de caractérisation de l'impédance Z11 sur LTspice.	57
Figure II-16 : protocole de mesure de l'impédance Zij avec analyseur de réseau.	57
Figure II-17 : caractérisation des chemins de propagation en MC.	58
Figure II-18 : impédances vues à l'entrée du convertisseur.	59
Figure II-19 : impédance Z11, simulation LTspice vs. Mesure à l'analyseur.	60
Figure II-20 : impédances du modèle boîte noire.	61
Figure II-21 : admittances de mode commun, de mode différentiel et de conversion de mode.	61
Figure II-22 : courants I1 et I2 en temporel.	63
Figure II-23 : spectres des courants I1 et I2 comparés au gabarit de la norme DO-160.	63
Figure II-24 : spectres du courant I1 LTspice vs. Mesure.	64
Figure II-25 : sources fictives ECM et EDM2 en temporel.	65
Figure II-26 : sources fictives en fréquentiel ECM et EDM2.	65
Figure II-27 : spectres des courants de MC.	66
Figure II-28 : spectres des courants de MD.	66
Figure II-29 : différentes configurations de symétrie/asymétrie du convertisseur.	68
Figure II-30 : répartition inductances configuration asymétrique.	69
Figure II-31 : répartition des inductances en configuration équilibrage des inductances.	69
Figure II-32 : comparaison des spectres I1 « asymétrique » et « équilibrage inductance » (Mesures).	70
Figure II-33 : comparaison des spectres I2 « asymétrique » et « équilibrage inductance » (Mesures).	70

LISTE DES FIGURES

Figure II-34 : impédance Z_{11} « Asymétrique » et « Equilibrage inductance »(Mesures).	71
Figure II-35 : comparaison des spectres I_1 « asymétrique » et « équilibrage capacités parasites » (Simulation LTspice).	72
Figure II-36 : comparaison des spectres I_2 « asymétrique » et « équilibrage capacités parasites » (Simulation LTspice).	72
Figure II-37 : répartition des inductances et des capacités en configuration « symétrique ».....	73
Figure II-38 : impédance Z_{11} « asymétrique » et « symétrique» (Mesures).	74
Figure II-39 : comparaison des spectres I_1 « asymétrique » et « symétrique ».....	75
Figure II-40 : comparaison des spectres I_2 « asymétrique » et « symétrique ».....	75
Figure II-41 : comparaison des spectres I_1 « asymétrique » et « symétrique », simulation LTspice.....	76
Figure II-42 : comparaison des spectres I_2 « asymétrique » et « symétrique », simulation LTspice.....	76
Figure II-43 : comparaison des admittances Y_{CM} Y_{DMCM} pour les trois configurations (mesures).	77
Figure II-44 : sources de bruit ECM (mesures).....	78
Figure II-45 : analyse du courant en mode commun (mesures).	78
Figure II-46 : admittances de mode différentiel et conversion de mode les trois configurations (mesures).	79
Figure II-47 : comparaison des sources de bruit EDM pour les trois configurations (mesures).	79
Figure II-48 : analyse du mode différentiel pour les trois configurations.....	80
Figure III-1 : schéma illustratif du filtre actif double injection en courant associé au convertisseur Boost.....	85
Figure III-2 : schéma illustratif du filtre actif double injection en courant associé au convertisseur Boost représenté par son modèle boîte noire.	85
Figure III-3 : comparaison des spectres des courants I_{S1} et I_{F1} LTspice.....	86
Figure III-4 : comparaison des spectres des courants I_{S2} et I_{F2} LTspice.....	86
Figure III-5 : schéma illustratif du convertisseur associé à son filtre actif injection tension-courant simulé avec LTspice.	87
Figure III-6 : schéma illustratif du filtre actif double injection en tension-courant associé au convertisseur Boost représenté par son modèle boîte noire.....	88
Figure III-7 : schéma-bloc du filtre à double injection tension-courant.	90
Figure III-8 : comparaison des spectres des courants de lignes I_{s1} et I_{s2} simulés sur LTspice et calculés par le modèle boîte noire.	92
Figure III-9 : modèle basse fréquence du transformateur de courant.	94
Figure III-10 : réponse fréquentielle du capteur de courant simulé sur LTspice.	94
Figure III-11 : fonction de transfert Y_{inj}	95
Figure III-12 : schéma illustratif transformateur d'injection de tension.....	96

LISTE DES FIGURES

Figure III-13 : circuit simulé par LTspice et sa réponse fréquentielle.	96
Figure III-14 : schéma illustratif du convertisseur associé à son filtre actif à injection tension-courant simulé par LTspice.	97
Figure III-15 : comparaison des spectres des courant IS1 et IF1, LTspice et modèle Matlab.....	98
Figure III-16 : comparaison des spectres des courant IS2 et IF2 LTspice et modèle Matlab.....	98
Figure III-17 : évolution ATT1 et ATT2 en fonction de $G_{a1/2}$	99
Figure III-18 : analyse fréquentielle des gains ζ_{ij}	100
Figure III-19 : comparaison impédances modèle/ impédance LISN.....	101
Figure III-20 : évolution des gains d'insertion ATT1et ATT2 pour $G_{a1/2} = 20$	102
Figure III-21 : schéma illustratif convertisseur associé filtre passif et actif.	105
Figure III-22 : caractérisation de l'impédance Z'_{11}	105
Figure III-23 : réseau équivalent des impédances vue aux point A et B et leur module respective.....	106
Figure III-24 : schéma équivalent du convertisseur et du filtre passif associé.	107
Figure III-25 : schéma illustratif détaillant l'ensemble du modèle (convertisseur + filtre passif).....	108
Figure III-26 : évolution fréquentielle des impédances Z'_{ij} et des éléments de matrice ζ'_{ij}	109
Figure III-27 : comparaison des spectres des courants IP1 et IH1 calculés par LTspice et par le modèle Matlab.	111
Figure III-28 : comparaison des spectres des courants IP2 et IH2 calculés par LTspice et par le modèle Matlab.	112
Figure III-29 : comparaison des spectres des courants IH1, IS1 et IP1 simulés LTspice.....	113
Figure III-30 : comparaison des spectres des courants IH2, IS2 et IP2 simulés LTspice.....	113
Figure III-31 : comparaison des courants de mode commun avec et sans filtre, simulation LTspice.....	114
Figure III-32 : comparaison des courants de mode différentiel avec et sans filtre, calcul LTspice.....	115
Figure IV-1 : courants de ligne I s1 I s2 en fréquentiel et temporel.	119
Figure IV-2 : atténuation requise pour les deux lignes d'entrée.	119
Figure IV-3 : schéma illustratif du convertisseur associé au filtre hybride.	120
Figure IV-4 : impédances mesurées avec analyseur de réseau.	121
Figure IV-5 : impédances ratiométriques avec et sans filtre passif.	122
Figure IV-6 : architecture du filtre actif retenue.....	122
Figure IV-7 : comparaison des courants filtrés IP1 LTspiceet IP2 LTspice à la norme DO 160.	123
Figure IV-8 : schéma illustratif du capteur de courant et sa fonction de transfert (Mesure/LTspice).	124
Figure IV-9 : schéma illustratif caractérisation paramètres impédances transformateur d'injection VT.	125

LISTE DES FIGURES

Figure IV-10 : fonction de transfert GVT mesurée analyseur Rhode & Schwarz.....	126
Figure IV-11 : transformateur réalisé.....	126
Figure IV-12 : admittance du réseau d'injection sur la ligne 2.	128
Figure IV-13 : caractérisation de l'amplificateur THS3491 mesure/simulation.....	129
Figure IV-14 : analyse des atténuation ATTH1et ATTH2 simulées.....	129
Figure IV-15 : filtre hybride réalisé.....	130
Figure IV-16 : Structure filtre hybride réalisée.....	131
Figure IV-17 : dispositif de mesure du filtre complet.	132
Figure IV-18 : comparaison des courants sans filtres IS1 et IS2 et avec filtre hybride IH1 et IH2.....	133
Figure IV-19 : analyse de la tension injectée par rapport au courant filtré.....	133
Figure IV-20: spectres des courants de ligne avec et sans filtre.	134
Figure IV-21 : spectres des courants de ligne et atténuation associée.	135
Figure IV-22 : comparaison spectres courants MC avec et sans filtre.	136
Figure IV-23 : comparaison évolution des atténuations du filtre.	137
Figure IV-24 : comparaison spectres courants MD avec et sans filtre.....	138
Figure 0-1 : répartition des atténuations maximales dans la littérature.....	143
Figure B-1 : schéma illustratif du filtre actif double injection en courant associé au convertisseur Boost.....	146
Figure B-2 : Schéma illustratif du filtre actif double injection en courant associé au convertisseur Boost représenté par son modèle boîte noire	146
Figure B-3 Schéma fonctionnel des filtres actifs CSCC- CSCC	148
Figure B-4 Comparaison spectre courant IS1 et IF1 LTspice et modèle	150
Figure B-5 Comparaison spectre courant IS2 et IF2 LTspice et modèle	151
Figure B-6 : évolution ATT1 et ATT2en fonction de Ga1/2.....	151
Figure B-7 : évolution des impédances ratiométriques.....	152

NOMENCLATURE

NOMENCLATURE

I_1 :	Courant de ligne 1
I_2 :	Courant de ligne 2
$[Z_{ij}]$:	Matrice des impédances externes du modèle
E_{CM} :	Générateur de tension fictive de mode commun
$\frac{E_{DM}}{2}$:	Générateur de tension fictive de mode différentiel.
Y_{CM} :	Admittance de mode commun
Y_{DM} :	Admittance de mode différentiel
Y_{DMCM} :	Admittance de conversion du mode différentiel vers le mode commun
Y_{CMDM} :	Admittance de conversion du mode commun vers le mode différentiel
$I_{CM C}$:	Courant de mode commun résultant de la conversion de mode
$I_{DM C}$:	Courant de mode différentiel résultant de la conversion de mode
$I_{CM PR}$:	Courant de mode commun propre
$I_{DM PR}$:	Courant de mode différentiel propre
I_{S1} :	Courant de ligne 1 sans filtre
I_{S2} :	Courant de ligne 2 sans filtre
$V_{Cancel1}$:	Tension de compensation des bruits HF
$I_{CANCEL 2}$:	Courant de compensation des bruits HF
I_{F1} :	Courant de ligne 1 filtré par le filtre actif
I_{F2} :	Courant de ligne 2 filtré par le filtre actif
$[\zeta_{ij}]$:	Matrice d'impédances ratiométriques
$[\beta_{ij}]$:	Matrice de transfert.
I_{P1} :	Courant de la ligne 1 filtré par le filtre passif seul
I_{P2} :	Courant de la ligne 2 filtré par le filtre passif seul
I_{H1} :	Courant de la ligne 1 filtré par la structure globale hybride
I_{H2} :	Courant de la ligne 2 filtré par la structure globale hybride

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Dans le secteur de l'aéronautique, la révolution technologique actuelle « vers un avion plus électrique » rend les convertisseurs électroniques de puissance de plus en plus présents dans les systèmes aéronautiques. Cette conversion de puissance (basse et/ou haute tension) est toujours basée sur la commutation des composants semi-conducteurs contenus dans les cellules de commutation. Avec l'apparition de nouveaux composants très rapides (SiC et GaN), les perturbations électromagnétiques (EM) conduites et rayonnées apparaissent sur une bande de fréquence sans cesse plus large (jusqu'au GHz), dont la transmission est favorisée par de multiples couplages et effets parasites. Leur propagation peut altérer le fonctionnement d'un équipement sensible, risquant ainsi de compromettre la sécurité aéronautique. De ce fait, les comités scientifiques européens et internationaux, en collaboration avec les industriels, ont établi une série de normes CEM qui permettent de fixer les niveaux d'émission de ces équipements sous un certain gabarit dans le but de garantir un niveau de fonctionnement et de cohabitation satisfaisant. Ainsi, la maîtrise de la compatibilité électromagnétique (CEM) en aéronautique relève de la norme DO 160.

Cette thèse s'inscrit dans un axe de recherche plus vaste à SAFRAN-TECH qui vise à maîtriser la CEM en électronique de puissance afin de minimiser le coût global et la masse lors de la gestion de la CEM d'un convertisseur statique. Le cahier des charges (puissance, tension, courant d'entrée, atténuation, ...) nécessaire à l'étude est basé sur une application étudiée dans un projet collaboratif ; il s'agit d'un convertisseur BOOST DC-DC 1 kW 50 à 100 V / 270 V / 500 kHz à semi-conducteurs GaN devant respecter la norme DO-160F.

Le travail porte sur la minimisation des perturbations conduites du convertisseur BOOST par la mise en œuvre d'un filtre hybride actif/passif à injection mixte tension/ courant. Toute l'étude expérimentale est effectuée avec le kit d'évaluation de GaN system GSP65MB-EVB auquel on adjoint une carte externe portant l'inductance d'entrée du BOOST et le condensateur de découplage.

Le premier chapitre de ce manuscrit vise à situer le contexte de l'étude et à dresser un état de l'art non exhaustif sur les principaux travaux traitant la problématique de masse et de volume des filtres CEM en lien avec le respect des normes. Cette analyse met en évidence les limitations du seul filtrage actif en termes de bande passante, de gain d'insertion et de limites en puissance des composants actifs et des éléments passifs notamment ceux intégrés dans le PCB SMI. Les solutions proposées restent limitées soit en puissance soit en bande passante. C'est pourquoi l'évolution vers des structures de filtrage hybride (association de filtres actifs et passifs) fait l'objet de plusieurs études qui cherchent à tirer les avantages de chacune des approches.

La conception d'un filtre pour la minimisation des perturbations conduites passe obligatoirement par la connaissance des sources de bruit à filtrer. C'est pourquoi le deuxième chapitre traite des travaux sur la modélisation « boîte noire ». De nombreuses études proposent des solutions simples de modèles « boîte noire » mais ne considèrent généralement que le cas particulier de la séparation des modes commun CM et mode différentiel DM. Souvent, on considère dans ces travaux que les perturbations de courants de mode commun résultent exclusivement d'une source de tension purement de mode commun via une impédance dite de mode commun, idem pour le mode différentiel. Ceci n'est vrai que dans le cas particulier des convertisseurs symétriques, ce qui n'est pas le cas de notre support d'étude.

Ainsi, nous proposons un modèle comportemental à partir d'observations externes ce qui nous amène à définir des sources équivalentes. Celles-ci représentent les excitations de mode commun et de mode différentiel ;

elles sont associées à des impédances internes équivalentes. Cette approche nous permet de prendre en compte la dissymétrie d'un système avec un nombre réduit d'éléments de modélisation. Les conditions et limites d'applications sont énoncées afin de préciser le domaine d'usage du modèle. Dans une seconde partie du chapitre, nous justifions le choix du convertisseur au regard des potentialités du modèle « boîte noire » et des contraintes d'usage associées. Enfin, une discussion sur l'évolution des spectres de fréquence des courants de mode commun (CM) et de mode différentiel (DM) sous l'influence des différents paramètres du modèle est proposée.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude d'une nouvelle architecture de filtrage à double injection. Il s'agit d'un filtre hybride actif/passif à injection mixte (tension sur la ligne 1 et courant sur la ligne 2). Le choix de filtrer les deux courants simultanément nous a amené à développer un modèle analytique MATLAB permettant de calculer la matrice de transfert du filtre qui lie les courants filtrés aux courants non filtrés ; le modèle est validé par des simulations temporelles avec le solveur circuit LTspice.

Le quatrième et dernier chapitre présente les résultats expérimentaux issus du prototype de filtre hybride réalisé. Afin de valider le modèle établi au chapitre III, les résultats sont discutés au regard des limitations du filtre actif, des imperfections des composants passifs de filtrage, des éléments constitutifs et de l'architecture du convertisseur de puissance.

Cette réalisation nous a permis de valider expérimentalement le concept de filtrage hybride mixte à double injection. Cependant, des inconvénients liés à la puissance du convertisseur et à la gamme de fréquence sont mis en évidence ; nous proposerons des perspectives d'amélioration.

Chapitre I : Introduction & Contexte

I. CHAPITRE I : INTRODUCTION & CONTEXTE

I.1. Introduction

Le domaine de la compatibilité électromagnétique en électronique de puissance fait l'objet de nombreux travaux et publications. L'étude de ces phénomènes, de la source aux victimes en passant par les chemins de propagation, est une discipline à part entière. Elle consiste à modéliser puis caractériser les perturbations hautes fréquences, l'objectif final étant de rendre "compatible" le convertisseur. C'est pourquoi le chapitre d'introduction est consacré à présenter l'état de l'art sur les travaux de caractérisation des perturbations et les solutions de filtrage utilisées.

En aéronautique, les principales contraintes dans la conception de convertisseurs électroniques à haute densité de puissance et répondant aux normes CEM en vigueur (DO-160) sont la masse et le volume. En effet, les méthodes classiques de conception reposent sur le développement fonctionnel et thermique des convertisseurs puis sur le dimensionnement a posteriori d'un filtre permettant de réduire les perturbations électromagnétiques. Cependant, les filtres obtenus sont parfois trop imposants, ce qui est considéré comme un vrai handicap en aéronautique.

Dans ce chapitre une analyse bibliographique est menée sur les principaux travaux traitant la problématique de masse et volume en parallèle avec le respect de la norme. Cette analyse fait ressortir les limitations du filtrage actif en bande passante et gain d'insertion ainsi que les limitations en puissance pour les éléments passifs intégrés dans le PCB. Les solutions apportées restent limitées, soit en puissance, soit en bande passante. C'est pourquoi l'évolution vers des structures de filtrage hybrides (association de filtres actifs et passifs) fait l'objet de plusieurs études qui visent à tirer les avantages de chacune des approches.

Dans cette thèse, l'objectif est d'étudier l'intérêt et les limitations du filtrage hybride de mode commun et de mode différentiel pour un convertisseur DC-DC de 2 kW, avec une tension d'entrée qui varie entre 50 Vdc et 100 Vdc pour 270 V en sortie. Ce convertisseur, basé sur les composants GaN, fonctionne à des fréquences élevées afin d'augmenter sa densité de puissance, ce qui génère des perturbations avec de fortes densités spectrales à partir de 500 kHz. Les contraintes de tension et de courant (jusqu'à 25 A) sur les composants passifs du filtre, ainsi que la contrainte de fréquence sur le filtre actif augmentent la difficulté à proposer une solution de filtrage compacte et répondant à la norme sur toute la gamme fréquentielle de la norme DO-160.

I.2. Etudes des perturbations conduites

I.2.1. Présentation

Les structures de conversion en électronique de puissance sont composées de cellules de commutation associées à des composants passifs. Chaque cellule de commutation lie une source de tension à une source de courant.

Afin de réduire les nuisances sonores ainsi que le poids et le volume des structures de conversion, les fréquences de découpage sont de plus en plus élevées, allant de quelques dizaines de kHz jusqu'au MHz. Cependant, ceci présente plusieurs inconvénients :

- L'augmentation des pertes dans les composants ;

- La génération de perturbations électromagnétiques à haute fréquence.

Les fronts de courant et de tension très raides sont à l'origine de ces perturbations que l'on définit sous deux formes :

- Les perturbations de type rayonné sous forme de champs électriques et magnétiques ;
- Les perturbations de type conduit sous forme de courants.

Ces courants se propagent à travers les câbles électriques d'alimentation ou d'interconnexion et parfois à travers des éléments parasites qui présentent des chemins de passage de courant en haute fréquence à cause de leurs faibles impédances. Les travaux de cette thèse concernent la deuxième catégorie de perturbations.

I.2.2. Définition des perturbations conduites

Les perturbations conduites se propagent selon deux modes illustrés sur la Figure I-1 : le mode commun (MC) et le mode différentiel (MD) qui sont définis comme suit :

- Mode commun (rouge) : les courants de perturbation de mode commun circulent sur les lignes de puissance et se reboulent via la masse. Si les deux chemins de propagation sont symétriques les deux courants auront même amplitude et même phase [1][2][3].
- Mode différentiel (bleu) : Les perturbations de mode différentiel se propagent et se reboulent à travers les conducteurs d'alimentation phase et neutre. Elles utilisent donc le même chemin que le courant de puissance [1] [2].

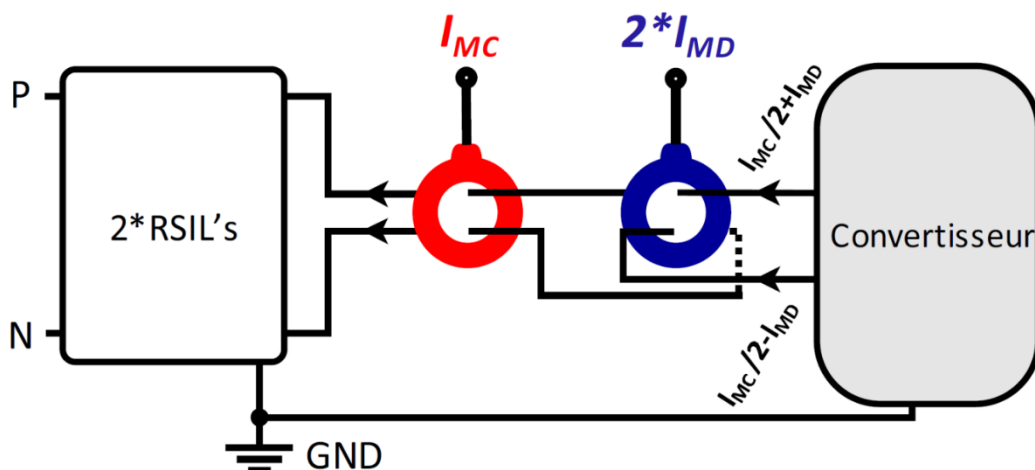


Figure I-1 : chemins de propagation en modes commun (rouge) et différentiel (bleu) [3].

I.2.3. Normes en CEM

Afin de ne pas polluer l'environnement électromagnétique, les appareils électroniques sont tenus de respecter les réglementations en vigueur établies par les agences internationales telles que la Federal Communication Commission (FCC) ou le Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR) [4].

Dans la réglementation, les problèmes de CEM sont classés en deux catégories : les émissions conduites et les émissions rayonnées dont les gabarits limites de chaque émission sont présentés sur la Figure I-2. Les émissions conduites sont réglementées sur la plage RF des basses fréquences (150 kHz) jusqu'à 30 MHz, sauf pour les applications aéronautiques où la norme RTCA/DO-160F impose la limite supérieure de fréquence à 152 MHz [5]. Concernant les émissions rayonnées leur réglementation est définie dans une gamme de fréquences plus élevée, de 30 MHz à 1 GHz [6]. Notre étude ayant une application aéronautique, elle est soumise aux exigences de cette dernière.

Pour illustration, la Figure I-2 montre les gabarits de la norme DO-160F imposés aux courants I_1 et I_2 à chaque borne d'entrée du dispositif sous test. Généralement, les normes d'émissions conduites ne spécifient pas de gabarit selon les modes de propagation (MD, MC) mais fixent un niveau maximal acceptable sur chacune des lignes d'accès de l'équipement. Dans le cas des normes CISPR, seules les bornes d'entrée de l'équipement sont considérées, dans le cas de la DO-160F, les niveaux sont spécifiés en entrée et en sortie.

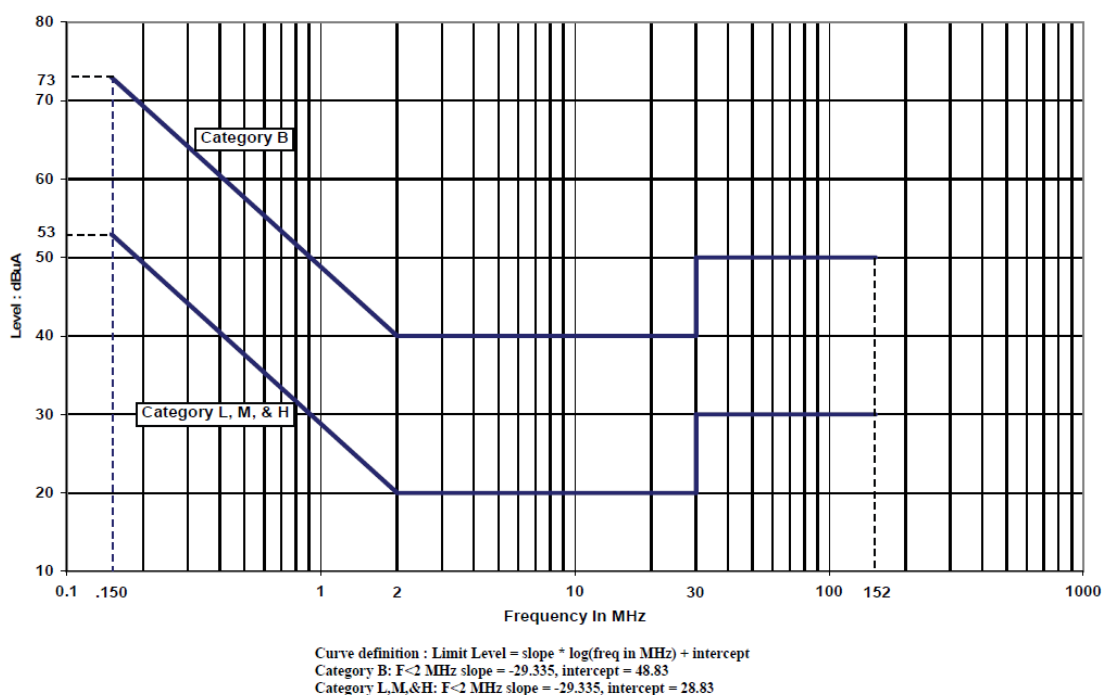


Figure I-2 : gabarits imposés par la norme aéronautique DO160F.

Afin de respecter les limites autorisées, les spécialistes du domaine de la compatibilité électromagnétique ont défini des protocoles de mesure des perturbations conduites décrits dans la norme CISPR pour différentes applications mais aussi dans la norme RTCA/DO-160F section 21 [5]. Le protocole a pour objectif de rendre reproductibles les essais effectués.

Pour se faire, il faut respecter deux principaux critères :

- L'utilisation d'un plan de masse qui permet de canaliser les courants de mode commun ;

- L'utilisation d'un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL ou LISN en anglais) entre le convertisseur et la source d'alimentation.

Le LISN (on adoptera la désignation anglaise) a pour rôle de canaliser les perturbations issues du convertisseur vers le lieu de mesure et d'isoler le banc de test des perturbations externes. De même, il permet de fixer l'impédance HF du réseau sur une plage de fréquence normée ce qui assure la reproductibilité des mesures. On considérera que les bornes du LISN sur lesquelles est connecté l'équipement sous test (source des perturbations) constituent son entrée.

Ainsi dans la norme DO-160, les mesures des perturbations conduites se font à l'entrée du LISN à travers une pince de mesure de courant. Dans le cas d'une structure monophasée, les courants I_1 et I_2 sont constitués de la somme des perturbations de mode commun et de mode différentiel comme illustré sur la Figure I-3.

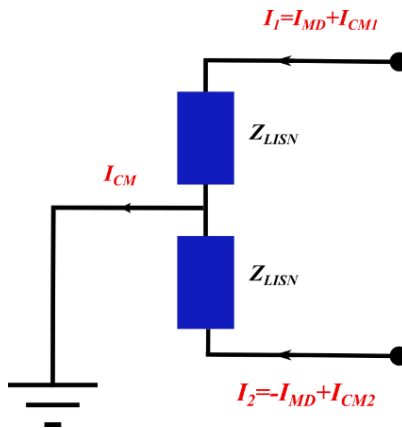


Figure I-3 : propagation des courants dans le LISN.

Ainsi, si les courants de mode commun circulant dans chacune des phases sont identiques, on peut obtenir par addition ou soustraction les deux composantes MC et MD comme le montrent les équations ci-dessous.

$$I_{MC} = I_1 + I_2 = I_{MC1} + I_{MC2} \tag{I-1}$$

$$I_{MD} = \frac{(I_1 - I_2)}{2} = \frac{(I_{MC1} - I_{MC2})}{2} \tag{I-2}$$

D'après les équations I-1 et I-2, on peut obtenir le courant de mode commun total même si la répartition des courants sur chacune des phases n'est pas identique en amplitude et/ou en phase. En revanche, il devient impossible de déterminer a priori le niveau du courant de mode différentiel si on ne connaît pas la contribution du courant de mode commun sur chacune des branches. Cela peut être dû à un manque de symétrie soit au niveau des chemins de propagation, soit au niveau des sources de perturbations [7]. Or le dimensionnement classique des filtres CEM passe obligatoirement par la séparation de ces deux modes sur une hypothèse de symétrie et donc par la connaissance des deux composantes. Dans cette étude, nous étudierons une méthode permettant de s'affranchir de cette hypothèse.

I.3. Approches de réduction des perturbations conduites

A l'heure actuelle, il existe de très nombreux travaux de recherche menés à bien ou engagés dans la caractérisation et la réduction des perturbations conduites dans les convertisseurs d'électronique de puissance [8][9]. Les objectifs de ces travaux sont multiples allant de la modélisation comportementale jusqu'à l'étude des moyens de filtrage passifs et actifs en passant par l'étude prédictive des sources de bruit.

I.3.1. Modèles de bruit

Il existe deux stratégies pour modéliser les bruits CEM d'un convertisseur de puissance :

- La première consiste à modéliser chaque élément du convertisseur (composants, circuits imprimés, ...) afin d'obtenir un modèle prédictif du comportement CEM [10], [11]. Le principal avantage de cette méthodologie est la possibilité d'optimiser le choix des composants, l'optimisation électromagnétique du routage des circuits imprimés, ainsi que l'optimisation CEM/Pertes globales du convertisseur pendant la phase de conception. Cette méthodologie de modélisation prédictive implique une modélisation fine de tous les effets parasites, ce qui nécessite le développement d'outils de simulation précis aussi bien de type circuit (SABER, Simplorer, Spice, ...) que des outils spécifiques (COMSOL, Ansys, ...).
- La deuxième stratégie consiste à considérer Le convertisseur comme une « boîte noire », et à le représenter dans le domaine fréquentiel par un modèle constitué des sources de perturbations connectées à des impédances équivalentes en mode commun et en mode différentiel (voir Figure I-4 [3]). La rapidité du traitement des données et du calcul est l'avantage principal dans cette méthode de modélisation [3] [12]. Afin de dimensionner un filtre optimisé et efficace le modèle « boîte noire » permet d'extraire les sources de perturbations, et de concevoir rapidement un filtre optimisé.

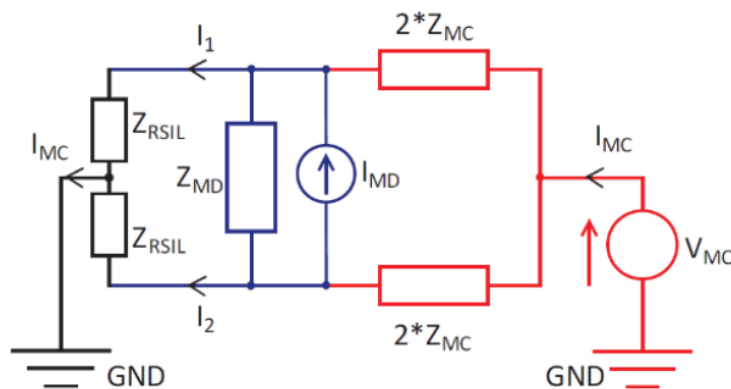


Figure I-4 : modèle CEM « boîte noire » de MC et MD pour un convertisseur.

Dans cette étude, nous allons nous baser sur la stratégie de modélisation « boîte noire » pour développer un modèle du convertisseur DC-DC à base des composants en GaN. Restant sur ce type de modèle simple et rapide, nous allons chercher à le faire évoluer afin de prendre en compte la conversion de mode MC/MD et MD/MC.

À partir du modèle il est possible de calculer les atténuations requises afin de respecter la norme, deux structures de filtrage sont possibles (actif et/ou passif).

I.3.2. Filtrage passif optimisé en masse et volume

Le filtre passif consiste à désadapter les impédances de propagation du signal parasite en utilisant des éléments passifs : inductances et condensateurs. S'il présente l'avantage du faible nombre de composants avec une bonne fiabilité, ses inconvénients majeurs sont son volume et sa masse si on veut une bonne atténuation sur une large bande de fréquence [3].

Un filtre passif est caractérisé par sa fréquence de coupure (f_0) et son impédance caractéristique (Z_C). Une fois la topologie du filtre choisie (LC, LCL, ...) en fonction de la nature de la source (MD/MC) et de ses impédances (haute ou faible impédances) (voir Figure I-5) et l'atténuation requise mesurée ou calculée, on peut déduire la fréquence de coupure et donc les éléments constituant le filtre passif [3] [1].

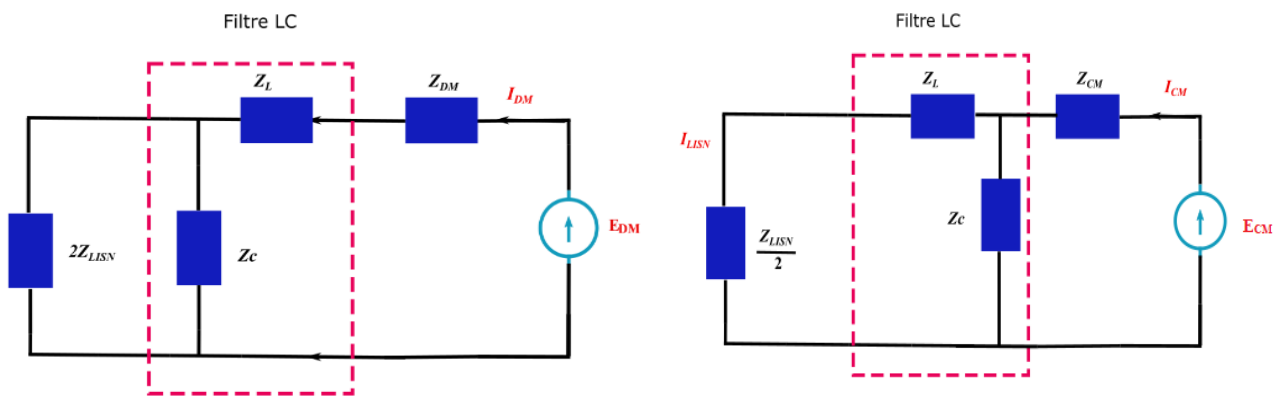


Figure I-5 : modèle « boîte noire » intégrant le filtre LC (MD) et le filtre CL (MC).

Le spectre du courant en mode différentiel possède généralement une grande partie de son énergie dans les premières harmoniques tandis que le courant de mode commun, souvent de type impulsionnel, possède un spectre d'amplitude quasi-constante sur une large bande de fréquence. Par conséquent, le filtre d'entrée doit être conçu pour offrir une atténuation suffisante à la fréquence la plus basse, mais se trouve surdimensionné pour les composantes HF des signaux de MD. D'autre part, l'atténuation d'un filtre passif se dégrade en HF à cause de ses éléments parasites, notamment pour les composantes du MC. La taille du filtre peut donc devenir importante au regard de sa gamme de fréquence utile et de la répartition spectrale des courants à filtrer.

Pour le filtre de mode commun, les condensateurs C_Y sont connectés entre la ligne d'alimentation et la masse et leurs capacités sont limitées par le courant de fuite maximal autorisé par l'appareillage de protection. Par conséquent, l'inductance L_{CM} doit être suffisamment importante, pour atteindre l'atténuation requise. Elle doit aussi être capable de transporter le courant de ligne (voir Figure I-6).

L'inductance de fuite de la bobine de mode commun est généralement utilisée comme inductance de mode différentiel mais peut être insuffisante. Deux inductances supplémentaires peuvent être insérées pour améliorer la performance en MD, ce qui augmente la taille du filtre. En général, il n'y a pas de limitation de conception spécifique sur les capacités de MD, (C_{X1} et C_{X2} à la Figure I-6), elles sont obtenues sur la base de l'inductance du MD. Par contre, comme le condensateur MD est connecté entre les lignes du bus, il doit supporter la tension nominale[13]. Cela conduit le condensateur MD à être relativement volumineux.

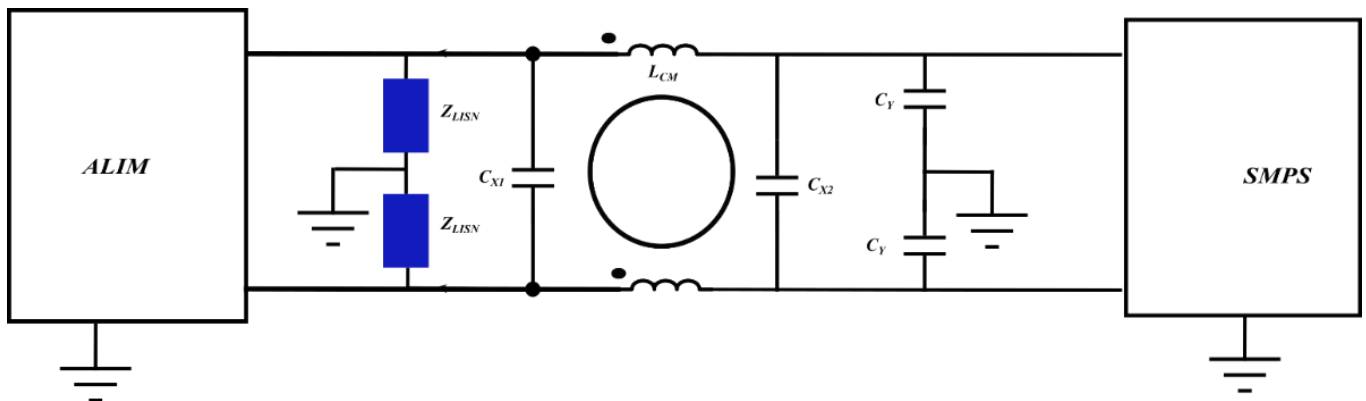


Figure I-6 : filtre passif conventionnel.

Les filtres CEM passifs sont l'une des fonctions occupant le plus de volume dans les convertisseurs électroniques de puissance, ils peuvent représenter jusqu'à 50 % du volume et du poids total du convertisseur [13].

Cependant, en aéronautique la taille et le rapport poids/volume constituent une question très sensible. Comme la plupart des convertisseurs nécessitent un filtre CEM pour satisfaire aux réglementations internationales, la recherche d'une technique de réduction CEM minimisant le poids et le volume est une problématique importante [14].

De nombreux travaux ont été réalisés pour réduire la taille et améliorer les performances du filtre CEM.

- Les travaux de [8] proposent une méthode de calcul analytique de l'inductance de mode commun minimale requise pour avoir l'atténuation nécessaire, suivie par une méthode d'optimisation du volume de la bobine de MC. Ces travaux ont montré l'existence d'une inductance optimale pouvant être supérieure à la valeur minimale mais dont le volume est moins important. Cette méthode est complétée par une estimation des capacités parasites maximales autorisées. La Figure I-7 résume les principales étapes de cette méthode analytique.

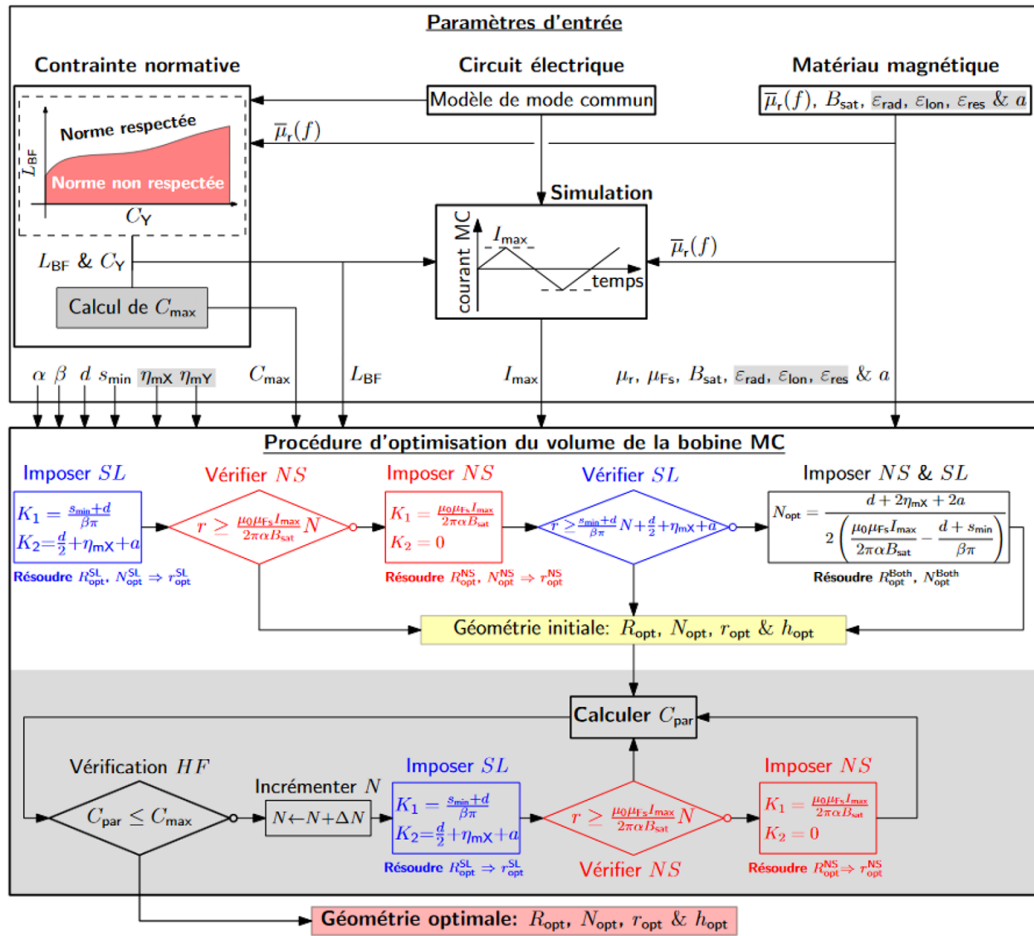


Figure I-7 : organigramme de dimensionnement du filtre de mode commun prenant en compte les contraintes HF.

- L'intégration des composants du filtre CEM, généralement LC, peut aider à réduire la taille du filtre. Dans [15], la méthode de conception et le modèle d'analyse d'un filtre CEM intégré avec des feuilles multicouches flexibles ont été présentés, ce qui a permis de réduire significativement le volume total du filtre, comme présenté à la (Figure I-8).

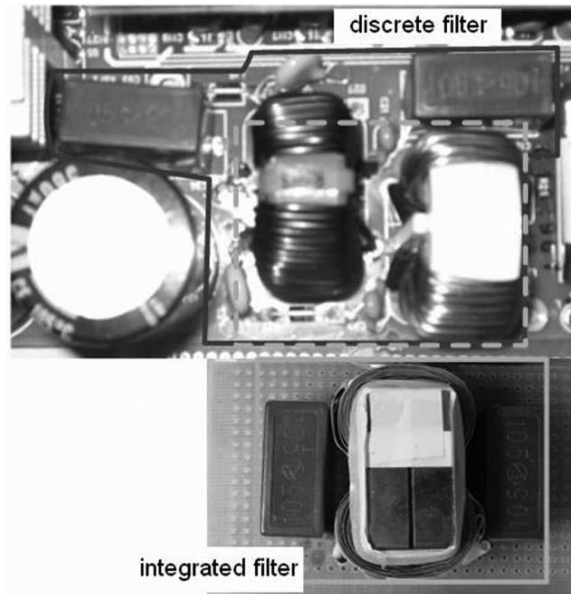


Figure I-8 : comparaison des volumes du filtre conventionnel et du filtre intégré.

Deng et al. [16] ont intégré à la fois le filtre CEM et l'inductance de Boost d'un convertisseur PFC sur un noyau mixte de forme EEE à l'aide de feuilles multicouches flexibles, comme montré à la Figure I-9, ce qui réduit la taille totale du convertisseur. Cette solution est intéressante car elle est proposée pour une puissance de 1kW, cependant elle est spécifique au boost.

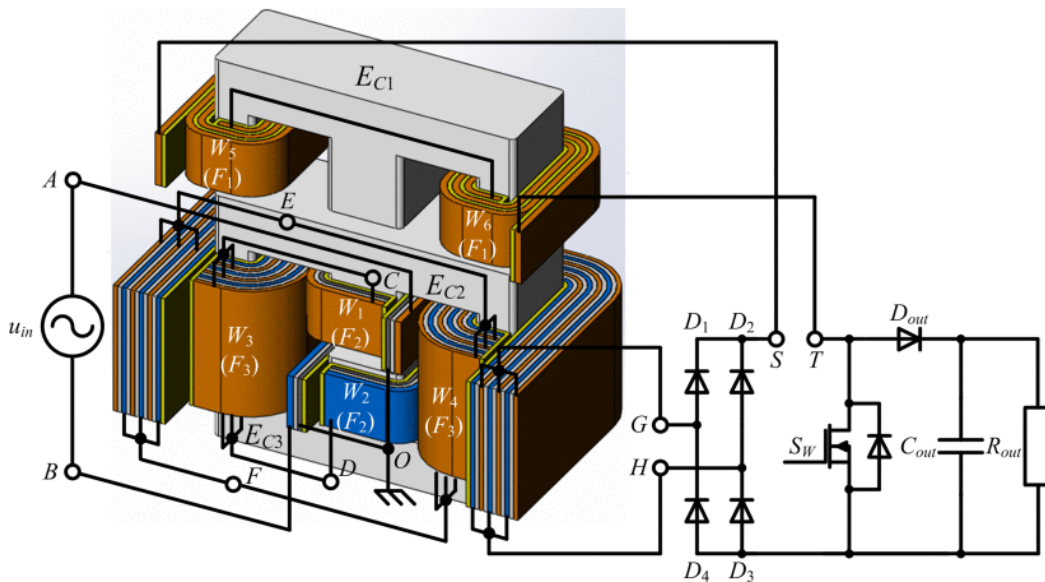


Figure I-9 : structure intégrée proposée.

I.3.2.1. Synthèse filtrage passif

L'augmentation de la fréquence de découpage détériore de plus en plus le comportement électromagnétique des convertisseurs de puissance. Pour résoudre ce problème, des filtres passifs composés d'inductances et de condensateurs sont souvent ajoutés aux bornes d'entrée et de sortie de la structure en raison de leur faible coût,

de leur simplicité et de leur grande fiabilité [1]-[6]. Mais, compte tenu du courant nominal et de l'inductance demandée des selfs, le poids et le volume de l'ensemble du filtre passif sont généralement importants.

En effet, la bobine de mode commun doit être fabriquée par un noyau magnétique caractérisé par sa capacité à canaliser le champ magnétique. Les deux familles des matériaux magnétiques sont les ferrites et les nanocristallins, cependant pour des applications hautes fréquences seules des ferrites à faible perméabilité magnétiques (de l'ordre de centaines pour des fréquences supérieures à 500kHz) [2] sont disponibles, ce qui augmente considérablement la taille du tore du mode commun. En outre, l'existence de paramètres parasites des composants passifs est un autre problème qui ne peut être ignoré et qui détériore les performances du filtre passif à haute fréquence [17].

Les travaux cités en I.3.2 tentent d'apporter des solutions d'optimisation en volume / masse concernant l'inductance de mode commun, en considérant les éléments parasites. Cependant, les puissances transitées dans les filtres sont de l'ordre de la centaine de watts pour les travaux spécifiques à l'intégration de l'inductance. Et les solutions apportées pour la dégradation en hautes fréquences à cause des éléments parasites restent rarement abordés.

Compte tenu des inconvénients des filtres passifs, les filtres CEM actifs et hybrides ont fait l'objet d'une attention considérable de la part du monde universitaire et de l'industrie [18] [19] [20]. Ceci fera l'objet de la section I.3.3 présentée ci-dessous.

I.3.3. Filtrage actif / hybride

I.3.3.1. Généralités

Le principe du filtrage actif repose sur la détection du signal perturbateur, son amplification et sa réinjection en opposition de phase du signal de bruit. Afin d'assurer un contrôle dynamique en temps réel l'étage d'amplification doit avoir une large bande passante et être capable de fournir une amplitude de signal suffisante, quel que soit le niveau de bruit généré par le convertisseur.

Le filtrage actif destiné à la compatibilité électromagnétique fait l'objet de nombreuses publications [21] [22] [23] [24] [25]. Les approches sont différentes selon le mode de propagation à atténuer (mode commun ou mode différentiel) et la nature du contrôle (feedback ou feed-forward).

Pour dimensionner chacun de ces trois étages il faut prendre en considération la nature de la détection du bruit à atténuer (courant ou tension) et le mode d'injection en courant ou en tension. On verra qu'en fonction de la nature de la source de perturbation (en mode commun ou mode différentiel), on peut optimiser les choix. Enfin, l'étage d'amplification doit présenter un produit gain-bande et une dynamique de sortie qui permettent d'atténuer les bruits sur la plus grande plage de fréquence possible et ce, quelle que soient leur amplitude.

Les limitations technologiques pour la conception du filtre actif concernant des applications à forte puissance sur une large bande de puissance ont conduit les chercheurs à proposer des structures de filtre hybride où le filtre actif atténue les perturbations en basse fréquence et le filtre passif la partie haute fréquence. Cette solution est toutefois complexe technologiquement pour les convertisseurs de forte puissance car les dynamiques des courants de perturbations peuvent atteindre quelques ampères. Or, l'étage d'amplification qui doit fournir cette dynamique est souvent un amplificateur linéaire intégré limité à quelques centaines de mA dans une bande

passante limitée à quelques MHz. La solution usuelle est l'association de plusieurs amplificateurs dont la mise au point est complexe et peu stable [26] en terme de dérives (température, vieillissement).

I.3.3.2. Principes de fonctionnement des filtres actifs

La fonction d'un filtre actif est de détecter et de compenser le signal de bruit provenant de la source de bruit. Selon la méthode de compensation, il existe deux groupes de filtres actifs. L'un est appelé filtre actif de type feedback l'autre, filtre de type feed-forward. La différence réside dans la façon dont est créée la tension (resp. le courant) de compensation selon l'endroit où on place le capteur de bruit (côté LISN ou côté source) :

I.3.3.2.1. Cas Feedback

On détecte le bruit au niveau du récepteur (LISN) et on génère via une boucle de rétroaction un signal de compensation pour annuler le bruit : le principe s'apparente à un asservissement à zéro de tension (ou de courant) du signal mesuré par le LISN (Figure I-10).

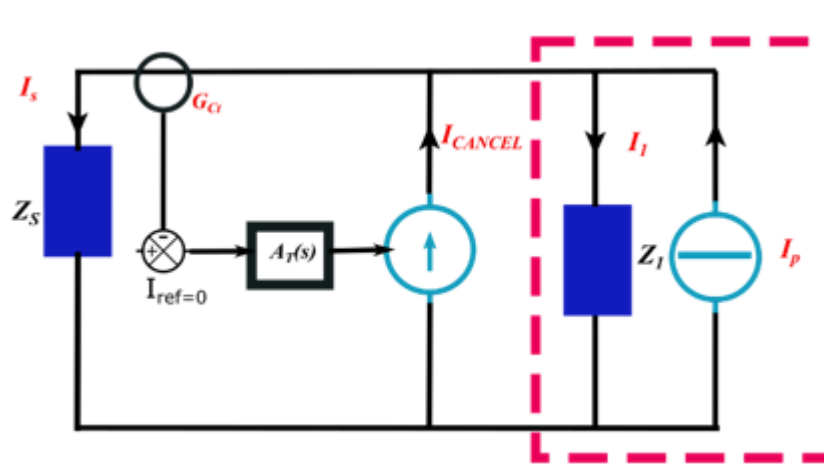


Figure I-10 : schéma de principe du filtre actif feedback (Détection de courant-Injection de courant).

I.3.3.2.2. Cas Feed-forward

On détecte le bruit à sa source et on génère un signal qu'on ajoute en opposition au niveau du LISN pour annuler le bruit (Figure I-11). L'annulation par anticipation (Feed-forward) ne nécessite qu'un gain unitaire pour l'amplificateur. Il est plus facile d'obtenir une largeur de bande plus importante que l'annulation par rétroaction (Feedback) [13]. La difficulté relevée dans la bibliographie est la stabilité de la boucle et la difficulté d'accéder aux sources de bruit [13] [27].

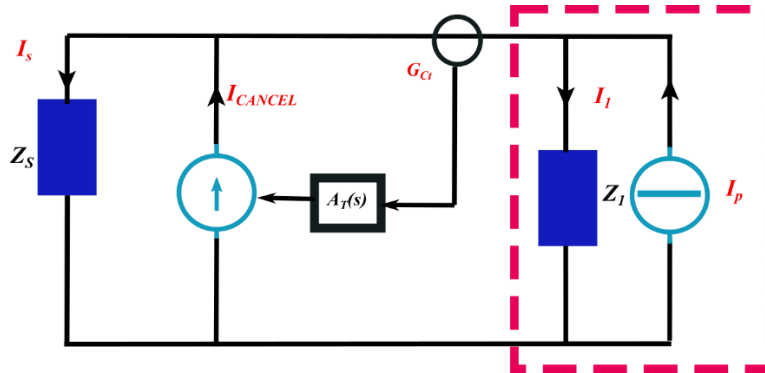


Figure I-11 : schéma de principe du filtre actif feed-forward (Détection de courant-Injection de courant).

La topologie de filtre actif varie selon la nature (tension/courant) des signaux de détection et de compensation.

I.3.3.3. Filtrage actif : Topologies :

Selon le signal du bruit à détecter (courant ou tension) il existe différentes configurations possibles de filtres actifs
Figure I-12 :

- Détection de courant-injection de tension CSVC,
- Détection de courant-injection de courant CSVC,
- Détection de tension-injection de courant VSVC,
- Détection de tension-injection de tension VSVC.

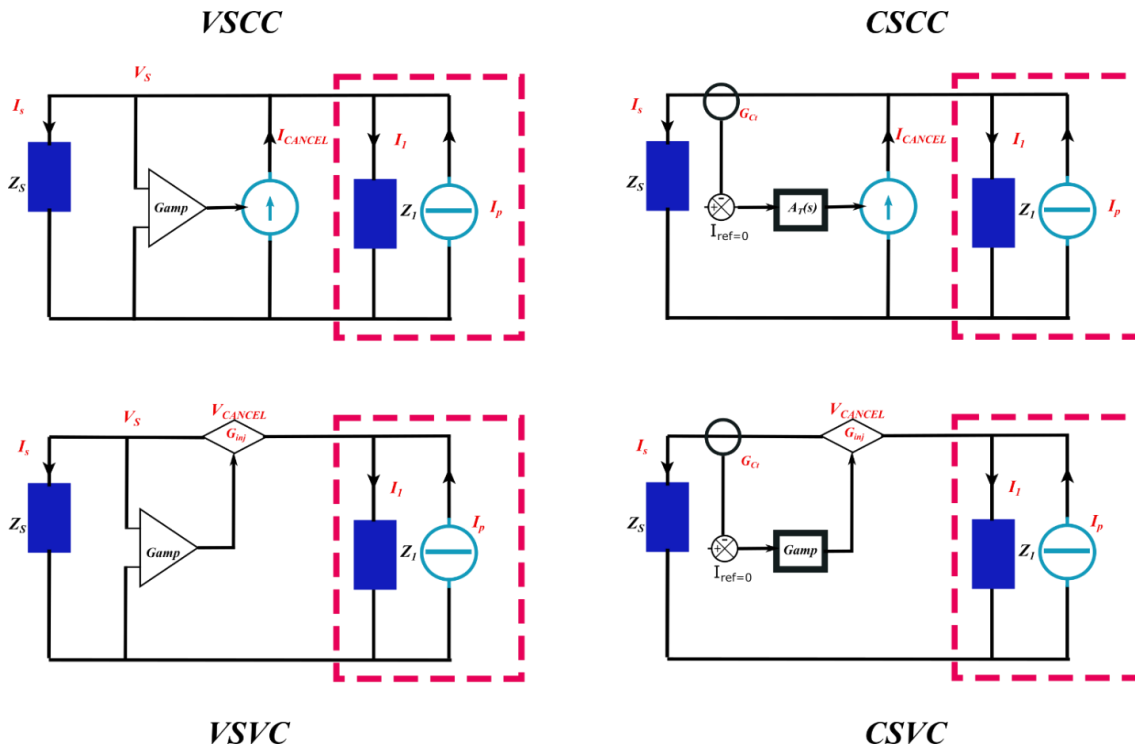


Figure I-12 : configurations possibles en configuration feedback.

Le choix dépend de la nature de la source du bruit à éliminer, l'atténuation requise pour répondre à la norme, la plage de fréquence sur laquelle le filtre actif doit fonctionner et la puissance de bruit à compenser.

Les schémas bloc des configurations CSCC et CSVC sont donnés à la Figure I-13 :

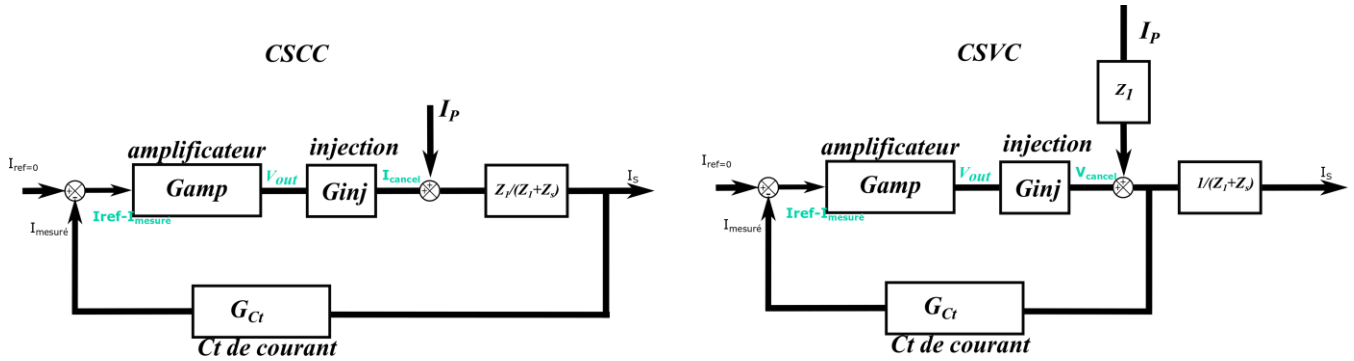


Figure I-13 : schémas de contrôle des injections en courant et tension.

Le but étant que le courant dans l'impédance Z_s soit nul (pour la gamme de fréquences fixées par la norme CEM considérée) nous pouvons écrire les fonctions de transfert comme suit :

T est la fonction de transfert entre le courant I_s et le courant perturbateur I_p .

Afin d'atténuer l'action du courant I_p sur le courant I_s , la fonction de transfert T doit être la plus faible possible sur la bande passante utile. Nous calculons son expression pour les deux configurations CSVC et CSCC en appliquant le théorème de superposition.

$$T_{CSVC} = \frac{I_s}{I_p} = \frac{\frac{Z_1}{Z_1 + Z_s}}{1 + G_{amp}G_{Ct}G_{inj}} \tag{I-3}$$

$$T_{CSCC} = \frac{I_s}{I_p} = \frac{\frac{Z_1}{Z_1 + Z_s}}{1 + \frac{Z_1}{Z_1 + Z_s} G_{amp}G_{Ct}G_{inj}} \tag{I-4}$$

Pour la fonction T_{CSVC} , si on force $G_{amp}G_{Ct}G_{inj}$ à être important et en ayant une impédance $Z_1 \ll Z_s$, on atténue l'action de I_p sur le courant I_s .

L'injection en tension avec contrôle feedback est donc utilisée pour atténuer les courants de mode différentiel car $Z_{MD} \ll Z_s$. En effet si on considère la présence du condensateur de découplage, le mode différentiel est considéré comme une source de tension en série avec l'impédance du condensateur la structure série et l'injection en tension semble plus efficace [28].

Pour la fonction T_{CSCC} si on force $G_{amp}G_{Ct}G_{inj}$ à être important et en ayant une impédance $Z_s \ll Z_1$, on atténue l'action de I_p sur le courant I_s .

L'injection en courant avec contrôle feedback est donc utilisée pour atténuer les courants de mode commun car $Z_{MC} \gg Z_s$. En effet si on considère les perturbations de mode commun, l'impédance est importante et la source de mode commun est une source de courant en série avec une forte impédance. La structure parallèle est

recommandée (injection de courant) via un condensateur. Cette injection peut se faire sur la ligne de phase ou sur la ligne de masse [25] [13].

Pour les autres configurations, les travaux de [29] résument bien les différentes configurations selon le schéma de contrôle et la nature de l'étage de détection ainsi que les principaux paramètres à analyser pour le choix de l'une ou l'autre structure.

I.3.4. Description des étages du filtre actif

L'organisation d'un filtre actif est constitué de plusieurs étages : détection, d'amplification et d'injection.

La mise en œuvre de ces fonctions dépend d'une part des performances attendues et d'autre part des caractéristiques des sources de bruit (impédances internes nature de la source spectre d'émission). Plusieurs possibilités sont détaillées dans la bibliographie, nous résumons ci-après les solutions les plus courantes :

I.3.4.1. Etage d'injection

L'injection du signal compensateur peut se faire en tension avec un transformateur de tension ou en courant avec un circuit RC [27] [18].

I.3.4.1.1. Injection en tension

Dans le cas du filtre actif utilisant l'injection de tension, un transformateur est nécessaire en série avec la ligne d'alimentation (courant alternatif BF ou continu). Il doit donc supporter les courants DC et/ou BF du convertisseur. De plus, son inductance de magnétisation doit être suffisamment grande pour limiter le courant magnétisant que devra fournir l'amplificateur en plus du courant nécessaire à la compensation. Pour cette raison, le transformateur est souvent volumineux ce qui peut devenir contradictoire avec l'objectif de réduction de volume/masse attendu du filtre actif [23] [30].

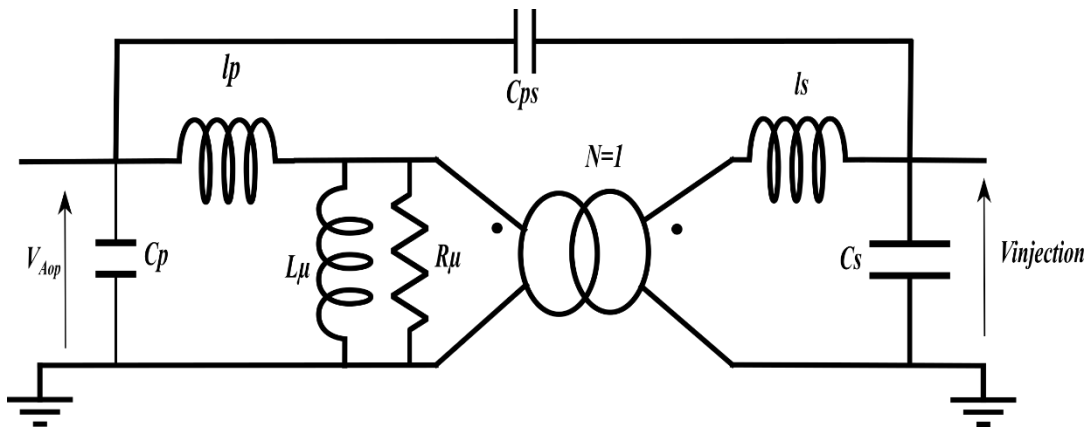


Figure I-14 : schéma illustratif du transformateur d'injection de tension.

La fonction de transfert du transformateur de tension est donnée par :

$$G_{inj} = \frac{V_{injection}}{V_{Aop}}$$

L'étude [27] détaille les éléments qui déterminent la bande passante du transformateur d'injection. R_{μ} , C_p , C_s , L_p , L_s , C_{ps} sont respectivement : la résistance de pertes de fer du noyau, la capacité de l'enroulement primaire, la capacité de l'enroulement secondaire, l'inductance de fuite de l'enroulement primaire, l'inductance de fuite de l'enroulement secondaire et la capacité du primaire au secondaire. Tous ces éléments doivent être minimisés pour augmenter la fréquence de coupure en haute fréquence.

La tension de sortie de l'amplificateur est appliquée au primaire du transformateur et la tension de bruit peut être annulée par la tension secondaire qu'on appelle $V_{injection}$ connectée en série au chemin du bruit à éliminer. Le courant primaire du transformateur I_{prim} est limité par le courant maximal de sortie de l'amplificateur $I_{Aop/max}$ tel que.

$$I_{prim} = \frac{V_{injection/max}}{|Z_{prim}|} < I_{Aop/max} \quad I-6$$

Avec Z_{prim} , l'impédance ramenée au primaire.

La sélection des matériaux du noyau est extrêmement importante pour miniaturiser la taille des transformateurs et améliorer les caractéristiques à haute fréquence. Un grand nombre de spires de l'enroulement du transformateur augmente l'inductance de fuite et la capacité parasite de l'enroulement, ce qui dégrade la réponse en fréquence. Par conséquent, le matériau du noyau doit présenter une perméabilité élevée pour réduire le nombre de spires de l'enroulement, tout en ayant une induction à saturation élevée au regard de la composante DC ou BF du courant d'entrée qui y circule.

Le transformateur d'injection est rarement utilisé, on trouve très peu de références l'utilisant à cause de son volume et de son poids. Les travaux de MAINALI [27] proposent un filtre de mode commun actif avec injection en tension pour un convertisseur transitant une puissance de 240 W/380V présenté Figure I-15, où VFT est le transformateur d'injection et CT est le capteur de courant, le volume du filtre proposé CSVC est plus important que des configurations CSCC VSCC VSVC. Cependant, l'inconvénient de ces topologies est qu'elles nécessitent un amplificateur haute fréquence capable de supporter le potentiel entre la ligne et la terre. Pour la configuration CSVC retenue dans ces travaux l'amplificateur haute fréquence est totalement isolé du circuit d'alimentation. Ainsi, des amplificateurs linéaires à basse tension, à large bande passante, disponibles auprès de plusieurs fabricants, ont été utilisés pour mettre en œuvre le filtre[27].

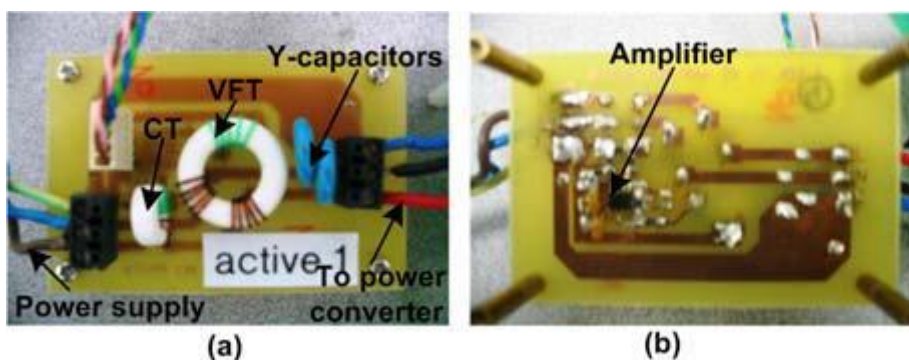


Figure I-15 : filtre MC actif CSVC des travaux de MAINALI.

I.3.4.1.2. Injection en courant

Ce principe est présenté dans [31]. L'injection de courant est effectuée à l'aide d'un condensateur haute tension C_{inj} en série avec une résistance R_{inj} de faible valeur. Le circuit d'injection est connecté entre l'amplificateur opérationnel et la ligne ou la masse et doit assurer plusieurs fonctions.

Le condensateur C_{inj} bloque la haute tension pour le filtre actif. R_{inj} Assure une impédance stable sur tout la bande passante. Le réseau d'injection permet de convertir la tension de sortie de l'amplificateur en courant de compensation et se comporte comme un filtre passe-haut du 1^{er} ordre avec une fréquence de coupure donnée par l'expression suivante :

$$f_{inj} = \frac{1}{2\pi R_{inj} C_{inj}} \quad I-7$$

Comme pour le cas d'injection en tension, l'injection en courant est limitée par le courant maximal à injecter : il faut choisir un amplificateur opérationnel pouvant fournir le courant nécessaire.

De par sa conception, son grand avantage est la compacité cependant, on peut observer une dégradation de la bande passante de la chaîne d'injection du fait des résonances possibles entre le condensateur d'injection et les inductances parasites de l'amplificateurs [27].

I.3.4.1. Etage d'amplification

L'étage d'amplification est critique dans le dimensionnement d'un filtre actif : il nécessite un gain élevé tout en assurant une bonne stabilité sur toute la gamme de fréquence. Dans la bibliographie deux technologies d'amplification sont souvent évoquées, elles sont précisées ci-dessous :

I.3.4.1.1. Amplificateur opérationnel

Le choix de l'amplificateur opérationnel est stratégique. Lors du dimensionnement de l'étage d'amplification, l'objectif est de trouver un compromis entre un gain élevé, une bonne stabilité et une dynamique en tension/courant de sortie suffisante.

La réponse en phase de l'amplificateur opérationnel est un facteur aussi important que son gain parce que tout déphasage de l'amplificateur peut dégrader les performances du filtre feedback, en particulier dans la gamme des hautes fréquences : dans le pire des cas, un retard de phase important peut amplifier le bruit en additionnant les tensions de bruit et de compensation [28], [32].

Dans la bibliographie plusieurs paramètres sont étudiés selon la gamme de fréquence et l'atténuation requise (résistance d'entrée, résistance de retour.)

Il faut noter aussi que la solution de l'amplificateur opérationnel nécessite une alimentation DC qui peut être critique à mettre en œuvre [25], [24].

I.3.4.1.2. Amplificateur opérationnel et étage push pull

Il n'est pas rare de trouver des difficultés à injecter un fort courant pour compenser des dynamiques très importantes. Il faut dans ce cas ajouter un étage push pull ou un buffer [32], [33].

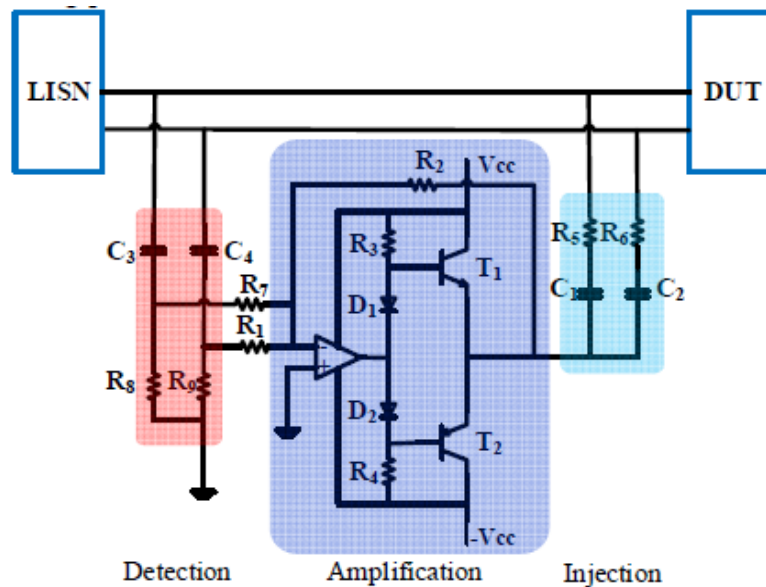


Figure I-16 : filtre actif avec étage push pull.

Cependant la mise en œuvre et la stabilité de boucle globale sont critiques [19].

I.3.4.2. Etage de détection

Le courant ou la tension doivent être détectés avec une grande fidélité sur une large bande passante. Par conséquent, l'étage de détection doit avoir une large bande passante, un gain connu avec précision, une faible sensibilité aux variations des paramètres et introduire un faible déphasage. L'étage de détection de courant doit également être capable de tolérer (et de rejeter) une forte composante continue ou basse fréquence, hors de la bande-passante de travail du filtre.

Plusieurs solutions sont présentées dans la bibliographie nous n'allons pas détailler le fonctionnement de chaque solution mais seulement présenter leurs avantages et inconvénients.

Comme pour l'étage d'injection la détection du bruit peut se faire en courant ou en tension.

I.3.4.2.1. Détection de tension

Il s'agit d'une cellule RC de filtre passe-haut du premier ordre. L'utilisation des condensateurs en lieu et place des transformateurs de détection permettent d'avoir une structure plus compacte pour l'étage de détection.

Avantage : conception simple et compacte.

Inconvénient : courant de fuite, atténuation limitée par l'étage d'amplification [25] [29] [32].

Dans les travaux [32] (Figure I-17), le choix d'utiliser un étage RC s'explique par la faible atténuation requise, la puissance du convertisseur étant de 40 W les amplitudes du bruit de mode différentiel à atténuer sont relativement faibles

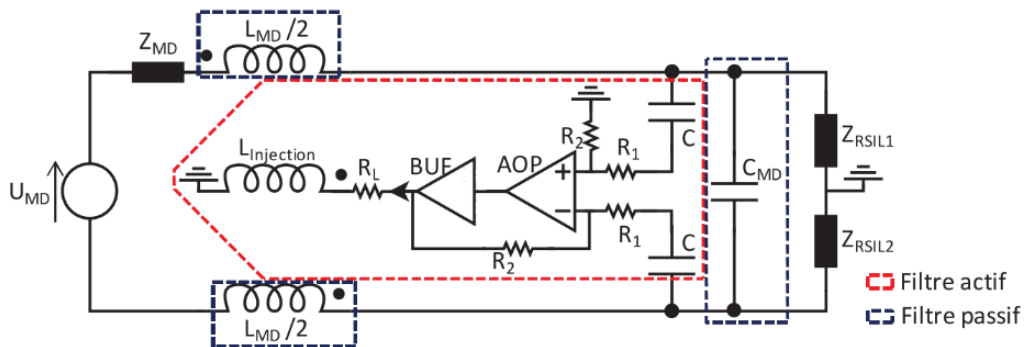


Figure I-17 : filtre actif avec étage de détection en tension.

I.3.4.2.2. Détection isolée de courant

La détection de courant isolée se fait avec un transformateur de courant. Lorsqu'un courant circule dans l'enroulement primaire, un courant proportionnel est induit dans l'enroulement secondaire. Ce courant passe à travers la résistance de charge, dont la tension est ensuite amplifiée par l'amplificateur, générant une tension de sortie qui est idéalement proportionnelle au courant primaire. Le rapport de transformation $\frac{N_1}{N}$ est généralement réduit de sorte que le courant secondaire est beaucoup plus faible que le courant détecté, dans la bibliographie on retrouve souvent $N_1=1$.

La fonction de transfert du capteur de courant en basse fréquence est donnée par l'expression suivante :

$$G_{Ct} = \frac{NI_2}{I_1} = \frac{sL_\mu}{\frac{R}{N^2} + sL_\mu} \tag{I-8}$$

Ou L_μ R N I_1 I_2 sont respectivement : l'inductance de magnétisation, la résistance de charge, le nombre de spires au secondaire, le courant primaire, le courant secondaire.

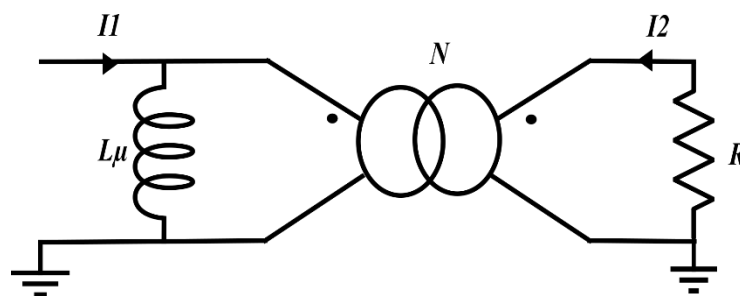


Figure I-18 : modèle basse fréquence du transformateur de courant.

La nature passe-haut de cette fonction de transfert reflète le fait qu'à basse fréquence (y compris en courant continu), le courant I_1 n'induit pas de courant à travers la résistance de charge, mais servira plutôt à magnétiser le noyau (c'est-à-dire qu'il sera court-circuité par l'inductance de magnétisation dans le modèle de la Figure I-18).

La fréquence de coupure de la fonction de transfert est donnée comme suit :

$$F_b = \frac{R}{2\pi N^2 L_\mu} \tag{I-9}$$

La précision de détection du capteur du courant est nécessaire. Le capteur doit avoir une fréquence de coupure basse au moins deux décades plus bas que la première fréquence à détecter, cette valeur de fréquence basse dépend de la valeur l'inductance magnétisante L_μ qui est en fonction des dimensions du tore magnétique. Celui-ci est choisi de telle sorte qu'il ne sature pas par la composante continu du courant primaire [34] [35].

L'augmentation du diamètre du circuit magnétique implique la réduction de l'inductance magnétisante cependant la réduction de L_μ nécessite une réduction proportionnelle de R pour maintenir un faible déphasage. La réduction de R nécessite à son tour une augmentation du gain de l'amplificateur pour maintenir un gain de détection de courant constant. En outre, si R est rendu trop faible, la chute de tension au niveau de l'inductance de fuite du côté secondaire devient significative et une erreur est introduite dans l'amplitude et la phase du signal détecté. En fin de compte, la taille minimale du noyau est limitée par les exigences d'amplification ainsi que par les effets de l'inductance de fuite du transformateur [34] [35] [36].

Les principales contraintes de conception du transformateur de courant avec une large bande passante résultent des parasites du transformateur. En effet, en hautes fréquences, il faut prendre en compte les capacités parasites : capacités inter-spires, inter-couches et inter-bobinages. La modélisation est complexe (liée aux techniques du bobinage utilisées, présence d'écran, de blindage), mais on peut, en première approximation, travailler avec un schéma incluant les éléments parasites les plus importants. La Figure I-19 montre un modèle haute fréquence d'un capteur de courant, la fréquence de coupure en haute fréquence est donnée par l'équation :

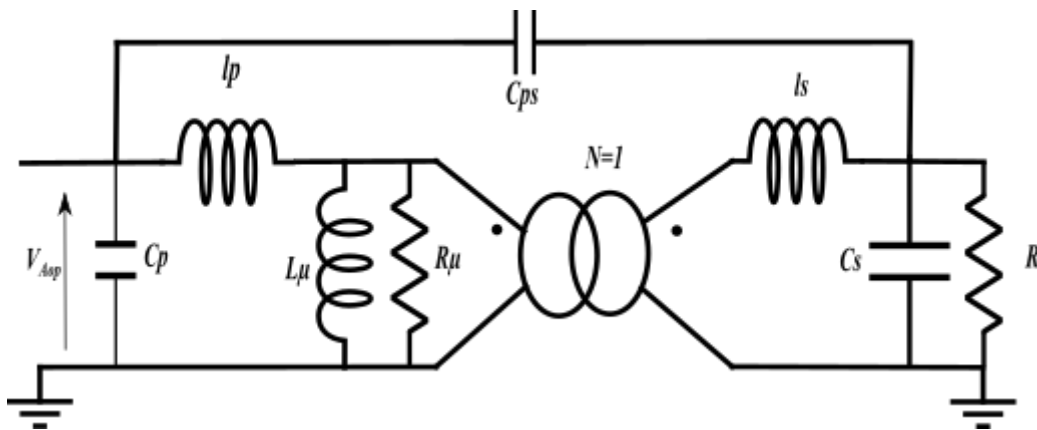


Figure I-19 : modèle haute fréquence du transformateur de courant.

$$F_h = \frac{1}{2\pi \sqrt[3]{R(l_p + \frac{l_s}{N^2})C_p C_s}} \tag{I-10}$$

La fréquence de coupure en haute fréquence dépend des capacités parasites inter-spires du primaire et du secondaire, il est donc nécessaires de réduire au maximum le nombre de spires pour augmenter la fréquence de coupure haute.

Avantage : conception simple.

Inconvénient : bande passante limitée, le volume peut devenir très important ; les travaux de [35] montrent que à partir de 20 A la bobine de Rogowski est mieux adaptée.

- Bobine de Rogowski

La technique de détection de Rogowski est connue pour être généralement utilisée dans la mesure de forts courants (> 100 A). Néanmoins, grâce à une conception appropriée, il est possible d'adapter cette technique aux plus faibles courants d'ondulation que l'on trouve dans les applications de filtres actifs en utilisant un étage d'amplification [35].

La bobine de Rogowski elle-même comprend un enroulement uniforme à une seule couche sur un noyau toroïdal non magnétique (Figure I-20) [35] La tension en circuit ouvert induite sur l'enroulement est proportionnelle à la dérivée du courant traversant le tore.

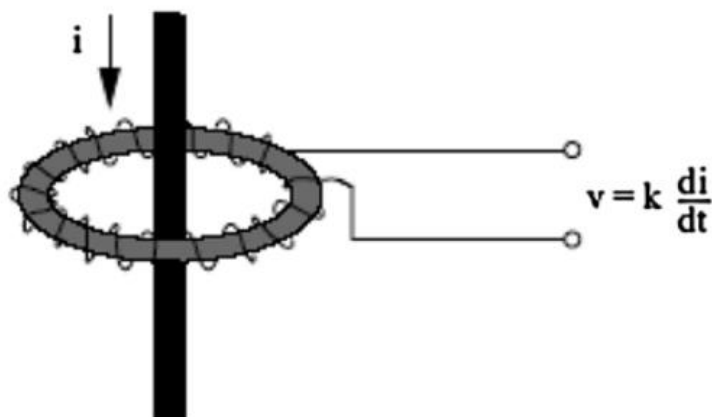


Figure I-20 : schéma de principe de la bobine de Rogowski.

I.3.5.Synthèse sur le filtrage actif

Le filtre actif avec ses différents étages présente des avantages et des inconvénients. Dans certaines applications, on peut espérer réduire son volume et sa masse par rapport à un filtre passif en basse fréquence, cependant il présente quelques limitations dues aux amplificateurs opérationnels (bande passante, tension et courant maximaux en sortie, dynamique de slew-rate). L'évolution des structures de convertisseurs de puissances avec l'arrivée des composants grand gap (GaN et SiC) complique d'avantage les choses. L'étude [37] propose une solution pour éviter d'utiliser des amplificateurs intégrés très coûteux. De nouvelles structures de filtres actif basées sur les multi-boucles d'injection sont proposées dans [37]. Les résultats sont satisfaisants en utilisant un simple amplificateur intégré du commerce comme montré à la

Figure I-21.

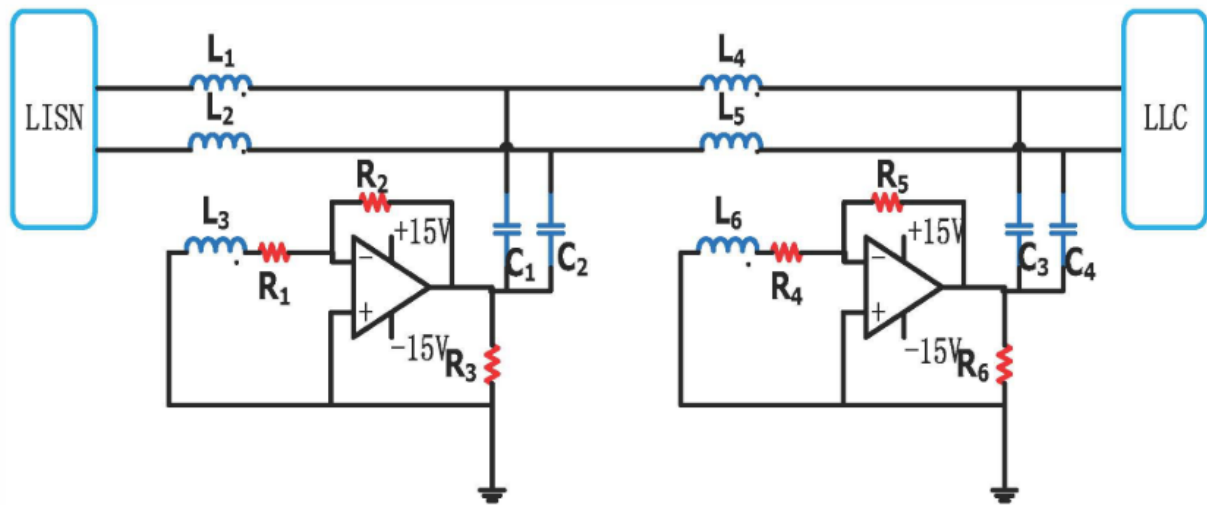


Figure I-21 : filtre actif à double étage.

La stabilité de la boucle de rétroaction est un point critique principalement pour les structures de conversion AC-DC. Les travaux de GOSWAMI s’étalent sur plusieurs années au travers de plusieurs publications. Il s’intéresse à deux problématiques particulières : la stabilité de la boucle et l’augmentation du gain d’insertion du filtre [22] [23]. L’étude de la stabilité et des différents modes de contrôle feedback et feed-forward sont étudiés dans [21], [38]. Ses travaux ont évolué vers des filtres actifs en cascade (Figure I-22) qui donnent de meilleurs résultats en stabilité et un meilleur gain d’insertion que les structures à simple injection classique [26].

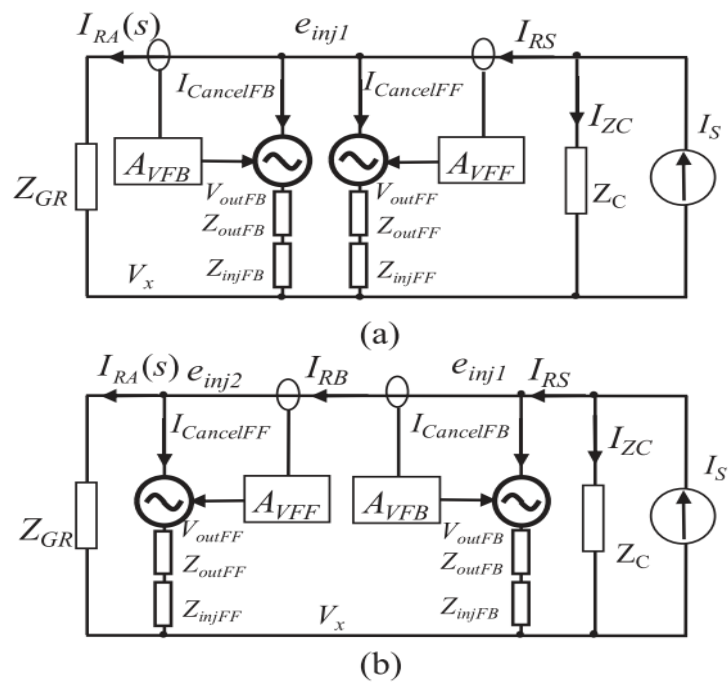


Figure I-22 : structure du filtre actif avec (a) FEEDFORWARD-FEEDBACK et (b) FEEDBACK –FEEDFORWARD.

D'autres travaux ayant adopté la solution de cascade de filtre actif sont présentés dans [39]. Dans cet article, une nouvelle architecture de connexion en cascade d'un filtre CEM actif (AEF) en mode différentiel (MD) est proposée. Plusieurs types de connexions sont étudiées et les deux meilleures sont analysées plus en détail ; les résultats montrent l'intérêt d'avoir une cascade de filtre actif pour le gain d'insertion et donc la possibilité de compenser de fortes amplitudes de bruit [39].

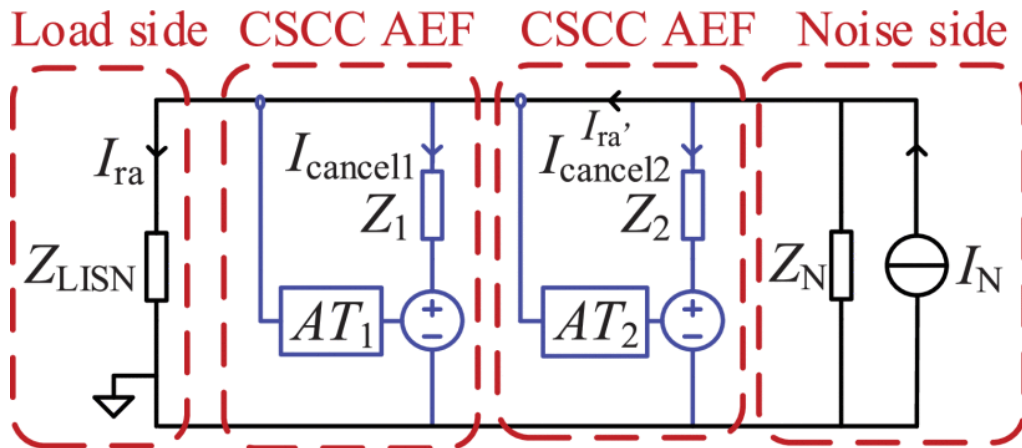


Figure I-23 : topologie cascade du filtre avec double CSCC.

Ainsi pour des applications forte puissance où la dynamique des courants et tensions à injecter sont importantes la structure classique du filtre actif est limitée, la bande passante des amplificateurs opérationnels aussi peut poser problème si on veut couvrir toute la plage de fréquence. Les nouvelles études avec des filtres actif en cascades présentés ci-dessus semblent apporter de meilleurs gain et un début de solution [35] [36].

Pendant pour couvrir une large gamme de fréquence et assurer une atténuation importante sur toute la gamme de fréquence, de nombreuses études ont introduit le filtrage hybride [32], le but étant de profiter des avantages de chacune des structures, active et passive.

I.4. Filtrage hybride

Afin de profiter des avantages de chaque type de filtrage, des structures hybrides ont été proposées et étudiées dans la bibliographie [24] [25]. Un filtre hybride consiste à utiliser une solution de filtrage actif pour les perturbations à des basses fréquences et un filtre passif qui fonctionne à des hautes fréquences. Cette hybridation a montré une efficacité et une augmentation de la densité de puissances des filtres CEM.

L'étude [13] résume les conditions de choix des systèmes d'injection et de détection en prenant en compte les impédances vues à l'entrée et à la sortie du filtre actif comme montré sur la Figure I-24.

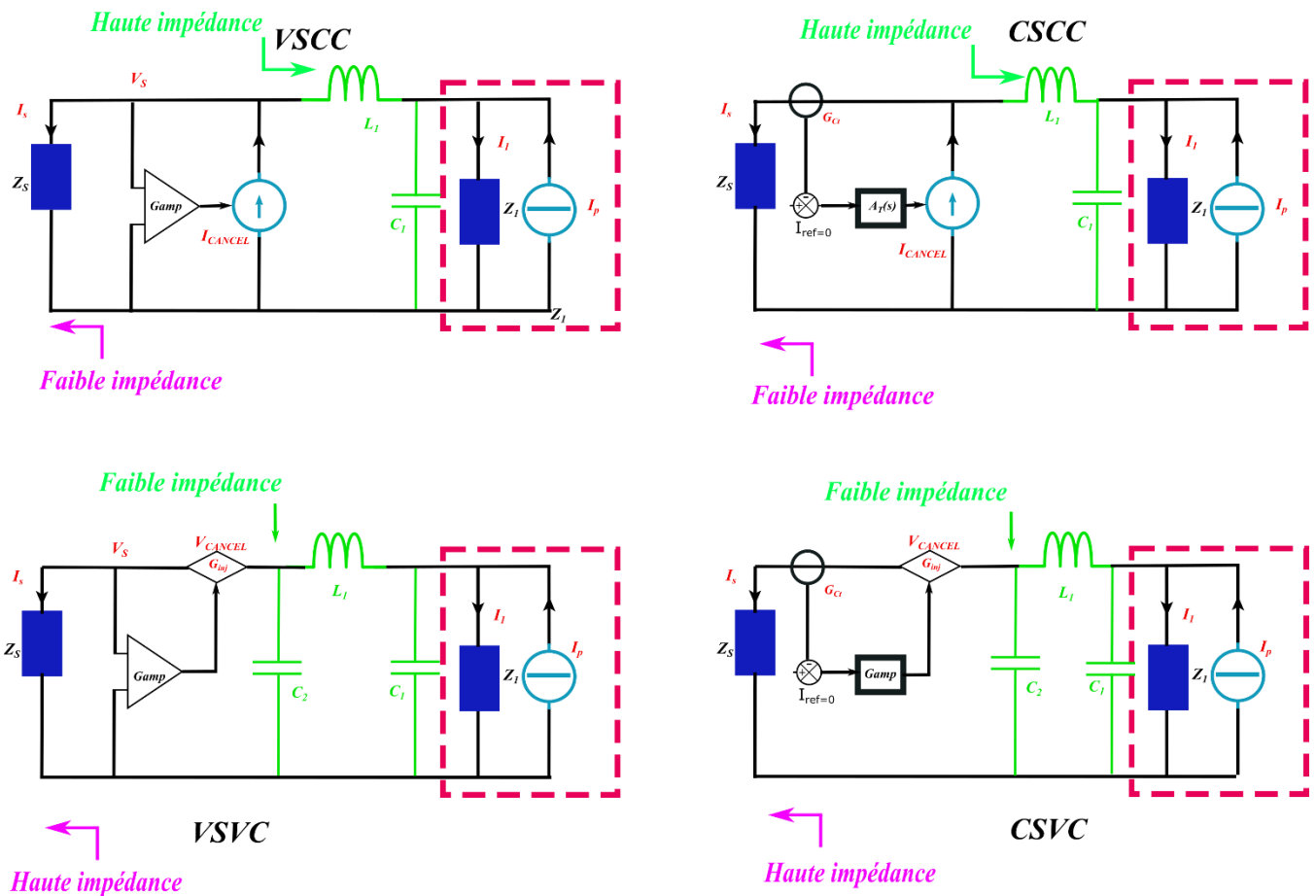


Figure I-24 : filtres hybrides avec injection courant/ injection tension.

Ainsi que nous l’avons vu à la section I.3.3.3, l’injection en courant avec un contrôle feedback est utilisée pour atténuer les courants de mode commun car $Z_{MC} \gg Z_S$. On peut donc veiller à augmenter l’impédance coté source de bruit en ajoutant une inductance. Ceci améliore l’atténuation globale du filtre sur la gamme des fréquences moyennes. Dans le cas de l’injection de tension, de façon duale, on ajoute un condensateur de découplage.

En haute fréquence c’est le filtre passif qui doit être dimensionné et optimisé pour obtenir l’atténuation nécessaire, la partie active étant limitée par la bande passante de l’amplificateur opérationnel.

1.5. Synthèse bibliographique

Les principaux travaux sur le filtrage actif et hybride ont pour objectif le gain en volume / masse par rapport au filtrage passif, cependant les limitations technologiques des différents étages (capteurs et amplificateurs) limitent la bande passante à quelques MHz.

Nous avons tenté, à travers l’analyse bibliographique, d’étudier le gain en masse des solutions actives ou hybrides proposées, cependant l’information sur le volume total du filtre n’est que très rarement donnée. Sur une quarantaine d’articles étudiés, seulement trois indiquent le gain en volume et en masse ce qui ne nous a pas permis d’évaluer le volume du filtre en fonction de la fréquence de découpage et de la puissance du convertisseur. Toutefois, l’analyse bibliographique a permis de mettre en évidence les gammes de puissance traitées, le mode de perturbation filtré DM/CM, ainsi que le mode de control FEEDBACK/FEEDFORWARD.

Les travaux concernant le filtrage actif intégral se limitent aux convertisseurs de faible puissance (inférieure à 200 W). Au-delà, c'est l'architecture de filtrage hybride qui est utilisée pour les convertisseurs de moyenne et forte puissance. Il y a une relation directe entre la puissance et l'architecture du filtre en raison des courants et tension à injecter pour éliminer le bruit HF. Une analyse similaire relative aux fréquences de découpage peut être faite par suite de l'émergence des composants à grand gap SIC et GaN. Les gammes de fréquence évoluent et les solutions de filtrage actif proposées pour les gammes de fréquences [10 kHz - 1 MHz] ne sont plus assez efficaces pour ces composants. L'évolution des travaux pour répondre à cette problématique consiste à cascader plusieurs étages d'amplificateurs. Ainsi, on réduit les gains par composants et le rapport gain/bande passante répond à de plus large gammes de fréquences [38] [39].

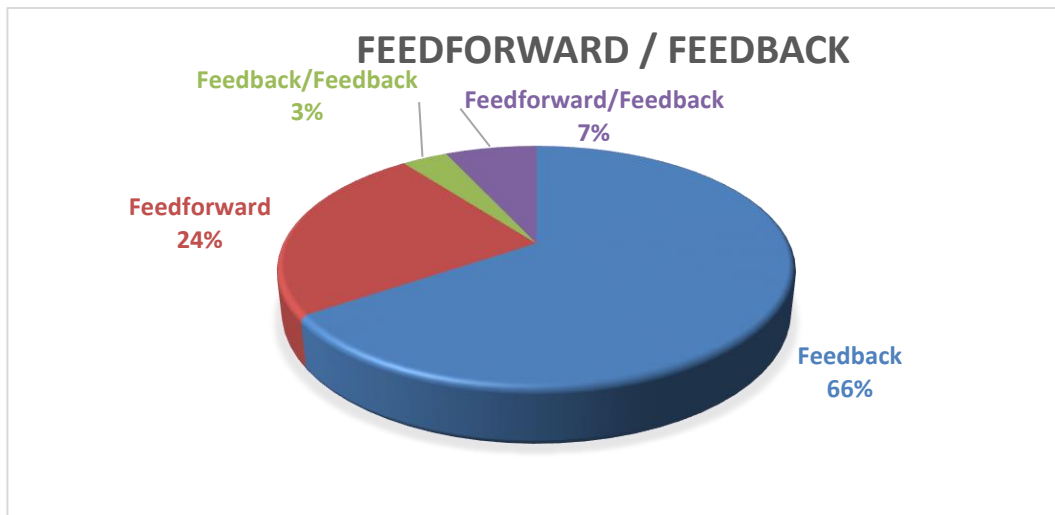


Figure I-25 : nombres de travaux bibliographiques en fonction du mode de control FEEDBACK/FEEDFORWARD.

La Figure I-25 résume la répartition en pourcentages des modes de contrôles les plus souvent utilisés dans la bibliographie, l'étude concerne une quarantaine de papier internationaux. Le mode de contrôle feedback est le celui qui revient le plus souvent : 66% des travaux l'utilisent en raison de la stabilité de la boucle. Il existe tout de même des travaux avec un contrôle feed-forward nécessitant d'utiliser un amplificateur très large bande passante et à gain unitaire. Les deux autres types concernent des architectures en cascades où deux boucles sont mises soit en série soit en parallèle, ce qui permet de répartir l'atténuation à réaliser sur plusieurs boucles actives.

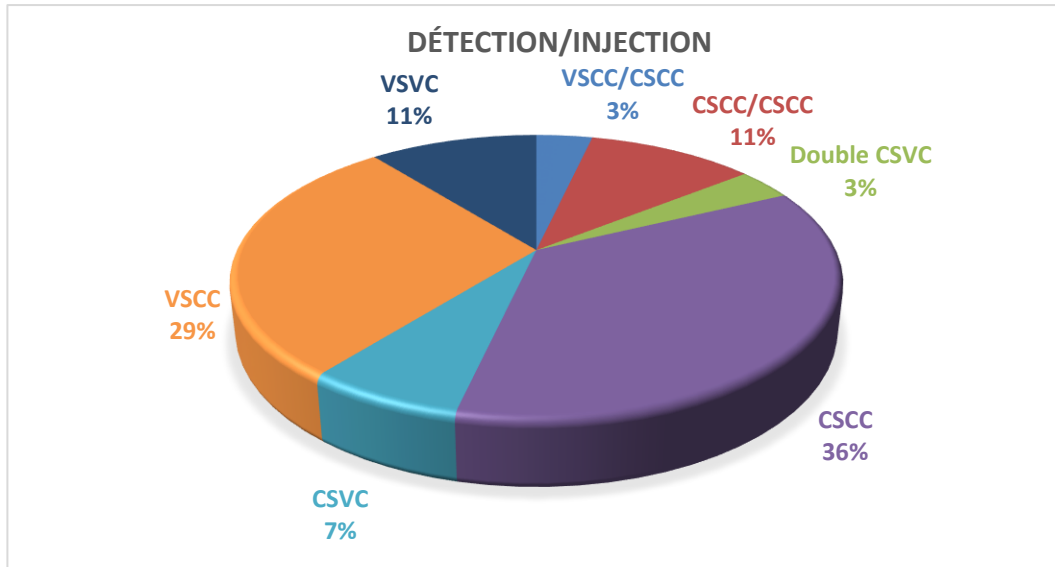


Figure I-26 : répartition des travaux bibliographiques en fonction des techniques de détection/injection.

Nous l'avons vu précédemment, il existe quatre combinaisons possibles pour le filtrage actif dans la bibliographie, leur répartition est donnée à la Figure I-26. Ce sont les structures CSCC et VSCC qui sont les plus étudiées en raison de la taille du filtre, afin d'élargir la bande passante du filtre actif et afin de compenser des dynamiques plus importantes. Les structures à double et multi injections sont de plus en plus étudiées ces trois dernières années. L'injection en tension n'est que très rarement abordée, la taille et le volume du transformateur d'injection peut être plus important que le filtre passif pour des applications moyennes et fortes puissances. Dans la bibliographie, les études basées sur l'injection en tension correspondent à des applications dont les puissances sont inférieures à 40 W.

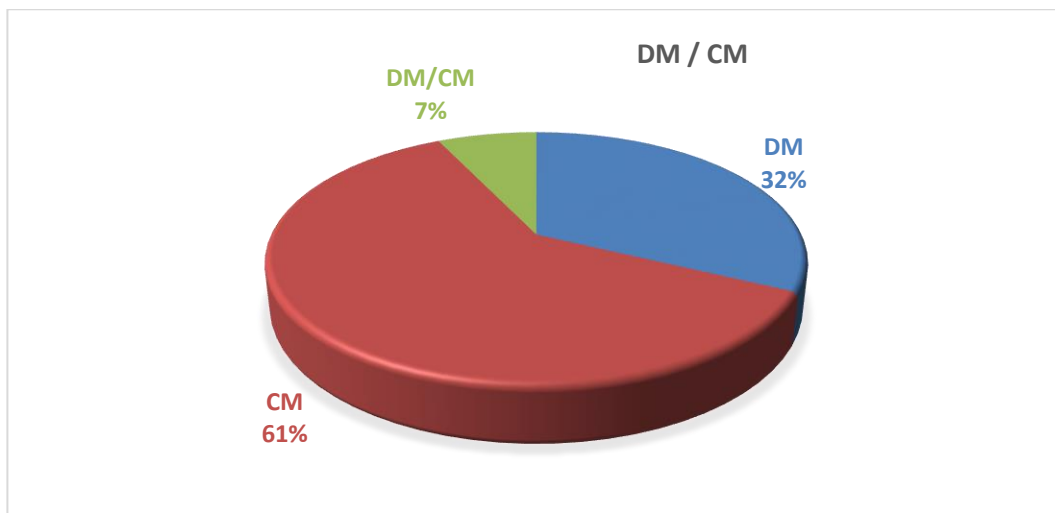


Figure I-27 : répartition des travaux bibliographiques en fonction du mode de bruit traité.

La plupart des travaux ne traitent qu'un seul mode : dans la plupart des études concernant les structures AC-DC les auteurs s'intéressent au seul mode différentiel. Les travaux sur des convertisseurs DC-DC concernent souvent le mode commun. Il n'existe pas de structure active qui traite des deux modes dans la bibliographie. Cependant

on retrouve des structures hybrides où le mode commun est traité par filtre actif et le mode différentiel par filtre passif et vice-versa.

- **Positionnement de la France**

Le laboratoire SATIE est le premier à avoir initié des travaux sur le filtrage actif avec Ch. VERMALEN en 2003 [40], il propose une structure de filtre actif permettant la suppression du bruit par injection en tension via un transformateur élévateur. Les limitations technologiques limitaient les performances, mais cette première étude a permis de valider le principe de compensation active. En 2012-2014 on trouve les travaux de Marwan ALI [3], [32] qui ont initié l'intégration de la partie passive dans le PCB et qui constituent une référence souvent citées encore actuellement.

Actuellement, on peut citer les travaux de NASSURDINE [41] dans le cadre d'une collaboration entre le SATIE et le G2Elab. L'étude concerne un filtre actif de mode commun VSCC : les résultats sont prometteurs avec une plage de filtrage actif jusqu'à 15 MHz.

Dans le monde, les principaux laboratoires traitant de ce sujet sont aux USA, en CHINE, au JAPON et en Corée du sud, avec une dynamique de publication plus importante sur les cinq dernières années. Pour les acteurs industriels on trouve des fabricants de composants électroniques (Infineon, Mitsubishi Electric, etc..) ainsi que des équipementiers. Néanmoins les publications restent en majorité réalisées par des acteurs académiques.

En ce qui concerne les applications aéronautiques, plusieurs brevets récents ont été déposés pour des applications de puissance basées sur des structures à double d'injection.

L'apport des travaux sur le sujet en France reste faible à l'échelle mondial en terme de nombre de publications mais elles constituent des références souvent citées.

Ainsi, cette analyse bibliographique nous a permis de proposer une nouvelle structure qui n'a pas été abordée dans la bibliographie. Il s'agit d'un filtre hybride (passif-actif) destiné à un convertisseur DC-DC de puissance moyenne (ordre du kW) à double injection avec un contrôle MIMO (Multi Input -Multi Output). L'injection est mixte (tension et courant) et sans séparation de modes. Ces travaux vont présenter l'intérêt de cette structure et ses limitations ainsi que la méthodologie de modélisation et de dimensionnement.

I.6. Conclusion

Ce premier chapitre nous a permis de rappeler les méthodologies d'étude des perturbations conduites de mode commun et de mode différentiel. Deux méthodes sont possibles : la simulation fine des structures dans le domaine temporel via un simulateur numérique « circuit » ; la deuxième approche est la modélisation « boîte noire » dans le domaine fréquentiel où les modèles des sources de bruit de chaque mode peuvent être séparés. Nous utiliserons ces deux approches dans ces travaux dans un objectif de validation croisée des résultats de simulation.

Les travaux sur le filtrage actif étudiés dans la bibliographie font apparaître des limitations sur la bande passante et les puissances traitées. L'évolution des filtres actifs s'opère vers des solutions multi-étages d'injection et

hybride afin de répondre aux normes sur des plages de fréquences de plus en plus larges, notamment à cause de l'arrivée des composants à grand gap. Le problème est autant plus complexe si l'application est de forte puissance

Dans cette étude, l'objectif est d'étudier l'intérêt et les limitations du filtrage hybride sans séparation de mode pour un convertisseur BOOST DC-DC de 1 kW, destiné à une application aéronautique.

Avec une tension d'entrée qui varie entre 50 et 100 V, ce convertisseur basé sur des composants GaN va fonctionner à fréquence élevée afin d'augmenter sa densité massique de puissance, ce qui génère des perturbations avec un fort contenu spectral à partir de 500 kHz.

Le chapitre II présente les travaux de modélisation « boîte noire du convertisseur ». Ceci permet d'extraire un modèle comportemental des perturbations conduites pour un convertisseur « hacheur élévateur (BOOST) » dont les chemins de propagation sont dissymétriques à cause de la présence de la bobine de lissage à l'entrée. C'est pourquoi nous proposons un modèle « boîte noire » sans séparation des deux modes différentiel et commun et prenant en compte la conversion de mode.

À partir du modèle CEM du convertisseur et la connaissance des niveaux de bruit à atténuer, nous avons dimensionné une structure de filtrage hybride à double injection afin de répondre au mieux aux contraintes dictées par la norme DO-160. Cette structure de filtre nous permet d'injecter des dynamiques de courant relativement élevées il s'agit d'un filtrage hybride avec double injection tension/courant sur les lignes de puissance d'entrée. Le modèle et les performances du filtre sont validés par des simulations LTspice suivies d'un traitement Matlab. Cette étude sera discutée au chapitre III.

Le quatrième et dernier chapitre présente les résultats expérimentaux issus du prototype de filtre hybride réalisé afin de valider le modèle établi au chapitre II. Les résultats sont discutés au regard des limitations du filtre actif, des imperfections des composants de filtrage, des éléments constitutifs et de l'architecture du convertisseur de puissance.

Chapitre II : Etude des perturbations conduites

II. CHAPITRE 2 : ÉTUDE DES PERTURBATIONS CONDUITES

II.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est l'étude des perturbations conduites d'un convertisseur « BOOST » en se basant sur une stratégie de modélisation « boîte noire ».

Comme nous l'avons vu au chapitre I, il s'agit d'un modèle comportemental dans lequel on associe des sources équivalentes représentant les excitations de mode commun et de mode différentiel et les impédances internes du système. De nombreuses études proposent des solutions simples de modèle boîte noire mais considèrent souvent le cas particulier de séparation des modes commun et différentiel. On fait alors l'hypothèse que les perturbations de courants MC (resp. MD) résultent exclusivement d'une source de tension et d'une impédance purement de mode commun (resp. différentiel), sans couplage entre les deux modes, ceci n'étant vrai que pour le cas particulier des convertisseurs symétriques [42] [3] [1].

Dans la première partie nous proposons un modèle simplifié mais efficace et rapide permettant de traiter le cas des structures incluant une asymétrie.

Un hacheur élévateur à base de HEMT GaN commutant à 500 kHz et d'une puissance de 1 kW est étudié, il présente une asymétrie par la présence de son inductance d'entrée. En utilisant le modèle boîte noire, nous allons pouvoir analyser la contribution de chaque mode MC / MD mais aussi quantifier l'impact du transfert de mode. Une analyse complète des chemins de propagation et une étude paramétrique sont effectuées ; ce qui nous permettra par la suite de proposer des pistes d'optimisation afin de réduire les perturbations conduites.

II.2. Modélisation boîte noire

L'approche choisie, dite « boîte noire », est basée sur des mesures de courant et tension externes du convertisseur qui va être représenté par un quadripôle associé à une matrice d'impédance $[Z]$. Ce modèle simple nous permet d'estimer ou de calculer directement, dans le domaine fréquentiel, les courants de mode commun CM et de mode différentiel DM tout en considérant le couplage entre les modes. La procédure de passage des courants de ligne vers les courants CM et DM sera détaillée dans cette section.

II.2.1. Protocole d'identification du modèle boîte noire

Le but étant d'étudier les perturbations conduites du convertisseur, le système sous test avec deux ports d'accès et une masse est constitué d'une part d'impédances Z et d'autres part par des sources internes de tension permettant de reproduire les caractéristiques d'émission conduites dans le convertisseur étudié.

II.2.1.1. Identification des impédances externes du modèle

Le principe consiste à considérer que chaque sous-système parcouru en entrée par des courants et les transmettant en sortie peut être considéré comme un quadripôle associé à une matrice d'impédance $[Z]$. Cependant, deux ports étant communs, on peut représenter le convertisseur par ses entrées et sorties comme indiqué à la Figure II-1.

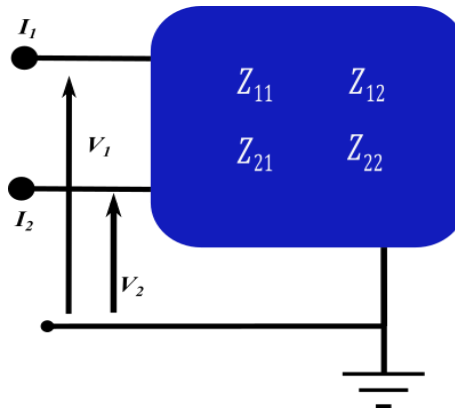


Figure II-1 : représentation d'un sous-système à trois ports associé à sa matrice Z.

Ainsi, pour identifier la matrice Z, le convertisseur est éteint ce qui rend le quadripôle passif. Rappelons qu'un quadripôle excluant explicitement les sources dépendantes est toujours réciproque ; il vient immédiatement que les termes anti diagonaux de la matrice impédance sont égaux $Z_{12} = Z_{21}$ [43].

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \tag{II-1}$$

On peut représenter le quadripôle réciproque par le schéma équivalent suivant :

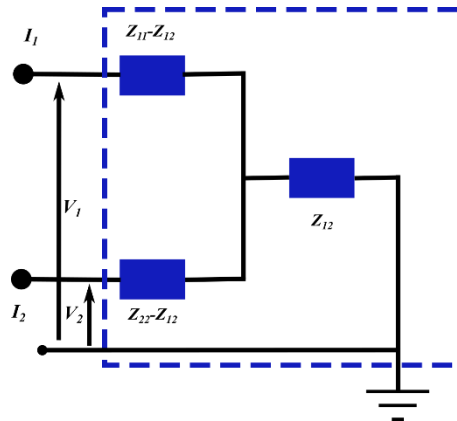


Figure II-2 : circuit dérivé de la matrice Z dans le cas d'un quadripôle réciproque [43].

Partant de la configuration représentée Figure II-2, on associe des sources de tension qui peuvent reproduire les perturbations conduites du convertisseur : le générateur de tension de mode commun est localisé entre la masse et le point milieu, on l'appellera E_{CM} et les générateurs de tension de mode différentiel $\frac{E_{DM}}{2}$ sont placés entre les deux ports, tel que montré à la Figure II-3 .

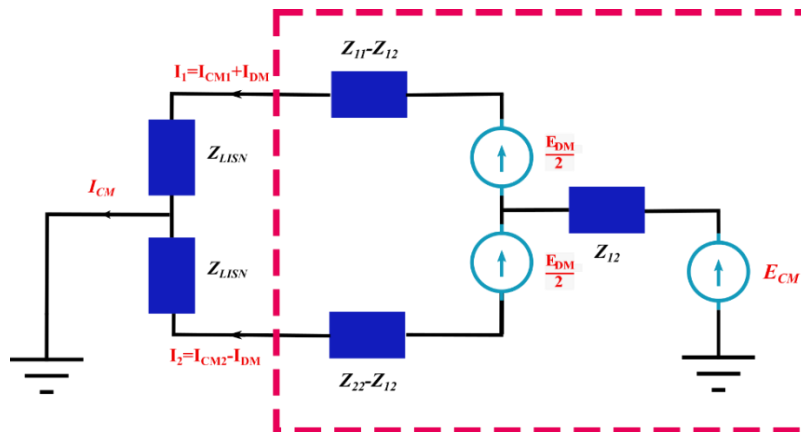


Figure II-3 : modèle CEM comportemental global d'un convertisseur à deux ports et une masse.

A la Figure II-3, le convertisseur est relié au LISN, représenté par ses impédances. La norme DO-160 section 21 définit un protocole de mesure visant à quantifier les limites tolérables des courants parasites ; en effet les composantes I_{CM} et I_{DM} sont superposées dans les termes I_1 et I_2 . La mesure se fait avec deux sondes de courant placées respectivement sur les lignes 1 et 2 entre le LISN et le convertisseur.

On peut obtenir les courants de mode différentiel et de mode commun par addition et soustraction des courants I_1 et I_2 comme montré par les équations ci-dessous.

$$I_{CM} = I_1 + I_2 = I_{CM1} + I_{CM2} \tag{II-2}$$

$$I_{DM} = \frac{(I_1 - I_2)}{2} + \frac{(I_{CM1} - I_{CM2})}{2} \tag{II-3}$$

Ainsi d'après les équations (II-2) et (II-3), seul le cas où le courant de mode commun est réparti de façon égale sur les deux lignes nous permet de mesurer le courant de mode différentiel par simple soustraction des courants I_1 et I_2 . Dans le cas contraire on voit bien qu'une conversion de mode s'opère.

Ceci n'étant pas toujours le cas à cause de la construction du convertisseur qui, selon les cas, peut présenter une distribution d'impédances de mode commun dissymétriques vis-à-vis des sources de perturbation. On peut interpréter ceci dans la matrice $[Z_{ij}]$ par des impédances Z_{11} et Z_{22} différentes en module et /ou en phase ce qui caractérisera par la suite des convertisseurs dissymétriques. Dans ce cas, la composante I_{CM} globale reste calculable en revanche le courant I_{DM} n'est pas déterminé de façon directe ce qui peut être problématique si un dimensionnement du filtre en mode différentiel est désiré.

Dans la suite, on établira une procédure de mesure qui nous permettra d'identifier les courants de mode commun et de mode différentiel en prenant en compte cette conversion de mode causée par la dissymétrie structurelle du convertisseur.

II.2.1.2. Identification des sources équivalentes en mode commun et mode différentiel.

D'après la Figure II-3 on peut écrire les équations des sources de bruit en fonction des impédances et des courants de ligne, étant donné que c'est le cas où le convertisseur est connecté au LISN, ce dernier fait partie intégrante des équations.

Ceci nous donne :

$$E_{CM} = \frac{(Z_{11} + Z_{12} + Z_{LISN})}{2} I_1 + \frac{(Z_{22} + Z_{12} + Z_{LISN})}{2} I_2 \quad II-4$$

$$E_{DM} = (Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN})I_1 - (Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN})I_2 \quad II-5$$

Les courants de ligne I_1 et I_2 sont obtenus par mesures via une sonde de courant à large bande passante, de type Pearson. On peut écrire cette équation sous la forme :

$$\begin{bmatrix} E_{CM} \\ \frac{E_{DM}}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{11} + Z_{12} + Z_{LISN}}{2} & \frac{Z_{22} + Z_{12} + Z_{LISN}}{2} \\ \frac{Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN}}{2} & -\frac{(Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN})}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad II-6$$

Et on peut établir la relation inverse :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN})}{Z_{12}^2 - (Z_{22} + Z_{LISN})(Z_{11} + Z_{LISN})} & -\frac{(Z_{22} + Z_{12} + Z_{LISN})}{Z_{12}^2 - (Z_{22} + Z_{LISN})(Z_{11} + Z_{LISN})} \\ -\frac{Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN}}{Z_{12}^2 - (Z_{22} + Z_{LISN})(Z_{11} + Z_{LISN})} & \frac{Z_{11} + Z_{12} + Z_{LISN}}{Z_{12}^2 - (Z_{22} + Z_{LISN})(Z_{11} + Z_{LISN})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{CM} \\ \frac{E_{DM}}{2} \end{bmatrix} \quad II-7$$

II.2.1.3. Identification des admittances.

Lorsqu'on annule la source de tension E_{CM} (voir Figure II-4), nous pouvons définir le courant I_{DM} en fonction de la source différentielle E_{DM} comme montré par l'équation (II-9).

$$I_{DM} = I_1'' - I_2'' \quad II-8$$

$$I_{DM} = \frac{-(Z_{11} + Z_{22} + 2 \cdot Z_{12} + 2 \cdot Z_{LISN})}{(Z_{LISN} + Z_{11})(Z_{LISN} + Z_{22}) - Z_{12}^2} \frac{E_{DM}}{2} \quad II-9$$

Nous appelons $Y_{DM} = \frac{I_{DM}}{E_{DM}} \Big|_{E_{CM}=0}$, l'admittance de mode différentiel donnée par l'équation :

$$Y_{DM} = \frac{-(Z_{11} + Z_{22} + 2 \cdot Z_{12} + 2 \cdot Z_{LISN})}{(Z_{LISN} + Z_{11})(Z_{LISN} + Z_{22}) - Z_{12}^2} \quad II-10$$

Toutefois, on peut noter l'existence d'un courant de mode commun résultant de la différence entre les deux impédances $Z_{11} - Z_{12}$ et $Z_{22} - Z_{12}$ qui circulera dans le circuit de MC, voir à la Figure II-4. Dans ce cas, l'expression du courant de mode commun I_{CM} est donnée par :

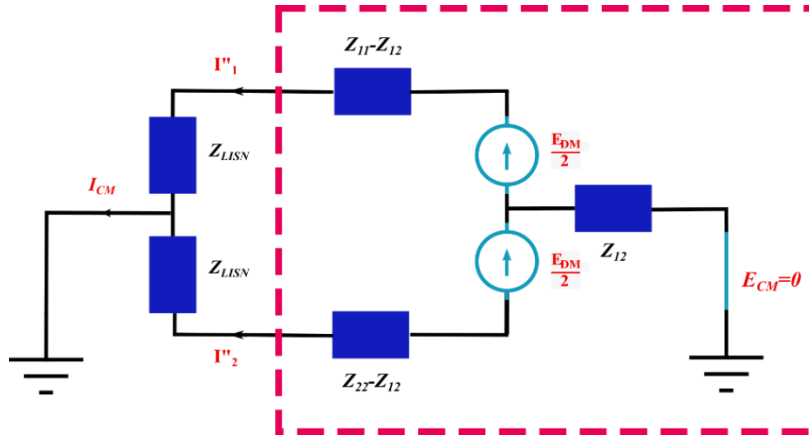


Figure II-4 : modèle illustratif pour une source $V_{CM} = 0$.

$$I_{CM} = I''_1 + I''_2 \tag{II-11}$$

$$I_{CM} = \left[\frac{Z_{11} - Z_{22}}{(Z_{LISN} + Z_{11})(Z_{LISN} + Z_{22}) - Z_{12}^2} \right] \frac{E_{DM}}{2} \tag{II-12}$$

Nous appelons $Y_{DM-CM} = \left. \frac{I_{CM}}{E_{DM}} \right|_{E_{CM}=0}$, l'admittance de conversion du mode différentiel vers le mode commun, elle est donnée par l'expression suivante :

$$Y_{DM-CM} = \frac{1}{2} \frac{Z_{11} - Z_{22}}{[(Z_{LISN} + Z_{11})(Z_{LISN} + Z_{22}) - Z_{12}^2]} \tag{II-13}$$

Maintenant, si nous annulons les sources différentiels E_{DM} et toujours en raison de la différence entre les deux impédances $Z_{11} - Z_{12}$ et $Z_{22} - Z_{12}$, nous mettons en évidence un courant de mode différentiel I_{DM} . Voir à la Figure II-5.

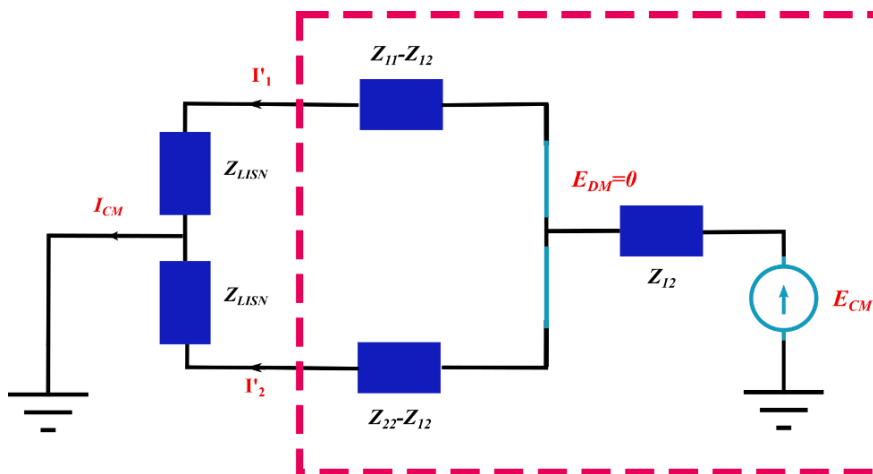


Figure II-5 : modèle illustratif configuration $E_{DM} = 0$.

$$I_{DM} = I'_1 - I'_2 \quad \text{II-14}$$

$$I_{DM} = \frac{Z_{11} - Z_{22}}{(Z_{LISN} + Z_{11})(Z_{LISN} + Z_{22}) - Z_{12}^2} E_{CM} \quad \text{II-15}$$

Nous appelons $Y_{CM-DM} = \frac{I_{DM}}{V_{CM}} \Big|_{E_{DM}=0}$, l'admittance de conversion du mode commun vers le mode différentiel, elle est donnée par l'expression suivante :

$$Y_{CM-DM} = \frac{Z_{11} - Z_{22}}{(Z_{LISN} + Z_{11})(Z_{LISN} + Z_{22}) - Z_{12}^2} \quad \text{II-16}$$

Le courant de mode commun généré par la source de mode commun est donné par l'expression :

$$I_{CM} = I'_1 + I'_2 \quad \text{II-17}$$

$$I_{CM} = \frac{(Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN}) + (Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN})}{(Z_{LISN} + Z_{11})(Z_{LISN} + Z_{22}) - Z_{12}^2} E_{CM} \quad \text{II-18}$$

Nous appelons $Y_{CM} = \frac{I_{CM}}{V_{CM}} \Big|_{E_{DM}=0}$, l'admittance de mode commun donnée par l'équation :

$$Y_{CM} = \frac{(Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN}) + (Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN})}{(Z_{LISN} + Z_{11})(Z_{LISN} + Z_{22}) - Z_{12}^2} \quad \text{II-19}$$

Par conséquent, la matrice d'admittance peut être exprimée comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_{CM} \\ I_{DM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{CM} & Y_{DM-CM} \\ Y_{CM-DM} & Y_{DM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{CM} \\ \frac{E_{DM}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{II-20}$$

$$= \begin{bmatrix} Y_{CM} & Y_{DM-CM} \\ Y_{CM-DM} & Y_{DM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN}) + (Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN})}{(Z_{LISN} + Z_{11})(Z_{LISN} + Z_{22}) - Z_{12}^2} & \frac{1}{2} \frac{Z_{11} - Z_{22}}{[(Z_{LISN} + Z_{11})(Z_{LISN} + Z_{22}) - Z_{12}^2]} \\ \frac{Z_{11} - Z_{22}}{(Z_{LISN} + Z_{11})(Z_{LISN} + Z_{22}) - Z_{12}^2} & \frac{1}{2} \frac{-(Z_{11} + Z_{22} + 2 \cdot Z_{12} + 2 \cdot Z_{LISN})}{(Z_{LISN} + Z_{11})(Z_{LISN} + Z_{22}) - Z_{12}^2} \end{bmatrix} \quad \text{II-21}$$

II.2.2. Discussion : intérêt et limite du modèle

Le modèle établi nous permet de voir l'impact des impédances et admittances sur les perturbations conduites. En effet en analysant la matrice des admittances on s'aperçoit qu'un convertisseur symétrique où les impédances Z_{11} et Z_{22} sont égales possède des termes anti-diagonaux (représentant la conversion de mode) nuls. Ainsi, le courant de mode commun dépend uniquement d'une source de mode commun, et réciproquement pour le courant de mode différentiel. Ceci a déjà fait l'objet de plusieurs travaux notamment dans [3] [42] où les courants et sources en mode commun et différentiel sont parfaitement découplés et la conversion de mode n'est plus considérée.

Mais en considérant aussi l'expression de l'admittance de mode commun on s'aperçoit que, dans le cas d'un convertisseur parfaitement symétrique, l'admittance de mode commun est réduite à $Y_{CM} = \frac{2}{Z_{LISN} + Z_{11} - Z_{12}}$, ce qui devrait se traduire par un impact sur le courant de mode commun en plus de l'annulation de la composante due à la conversion de mode.

Concernant l'admittance de mode différentiel, son expression ne change pas. Ceci se traduit par une faible influence de la symétrie structurelle sur le courant en mode différentiel, hormis l'élimination de la conversion de mode.

Ces considérations nous amènent à bien choisir notre support d'étude sur lequel on pourra modifier la symétrie structurelle en jouant sur des paramètres accessibles. Précisons toutefois que le cœur de ce travail n'est pas l'identification exacte de notre carte électronique, mais le passage par l'identification des éléments contribuant à la dissymétrie du convertisseur nous semble nécessaire pour étudier l'impact non seulement sur la conversion de mode mais aussi sur le seul courant de mode commun.

Le convertisseur utilisé dans cette étude est un hacheur élévateur (BOOST) dont les chemins de propagation sont dissymétriques à cause la présence de la bobine d'entrée et du routage de la cellule de commutation sur un substrat SMI. C'est pourquoi nous proposons un modèle boîte noire sans séparation des deux modes différentiel et commun.

II.3. Support d'étude

Pour l'étude fréquentielle du convertisseur nous nous baserons sur la réalisation d'un prototype d'hacheur BOOST où l'inductance peut prendre deux configurations distinctes selon la symétrie structurelle souhaitée. Il s'agit d'un convertisseur à commutation synchrone avec une entrée 50 V, une sortie 200 V, une puissance de sortie de 1 kW, réalisé avec des interrupteurs HEMT GaN commutant à une fréquence de 500 kHz. La structure du convertisseur est présentée à la Figure II-6. Les principales caractéristiques du convertisseur sont résumées en annexe A.

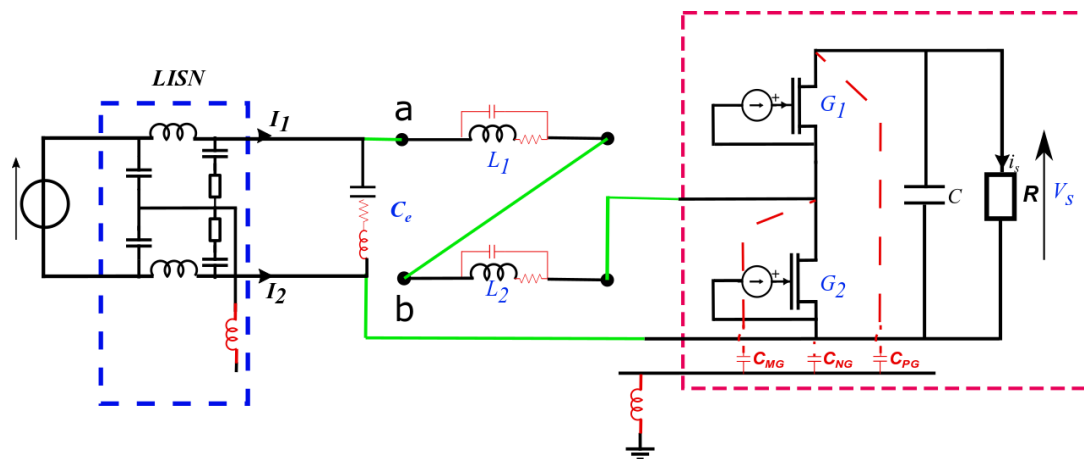


Figure II-6 : schéma illustratif convertisseur.

Le convertisseur DC-DC BOOST réalisé est présenté à la Figure II-7. Nous avons associé le kit d'évaluation de GaN SYSTEMS comprenant un module GSP65R13HB-EVB-650V monté sur substrat métallique isolé (IMS) et la carte-mère correspondante GSP65MB-EVB [44] avec une carte réalisée au laboratoire supportant un condensateur de découplage et l'inductance d'entrée du BOOST qu'on peut connecter de façon symétrique ou non vis-à-vis du bus DC.

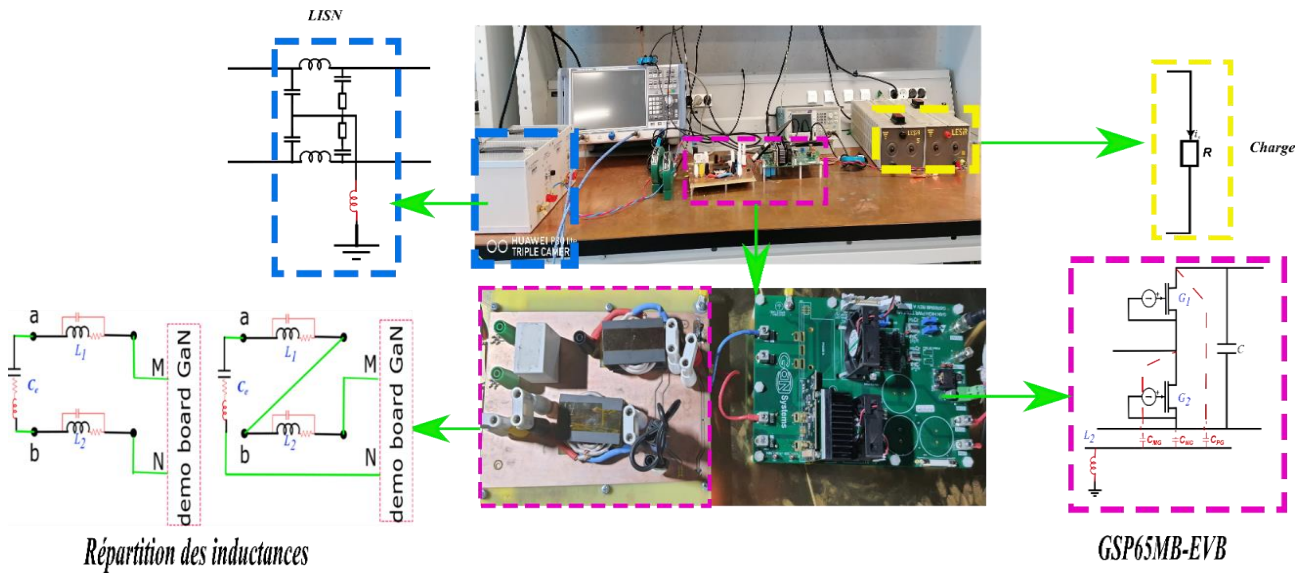


Figure II-7 : banc de test expérimental.

II.3.1. Kit d'évaluation GaN systems

Cette plateforme d'évaluation réalisée sur substrat métallique isolé (IMS) fournit une solution à faible coût pour le transfert thermique et l'augmentation de la densité de puissance mais les capacités parasites du substrat IMS dues à l'empreinte du HEMT et des pistes ne sont pas négligeables par rapport à la très faible valeur de la capacité C_{oss} du GaN HEMT (400 pF contre 70 pF). La charge et la décharge de ces capacités de grande valeur à travers les transistors augmentent leur temps de commutation et génèrent des courants de mode commun [44] [45].

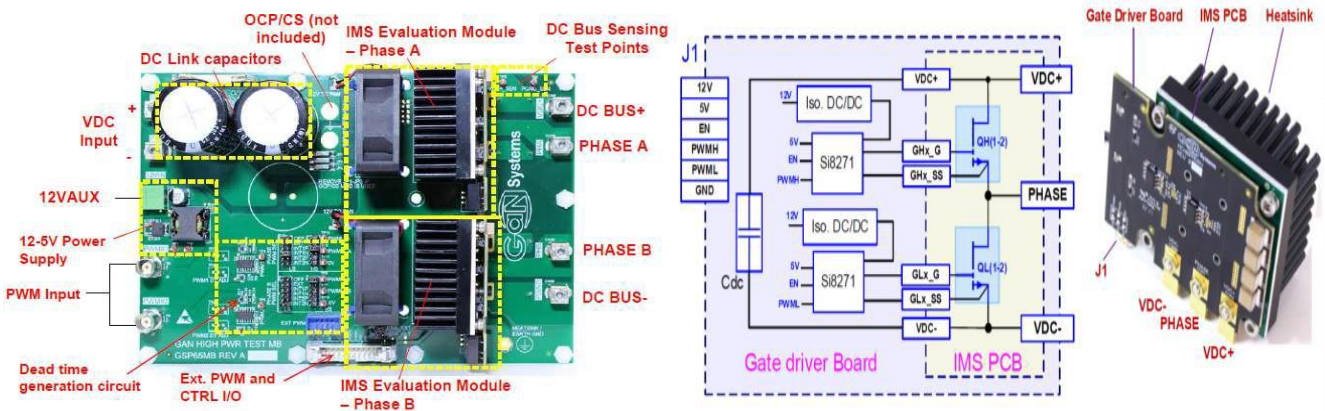


Figure II-8 : schéma fonctionnel GSP65MB-EVB /GSP65R13HB-EVB-650V.

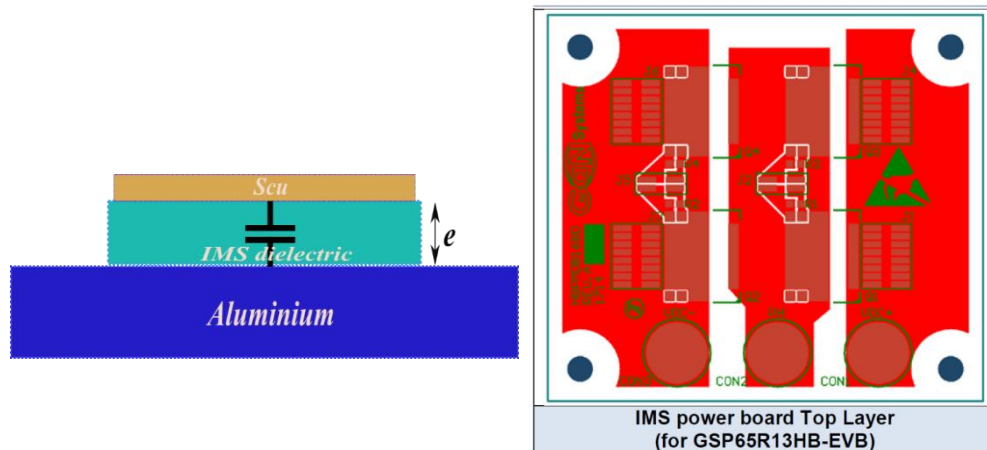


Figure II-9 : capacité parasite due au substrat SMI/ Schéma de routage [44].

$$C_{IMS(Phase/DC-/DC+)} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{IMS} \cdot S_{Cu}}{e} \tag{II-22}$$

D'après l'équation II-22 il est clair que la valeur des capacités parasites C_{Phase} , C_{DC-} et C_{DC+} de la cellule de commutation dépendent fortement de la surface du routage Figure II-9.

L'élévation de température des composants est très dépendante de cette épaisseur. Plus elle est faible, mieux les composants sont refroidis. Par contre, ce diélectrique génère une capacité parasite dépendante de cette même épaisseur ainsi que de la permittivité relative du matériau diélectrique et de la surface du cuivre (routage).

II.3.2. Carte supportant le condensateur découplage et l'inductance de lissage

La Figure II-10 présente deux configurations de l'inductance afin d'étudier l'impact de la répartition des inductances sur les deux lignes de courant à l'entrée du BOOST. Nous avons réalisé le prototype de telle sorte à pouvoir modifier la disposition par des cavaliers sans changer la position des inductances.

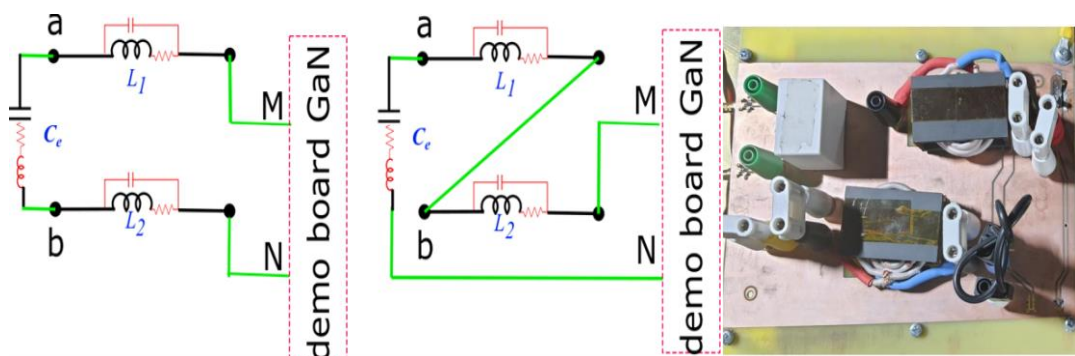


Figure II-10 : schéma illustratif de la carte condensateur découplage associé inductance de lissage.

Une analyse des impédances du modèle ainsi que l'impact sur les courants de bruit seront détaillés dans la section suivante.

Cette carte comprend aussi un condensateur de découplage film du fabricant KEMET, il subit des fortes variations de courant.

II.3.3. Charge

La charge est une résistance de $44,5 \Omega$ fortement inductive déposée sur le plan de masse. Il faut donc considérer les chemins de propagation de mode commun induits par cette charge. Nous avons caractérisé son impédance de mode commun qui est représenté sur la Figure II-11,

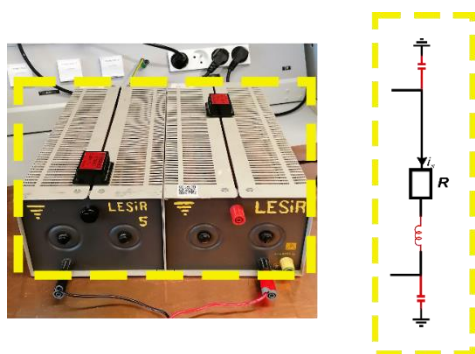


Figure II-11 : image de la charge résistive $44,5\Omega$.

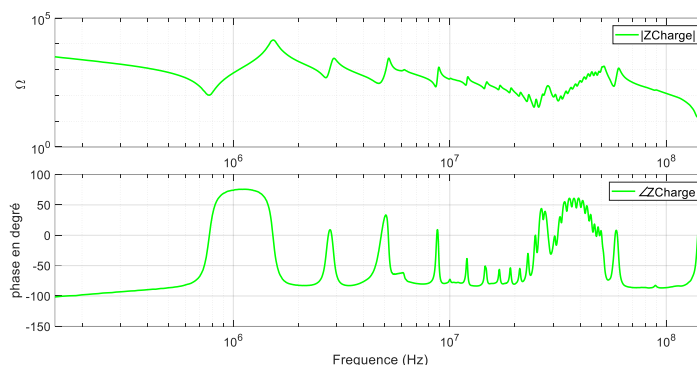


Figure II-12 : caractérisation de la charge $44,5\Omega$.

La mesure est effectuée avec l'analyseur de réseau Rhodes & Schwarz ZNB 20 pour estimer les capacités parasites vers le plan de masse. A la fréquence de 400 kHz, on retrouve 350 pF.

II.3.4. Environnement électromagnétique

Pour l'étude des perturbations conduites d'un convertisseur de puissance, le choix des composants et de la connectique ainsi que les appareils de mesure est essentiel car ceci a un impact direct sur les chemins de propagation et les sources de perturbations.

Un certain nombre de précautions pratiques ont été prises de façon à limiter l'interaction entre le circuit de commande et la partie puissance. L'alimentation de la commande via une alimentation DC-DC et l'ajout du GBF ajoutent des chemins de propagation. Nous avons inséré des tores de ferrite afin de limiter ces interactions qui restent tout de même présentes et importantes.

Aussi le choix de l'oscilloscope, des sondes de mesures de tension et des deux capteurs de courant HF ont fait l'objet d'un soin particulier afin de mesurer les perturbations conduites sur une grande plage de fréquence.

II.3.4.1. LISN (réseau stabilisateur d'impédance)

Le LISN dont nous disposons est de marque SCHWARZBECK. C'est un réseau stabilisateur d'impédance monophasé supportant un courant efficace maximal de 70 A. Pour respecter la norme DO-160, il faut ajouter un condensateur de $10 \mu\text{F}$ à son entrée réseau. La courbe d'impédance est donnée à la Figure II-13.

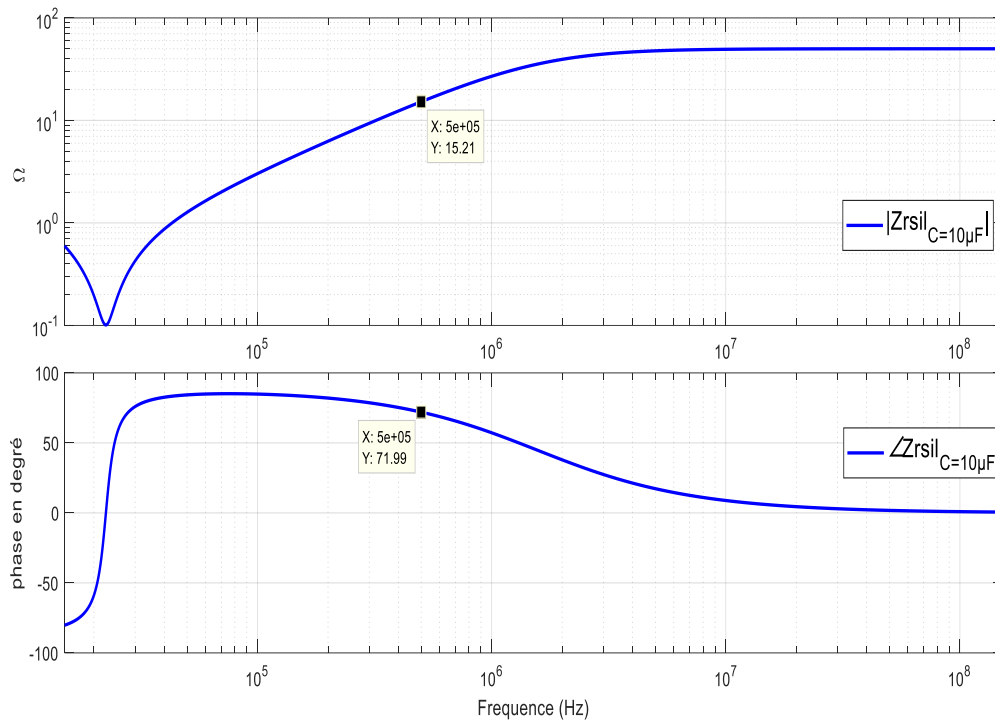


Figure II-13 : impédance du LISN vue par le convertisseur.

II.3.4.2. Capteur de courant

La norme DO-160 section 21 décrit le protocole de mesure, il est représenté à la Figure II-16. Afin de le respecter il faut mesurer les courants à l'entrée de l'équipement sous test (dans notre cas le convertisseur BOOST) et le LISN. Ainsi il faut placer deux capteurs de courant. Le capteur doit avoir une large bande passante couvrant la plage fréquentielle [150 kHz-152 MHz] et qui tolère un courant de 20 A. La référence 6595 de Pearson semble correspondre aux exigences [46]. Elle présente une tolérance du courant RMS jusqu'à 20 A et un courant pic maximum de 1000 A et une plage de fréquence [100 Hz-150 MHz].

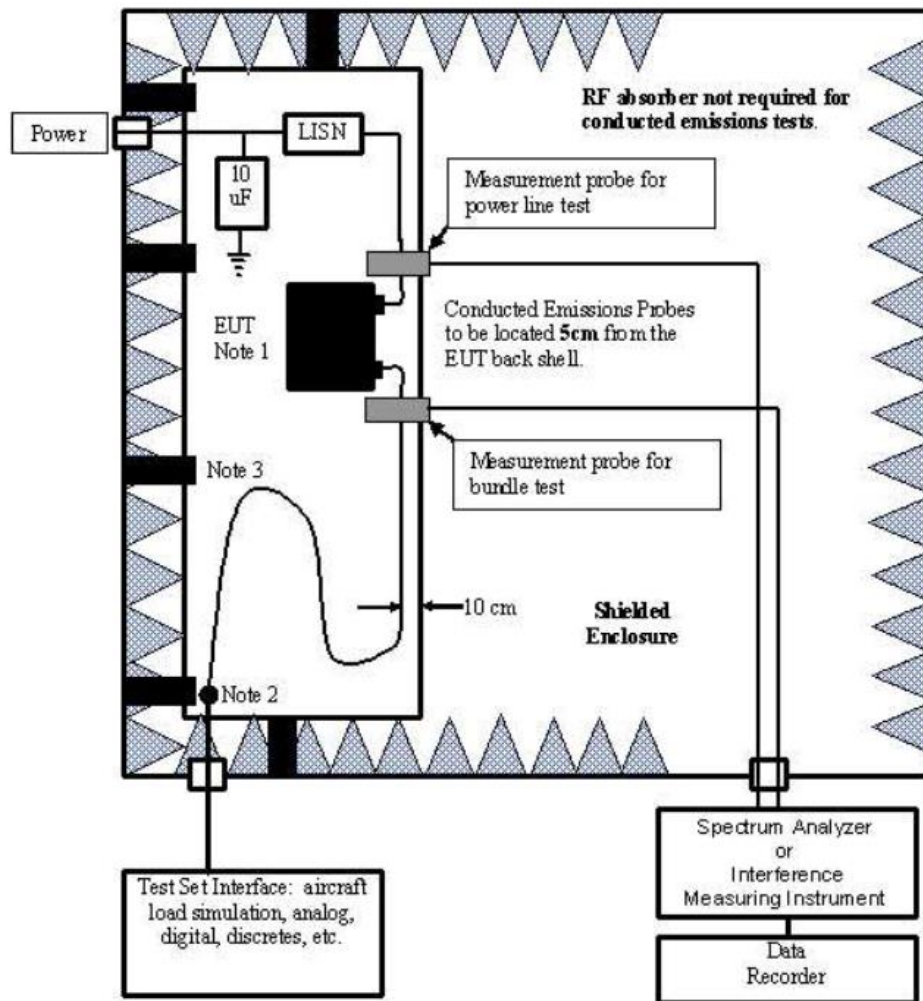


Figure 21-4 Typical Setup for Conducted RF Interference Test

- Note 1** See Section 20.3 for EUT general requirements.
Note 2 End of exposed cable. Unshielded cable may be shielded from here to the wall.
Note 3 Bonding strap.

Figure II-14 : schéma illustratif banc de test mesure conduite [5].

II.4. Etude fréquentielle du convertisseur

L'objectif est de représenter le convertisseur par des sources de modes CM et DM équivalentes, associées à des impédances équivalentes tout en considérant la dissymétrie du système. Les courants sont mesurés à l'oscilloscope en temporel puis traités et analysés avec MATLAB. Les détails de cette mesure sont précisés à la section II.4.2. Les impédances du modèle sont observées en fréquentiel avec un analyseur de réseau Rohde & Schwarz [47].

II.4.1. Identification des chemins de propagation du convertisseur BOOST

Dans un premier temps, le convertisseur BOOST est éteint comme le montre la Figure II-15 en passant la cellule de commutation, les deux transistors sont non commandés. Dans ces conditions, nous pouvons évaluer les

impédances du modèle Z_{ij} . La Figure II-15 est le schéma illustratif d'une évaluation en fréquentiel de l'impédance Z_{11} utilisée sur LTspice l'impédance $Z_{11} = \frac{V_1}{I_1}$ avec $I_2 = 0$

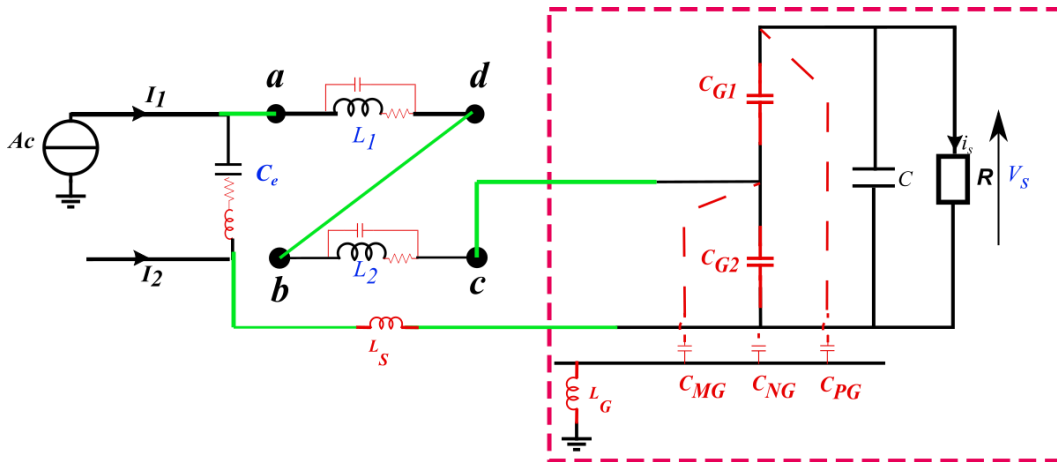


Figure II-15 : protocole de caractérisation de l'impédance Z_{11} sur LTspice.

Afin de mesurer les impédances, nous utilisons l'analyseur R&S® ZNB Rohde & Schwarz. L'analyseur fournit l'ensemble complet des paramètres Z, y compris les impédances de transfert. Le protocole de mesure est présenté à la Figure II-16.

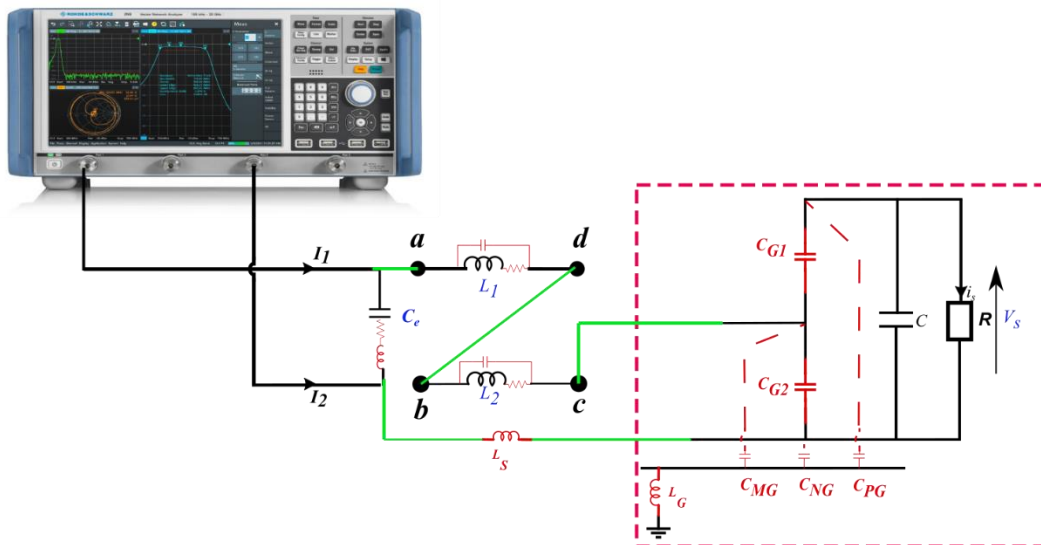


Figure II-16 : protocole de mesure de l'impédance Z_{ij} avec analyseur de réseau.

En considérant le condensateur de sortie C comme un court-circuit, les deux capacités C_{PG} et C_{NG} se mettent en parallèle ainsi que les deux capacités C_{G1} et C_{G2} . On peut donc simplifier les chemins de propagation vers la Figure II-17 c'est un quadripôle en Π et par une simple transformation en T on peut identifier les éléments contribuant à la dysmétrie du convertisseur.

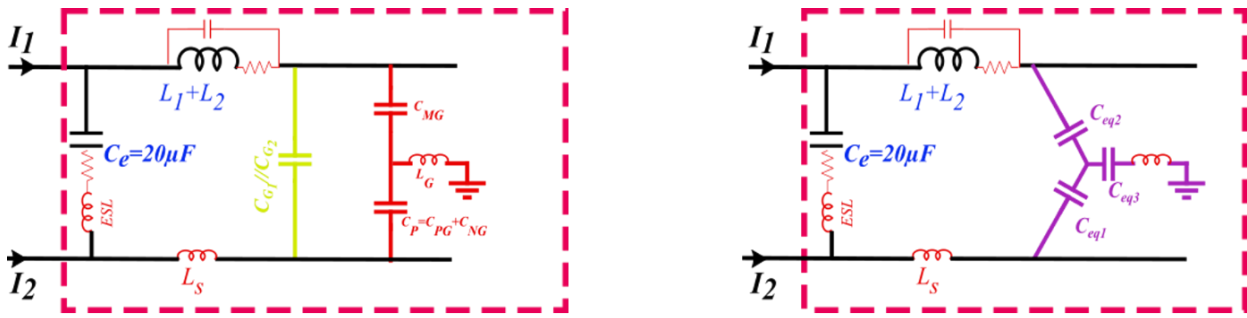


Figure II-17 : caractérisation des chemins de propagation en MC.

C_{eq1} , C_{eq2} et C_{eq3} sont des capacités parasites après transformation en T ; cette étape nous a permis d’identifier des circuits résonants. Les expressions des capacités parasites sont données par :

$$C_{eq1} = C_P + C_{GaN} + \frac{C_P C_{GaN}}{C_{MG}} \quad II-23$$

$$C_{eq2} = C_{MG} + C_{GaN} + \frac{C_{MG} C_{GaN}}{C_P} \quad II-24$$

$$C_{eq3} = C_P + C_{MG} + \frac{C_P C_{MG}}{C_{GaN}} \quad II-25$$

On peut écrire finalement les équations du modèle boîte noire avec les expressions :

$$Z_{11} - Z_{12} = \frac{Z_{ce}(Z_{L1+L2} + Z_{C_{eq2}})}{Z_{ce} + Z_{L1+L2} + Z_{C_{eq1}} + Z_{L_S} + Z_{C_{eq2}}} \quad II-26$$

$$Z_{22} - Z_{12} = \frac{Z_{Ce}(Z_{L_S} + Z_{C_{eq1}})}{Z_{ce} + Z_{L1+L2} + Z_{C_{eq1}} + Z_{L_S} + Z_{C_{eq2}}} \quad II-27$$

$$Z_{12} = \frac{(Z_{L_S} + Z_{C_{eq1}})(Z_{L1+L2} + Z_{C_{eq2}})}{Z_{ce} + Z_{L1+L2} + Z_{C_{eq1}} + Z_{L_S} + Z_{C_{eq2}}} + Z_{C_{eq3}} + Z_{L_G} \quad II-28$$

Sachant qu’un quadripôle est symétrique lorsque $Z_{11} = Z_{22}$, d’après les équations II-26, II-27, II-28, on peut déduire formellement les éléments du convertisseur BOOST qui influent sur la symétrie : ce sont l’inductance du BOOST $L_1 + L_2$ et les capacités parasites entre la masse et les points chauds de la cellule de commutation C_{MG} et C_P .

Les mesures des impédances Z_{11} , Z_{12} et Z_{22} , effectuées avec l’analyseur de réseau, sont présentées à la Figure II-18 .

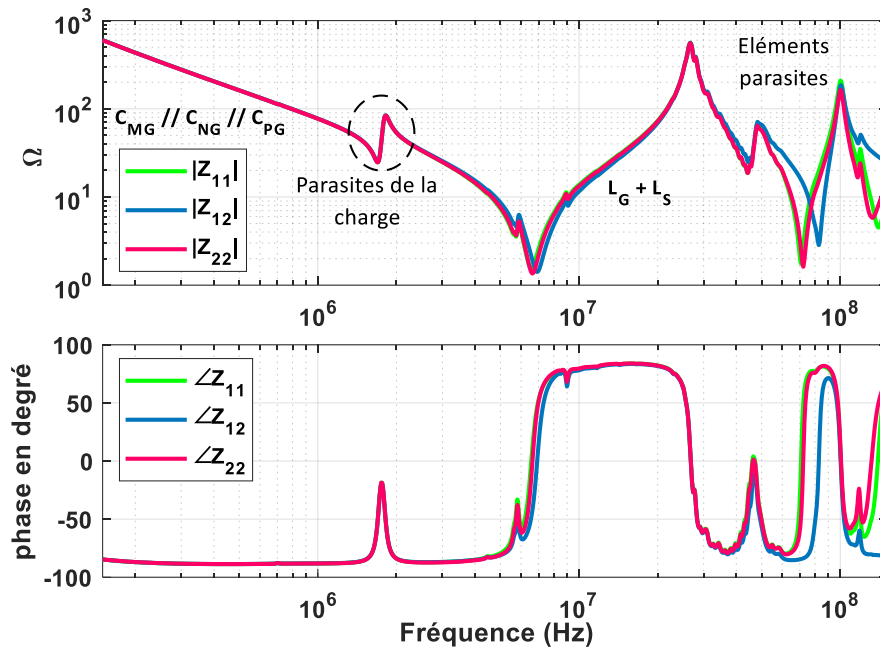


Figure II-18 : impédances vues à l'entrée du convertisseur.

La résolution des différentes équations [II-23-II-27] nous a permis d'estimer les éléments parasites, on donne ci-joint le Tableau II-1 qui résume les différentes valeurs.

Tableau II-1

Composant	Valeur (mesures)
$L_1 + L_2$	12 μ H
C_{MG}	150 pF
C_{NP}	1.8 nF
C_{GaN}	4 nF
C_{eq1}	42.5 nF
C_{eq2}	4.6 nF
C_{eq3}	2 nF
L_G	265 nH
L_S	40 nH

Afin de valider les valeurs présentées dans le Tableau II-1, nous avons effectué une comparaison entre simulations et mesures. La comparaison de la caractérisation de l'impédance Z_{11} est présentée à la Figure II-19

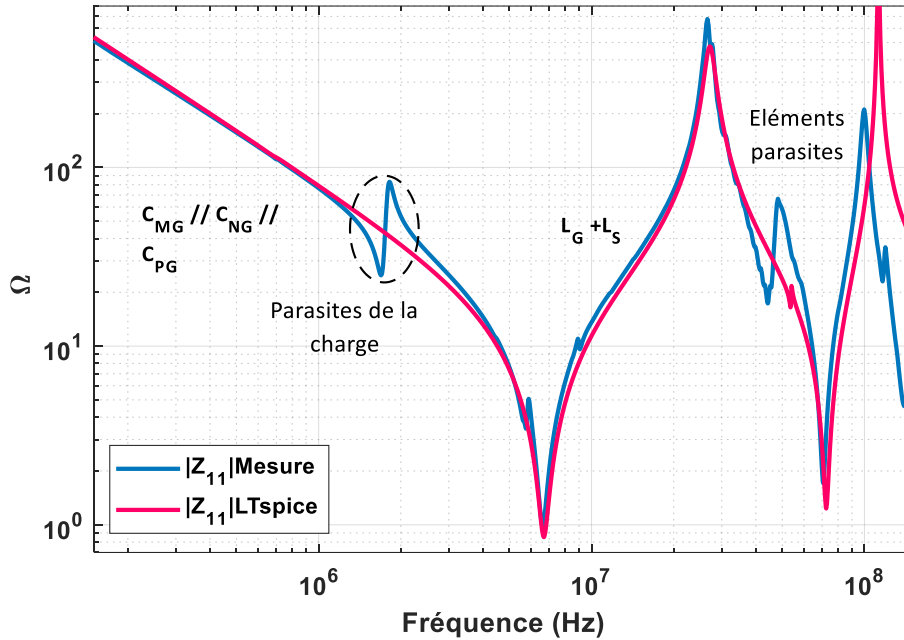


Figure II-19 : impédance Z_{11} , simulation LTspice vs. Mesure à l'analyseur.

- L'impédance Z_{11} en (bleu) est mesurée selon le protocole de la Figure II-16
- L'impédance Z_{11} en (magenta) est le résultat de simulation par LTspice avec le protocole présenté à la Figure II-15. Dans les deux cas le convertisseur est éteint.

On note que les deux courbes présentent quasiment la même allure. La première résonance à la fréquence 6,8 MHz est due au circuit résonant série formé par l'inductance parasite L_G et les capacités parasites $C_{MG} // C_{NG} // C_{PG}$. La résonance parallèle est due aux capacités parasites parallèle à l'inductance L_G .

La comparaison laisse apparaître quelques différences :

La résonance qui apparait à la fréquence 1,8 MHz : nous avons effectués les caractérisations de chaque carte du banc de test séparément (carte des inductances, carte de GaN System, et charge). Cette résonance est due à la charge qui comme expliqué II.3.3 n'est pas parfaite.

En haute fréquence ce sont des éléments de couplage et les parasites de routage non pris en compte.

Cette validation entre les mesures et la simulation est importante pour la suite de l'étude II.5.

II.4.1.1. Analyse des impédances et admittances du modèle

Les impédances du modèle sont $Z_{11} - Z_{12}$ et $Z_{22} - Z_{12}$, sont obtenues par la soustraction des impédances caractérisées par l'analyseur de réseau, elles sont présentées à la Figure II-20. Une discussion est proposée ci-après.

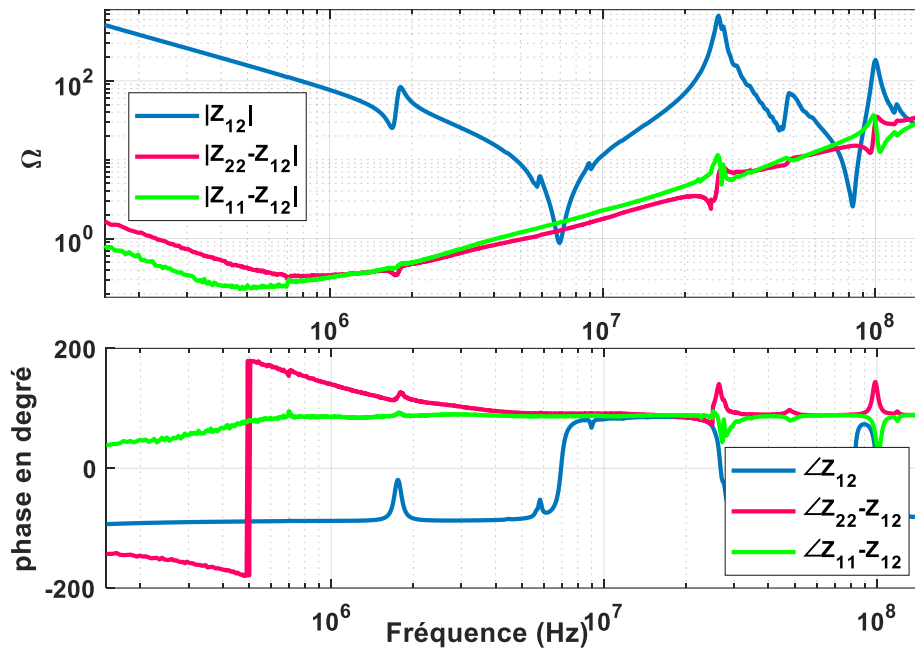


Figure II-20 : impédances du modèle boîte noire.

Afin de permettre une discussion dans la base mode commun mode différentiel, nous présentons à la Figure II-21 les admittances CM et DM et de conversion de mode.

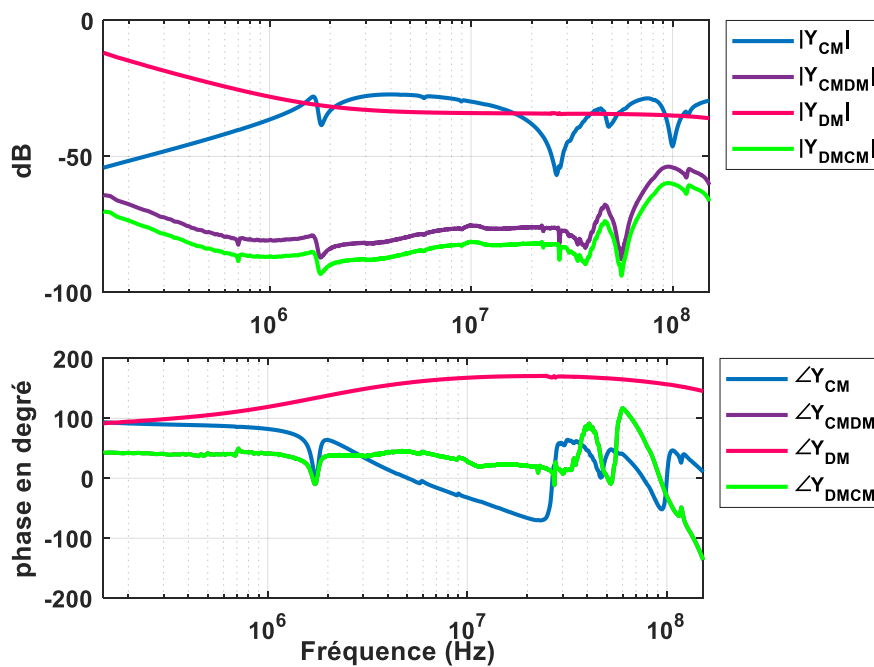


Figure II-21 : admittances de mode commun, de mode différentiel et de conversion de mode.

Discussion :

Chemins de propagation de mode différentiel

Les chemins de mode différentiel sont caractérisés par les impédances $Z_{11} - Z_{12}$ et $Z_{22} - Z_{12}$ (Figure II-20). En étudiant les expressions II-26 et II-27, on peut déduire de façon assez évidente que les éléments importants sont le condensateur de découplage C_e et l'inductance $L_1 + L_2$. Cette inductance doit être réalisée en limitant les effets capacitifs. Le condensateur de découplage doit avoir un faible ESL afin de garder ses propriétés capacitives en haute fréquence et un faible ESR afin de limiter la différence entre $Z_{11} - Z_{12}$ et $Z_{22} - Z_{12}$. De plus, les éléments parasites tels que l'inductance L_s et le condensateur C_{eq1} peuvent créer des résonances indésirables. Sur la Figure II-21, l'admittance Y_{DM} représente l'association des chemins du convertisseur en mode différentiel associé au LISN. Si on regarde l'allure de l'admittance, on peut prédire que le spectre de mode différentiel va décroître avec la réduction de Y_{DM} .

Chemins de propagation de mode commun

Concernant le mode commun, l'admittance Y_{CM} représentée à la Figure II-21 augmente en fonction de la fréquence à cause des capacités parasites C_{MG}/C_{NP} jusqu'à 1,8 MHz. Ensuite, on note une stabilisation de l'admittance autour de -32 dB qui correspond à l'impédance du LISN. En hautes fréquences, se sont principalement les éléments parasites L_s L_G et les capacités parasites liées au routage qui jouent les rôles essentiels.

Sur la Figure II-20 on peut constater que la différence entre les impédances Z_{11} et Z_{22} n'est pas très importante. En résolvant les équations [II-23-II-27], on trouve que pour avoir $Z_{11} = Z_{22}$, il faut avoir $C_{MG} = C_{NP}$ et $L_s = L_1 + L_2$.

Aussi en remplaçant $Z_{11} = Z_{22}$ dans l'expression II-19 on trouve $Y_{CM} = \frac{2}{Z_{LISN} + Z_{11} - Z_{12}}$. On peut prédire que cette différence va avoir un impact sur le courant de mode commun. Pour le confirmer il faudrait associer l'admittance à la source de bruit de mode commun E_{CM} et regarder l'évolution du courant de mode commun. Cette étude sera détaillée dans la section qui suit.

Chemins de propagation conversion de mode

Y_{CM-DM} et Y_{DM-CM} sont des admittances qui traduisent les effets de transfert de mode. On constate que leurs modules sont beaucoup plus faibles que celles des admittances Y_{CM} Y_{DM} . On note aussi que le module de l'admittance de transfert est plus important en haute fréquence qu'en basse fréquence où l'impact sur les spectres devrait être négligeable.

La conversion de mode est due essentiellement à la dissymétrie du convertisseur c'est-à-dire $Z_{11} \neq Z_{22}$. Comme pour le mode commun, les éléments qui contribuent essentiellement dans le transfert de mode sont C_{MG} , C_{NP} , C_{PG} et aussi L_s , $L_1 + L_2$.

C'est pourquoi une étude sur l'égalisation de ces paramètres a été menée afin de quantifier l'intérêt de cette technique.

II.4.2. Identification des sources de bruits

Le convertisseur DC-DC est alimenté avec une source DC de 50 V ayant une limitation en courant de 16 A. La période de découpage est de $T = 2\mu s$ et le rapport cyclique est de $\alpha = \frac{3}{4}$. Nous obtenons donc une tension de sortie $V_s = 200$ V et un courant de sortie de $I_s = 4$ A.

La durée d'acquisition du signal doit correspondre à au moins une période du signal traité $T = 2 \mu s$. La fréquence d'échantillonnage à choisir dépend du nombre de points que peut acquérir l'oscilloscope et de la bande de fréquence considérée (spectres jusqu'à 152 MHz). A minima, il faut que le temps d'échantillonnage T_e soit inférieur à 3,28 ns. Ainsi, on a choisi un nombre de points d'acquisition de 10^6 avec une période d'échantillonnage $T_e = 1 ns$, soit une durée d'acquisition de 1 ms.

Les courants I_1 et I_2 sont mesurés à l'entrée du convertisseur via les deux sondes Pearson déjà présentées à la section II.3.4.2. Ils sont présentés à la Figure II-22 où on fait un zoom sur dix périodes pour une meilleure visibilité.

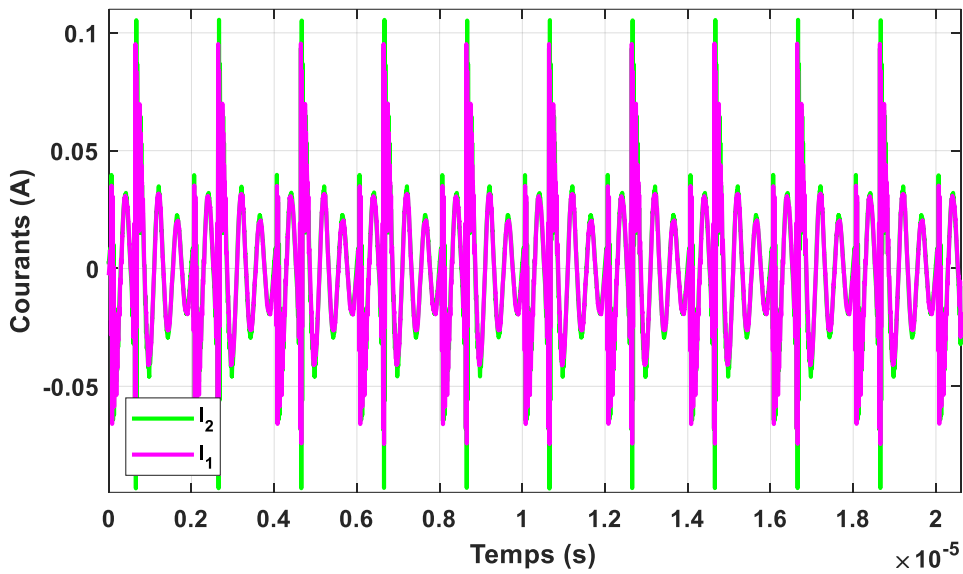


Figure II-22 : courants I_1 et I_2 en temporel.

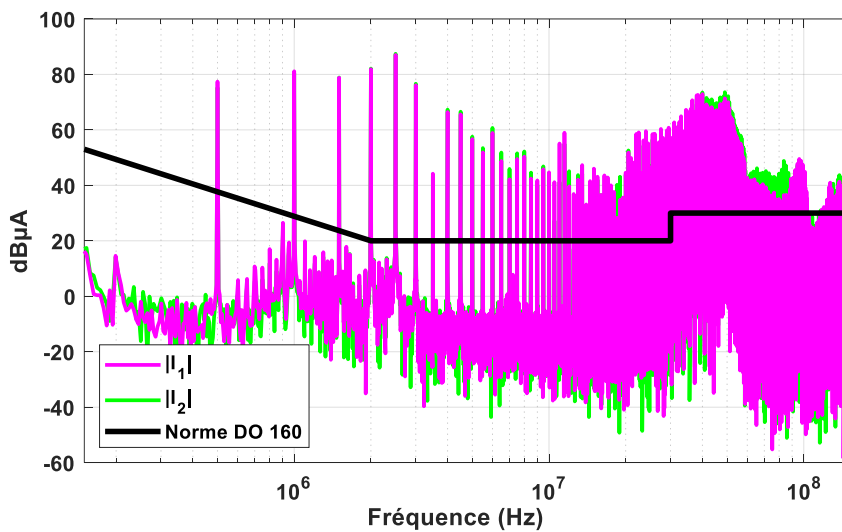


Figure II-23 : spectres des courants I_1 et I_2 comparés au gabarit de la norme DO-160.

En fréquentiel, les spectres des courants I_1 et I_2 sont calculés par FFT. Les deux courants dépassent largement la norme. Afin d'expliquer l'évolution des spectres, une représentation dans la base MC/MD est nécessaire pour observer la contribution des deux modes sur chacun des courants. Ceci passe par l'exploitation de notre modèle grâce auquel, connaissant les diverses impédances précédemment déterminées, on reconstruit en temporel et en fréquentiel les deux sources E_{CM} et $\frac{E_{DM}}{2}$ (voir Figure II-25 et Figure II-26).

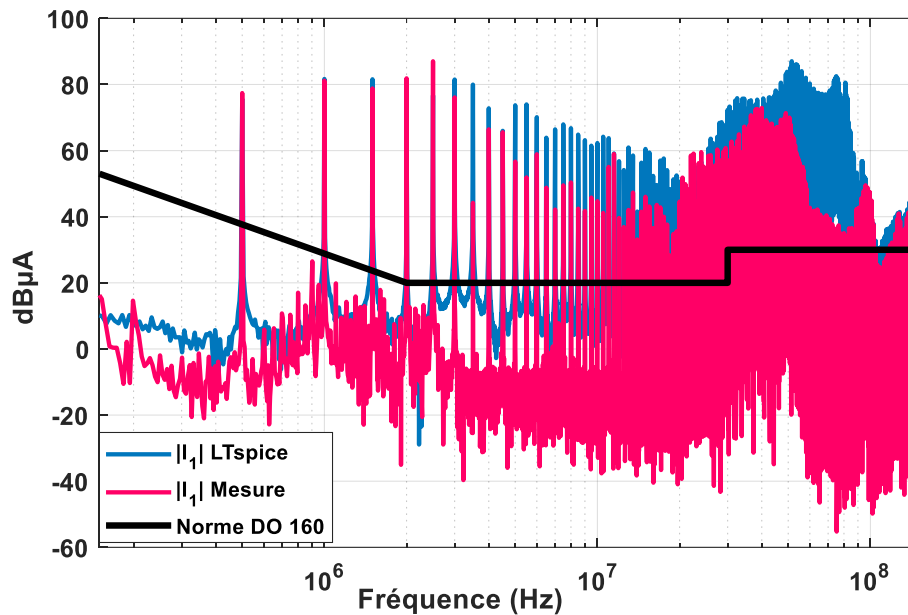


Figure II-24 : spectres du courant I_1 LTspice vs. Mesure.

Une simulation en prenant en compte les valeurs des éléments du Tableau II-1 est effectuée sous LTspice suivie d'un calcul FFT effectué sur MATLAB. La comparaison entre simulation et mesure est présentée à la Figure II-24. En basse fréquence les deux spectres se superposent correctement. Ensuite on note une différence de l'ordre de 10 dBµA. Elle peut être due au couplage capacitif entre puissance et commande que nous n'avons pas pu quantifier avec précision. Cependant l'allure globale reste la même et le modèle sera considéré comme valide avec suffisamment de précision dans l'objectif ultérieur de filtrage actif des perturbations jusqu'à 10 MHz au plus.

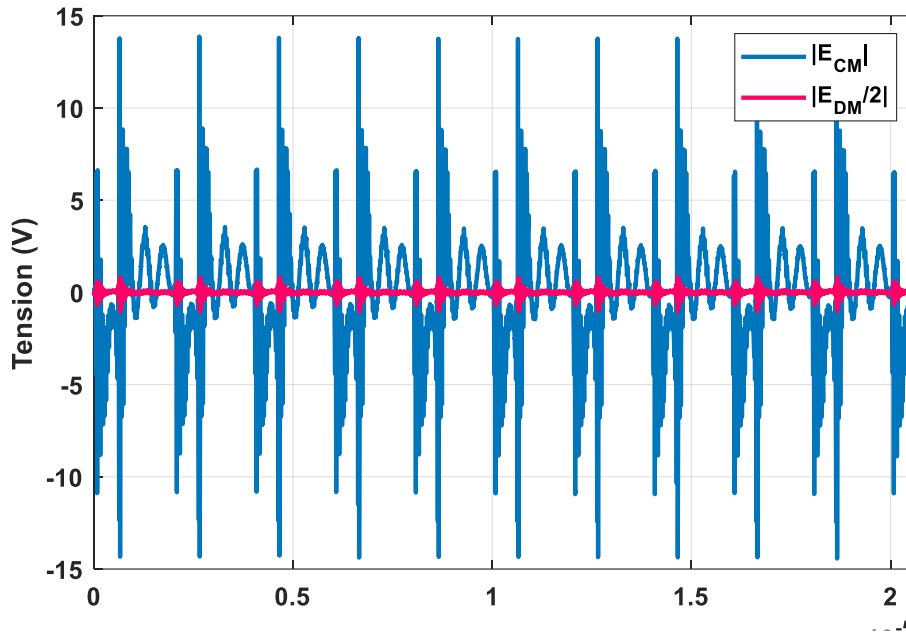


Figure II-25 : sources fictives E_{CM} et $\frac{E_{DM}}{2}$ en temporel.

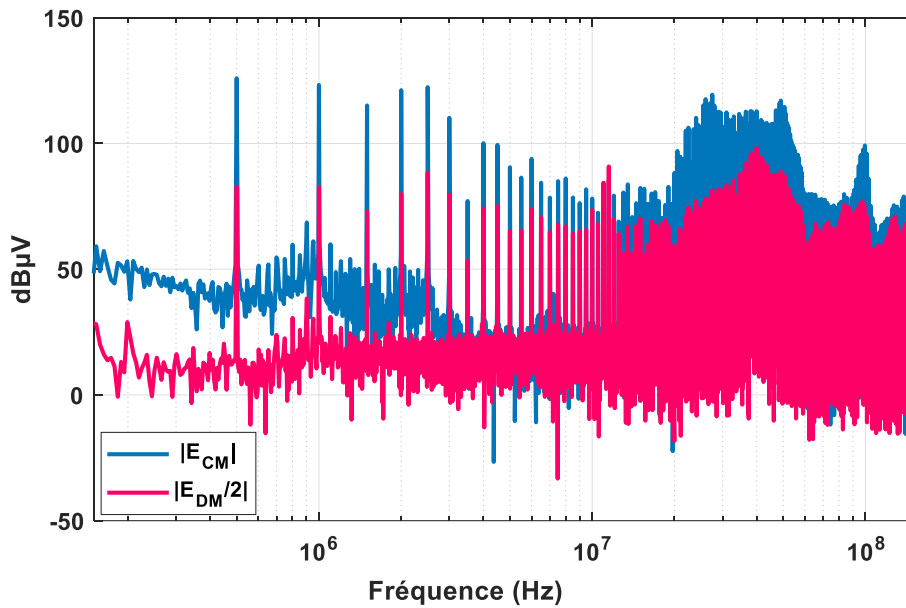


Figure II-26 : sources fictives en fréquentiel E_{CM} et $\frac{E_{DM}}{2}$.

La dynamique de la source E_{CM} suggère une forme rectangulaire entachée de résonances, assez similaire à la tension au point milieu de la cellule de commutation. Elle présente des dynamiques plus importantes que la source E_{DM} .

Une fois les sources fictives calculées nous pouvons analyser les courants DM/CM et les contributions des transferts de modes à la Figure II-27 et à la Figure II-28.

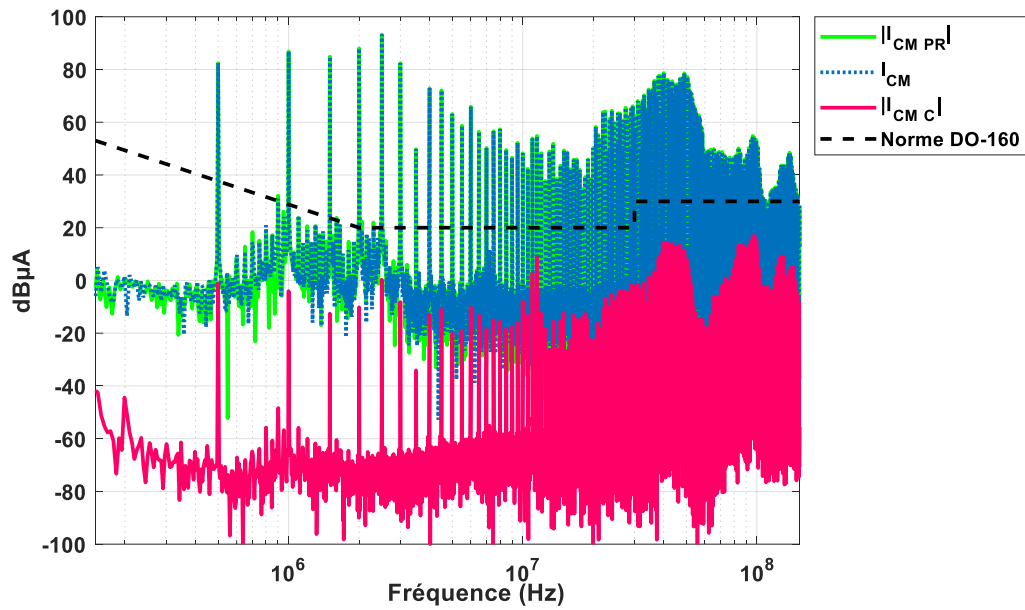


Figure II-27 : spectres des courants de MC.

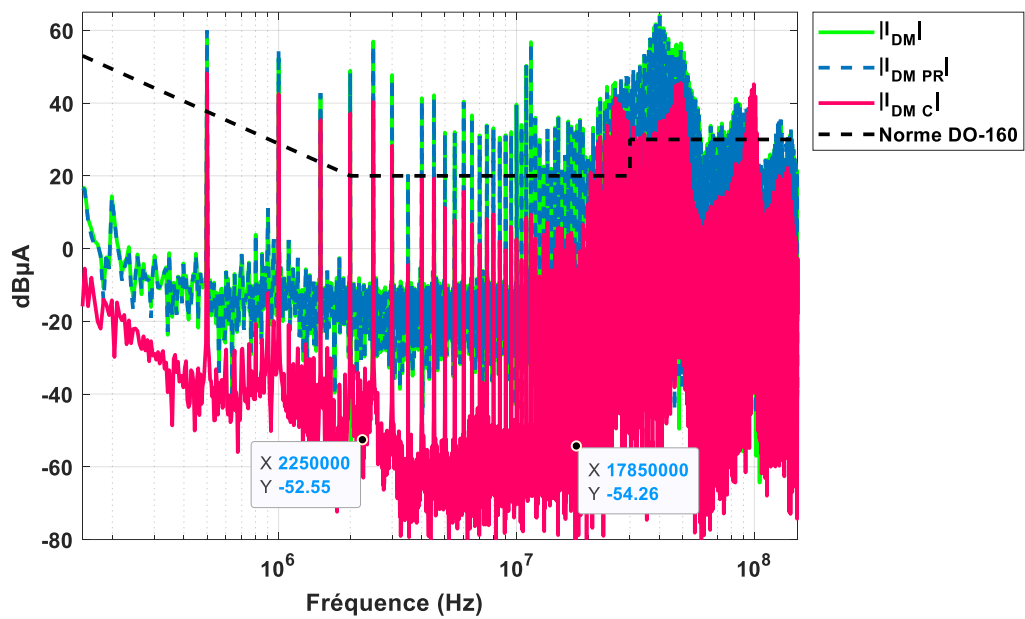


Figure II-28 : spectres des courants de MD.

On appelle les courants $I_{CM PR}$, $I_{DM PR}$ respectivement les courants de mode commun et de mode différentiel propres tels que :

$$I_{CM PR} = Y_{CM} E_{CM} \tag{II-29}$$

$$I_{DM PR} = Y_{DM} \frac{E_{DM}}{2} \tag{II-30}$$

Les courants $I_{CM\ C}$ et $I_{DM\ C}$ sont les courants résultants de conversions de modes à travers les admittances, tels que :

$$I_{CM\ C} = Y_{DM-CM} \frac{E_{DM}}{2} \quad \text{II-31}$$

$$I_{DM\ C} = Y_{CM-DM} E_{CM} \quad \text{II-32}$$

Les courants CM et DM globaux sont donnés respectivement par les expressions suivantes :

$$I_{CM} = I_{CM\ PR} + I_{CM\ C} \quad \text{II-33}$$

$$I_{DM} = I_{DM\ PR} + I_{DM\ C} \quad \text{II-34}$$

On constate que les parts dues aux conversions de mode ont un impact négligeable : en mode différentiel la différence entre les courants $I_{DM\ PR}$ et I_{DM} est très faible. En mode commun les deux spectres se superposent : le transfert de mode n'a aucun impact sur les spectres de courant de mode commun.

Pour expliquer ce constat, il faut observer les éléments constituant l'équation II-34, les sources de bruits et les admittances. Concernant les sources E_{CM} et E_{DM} , la source équivalente de mode commun est beaucoup plus importante que la source de mode différentiel ce qui explique que la conversion de mode soit moins importante du mode différentiel vers le mode commun.

Par ailleurs, les admittances de conversion de mode sont faibles voir négligeables devant les admittances de mode commun et de mode différentiel. En effet, les expressions des Y_{DM-CM} et Y_{CM-DM} dépendent essentiellement de la différence entre Z_{11} et Z_{22} . Cette différence est très faible due à la présence du condensateur de découplage C_e qui crée un chemin similaire pour les deux impédances en basse et moyenne fréquence [150 kHz-40 MHz].

Chaque régime de propagation est causé essentiellement par sa propre source : le mode commun est plus important à cause des capacités parasites importantes.

Afin de mieux évaluer l'impact de la symétrie totale du convertisseur, nous avons mené une étude paramétrique avec quatre configurations différentes. Cette démarche est détaillée à la section suivante.

II.5. Symétrisation des chemins de propagation

Comme nous l'avons vu précédemment, c'est l'équilibrage des inductances et des capacités parasites qui joue un rôle dans la symétrisation des chemins de propagation. Nous avons donc procédé à une étude des différentes configurations présentées à la Figure II-29. L'idée est d'observer l'impact sur les impédances du modèle ainsi que sur les spectres des courants parasites. Afin de valider les hypothèses sur la répartition des inductances et des capacités parasites, cette étude est menée de deux façons :

- en simulation sur LTspice où il est simple de répartir aussi bien les inductances et les capacités parasites ; l'équilibrage peut être idéal,
- expérimentalement l'équilibrage des inductances est assez simple à réaliser, cependant plus délicat pour les capacités parasites, car elles dépendent du routage des cartes et du couplage capacitif commande/puissance. Dans cet objectif, nous avons tout de même essayé d'ajouter un condensateur en parallèle du point milieu C_{MG} de façon à avoir $C_{MG} = C_{NG}/C_{PG}$. L'analyse des différentes configurations est détaillée ci-dessous.

Les mesures et simulations des différentes configurations sont effectuées sous les mêmes conditions à savoir : tension en entrée 50 V, période de découpage est de $T = 2\mu s$ et le rapport cyclique est de $\alpha = \frac{3}{4}$. Les courants parasites sont mesurés à l'entrée du convertisseur via une sonde Pearson [46] avec un oscilloscope configuré comme précédemment évoqué à la section II.3.4.2

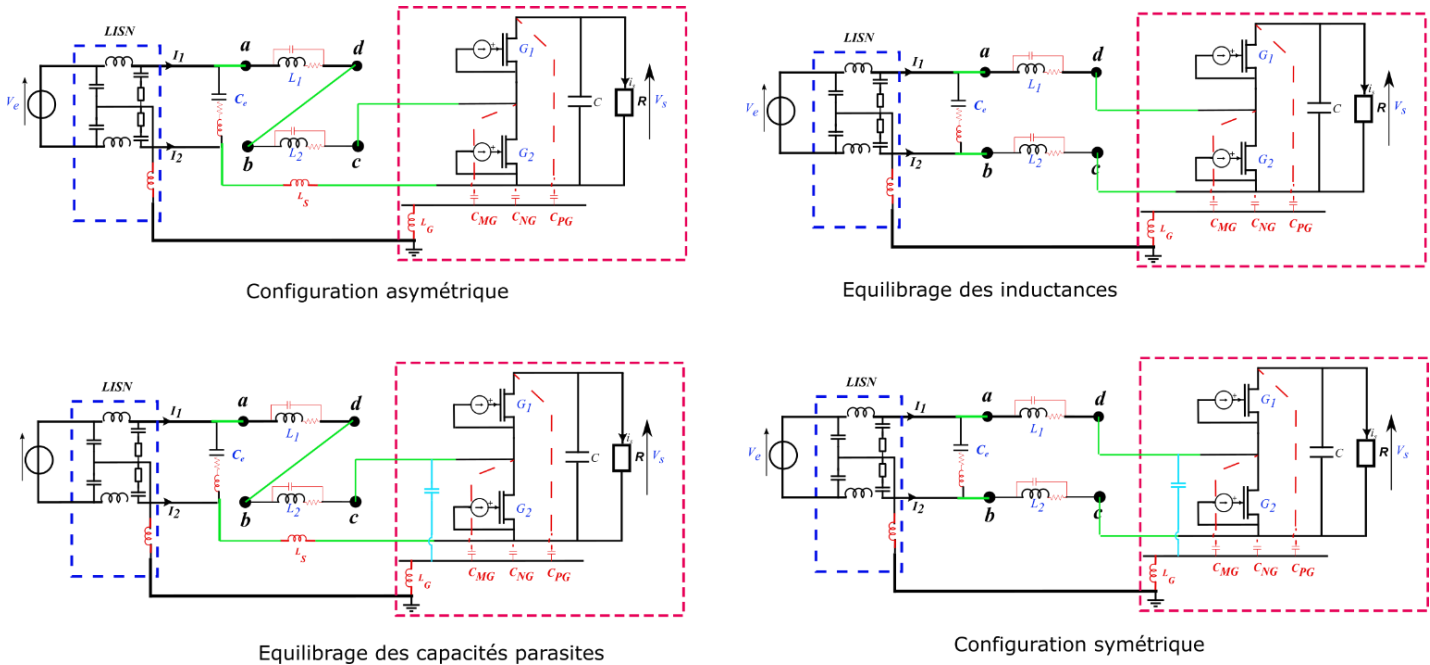


Figure II-29 : différentes configurations de symétrie/asymétrie du convertisseur.

II.5.1. Configuration asymétrique

C'est la configuration asymétrique (commerciale) déjà présenté à la section II.3. la Figure II-30 présente l'état des inductances pour réaliser cette configuration.

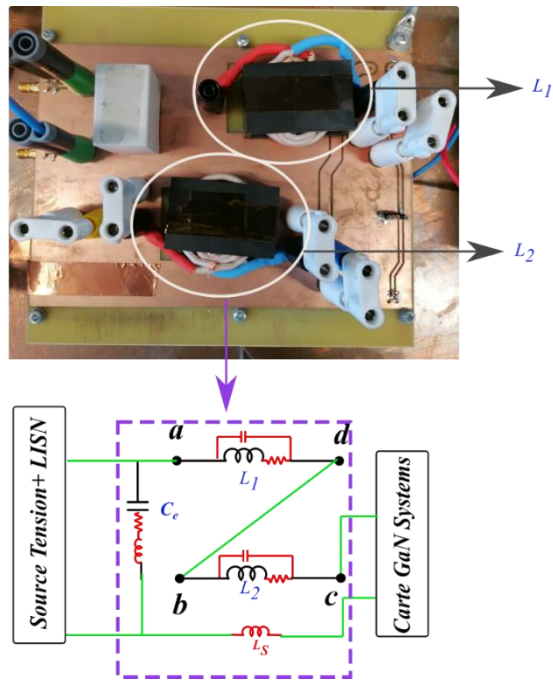


Figure II-30 : répartition inductances configuration asymétrique.

II.5.2. Equilibrage des inductances

Cette configuration est facile à mettre en œuvre. En simulation LTspice, il suffit de distribuer l'inductance L_S de $12 \mu\text{H}$ sur les deux lignes du bus DC : $6 \mu\text{H}$ chacune de telle sorte à avoir $L_S = L_2 = L_1$. Expérimentalement, le dispositif mis en place permet de changer de configuration par simple retrait des cavaliers blancs comme présenté à la Figure II-31.

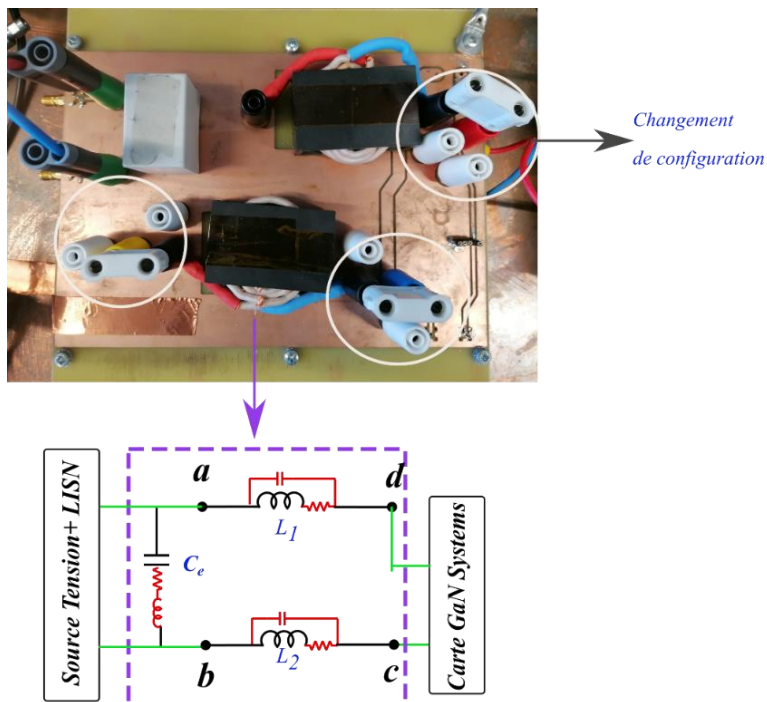


Figure II-31 : répartition des inductances en configuration équilibrage des inductances.

Les spectres des courants de ligne I_1 et I_2 sont présentés aux Figure II-32 et Figure II-33, où on compare les deux configurations « asymétrique » et « équilibrage inductance ». L'idée est de voir l'intérêt de la distribution égale des inductances. Les deux courbes sont obtenue expérimentalement en mesurant les courants I_1 et I_2 .

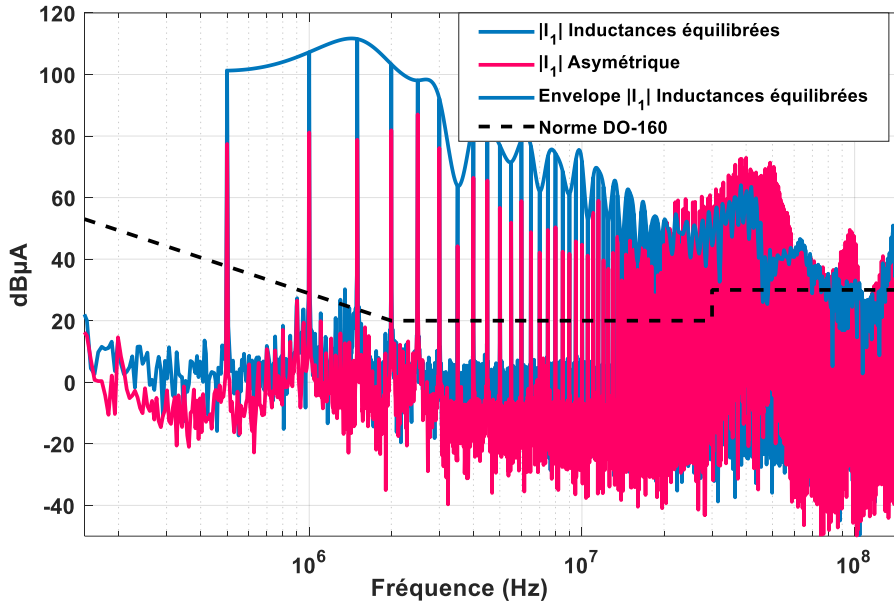


Figure II-32 : comparaison des spectres I_1 « asymétrique » et « équilibrage inductance »(Mesures).

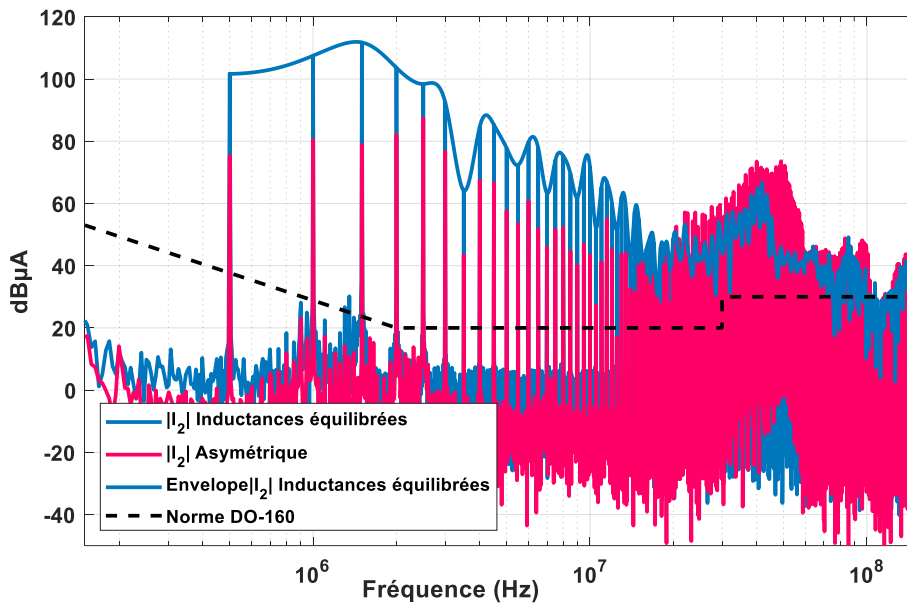


Figure II-33 : comparaison des spectres I_2 « asymétrique » et « équilibrage inductance » (Mesures).

On note dans la configuration « équilibrage inductance » que les spectres des courants I_1 et I_2 sont plus élevés de 24 dBµA jusqu'à 20 MHz. L'équilibrage des inductances n'a pas eu l'effet attendu d'améliorer ces spectres, sauf en haute fréquence à partir de 20 MHz.

Pour expliquer cet effet contre-intuitif il faut analyser également l'impédance Z_{11} dans les deux configurations comme montré à la Figure II-34.

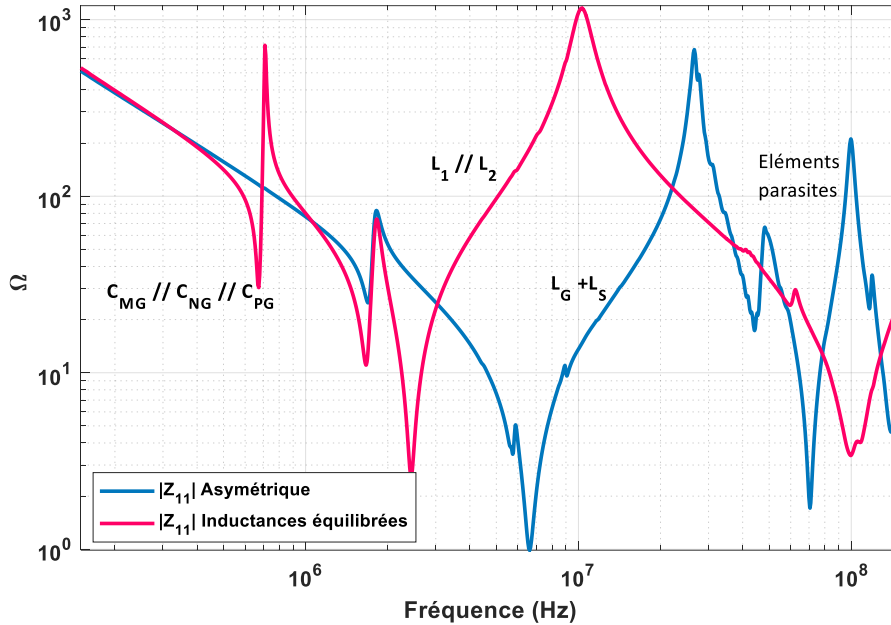


Figure II-34 : impédance Z_{11} « Asymétrique » et « Equilibrage inductance »(Mesures).

On constate que la résonance entre l'inductance $L_G + L_S$ et les capacités parasites en parallèle $C_{MG} // C_{NG} // C_{PG}$ est décalée vers les basses fréquences. De plus, une résonance et une antirésonance se forment autour de 500 kHz par la mise en parallèle des deux circuits $(L_1 + C_{eq2}) // (L_2 + C_{eq12})$. Elles sont excitées à quasiment la fréquence de commutation et contribuent à détériorer le spectre. Cette résonance peut être décalée vers les basses fréquences de façon à la rejeter en dehors de la gamme de fréquences [150 kHz-152 MHz] en augmentant la valeur de L_1 et L_2 .

II.5.3. Equilibrage des capacités parasites

L'équilibrage des capacités parasites est délicat. En effet, l'idée est d'égaliser les impédances des chemins de propagation vers la terre et, comme nous l'avons vu, ceci revient à réaliser la condition : $C_{MG} = C_{PG} + C_{NG}$. La caractérisation des éléments parasites du convertisseur, présentée à la section II.4.1 nous a amenés à estimer : $C_{MG} = 150$ pF et $C_{PG} = C_{NG} = 900$ pF (voir Tableau II-1). L'équilibrage ne pouvant être fait par diminution des capacités parasites sans rerouter le prototype, nous sommes conduit à ajouter un condensateur physique en parallèle de C_{MG} pour avoir $C'_{MG}=1.8$ nF.

Outre l'accroissement significatif des contraintes en courant dans les interrupteurs, augmenter la capacité au point milieu de 1.8 nF sans une symétrisation globale n'a pas vraiment d'intérêt car les inductances ne sont pas équilibrées sur les deux lignes. Aussi, nous avons testé cette configuration uniquement en simulation. Augmenter la capacité au point milieu de la cellule de commutation augmente la source de mode commun ce qui

a pour conséquence d'augmenter le niveau des bruits (voir aux Figure II-35 et Figure II-36). Ainsi, nous n'irons pas plus loin concernant cette configuration.

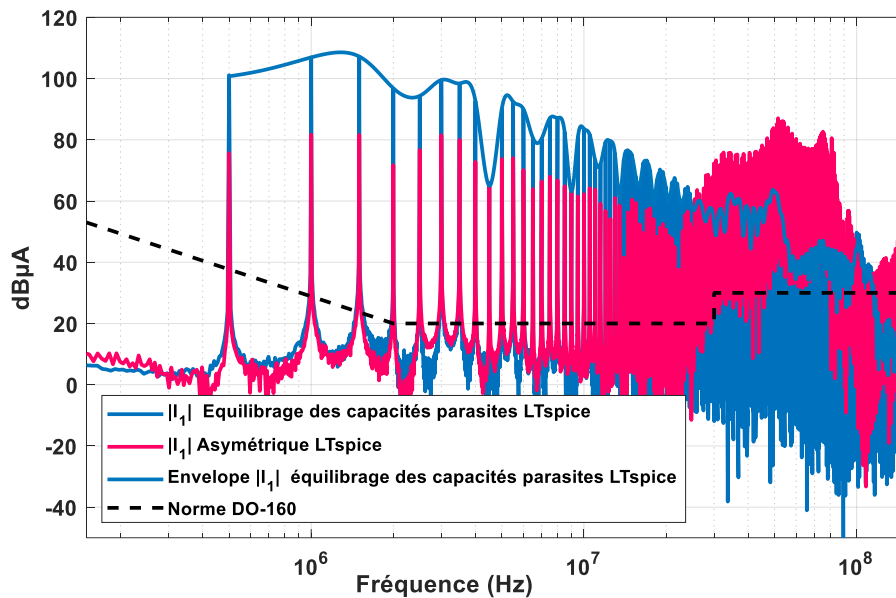


Figure II-35 : comparaison des spectres I_1 « asymétrique » et « équilibrage capacités parasites » (Simulation LTspice).

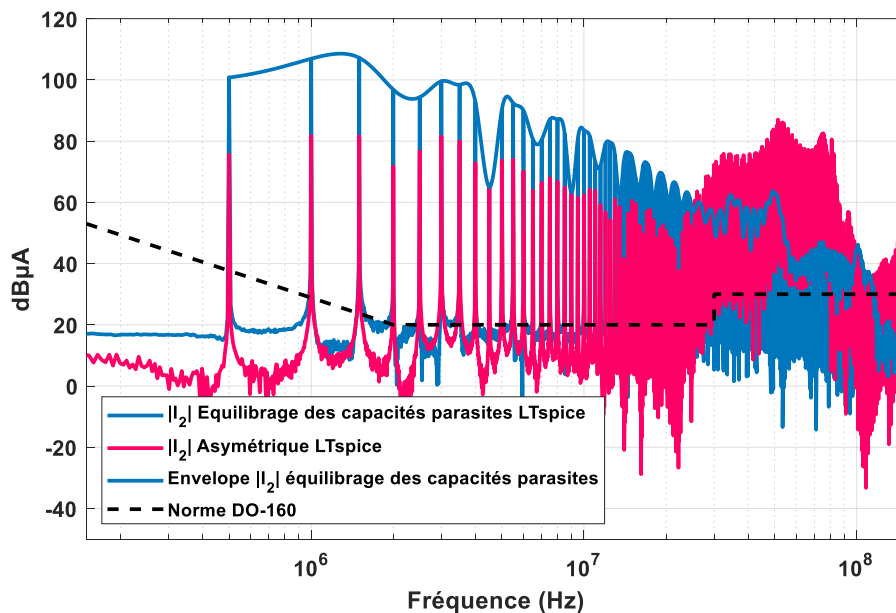


Figure II-36 : comparaison des spectres I_2 « asymétrique » et « équilibrage capacités parasites » (Simulation LTspice).

II.5.4. Structure symétrique

Cette structure reprend les deux structures « équilibrage des inductances » et « équilibrage des capacités parasites ». Les inductances sont réparties sur les deux lignes de puissance et nous ajoutons un condensateur afin d'assurer l'équilibrage des capacités parasites. Il est à noter que l'équilibrage des capacités parasites doit idéalement être réalisé en réduisant les deux valeurs C_{NG} et C_{PG} . Ceci doit être prévu dès la phase de conception de la carte. Dans notre cas où le support d'étude est composé du kit de GaN SYSTEM, cette solution n'était pas envisageable. Comme dans la configuration « équilibrage des capacités parasites » la valeur de C_{MG} passe de 150 pF à 1.8 nF.

Cette configuration est difficile à mettre en œuvre, nous l'avons réalisée en simulation où nous avons pris soin d'égaliser toutes les valeurs des composants physiques mais aussi des éléments parasites. Pour l'essai expérimental, ceci est plus délicat car une symétrie parfaite est impossible à réaliser avec un convertisseur déjà réalisé. Ainsi, le couplage commande puissance ajoute un degré de complexité pour la symétrisation globale des chemins de propagation.

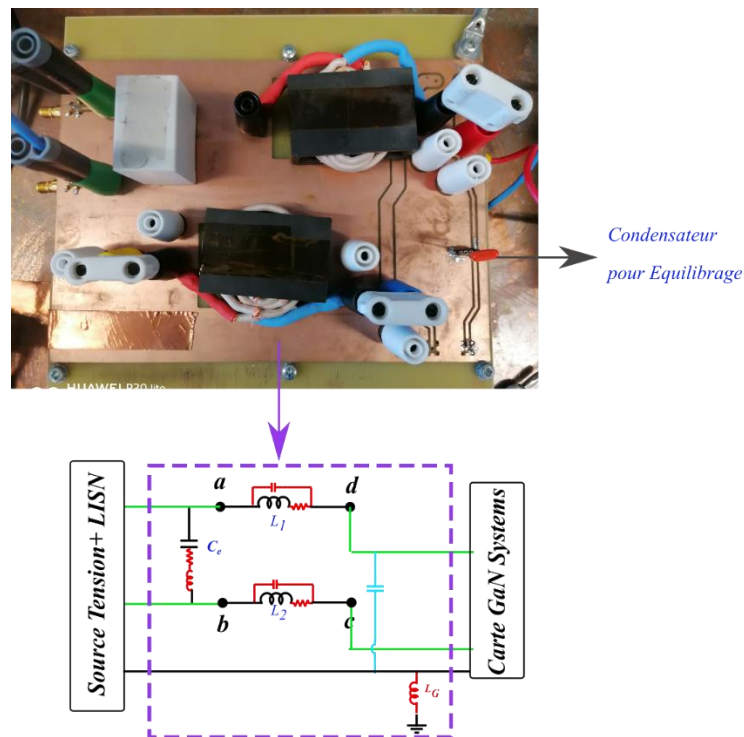


Figure II-37 : répartition des inductances et des capacités en configuration « symétrique ».

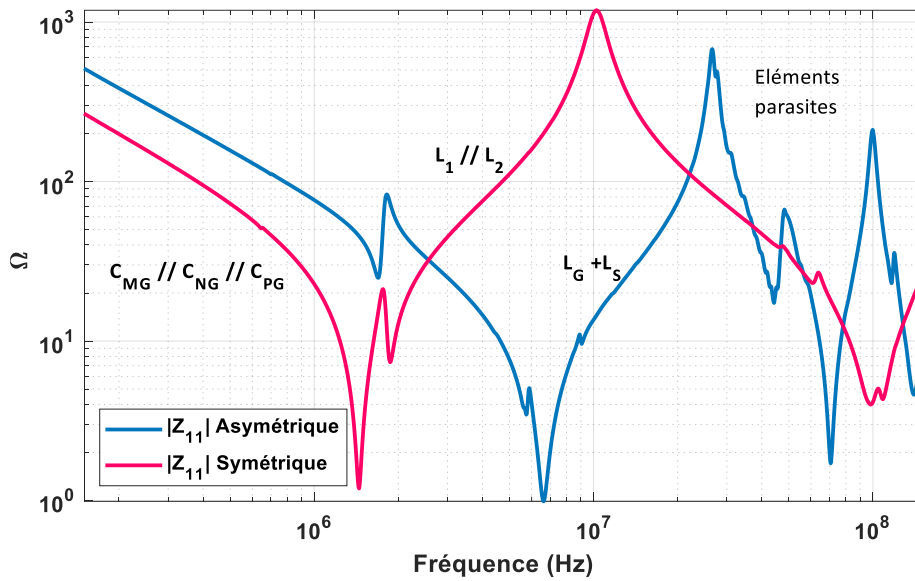


Figure II-38 : impédance Z_{11} « asymétrique » et « symétrique » (Mesures).

L'impédance Z_{11} pour les deux configurations (voir à la Figure II-38) conduit à la même conclusion que dans le cas « équilibrage des inductances » concernant la résonance entre $L_1 // L_2$ et les capacités parasites $C_{MG} // C_{NG} // C_{PG}$ en parallèle à basses fréquences.

Pendant nous constatons la disparition de la résonance autour de 500 kHz. L'expression de Z_{11} est donnée par :

$$Z_{11} = \frac{(Z_{L1} + Z_{C_{eq2}})(Z_{L2} + Z_{C_{eq1}} + Z_{Ce})}{Z_{Ce} + Z_{L1} + Z_{C_{eq1}} + Z_{L2} + Z_{C_{eq2}}} + Z_{C_{eq3}} + Z_{L_G} \quad \text{II-35}$$

Si de plus les inductances sont telles que $L_1 = L_2$, nous avons $C_{MG} = C_{NG} // C_{PG}$. Ceci revient à :

$$Z_{11} = \frac{(Z_{L1} + Z_{C_{eq2}})}{2} + Z_{C_{eq3}} + Z_{L_G} \quad \text{II-36}$$

Cette expression est celle d'un simple circuit LC série.

Nous allons maintenant nous intéresser aux courants I_1 et I_2 . Comme déjà annoncé, cette étude est conduite par simulation et par voie expérimentale.

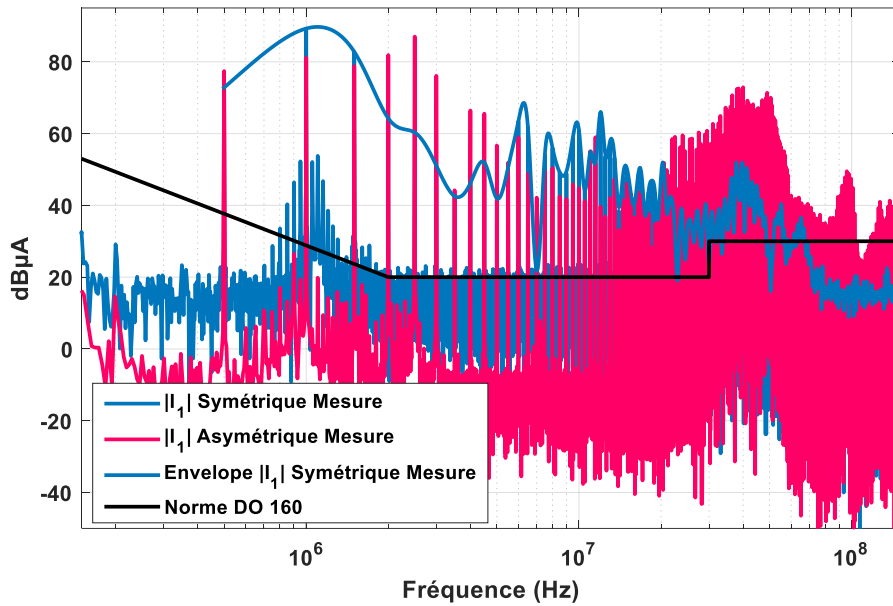


Figure II-39 : comparaison des spectres I_1 « asymétrique » et « symétrique ».

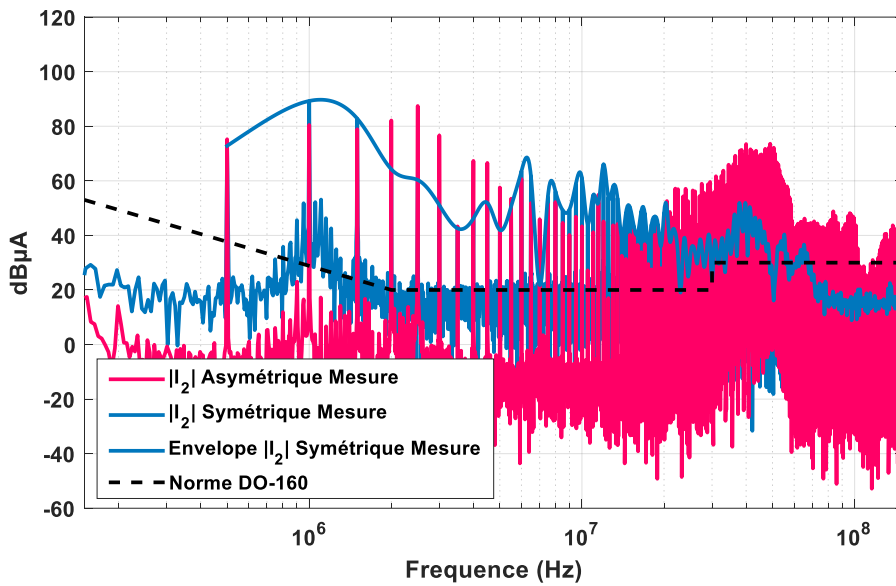


Figure II-40 : comparaison des spectres I_2 « asymétrique » et « symétrique ».

Les spectres des courants I_1 et I_2 présentés aux Figure II-39 et Figure II-40 en configuration symétrique présentent une meilleure atténuation sur la gamme de fréquence [2 MHz-5 MHz] ainsi qu'en haute fréquence. Cependant l'atténuation obtenue reste assez faible. Afin de voir l'impact d'une symétrie idéale nous avons comparé les deux spectres simulés par LTspice, ils sont présentés aux Figure II-40 et Figure II-41.

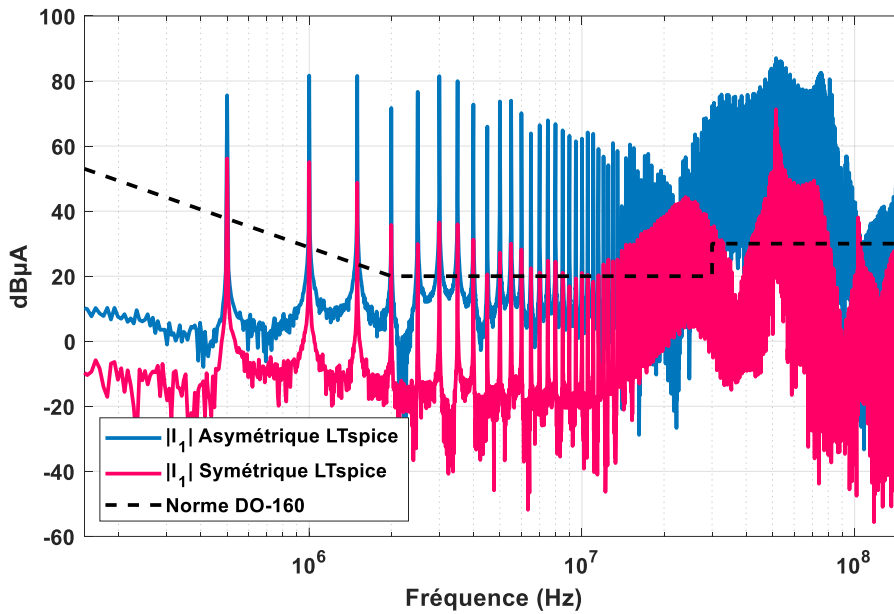


Figure II-41 : comparaison des spectres I_1 « asymétrique » et « symétrique », simulation LTspice.

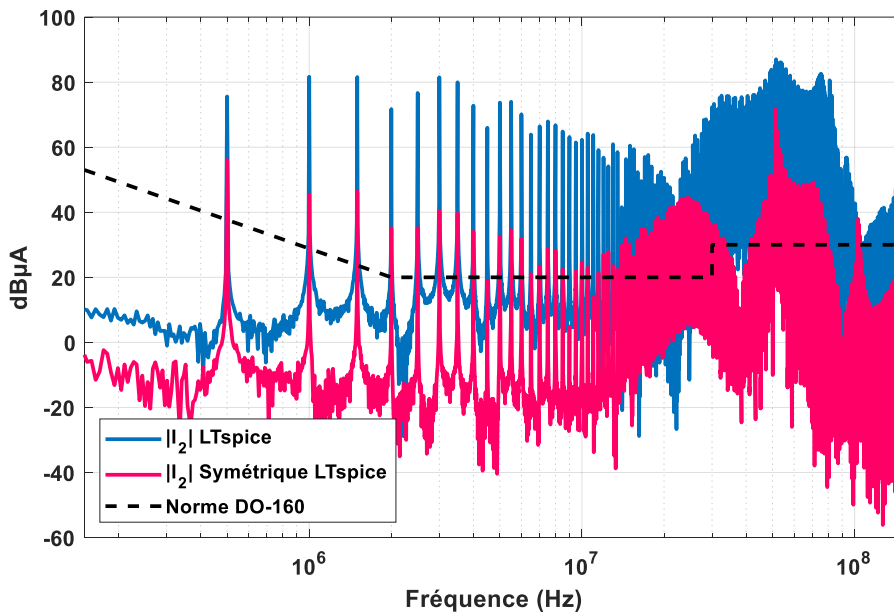


Figure II-42 : comparaison des spectres I_2 « asymétrique » et « symétrique », simulation LTspice.

La symétrisation des impédances des chemins de propagation pour réaliser la condition $Z_{11} = Z_{22}$ donne des résultats satisfaisants en simulation LTspice, même avec l'augmentation de la capacité parasite au point milieu de la cellule de commutation. Ce résultat, très différent du précédent, montre la difficulté à réellement symétriser la topologie d'un dispositif expérimental. Ainsi, quelques dizaines de pF et/ou de nH suffisent à créer des dissymétries faibles mais suffisantes pour dégrader les performances promises par une symétrisation idéale. On constate ainsi la limite de cette approche.

II.5.5. Synthèse des configurations dans la base MC/MD

L’optimisation par symétrisation des chemins de propagation passe obligatoirement par l’identification des éléments causant l’asymétrie $Z_{11} \neq Z_{22}$. L’étude menée en II.5 nous a permis de présenter le dispositif mis en place pour améliorer cette symétrie et observer son impact total ou partiel sur les courants parasites de ligne I_1 et I_2 .

On propose à présent une synthèse globale pour comparer l’impact des différentes configurations sur les modes commun et différentiel.

Le modèle boîte noire nous permet d’identifier les admittances de MC et MD et de conversion de mode MC/MD qui, associés aux sources équivalentes, déterminent les courants I_{CM} et I_{DM} .

Rappelons que les courants de mode commun et de mode différentiel sont reliés aux sources de bruit par l’équation suivante :

$$\begin{bmatrix} I_{CM} \\ I_{DM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{CM} & Y_{DM-CM} \\ Y_{CM-DM} & Y_{DM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{CM} \\ \frac{E_{DM}}{2} \end{bmatrix} \tag{II-37}$$

Les éléments constituant l’expression de l’équation II-37 sont présentés et discutés ci-après.

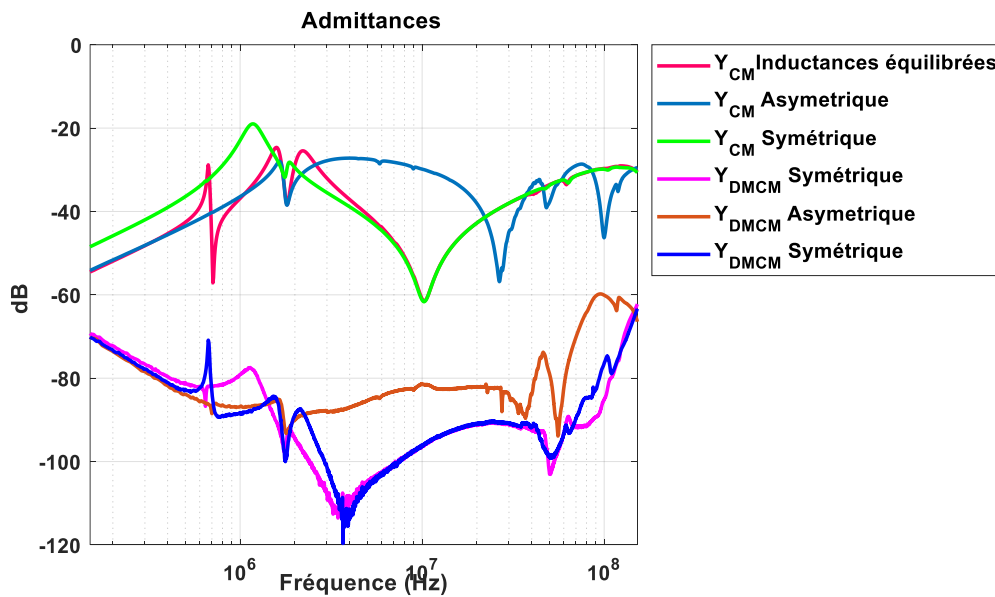


Figure II-43 : comparaison des admittances Y_{CM} Y_{DMCM} pour les trois configurations (mesures).

L’admittance de mode commun Y_{CM} représentée à la Figure II-43 évolue pour les trois configurations. En basses fréquences, on peut observer l’impact de l’équilibrage des inductances qui cause une forte résonance à la fréquence de découpage. Pour la configuration symétrique, l’ajout du condensateur au point milieu de la cellule de commutation élimine cette même résonance mais augmente l’impédance de mode commun. A partir de 2 MHz, l’équilibrage des inductances modifie l’admittance de mode commun et sa valeur est diminuée. Par ailleurs, l’admittance de conversion de mode Y_{DMCM} est diminuée, cependant sa valeur étant déjà faible son impact reste négligeable.

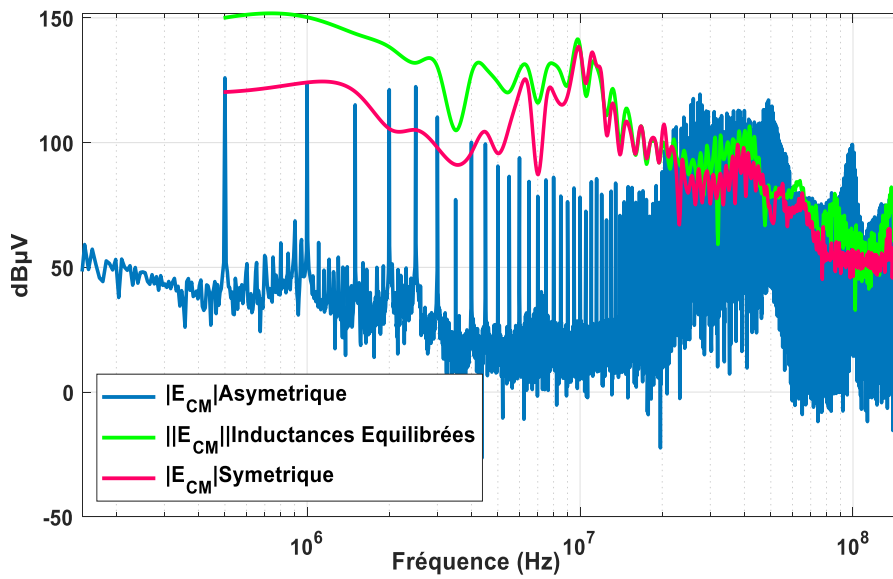


Figure II-44 : sources de bruit E_{CM} (mesures).

La source équivalente de mode commun pour la configuration « inductances équilibrées » est beaucoup plus importante : 30 dBµV de différence avec la configuration asymétrique. La même remarque est faite pour la configuration symétrique Figure II-44.

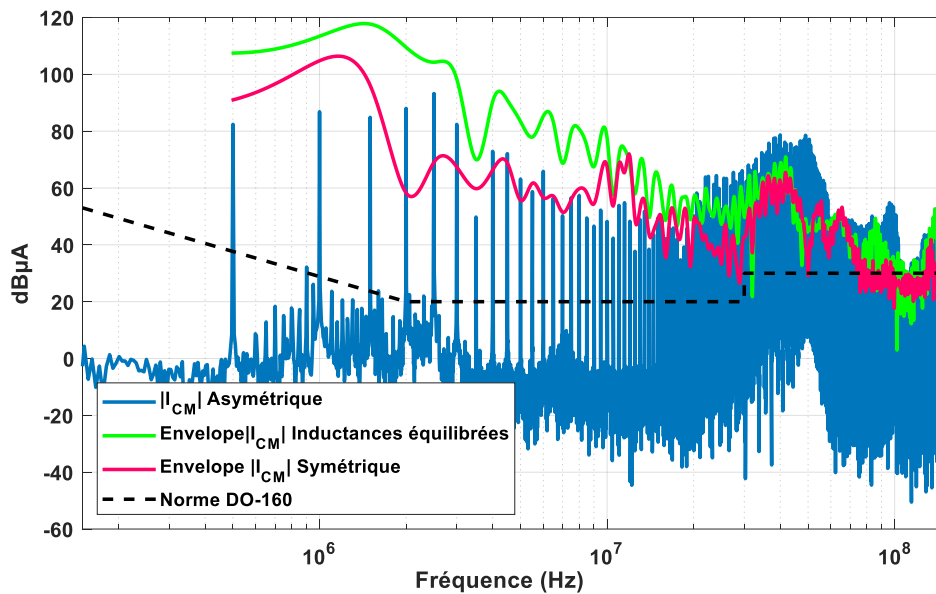


Figure II-45 : analyse du courant en mode commun (mesures).

La dégradation du spectre de courant de mode commun pour la configuration « inductances équilibrées » est causée par l'augmentation de son admittance mais aussi par l'augmentation de la source équivalente de mode commun Figure II-45. Nous pouvons faire le même constat pour la « configuration symétrique » car nous n'avons

pas réussi une symétrisation parfaite. L'impact de la conversion de mode différentiel vers le mode commun est quasi-inexistant à cause de la faible valeur de l'admittance de conversion de mode.

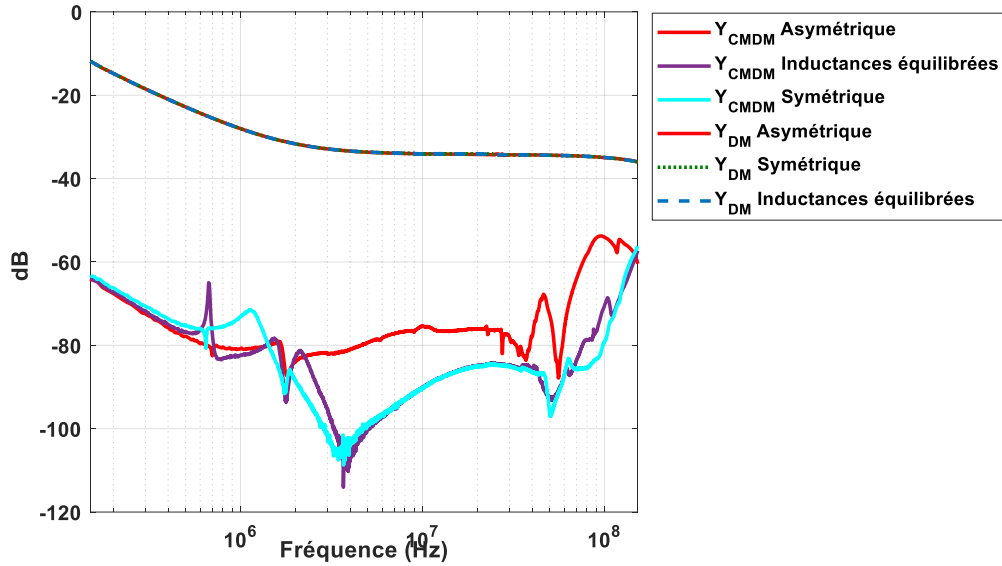


Figure II-46 : admittances de mode différentiel et conversion de mode les trois configurations (mesures).

L'admittance de mode différentiel Y_{DM} est la même dans les trois configurations ; l'impact de la conversion de mode est négligeable pour le mode différentiel.

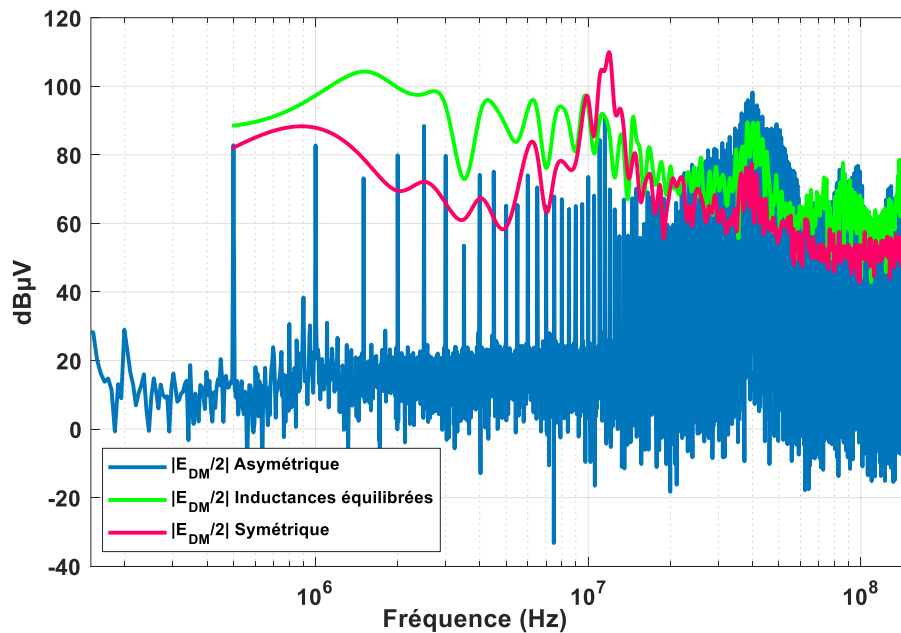


Figure II-47 : comparaison des sources de bruit E_{DM} pour les trois configurations (mesures).

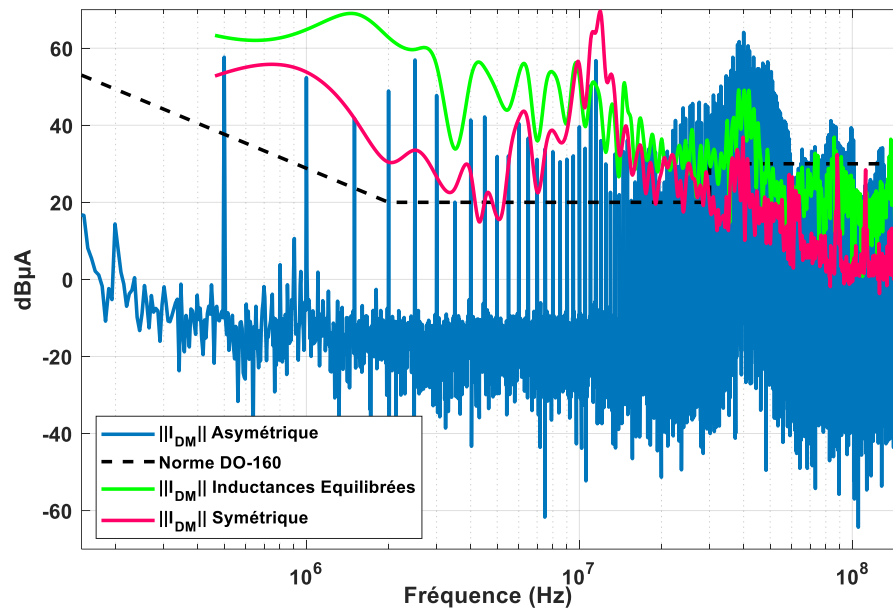


Figure II-48 : analyse du mode différentiel pour les trois configurations.

La symétrisation a un impact sur les sources de bruit de mode différentiel, les spectres des courants de mode différentiel se dégradent pour les deux configurations symétrique et inductances réparties.

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un nouveau modèle boîte noire permettant de représenter le convertisseur de puissance par des sources équivalentes et par un nombre réduit d'impédances. Ce modèle permet d'analyser les spectres des courants sans séparation des modes commun et différentiel. L'intérêt de ce type de modèle est la prise en compte des phénomènes de conversion de mode présents dans les convertisseurs asymétriques.

Notre support d'étude est un hacheur élévateur BOOST qui présente des chemins de propagation asymétriques par sa structure où on trouve une inductance connectée en entrée. L'étude nous a permis d'analyser l'impact de la dysmétrie sur la conversion de mode grâce à notre modèle. On constate que la conversion de mode est négligeable par rapport aux modes propres commun et différentiel. Ceci est due à la présence du condensateur de découplage à l'entrée du convertisseur ainsi qu'à celle des LISN évidemment identiques pour les deux phases. Les admittances de conversion de mode Y_{DMCM} et Y_{CMDM} sont faibles devant les admittances Y_{DM} et Y_{CM} . De plus la source $\frac{E_{DM}}{2}$ est plus faible que E_{CM} . C'est pourquoi on trouve un impact de conversion de mode commun vers le mode différentiel en haute fréquence mais qui reste réduit par rapport aux modes propres.

Le modèle boîte noire appliqué au convertisseur nous a permis d'identifier les éléments physiques contribuant à la dysmétrie du convertisseur. L'inductance du BOOST et les capacités parasites semblent être les éléments les plus contraignants. Nous avons alors mis en place un support d'étude permettant l'analyse des perturbations conduites en jouant sur une symétrie partielle ou totale. Dans la configuration « inductances équilibrées » les résultats ne sont pas satisfaisants, la réduction du niveau des spectres apparaît uniquement en haute fréquence.

La symétrie totale s'opère quand les deux capacités parasites sont égales à la capacité du point milieu de la cellule de commutation, $C_{MG} = C_{NG} // C_{PG}$. L'idéal est donc de réduire ces deux capacités et d'assurer cette égalité. Ceci n'est réalisable qu'en phase de conception où il serait important de veiller à une excellente symétrisation des couplages capacitifs. Dans notre cas du choix du kit GaN SYSTEM, ceci n'était malheureusement pas réalisable ; il aurait fallu reprendre totalement le routage de la carte. La symétrie totale n'a pas pu être

réalisée, elle présente de meilleurs résultats que la configuration « inductances équilibrées ». La symétrie totale a été validée via la simulation sur LTspice où les résultats étaient satisfaisants, mais il est très difficile d'obtenir en pratique les conditions physiques de symétrie.

Une analyse détaillée de chacun des modes a mis en évidence que la symétrie joue un rôle plus important en mode commun. L'impact de la conversion de mode causé par la dysmétrie reste faible.

Finalement l'étude des impédances des chemins de propagation est idéalement à mener en phase de conception durant laquelle il faut veiller à réaliser une symétrie parfaite, ce qui peut s'avérer problématique selon le degré de complexité du convertisseur, selon ses contraintes de refroidissement et selon ses contraintes d'implantation mécanique et de lien avec sa charge.

Dans la suite de ce travail nous avons choisi de conserver la structure « asymétrique » qui présente le moindre niveau de perturbations conduites. Nous proposerons une structure de filtre actif et hybride qui visera à s'affranchir des bruits pour répondre à la norme DO-160.

Chapitre III : DIMENSIONNEMENT FILTRE ACTIF ET HYBRIDE

III. CHAPITRE III : DIMENSIONNEMENT FILTRE ACTIF ET HYBRIDE

III.1. Introduction

Les travaux présentés au chapitre II pour tenter d'optimiser les chemins de propagation du convertisseur n'ont pas été concluants dans le sens où cette action reste insuffisante au regard des normes d'émission : les perturbations conduites restent trop importantes et la configuration la moins contraignante reste la structure asymétrique (commerciale). L'utilisation d'un ou plusieurs filtres est donc nécessaire pour répondre à la norme DO-160. Comme cités dans le chapitre introductif, plusieurs travaux antérieurs traitent du dimensionnement et de l'optimisation des filtres et de leur conception [39], [26], [16], [14]. L'objectif de ce chapitre est de présenter une nouvelle méthode de dimensionnement d'un filtre hybride. Pour ce faire, nous allons exploiter le modèle développé au chapitre II pour proposer une structure de filtre traitant simultanément les modes commun et différentiel.

Les limites de bruit des spécifications aéronautiques DO-160 exigent des niveaux maximaux en entrée de l'ordre de 20 dB μ A et 53 dB μ A sur la gamme de fréquence [150 kHz-152 MHz], quel que soit le niveau de puissance du convertisseur. Les dispositifs de moyenne et forte puissance, commutant plusieurs dizaines d'ampères et centaines de volts, nécessitent donc une très grande atténuation du bruit à l'entrée. Pour des atténuations aussi élevées, les architectures classiques des filtres actifs avec un seul étage de compensation peuvent ne pas être suffisantes en raison des courants et tensions limités fournis par l'étage d'amplification. C'est pourquoi nous proposons une structure à double étage d'amplification.

Ce chapitre s'attache à présenter une nouvelle architecture de filtrage à double injection. Sa conception passe par plusieurs étapes.

Dans la première section, le choix de la topologie du filtre est arrêté, c'est-à-dire le choix des étages de détection et d'injection. Ceci dépend des atténuations et de la bande passante requises ainsi que des contraintes poids/volume. En raison des amplitudes importantes à atténuer, l'étage de détection est un transformateur de courant pour les deux lignes permettant une mesure isolée. L'étage d'amplification est basé sur un amplificateur opérationnel pour les deux étages ayant un gain élevé, une bonne stabilité et une dynamique en courant/tension de sortie suffisante. Pour les contraintes de masse et volume nous avons choisi un étage d'injection en courant pour chaque ligne d'entrée du convertisseur. Cependant les résultats de simulation montrent que cette solution est insuffisante en terme d'atténuation. Ceci nous a finalement amené à proposer de l'injection mixte : en tension pour la ligne I_1 et en courant pour la ligne I_2 .

Le dimensionnement d'un filtre actif nécessite la connaissance de son gain d'insertion ; pour les filtres classiques à simple entrée-sortie, la fonction de transfert en courant ou en tension de la grandeur filtrée sur la grandeur non filtrée donne l'atténuation apportée par le filtre. Dans notre cas, il s'agit d'un système double entrées / double sorties. L'atténuation du filtre est donc donnée par une matrice dont l'expression est développée par un modèle mathématique détaillé à la section III.2.1.2

Afin de valider le modèle Matlab proposé, des comparaisons avec des simulations LTspice seront présentées dans la section trois ; les courants à l'entrée du filtre calculés par simulation avec LTspice (notés I_{F1} I_{F2}) seront comparés aux courants issus du modèle Matlab où on associe les courants sans présence de filtre, (notés I_{S1} I_{S2}) à la matrice de transfert développée. Celle-ci, ainsi que les simulations par LTspice permettent

notamment d'expliquer les limites de la première proposition de filtre purement actif à double injection mixte et justifient la nécessité d'une évolution vers une structure hybride actif plus passif.

Le filtre hybride proposé section III.3 est basé sur l'optimisation du filtre actif. L'étude de la matrice de transfert permet de cibler une structure de filtre passif permettant d'améliorer l'atténuation apportée par le filtre actif. Le modèle du filtre hybride est validé par des comparaisons similaires à la démarche menée pour le filtre actif, une grandeur intermédiaire est introduite il s'agit des courants I_{P1} I_{P2} qui sont les courants filtrés par le filtre passif seul ; ceci permet de quantifier l'apport en atténuation des deux structures indépendamment.

III.2. Choix de la topologie

Les travaux sur le dimensionnement de l'étage de filtrage CEM sont souvent basés sur l'idée d'une séparation des modes commun et différentiel pour ensuite proposer deux structures de filtres pour chacun des modes. Cette méthode est justifiée par la symétrie des chemins de propagation. Dans nos travaux, nous considérons le cas général de structures asymétriques. Nous allons procéder au dimensionnement d'un filtre actif en nous basant sur le modèle développé au chapitre II. Comme pour les filtres passifs, il faut d'abord arrêter le choix de la topologie ; les contraintes d'atténuation requises en fonction de la bande passante, les poids et volume sont à considérer lors de ce choix.

Rappelons que la structure retenue pour le dimensionnement du filtre actif est celle asymétrique, car elle présente les atténuations les moins contraignantes. Afin de répondre aux exigences de la norme il faut que le filtre apporte une atténuation à la fréquence de découpage de 45 dB vis-à-vis de chaque ligne. Dans le pire cas, cette atténuation importante nous limite dans les choix des étages constituant le filtre.

Une première structure de filtre à double injection en courant est proposée, il s'agit d'un filtre actif feedback à détection en courant et injection en courant.

III.2.1. Filtre actif à double injection courant-courant pour convertisseur DC-DC

La structure du filtre est présentée à la Figure III-1 et son schéma bloc à la Figure III-2. L'étage de détection est constitué d'un transformateur de courant ayant une large bande passante. Leurs fonctions de transfert sont définies par G_{Ct1} et G_{Ct2} , l'étage d'amplification est un amplificateur linéaire avec une dynamique de sortie en courant et tension suffisante. Les étages d'injection sont constitués par les circuits R_{inj1} C_{inj1} et R_{inj2} C_{inj2} . Cet ensemble est représenté par les sources de tension V_{out1} et V_{out2} associées à leurs impédances internes Z_{Inj1} et Z_{Inj2} .

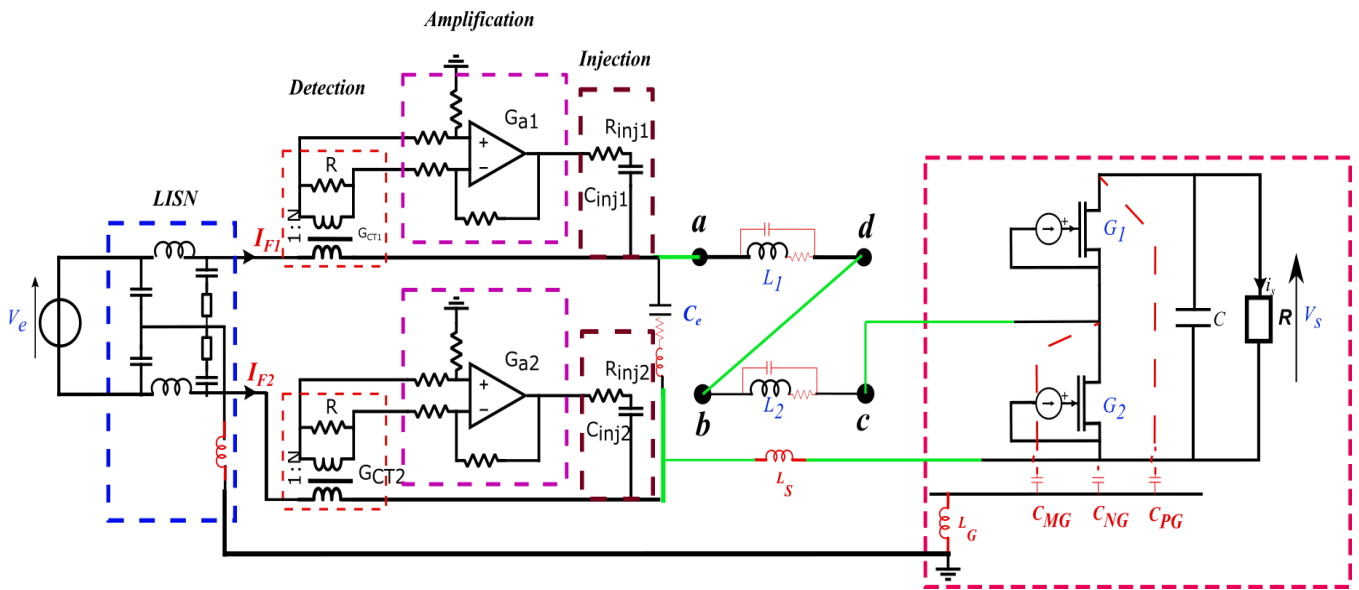


Figure III-1 : schéma illustratif du filtre actif double injection en courant associé au convertisseur Boost.

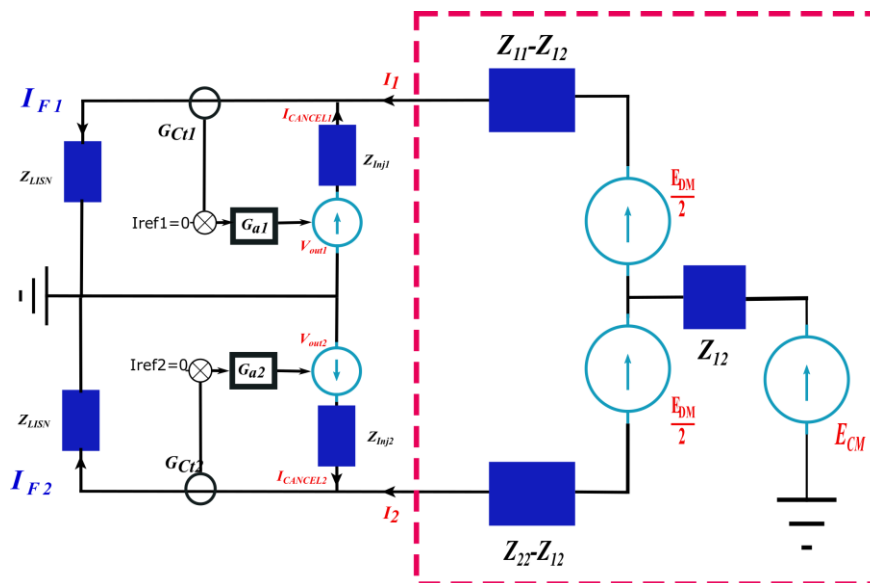


Figure III-2 : schéma illustratif du filtre actif double injection en courant associé au convertisseur Boost représenté par son modèle boîte noire.

Cette structure présente l'intérêt d'être compacte. Cependant, nous ne l'avons pas retenue en raison de son atténuation insuffisante. Le modèle et le dimensionnement sont détaillés en Annexe B. On présente toutefois ici les principaux résultats qui nous ont conduit à rejeter cette solution.

Sur la Figure III-3 et Figure III-4 on présente une comparaison entre les spectres des courants I_{S1} I_{S2} (courants à l'entrée du convertisseur sans filtre) et les courants évalués à l'entrée de la structure filtrée I_{F1} I_{F2} .

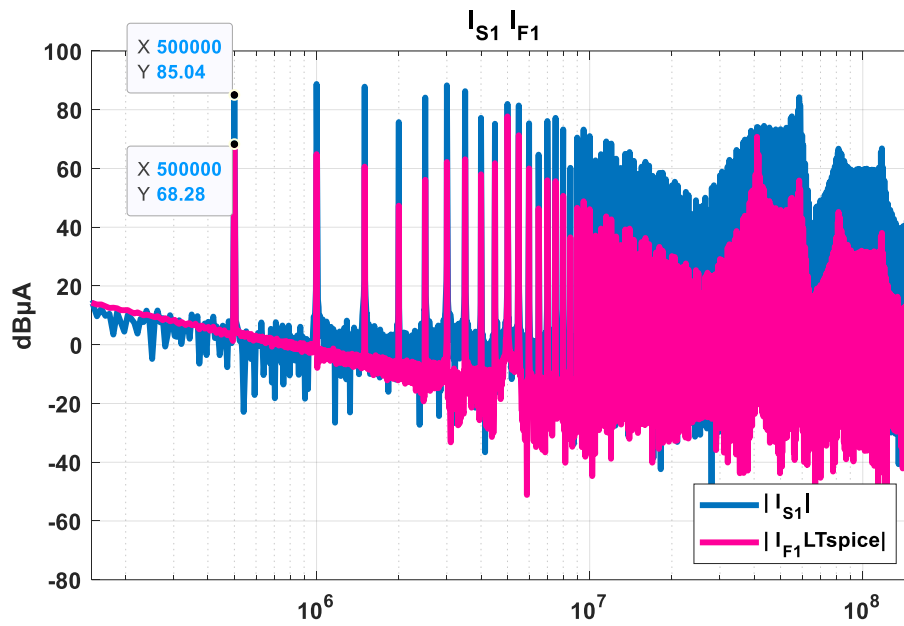


Figure III-3 : comparaison des spectres des courants I_{S1} et I_{F1} LTspice.

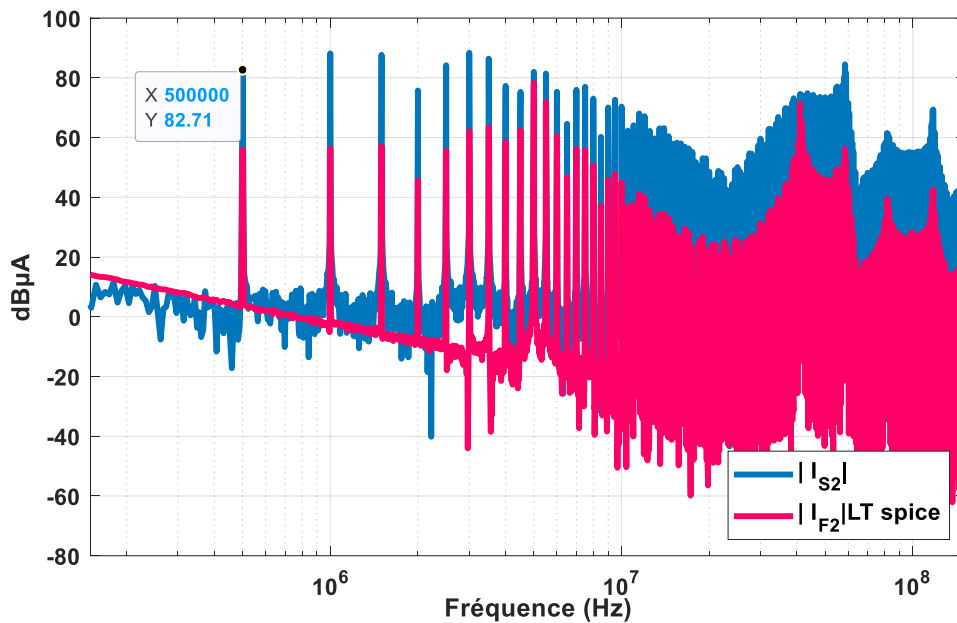


Figure III-4 : comparaison des spectres des courants I_{S2} et I_{F2} LTspice.

L'atténuation des harmoniques dans la gamme de fréquence [500 kHz-6 MHz] est de l'ordre de 23 dB. Une dégradation des performances du filtre est ensuite constatée qui peut s'expliquer grâce au modèle présenté Annexe B.

III.2.1. Filtre actif à double injection tension-courant pour convertisseur DC-DC

La structure du filtre est présentée à la Figure III-5. L'étage de détection est constitué d'un transformateur de courant ayant une large bande passante. Les fonctions de transfert relatives à chaque ligne sont données par G_{Ct1} et G_{Ct2} , l'étage d'amplification est un amplificateur linéaire ayant une dynamique de sortie en courant et en tension suffisantes. L'étage d'injection est réalisé par un circuit R_{inj2} C_{inj2} . Il est représenté par une source de tension V_{out2} associée à son impédance interne Z_{inj2} . L'injection sur la ligne 1 est réalisée au travers d'un transformateur de tension d'impédance interne Z_{T1} .

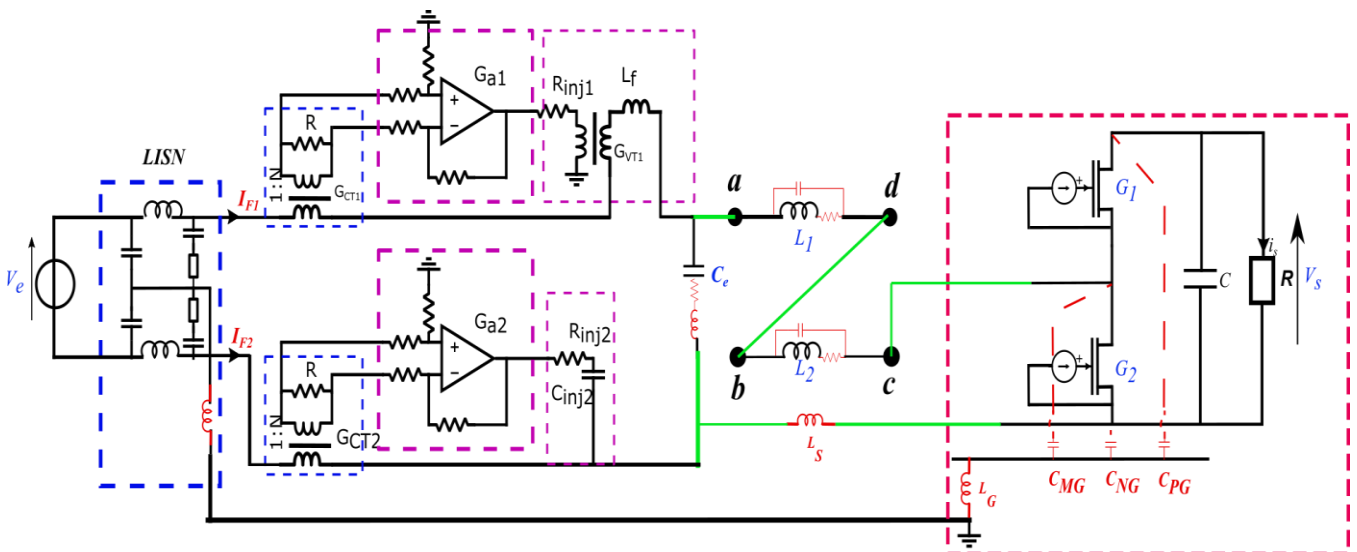


Figure III-5 : schéma illustratif du convertisseur associé à son filtre actif injection tension-courant simulé avec LTspice.

III.2.1.1. Mise en équation

L'objectif de cette mise en équation est d'avoir un outil permettant de relier les courants non filtrés I_{S1} et I_{S2} aux courants filtrés I_{F1} et I_{F2} par le filtre actif mixte. Ainsi, on peut étudier facilement le gain d'insertion de notre filtre.

Le schéma bloc de la structure complète est donné à la Figure III-6.

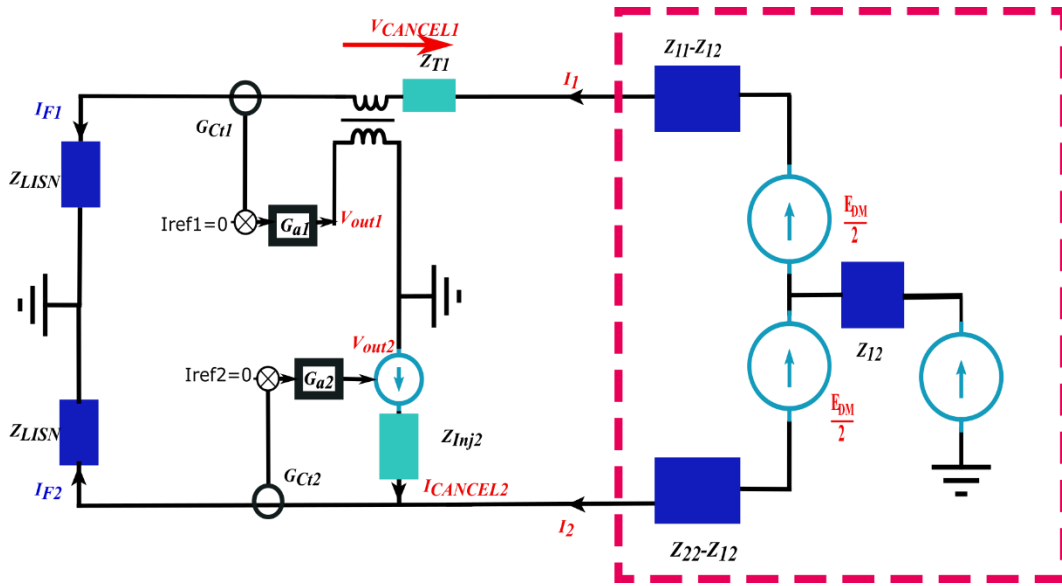


Figure III-6 : schéma illustratif du filtre actif double injection en tension-courant associé au convertisseur Boost représenté par son modèle boîte noire.

La Figure III-6 donne une représentation schématique du principe de filtrage. Le convertisseur est représenté par le modèle boîte noire validé au chapitre II. Il est associé à deux filtres actifs feedback pour chaque ligne, la tension $V_{cancel1}$ et courant $I_{cancel2}$ sont respectivement les tensions et courants de compensation des bruits HF des courants de ligne I_{F1} et I_{F2} .

Une mise en équation est établie. En appliquant la loi des mailles au point milieu du modèle boîte noire, nous avons :

$$E_{CM} - Z_{12}(I_{F1} + I_2) = -\frac{E_{DM}}{2} + (Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN})I_{F1} + V_{cancel1} \quad \text{III-1}$$

$$E_{CM} - Z_{12}(I_{F1} + I_2) = \frac{E_{DM}}{2} + (Z_{22} - Z_{12})I_2 + Z_{LISN}I_{F2} \quad \text{III-2}$$

Avec :

$$I_2 = I_{F2} - I_{cancel2} \quad \text{III-3}$$

$$I_1 = I_{F1} \quad \text{III-4}$$

Le courant $I_{cancel2}$ et la tension $V_{cancel1}$ sont le courant et la tension de compensation à injecter ; les courants I_{F1} et I_{F2} sont les courants filtrés sur les lignes à l'entrée du LISN.

Pour la ligne 1 :

$$V_{LISN1} = Z_{LISN} I_{F1} \quad \text{III-5}$$

$$V_{out1} = G_{a1}(I_{ref1} - G_{Ct1} I_{F1}) \quad \text{III-6}$$

$$V_{Cancel1} = G_{Vt1} V_{out1} + Z_{T1} I_{F1} \quad \text{III-7}$$

Où G_{Vt1} est le gain du transformateur de tension et Z_{T1} représente l'impédance du transformateur rapportée en sortie, essentiellement son inductance de fuite équivalente secondaire.

Pour la ligne 2 on écrit :

$$V_{LISN2} = Z_{LISN} I_{F2} \quad \text{III-8}$$

$$V_{out2} = G_{a2}(I_{ref2} - G_{Ct2} I_{F2}) \quad \text{III-9}$$

$$V_{LISN2} = V_{out2} - Z_{Inj2} I_{CANCEL2} \quad \text{III-10}$$

$$Z_{LISN} I_{F2} = G_{a2}(I_{ref2} - G_{Ct2} I_{F2}) - Z_{Inj2} I_{CANCEL2} \quad \text{III-11}$$

On peut écrire les équations $V_{Cancel1}$ et $I_{CANCEL2}$:

$$\begin{cases} V_{CANCEL1} = G_{Vt1} G_{a1}(I_{ref1} - G_{Ct1} I_{F1}) + Z_{T1} I_{F1} \\ I_{CANCEL2} = \frac{G_{a2}(I_{ref2} - G_{Ct2} I_{F2}) - Z_{LISN} I_{F2}}{Z_{Inj2}} \end{cases} \quad \text{III-12}$$

On peut écrire ces équations sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} E_{CM} \\ \frac{E_{DM}}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{11} + Z_{12} + Z_{LISN}}{2} & \frac{Z_{22} + Z_{12} + Z_{LISN}}{2} \\ \frac{Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN}}{2} & -\frac{(Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN})}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{F1} \\ I_{F2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{Z_{22} + Z_{12}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{(Z_{22} - Z_{12})}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{CANCEL1} \\ I_{CANCEL2} \end{bmatrix} \quad \text{III-13}$$

$$\begin{bmatrix} I_{F1} \\ I_{F2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{Z_{11} + Z_{12} + Z_{LISN}}{2} & \frac{Z_{22} + Z_{12} + Z_{LISN}}{2} \\ \frac{Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN}}{2} & -\frac{(Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN})}{2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{Z_{22} + Z_{12}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{(Z_{22} - Z_{12})}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{CANCEL1} \\ I_{CANCEL2} \end{bmatrix} \quad \text{III-14}$$

Telle que

$$\begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{11} + Z_{12} + Z_{LISN}}{2} & \frac{Z_{22} + Z_{12} + Z_{LISN}}{2} \\ \frac{Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN}}{2} & -\frac{(Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN})}{2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} E_{CM} \\ \frac{E_{DM}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{III-15}$$

On appelle $[\zeta]$ la matrice des impédances ratiométriques définie par :

$$\begin{bmatrix} \zeta_{11} & \zeta_{12} \\ \zeta_{21} & \zeta_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{11} + Z_{12} + Z_{LISN}}{2} & \frac{Z_{22} + Z_{12} + Z_{LISN}}{2} \\ \frac{Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN}}{2} & -\frac{(Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN})}{2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{Z_{22} + Z_{12}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{(Z_{22} - Z_{12})}{2} \end{bmatrix} \quad \text{III-16}$$

$$\begin{bmatrix} I_{F1} \\ I_{F2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \zeta_{11} & \zeta_{12} \\ \zeta_{21} & \zeta_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{CANCEL1} \\ I_{CANCEL2} \end{bmatrix} \quad \text{III-17}$$

Ces équations peuvent être représentées par le schéma-bloc de la figure III-7.

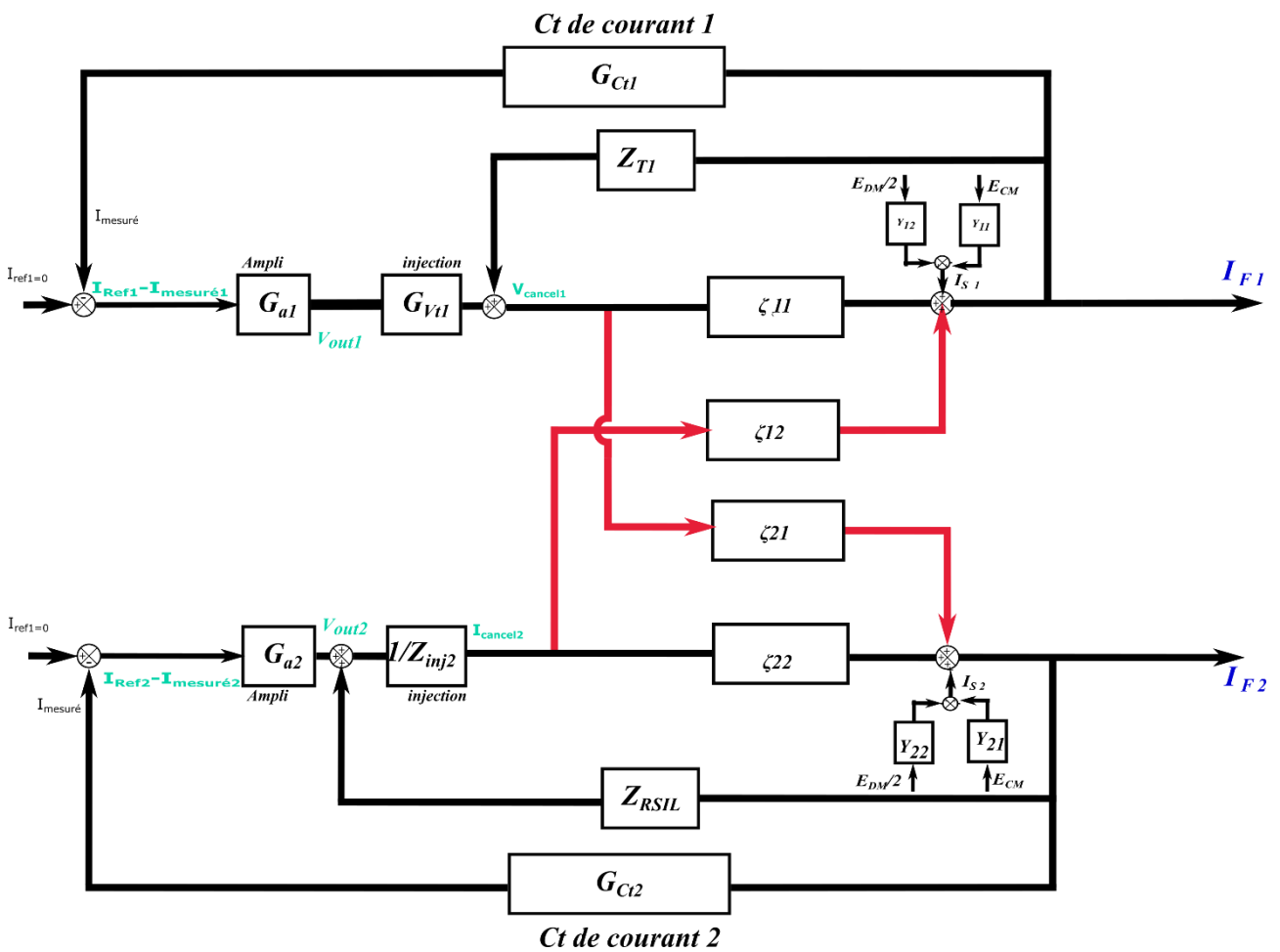


Figure III-7 : schéma-bloc du filtre à double injection tension-courant.

Le schéma-bloc de la Figure III-7 illustre le problème de commande multi-entrées, multi-sorties : il y a deux variables contrôlées I_{F1} et I_{F2} et deux variables manipulées $V_{Cancel1}$ $I_{CANCEL2}$. Ainsi, quatre fonctions de transfert sont nécessaires pour caractériser complètement la dynamique des courants du système.

Afin de minimiser l'impact de I_{s1} et I_{s2} , on cherche d'abord à quantifier l'influence des courants I_{s1}, I_{s2} sur I_{F1}, I_{F2} .

Le système étant linéaire on peut appliquer le théorème de superposition.

$$\begin{bmatrix} I_{F1} \\ I_{F2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ref1} \\ I_{ref2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} \\ \beta_{21} & \beta_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} \quad \text{III-18}$$

On appelle $\begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{bmatrix}$ la matrice de consigne qu'on peut identifier en annulant les courants I_{s1} et I_{s2} et la matrice de transfert $\begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} \\ \beta_{21} & \beta_{22} \end{bmatrix}$ qu'on identifie en annulant les courants I_{ref1} et I_{ref2} . Pour cela on remplace les grandeurs contrôlées $V_{Cancel1}$ et $I_{CANCEL2}$ par leurs expressions respectives développées dans l'équation III-12. Ainsi, on peut adopter la notation matricielle de l'équation III-18 ce qui nous fournit une représentation compacte pour un problème de taille 2×2 qu'on peut représenter par le schéma bloc de la Figure III-7

Le schéma de commande multi-boucles conventionnel de la Figure III-7 est composé de deux contrôleurs à rétroaction. Les deux courants I_{F1} et I_{F2} sont contrôlés respectivement par $V_{CANCEL1}$ et $I_{CANCEL2}$. Cependant les interactions en rouge sur la figure peuvent introduire des effets indésirables entre les boucles de commande.

L'objectif étant le rejet du bruit et non pas le suivi d'une consigne, nous nous efforçons de réduire les valeurs β_{ij} de telle sorte à avoir les spectres de I_{F1} et I_{F2} sous le seuil de la norme DO-160.

III.2.1.2. Calcul de la matrice de transfert

Une fois que les expressions de $V_{Cancel1}$ $I_{CANCEL2}$ sont introduites dans l'équation III-14 et en annulant les courants références I_{ref1} et I_{ref2} on trouve :

$$\begin{bmatrix} I_{F1} \\ I_{F2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} \\ \beta_{21} & \beta_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} \quad \text{III-19}$$

La matrice β_{ij} s'écrit alors :

$$\beta_{11} = \frac{1 + \zeta_{22} \frac{(-G_{a2}G_{Ct2} + Z_{LISN})}{Z_{Inj2}}}{\Delta} \quad \text{III-20}$$

$$\beta_{12} = \frac{-\zeta_{12} \frac{(-G_{a2}G_{Ct2} + Z_{LISN})}{Z_{Inj2}}}{\Delta} \quad \text{III-21}$$

$$\beta_{21} = \frac{-\zeta_{21}(G_{vt1}G_{a1}G_{Ct1} - Z_{T1})}{\Delta} \quad \text{III-22}$$

$$\beta_{22} = \frac{1 + \zeta_{11}(G_{vt1}G_{a1}G_{Ct1} - Z_{T1})}{\Delta} \quad \text{III-23}$$

Avec :

$$\Delta = [1 + \zeta_{11}(G_{vt1}G_{a1}G_{Ct1} - Z_{T1})] \left[1 + \zeta_{22} \frac{(-G_{a2}G_{Ct2} + Z_{LISN})}{Z_{Inj2}} \right] + \zeta_{12} \frac{(-G_{a2}G_{Ct2} + Z_{LISN})}{Z_{Inj2}} \zeta_{21}(G_{vt1}G_{a1}G_{Ct1} - Z_{T1}) \quad \text{III-24}$$

La matrice $\begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} \\ \beta_{21} & \beta_{22} \end{bmatrix}$ représente les atténuations requises qu'il faudra calculer pour dimensionner le filtre actif. Pour cela on utilise les courants I_{s1} et I_{s2} obtenus à partir du modèle « boîte noire » et de la simulation. On soustrait au courant exprimé en dB μ A le gabarit de la norme DO-160F noté A_{DO160} . On ajoute souvent dans la

littérature une valeur de 6 dBμA décrite comme marge de sécurité minimale. Les atténuations requises sont alors décrites par les équations ci-dessous :

$$Att_{requis\ 1} = |I_{s\ 1}| - A_{DO160} + 6dB \tag{III-25}$$

$$Att_{requis\ 2} = |I_{s\ 2}| - A_{DO160} + 6dB \tag{III-26}$$

L'atténuation requise sur chaque ligne est donnée par le filtre actif à travers la matrice $\begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} \\ \beta_{21} & \beta_{22} \end{bmatrix}$, rappelons que les spectres I_{s1} et I_{s2} mesurés et simulés se superposent sur une large gamme de fréquence, voir Figure III-8.

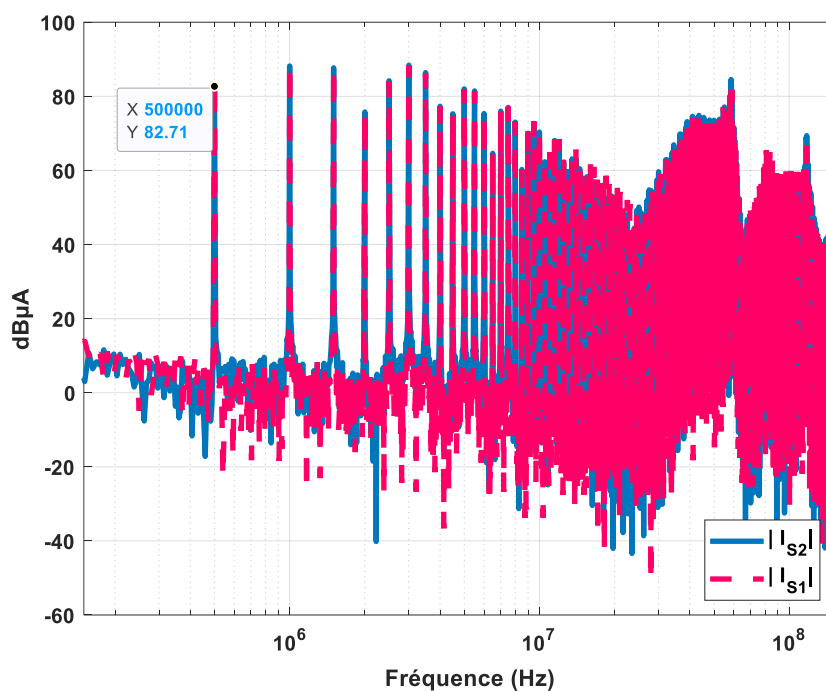


Figure III-8 : comparaison des spectres des courants de lignes I_{s1} et I_{s2} simulés sur LTspice

On peut alors écrire :

$$I_{F1} = (\beta_{11} + \beta_{12})I_{s1} \tag{III-27}$$

$$I_{F2} = (\beta_{21} + \beta_{22})I_{s2} \tag{III-28}$$

$$I_{F1} = ATT_1 I_{s1} \tag{III-29}$$

$$I_{F2} = ATT_2 I_{s2} \tag{III-30}$$

ATT_2 et ATT_1 sont les atténuations apportées par le filtre actif, elles sont données par les équations suivantes

$$ATT_1 = \beta_{11} + \beta_{12} = \frac{1 + (\zeta_{22} - \zeta_{12}) \frac{(-G_{a2}G_{Ct2} + Z_{LISN})}{Z_{Inj2}}}{\Delta} \quad \text{III-31}$$

$$ATT_2 = \beta_{22} + \beta_{21} = \frac{1 + (\zeta_{11} - \zeta_{21})(G_{Vt1}G_{a1}G_{Ct1} - Z_{T1})}{\Delta} \quad \text{III-32}$$

Le dimensionnement du filtre actif dépend de ces deux fonctions de transfert ATT_2 et ATT_1 . Ceci dépend des fonctions de transfert de chaque étage : détection, amplification et injection. Même si ce chapitre est uniquement consacré à la validation de la topologie du filtre par simulation, nous dimensionnons l'ensemble des composants en prenant en compte les contraintes liées au convertisseur asymétrique déjà présenté au chapitre II et les limitations technologiques des composants sans prendre en compte les éléments parasites.

III.2.1.3. Fonctions du filtre actif à double injection tension-courant

Les expressions des atténuations du filtre ATT_1 et ATT_2 donnent l'atténuation apportée par le filtre pour chaque ligne. Elles dépendent comme le montre les équations des fonctions de transfert de chaque étage c'est pourquoi il faut connaître ces fonctions de chaque élément constituant ces deux formules. Il s'agit des fonctions de transfert de chaque étage associé aux impédances du modèle. Les valeurs choisies pour la caractérisation des différents étages sont des valeurs plausibles, pas nécessairement optimum, mais nous gardons à l'esprit le cahier des charges et les limitations technologiques. Ainsi, les valeurs choisies peuvent être réalisées par des composants réels. Toutefois, les éléments parasites ne sont pas pris en compte dans ce chapitre. Enfin, les hypothèses suivantes sont prises pour ne pas alourdir le calcul Matlab : le capteur de courant ne comporte pas d'élément parasite et la fonction de transfert de l'amplificateur est idéale jusqu'à 30 MHz.

III.2.1.3.1. Etage de détection

Les capteurs de courant sont dimensionnés pour une amplitude de courant crête de 200 mA avec une fréquence fondamentale de l'ordre de 500 kHz, un gain de capteur de $G_{CT} = 2$ V/A. Le choix des capteurs doit prendre en compte la composante de courant continu de 20 A afin qu'il ne soit pas saturé. Un rapport primaire/secondaire de 1:20 ($N = 20$) est choisi ainsi qu'une résistance de charge de $R = 40 \Omega$; cela donne une résistance de $100 \text{ m}\Omega$ rapportée au primaire. L'inductance magnétisante de $L_{\mu} = 0.56 \mu\text{H}$ donne une fréquence de coupure basse d'environ 28 kHz, soit plus d'une décade en dessous de la fréquence fondamentale. La fonction de transfert du capteur de courant simulée est donnée par l'équation III-33 et représentée à la Figure III-10. Il est à noter que nous ne considérons pas ici les éléments parasites HF du transformateur afin d'alléger le modèle. Ceci sera pris en compte dans le chapitre IV où un prototype sera présenté et étudié.

$$G_{CT1} = G_{CT2} = \frac{RI_2}{I_1} = \frac{R}{N} \frac{\frac{N^2 L_\mu s}{R}}{1 + \frac{N^2 L_\mu s}{R}}$$

III-33

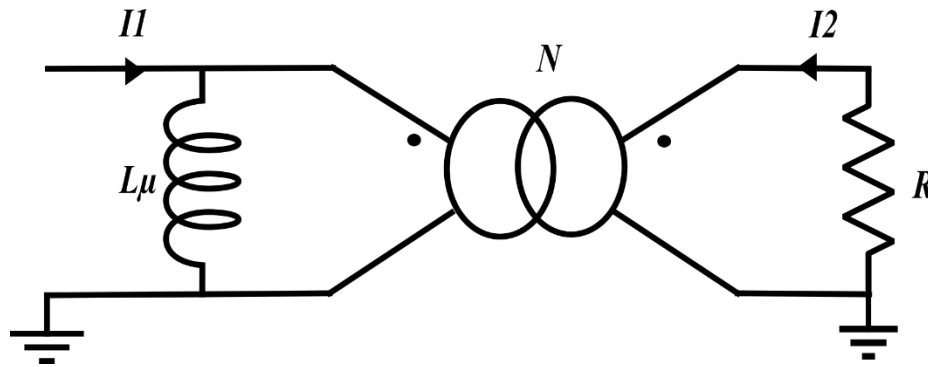


Figure III-9 : modèle basse fréquence du transformateur de courant.

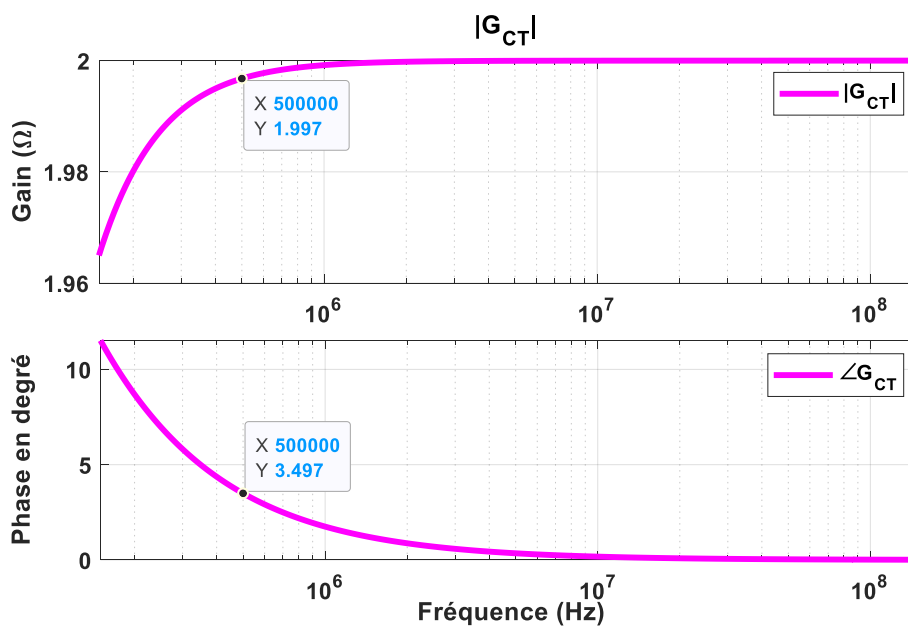


Figure III-10 : réponse fréquentielle du capteur de courant simulé sur LTspice.

III.2.1.3.2. Etage d'injection de courant

Le réseau d'injection de courant pour la ligne 2 est constitué d'un condensateur d'injection C_{inj2} et d'une résistance R_{inj2} de faible valeur. Le condensateur d'injection est nécessaire pour isoler le filtre actif de la ligne d'alimentation haute tension et la résistance est nécessaire pour assurer une impédance stable en sortie de l'amplificateur et un gain constant sur la bande passante. La fonction de transfert du ratio courant d'injection sur tension de sortie de l'amplificateur opérationnel est donnée par :

$$Y_{inj} = \frac{I_{cancel2}}{V_{OUT2} - V_{LISN}} = \frac{sC_{inj1/2}}{1 + \frac{s}{2\pi f_{inj}}} \tag{III-34}$$

La fréquence du pôle d'injection, f_{inj} est déterminée l'expression :

$$f_{inj} = \frac{1}{2\pi R_{inj} C_{inj}} \tag{III-35}$$

R_{inj2} doit être faible pour limiter la dissipation de puissance. Cette valeur influence également le gain de boucle du filtre actif dont la valeur devient $Y_{inj} = \frac{1}{R_{inj2}}$ dans la bande fréquentielle $f > f_{inj}$. Par conséquent, pour obtenir suffisamment de gain après la fréquence de coupure, il faut également limiter la valeur R_{inj2} .

Afin de garder une fréquence de coupure faible, il est donc nécessaire de réaliser un compromis dans les choix des deux valeurs de composants.

La Figure III-11 montre la fonction de transfert de l'équation III-34 pour $R_{inj2} = 5 \Omega$ et $C_{inj1/2} = 100 \text{ nF}$.

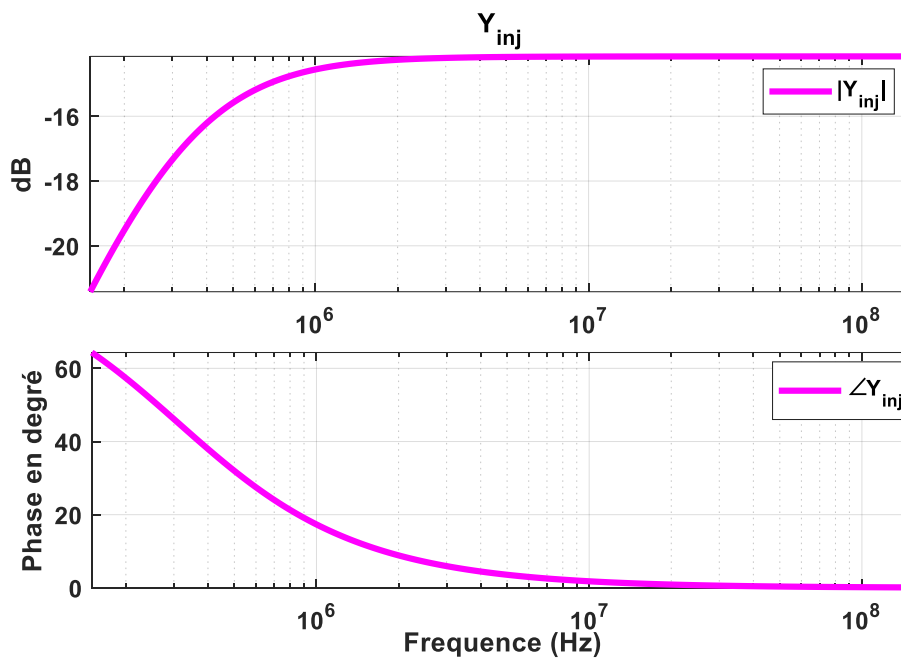


Figure III-11 : fonction de transfert Y_{inj}

III.2.1.3.3. Etage d'injection en tension

L'étage d'injection pour la ligne 1 est un transformateur de tension (voir Figure III-12) dont le secondaire est en série dans la ligne. Il doit donc aussi supporter le courant DC d'entrée du convertisseur, son gain est unitaire $G_{VT1} = 1$. Pour valider le modèle, nous considérerons un transformateur de tension idéal sans éléments parasites et avec une bande passante supérieure à la gamme de fréquence étudiée.

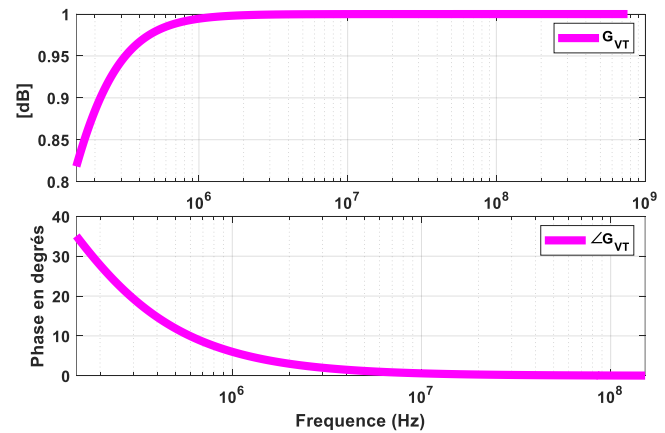
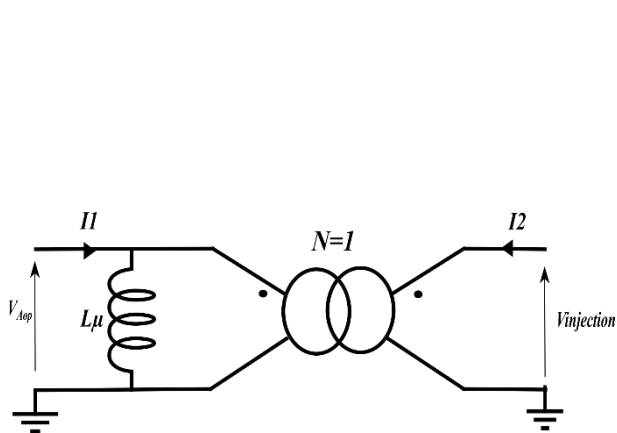


Figure III-12 : schéma illustratif transformateur d’injection de tension.

La fonction de transfert Figure III-12 du transformateur de tension est donnée par :

$$G_{VT} = \frac{V_{injection}}{V_{Aop}} \tag{III-36}$$

III.2.1.3.4. Etage d’amplification

L’étage d’amplification doit assurer un produit gain-bande approprié jusqu’à 10 MHz. Il faut noter que pour ne pas le saturer, il ne faut pas dépasser le courant limite de saturation et la tension d’alimentation. Dans ce chapitre nous avons pris le cas d’un amplificateur opérationnel idéal pour lequel la bande passante est supérieure à la bande passante de l’action du filtre. Le gain d’amplification choisi pour la validation du modèle est de 32dB ce qui correspond à $G_{a1/2} = 40$.

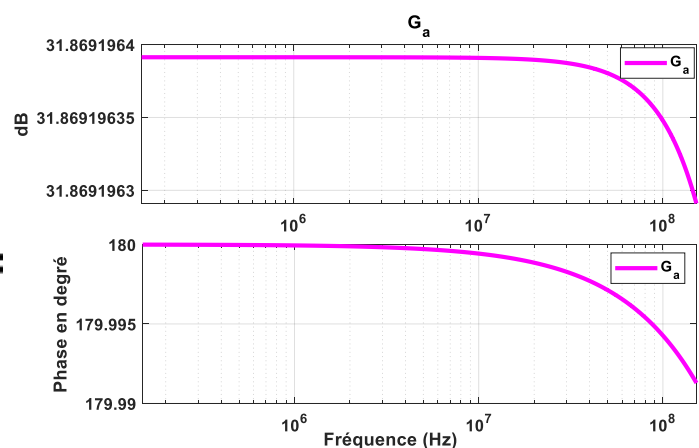
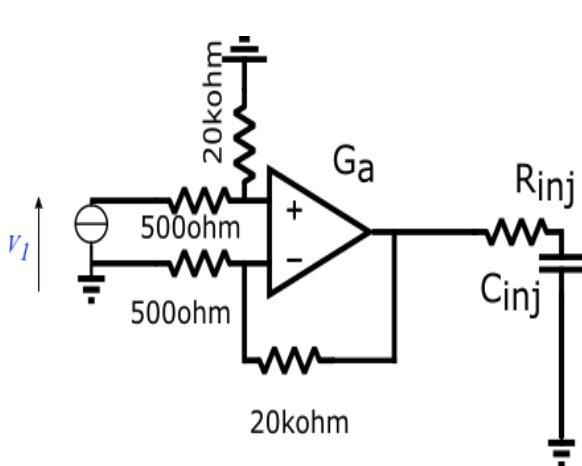


Figure III-13 : circuit simulé par LTspice et sa réponse fréquentielle.

III.2.1.4. Validation du modèle du filtre à double injection tension-courant

L’objectif ici est la validation du modèle. Pour cela nous avons calculé les courants filtrés au niveau de l’entrée du LISN de deux façons différentes : la première consiste à relever les courants I_{F1} et I_{F2} à l’entrée du LISN à partir d’une simulation LTspice en présence du filtre actif (voir Figure III-14), ensuite on compare avec les courants $I_{F1_{modèle}}$ et $I_{F2_{modèle}}$ qui sont donnés par les expressions :

$$I_{F1_{\text{modèle}}} = ATT_1 I_{s1} \tag{III-37}$$

$$I_{F2_{\text{modèle}}} = ATT_2 I_{s2} \tag{III-38}$$

Les courants I_{s1} et I_{s2} sont les courants à l'entrée du convertisseur sans présence de LISN. Les gains d'insertion ATT_1 et ATT_2 sont calculés en implémentant sous MATLAB les fonctions de transfert des différents étages du filtre actif. Rappelons que ATT_1 et ATT_2 sont donnés respectivement par les équations III-31 et III-32.

Pour l'étape de validation, les deux capteurs de courant sont dimensionnés pour détecter des courants sur une plage de fréquence [150 kHz ; 152 MHz]. La tension issue de chaque capteur est ensuite amplifiée par deux amplificateurs opérationnels ayant un gain de $G_{a1/2} = 40$.

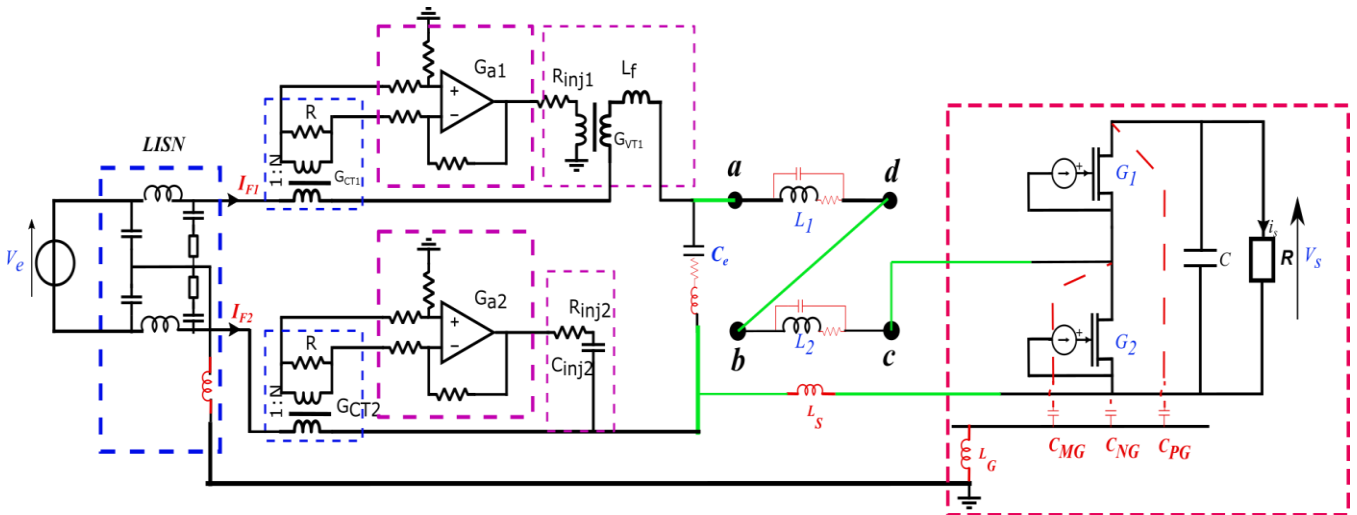


Figure III-14 : schéma illustratif du convertisseur associé à son filtre actif à injection tension-courant simulé par LTspice.

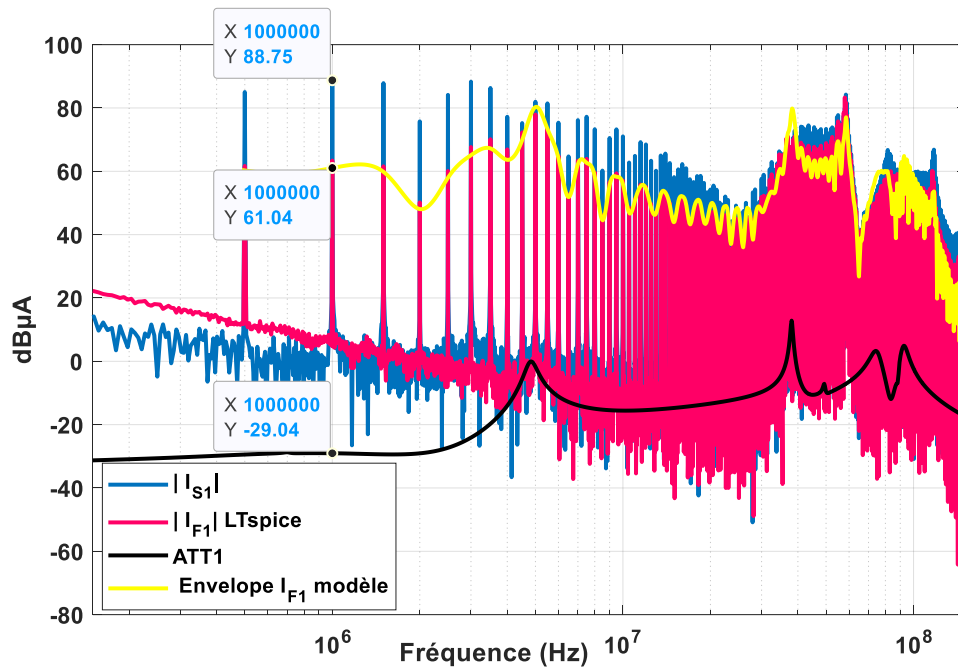


Figure III-15 : comparaison des spectres des courant I_{S1} et I_{F1} , LTspice et modèle Matlab.

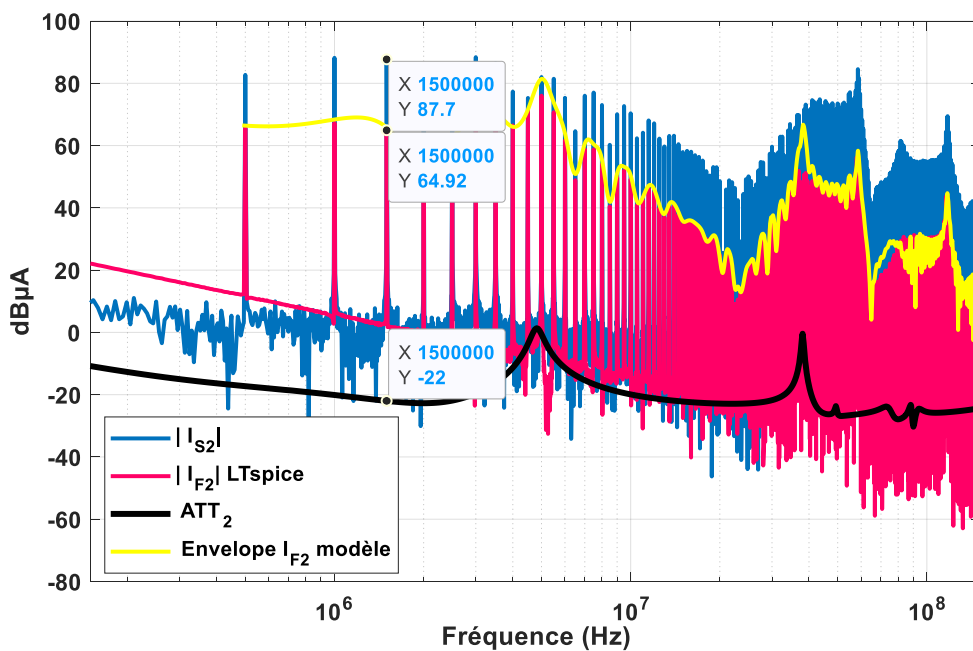


Figure III-16 : comparaison des spectres des courant I_{S2} et I_{F2} LTspice et modèle Matlab.

On constate à la Figure III-15 que le spectre issu du modèle $I_{F1_{modèle}}$ et le spectre issu de la simulation sur LTspice, I_{F1} , se superposent sur une très large gamme de fréquence (courbes magenta et jaune). Il y a néanmoins une légère différence sur la première raie à cause de la différence entre I_{S1} et I_{S2} . Les mêmes remarques peuvent être faites pour le courant de ligne 2 à la Figure III-16. Ceci nous permet de valider le modèle Matlab.

Ainsi, en réduisant les gains d'insertion ATT_1 et ATT_2 on peut réduire voir éliminer les bruits sur les deux lignes de puissance. C'est pourquoi nous avons effectué une étude de sensibilité afin de déterminer l'impact de chaque étage d'injection. Les deux éléments qui ont une forte valeur ajoutée sur les gains d'insertion ATT_1 et ATT_2 sont les gains des amplificateur G_{a1} et G_{a2} et les impédances ratio-métriques ζ_{ij} . C'est pourquoi la section III.2.2 s'attache à présenter une étude paramétrique en fonction des deux éléments.

III.2.2. Analyse paramétrique des gains d'insertion ATT_1 et ATT_2

Le but est la réduction du bruit à l'entrée du convertisseur ce qui revient à dimensionner les étages du filtre pour minimiser fonctions ATT_1 et ATT_2 (III-31 et III-32). Il faut donc jouer sur les fonctions de transfert des différents étages constituant le filtre actif. Or, notre étude de sensibilité a mis en évidence que les gains G_{Ct} et les réseaux d'injection ne sont que très peu influent. C'est pourquoi nous allons seulement présenter l'évolution de ATT_1 et ATT_2 en fonction de différentes valeurs de G_{a1} et G_{a2} et de ζ_{ij} .

III.2.2.1. Analyse en fonction des gains des amplificateurs

En analysant les deux expressions III-31 et III-32, on peut noter que pour agir sur l'atténuation du filtre, il faut agir sur les gains des amplificateurs G_{a1} et G_{a2} . Le gain des transformateurs de courants G_{Ct} est peu influent. Nous avons donc procédé à une étude paramétrique pour comprendre l'évolution de l'atténuation en fonction des gains des amplificateurs opérationnels G_{a1} et G_{a2} . Les résultats sont présentés à la figure III-17.

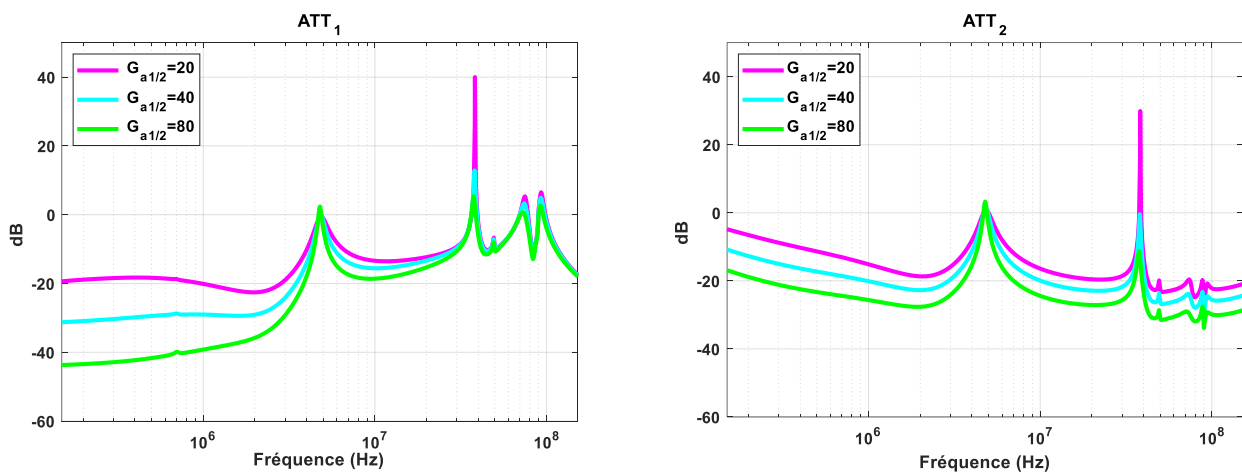


Figure III-17 : évolution ATT_1 et ATT_2 en fonction de $G_{a1/2}$.

A la Figure III-17, on constate qu'augmenter le gain des amplificateurs G_{a1} et G_{a2} réduit les gains d'insertion ce qui se traduit par la réduction des courants I_{F1} et I_{F2} . Cependant, on ne peut augmenter leurs valeurs indéfiniment : ceci est limité en pratique par leur marge de stabilité en boucle fermée qui diminue généralement avec l'accroissement du gain, il faut donc agir sur d'autres éléments.

III.2.2.2. Analyse en fonction des éléments ζ_{ij}

Les gains d'insertion ATT_1 et ATT_2 présentent une dégradation de l'atténuation aux alentours de 5 MHz. Cette dégradation est due aux impédances du convertisseur, ce qui rend nécessaire l'étude des éléments de la matrice ζ_{ij} .

Avant de procéder à une analyse paramétrique en fonction des ζ_{ij} , il est important d'interpréter les expressions de cette matrice.

$$\begin{bmatrix} \zeta_{11} & \zeta_{12} \\ \zeta_{21} & \zeta_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{11} + Z_{12} + Z_{LISN}}{2} & \frac{Z_{22} + Z_{12} + Z_{LISN}}{2} \\ \frac{Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN}}{2} & -\frac{(Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN})}{2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{Z_{22} + Z_{12}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{(Z_{22} - Z_{12})}{2} \end{bmatrix} \quad \text{III-39}$$

$$\begin{bmatrix} I_{F1} \\ I_{F2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \zeta_{11} & \zeta_{12} \\ \zeta_{21} & \zeta_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{CANCEL1} \\ I_{CANCEL2} \end{bmatrix} \quad \text{III-40}$$

On peut constater que pour optimiser le système, il faut avoir les valeurs de ζ_{ij} les plus importantes possibles. Ceci permet d'injecter moins de tension et courant. Ainsi les limites technologiques des amplificateurs opérationnels seront moins contraignantes.

L'évolution fréquentielle des quatre éléments de la matrice $[\zeta_{ij}]$ est présentée à la Figure III-18

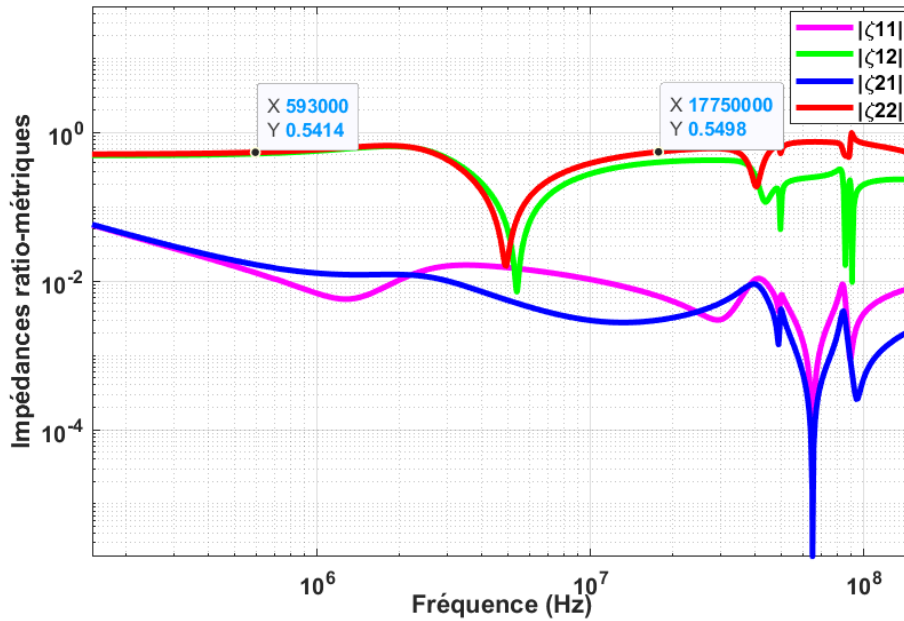


Figure III-18 : analyse fréquentielle des gains ζ_{ij} .

L'analyse des impédances ratiométriques en fonction de la fréquence fait apparaître quelques remarques :

- Les impédances ratiométriques ζ_{11} et ζ_{21} ont des valeurs faibles comparés à celles de ζ_{12} et ζ_{22} . Afin de comprendre ce comportement, nous étudions les expressions suivantes :

$$\zeta_{11} = \frac{-(Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN}) + -(Z_{22} + Z_{12} + Z_{LISN})}{-(Z_{11} + Z_{12} + Z_{LISN})(Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN}) - (Z_{22} + Z_{12} + Z_{LISN})(Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN})} \quad \text{III-41}$$

$$\zeta_{12} = \frac{-(Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN})(Z_{22} + Z_{12}) + -(Z_{22} + Z_{12} + Z_{LISN})(-(Z_{22} - Z_{12}))}{-(Z_{11} + Z_{12} + Z_{LISN})(Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN}) - (Z_{22} + Z_{12} + Z_{LISN})(Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN})} \quad \text{III-42}$$

$$\zeta_{21} = \frac{-(Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN}) + (Z_{11} + Z_{12} + Z_{LISN})}{-(Z_{11} + Z_{12} + Z_{LISN})(Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN}) - (Z_{22} + Z_{12} + Z_{LISN})(Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN})} \quad \text{III-43}$$

$$\zeta_{22} = \frac{-(Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN})(Z_{22} + Z_{12}) + -(Z_{11} + Z_{12} + Z_{LISN})(-(Z_{22} - Z_{12}))}{-(Z_{11} + Z_{12} + Z_{LISN})(Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN}) - (Z_{22} + Z_{12} + Z_{LISN})(Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN})} \quad \text{III-44}$$

Les valeurs des impédances ratiométriques sont fortement liées aux valeurs relatives entre l'impédance du LISN et celles du modèle du convertisseur.

$$(Z_{11} - Z_{12}) \leq Z_{LISN} \quad \text{III-45}$$

$$(Z_{11} + Z_{12}) \geq Z_{LISN} \quad \text{III-46}$$

$$(Z_{22} - Z_{12}) \leq Z_{LISN} \quad \text{III-47}$$

$$(Z_{22} + Z_{12}) \geq Z_{LISN} \quad \text{III-48}$$

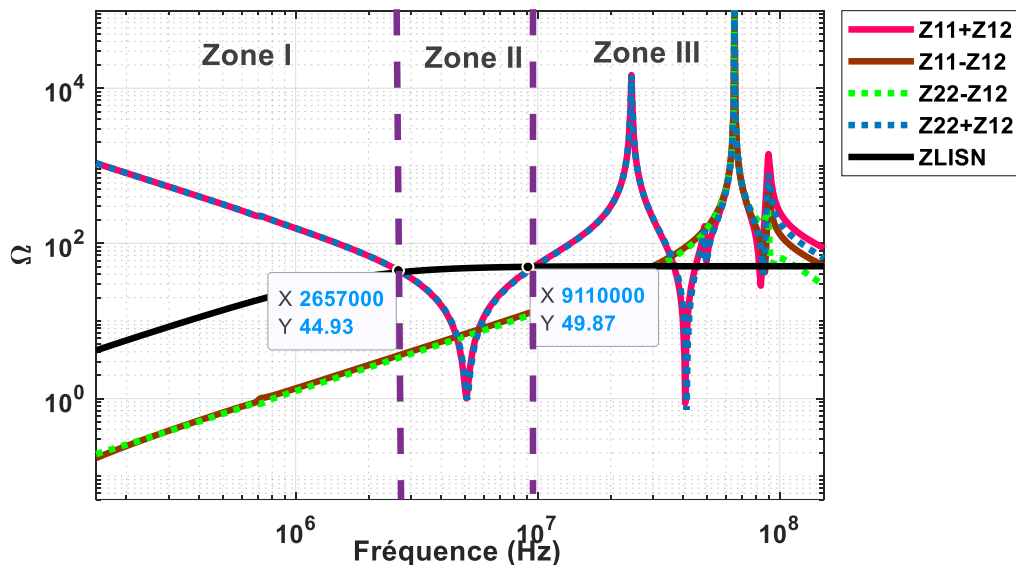


Figure III-19 : comparaison impédances modèle/ impédance LISN.

Sur la Figure III-19 on peut constater :

Dans la zone I, les impédances vérifient les quatre formules précédentes. Les expressions des impédances ratiométriques peuvent alors être approximées par $\zeta_{12} = \zeta_{22} = 1/2$ et $\zeta_{21} = \zeta_{11} = \frac{1}{2Z_{LISN}}$.

- Dans la zone II, nous avons une diminution de ζ_{12} et ζ_{22} . C'est aussi la zone où le filtre présente une dégradation de ses performances. L'impédance du LISN est plus importante dans cette zone que toutes les autres impédances du modèle.

- Dans la zone III, les impédances vérifient les conditions précédentes sur la majorité de la plage de fréquence. Cependant, l'amplificateur est en limite de bande-passante ce qui dégrade l'efficacité du filtre actif. De plus, le modèle ne prend pas en compte certains éléments parasites intervenant en haute fréquence qui dégraderaient d'autant plus le fonctionnement du filtre.

L'analyse des impédances nous a permis de déduire les éléments influant l'efficacité du filtrage actif. Il faut maintenant définir les actions à mener pour améliorer l'atténuation. Pour cela on reprend l'équation III-40 où on peut noter que pour accroître l'efficacité du filtre il faut veiller à réduire les éléments anti-diagonaux à $\zeta_{21} = \zeta_{12} = 0$ et augmenter les valeurs de ζ_{11} et ζ_{22} . En effet si $\zeta_{21} = \zeta_{12} = 0$ il n'y a pas d'interactions ceci signifie qu'un bruit intervenant dans une boucle n'entraîne pas de perturbation sur l'autre boucle. A l'inverse si $\zeta_{21} = \zeta_{12} \neq 0$, une modification du bruit dans une boucle entraîne une modification des deux variables contrôlées I_{F1} et I_{F2} .

Sur la Figure III-20 nous présentons une comparaison des gains d'insertion ATT_1 et ATT_2 en fonction de différentes valeurs de ζ_{ij} .

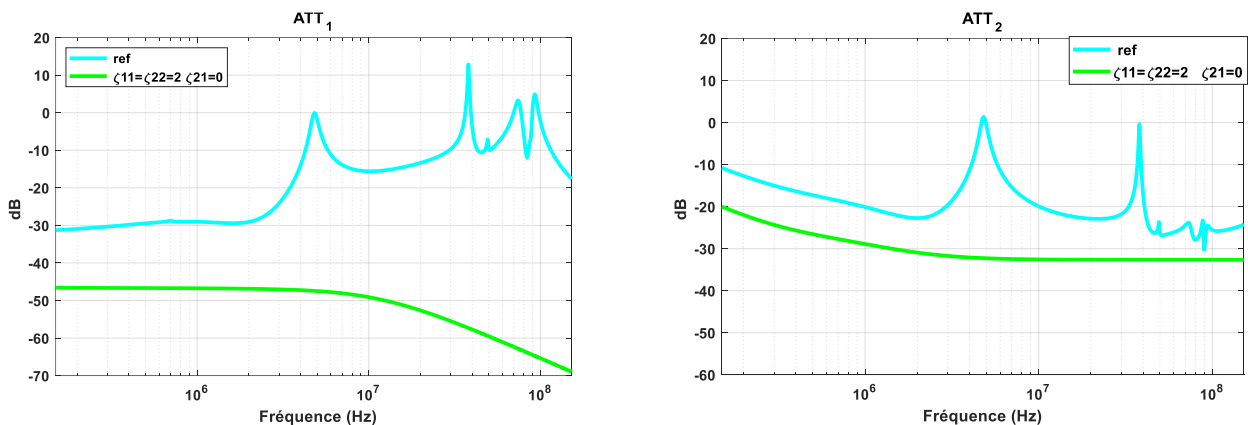


Figure III-20 : évolution des gains d'insertion ATT_1 et ATT_2 pour $G_{a1/2} = 20$.

On constate que pour un gain d'amplificateur fixe et connu $G_{a1/2} = 20$, faire évoluer les impédances ratiométriques ζ_{11} ζ_{22} ζ_{21} ζ_{12} , telles que $\zeta_{11} = \zeta_{22} = 2$ et $\zeta_{21} = 0$ permet de réduire l'atténuation apportée par le filtre. ATT_1 et ATT_2

Cette étude paramétrique nous a permis de fixer des valeurs cibles pour les impédances ratiométriques. Afin d'augmenter l'efficacité du filtre, il est préférable d'avoir des valeurs élevées des impédances ratiométriques des boucles de contrôle direct, ζ_{11} et ζ_{22} et faibles (voir nulles) pour ζ_{12} et ζ_{21} pour limiter au maximum les interactions entre boucles.

Dans la pratique ces impédances ratiométriques dépendent des impédances équivalentes du convertisseur et de celles du LISN. Elles sont donc invariantes et constituent des limites (avec celles des amplificateurs) aux fonctions d'atténuation. Pour les modifier dans un but d'amélioration, nous allons introduire la notion de filtrage hybride.

En effet si nous voulons agir sur les paramètres ζ_{ij} , nous devons ajouter des éléments coté LISN et coté convertisseur. C'est une étude à part entière qui est détaillée dans la section suivante.

III.3. Dimensionnement du filtre hybride

Comme nous l’avons vu précédemment nous devons dimensionner des éléments passifs supplémentaires de façon à améliorer l’atténuation du filtre actif dans la gamme de fréquence [150 kHz-10 MHz]. Cela s’apparente donc à ajouter des éléments de filtrage passif aux filtres actifs, d’où la notion de filtre hybride. Au-delà de cette gamme de fréquence, les éléments passifs assurent la fonction de filtrage à cause des limitations technologiques du filtre actif. Plusieurs conditions doivent être réunies pour réaliser un filtre hybride compact et efficace sur toute la gamme de fréquence.

Dans la bibliographie on constate qu’il existe plusieurs études pour optimiser le filtrage hybride en jouant sur le choix des éléments passifs. Pour les structures SISO, les études [24], [13] montrent que pour optimiser l’atténuation du filtre actif à injection en courant il faut une haute impédance coté injection et une basse impédance coté réseau. L’injection en tension nécessite quant à elle une basse impédance coté injection et une haute impédance coté réseau.

Cependant, dans notre cas de double injection et au vu de l’analyse basée sur les équations [III-41 et III-44], nous constatons qu’il faut agir sur la valeur des impédances de telle sorte à augmenter ζ_{11} et ζ_{22} . Ceci permet l’ajustement des dynamiques de tension $V_{CANCEL1}$ et courant $I_{CANCEL2}$ afin d’assurer la compensation active à des valeurs compatibles avec les performances des amplificateurs utilisés.

Pour augmenter ζ_{11} et ζ_{22} il faut ajouter un filtre passif à l’entrée du convertisseur de telle sorte que les nouvelles impédances $Z'_{11} + Z'_{12}$ et $Z'_{22} + Z'_{12}$ satisfassent les conditions $Z'_{11} + Z'_{12} \gg Z_{LISN}$ et $Z'_{22} + Z'_{12} \gg Z_{LISN}$.

Il existe plusieurs possibilités pour assurer ces deux conditions : on peut augmenter ou diminuer l’une ou l’autre en fonction du besoin. Le Tableau III-1 résume quelques propositions de composants passifs ajoutés à l’entrée ou à la sortie du filtre actif.

Tableau III-1 : Impact des configurations de filtre passif

Élément à ajouter	Intérêt	Inconvénient
Condensateur différentiel à l’entrée Z_{Cd}	Augmenter la valeur de ζ_{11} et par conséquent diminuer la tension à fournir par l’amplificateur opérationnel Assurer une symétrie à l’entrée du filtre actif.	Insuffisant si utilisé seul
Inductance coté injecteur de courant sur la ligne 2 + deux condensateurs de mode commun coté injecteur	Augmenter l’impédance vue par l’injecteur. Ceci à l’avantage de ne pas saturer l’amplificateur en courant	Structure asymétrique, risque de dégrader le spectre en haute fréquence

	La condition $Z_{22} + Z_{12} \gg Z_{LISN}$ est assurée sur toute la plage de fréquence	
Condensateur de mode commun à la sortie de l'injecteur en tension	Choix de la valeur du condensateur de telle sorte que $Z_{11} + Z_{12} \gg Z_{LISN}$ est assuré sur toute la plage de fréquence.	Asymétrie à l'entrée du convertisseur à cause de Il faut faire attention en cas de perte du filtre actif car la partie passive est dissymétrique
Inductance de mode commun + condensateurs de mode commun à aux sorties injecteur de courant et tension	La condition $Z_{11} + Z_{12} \gg Z_{LISN}$ est assurée sur toute la plage de fréquence La condition $Z_{22} + Z_{12} \gg Z_{LISN}$ est assurée sur toute la plage de fréquence Les impédances ratiométriques ζ_{11} et ζ_{22} sont augmentées et ζ_{12} est réduite	Taille des inductances

En combinant la première et la dernière solution décrite dans le Tableau III-1, le choix final du filtre passif est illustré Figure III-21. On choisit d'ajouter un condensateur différentiel coté réseau $Z_{Cd} = 2.2 \mu\text{F}$, une inductance de mode commun $L_{CM} = L_1 = L_2 = 6.8 \mu\text{H}$ et deux condensateurs de mode commun $C_{CM1} = C_{CM2} = 56 \text{ nF}$ coté injecteurs. Ces valeurs sont choisies pour assurer les conditions $Z'_{11} + Z'_{12} \gg Z_{LISN}$ et $Z'_{22} + Z'_{12} \gg Z_{LISN}$.

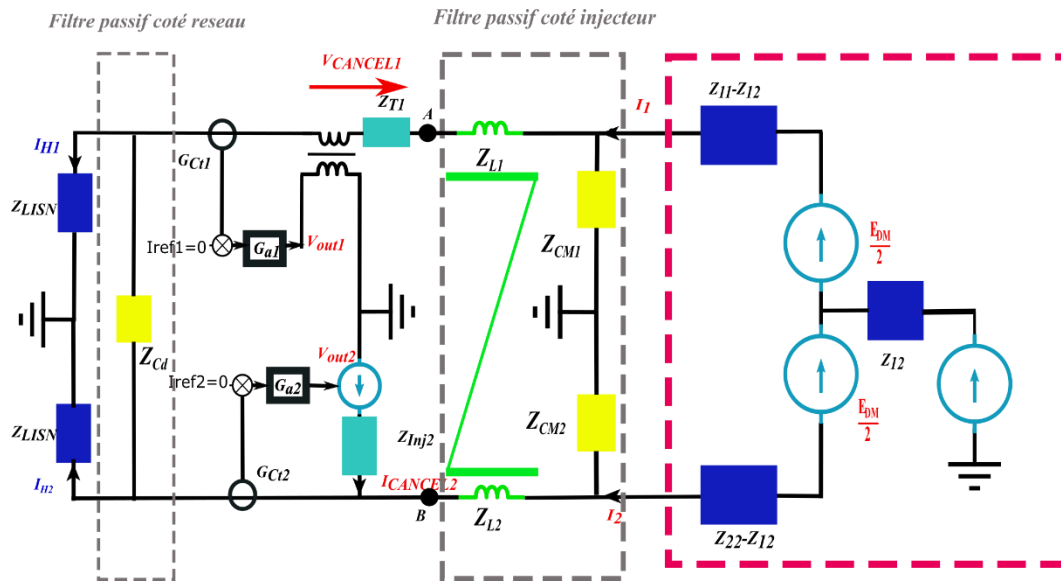


Figure III-21 : schéma illustratif convertisseur associé filtre passif et actif.

Le filtre passif coté injecteur est placé à l'entrée du convertisseur. Nous effectuons une nouvelle identification des impédances vue aux points A et B (voir Figure III-21). L'identification est basée sur la méthodologie décrite au chapitre II. On appellera ces nouvelles impédances caractéristiques Z'_{11} , Z'_{12} et Z'_{22} . Elles regroupent les chemins de propagation du filtre passif associé au convertisseur. La caractérisation de l'impédance Z'_{11} est illustrée à la Figure III-22. Les chemins de propagation sont illustrés à la Figure III-23

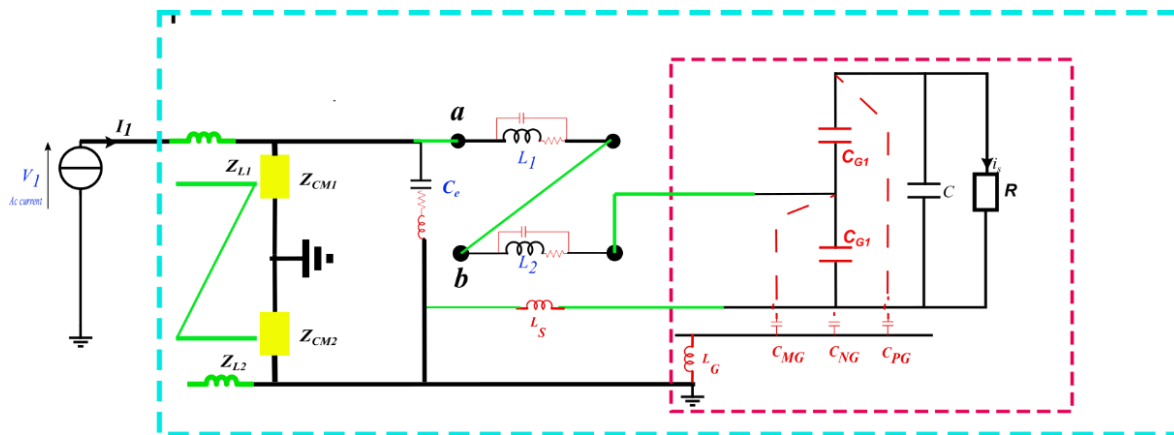


Figure III-22 : caractérisation de l'impédance Z'_{11} .

Le schéma de la Figure III-24 présente le convertisseur associé au filtre passif avec les éléments $C_{CM1} = C_{CM2} = 56 \text{ nF}$; $L_1 = L_2 = 6.8 \text{ }\mu\text{H}$. L'impédance Z_{Cd} est un condensateur de découplage coté réseau dimensionné pour assurer le lissage de la tension et la symétrie des chemins de propagation.

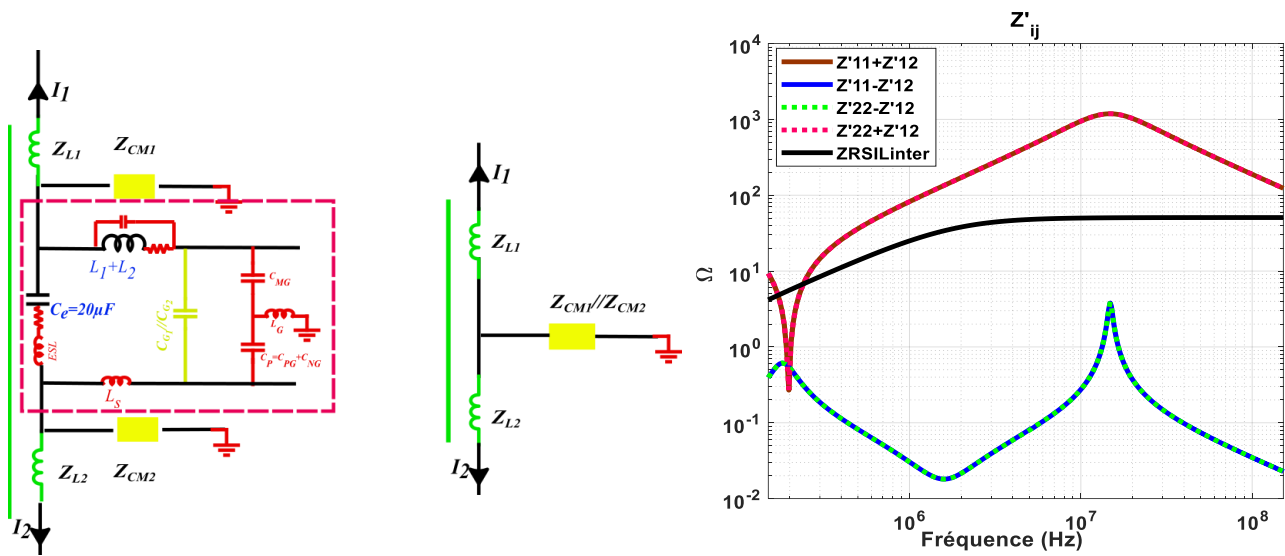


Figure III-23 : réseau équivalent des impédances vue aux point A et B et leur module respective.

Sur la Figure III-23, on constate que l'impédance du condensateur de mode commun $Z_{CM1} // Z_{CM2}$ est en parallèle avec les impédances de mode commun du convertisseur BOOST et qu'elles sont dominantes, d'où la représentation simplifiée. Les conditions $Z'_{11} + Z'_{12} \gg Z_{LISN}$ et $Z'_{22} + Z'_{12} \gg Z_{LISN}$ sont satisfaites comme montré sur la Figure III-23.

III.3.1. Mise en équation

III.3.1.1. Modèle passif

Le modèle développé section III.2.1 nous a permis de définir des gains d'insertion ATT_1 et ATT_2 qui sont les rapports entre les courants non filtrés, I_{S1} et I_{S2} , et les courants filtrés, I_{F1} et I_{F2} . Ici l'objectif est de définir un outil qui permette de calculer les gains d'insertion ATT_{H1} et ATT_{H2} qui représentent les rapports entre les courants filtrés par le filtre passif seul I_{P1} et I_{P2} et les courants filtrés par la structure globale hybride I_{H1} et I_{H2} .

En se basant sur la méthodologie développée au III.2.1.2, nous commençons par introduire une grandeur intermédiaire I'_{P1} I'_{P2} qui nous servira dans l'établissement du modèle global.

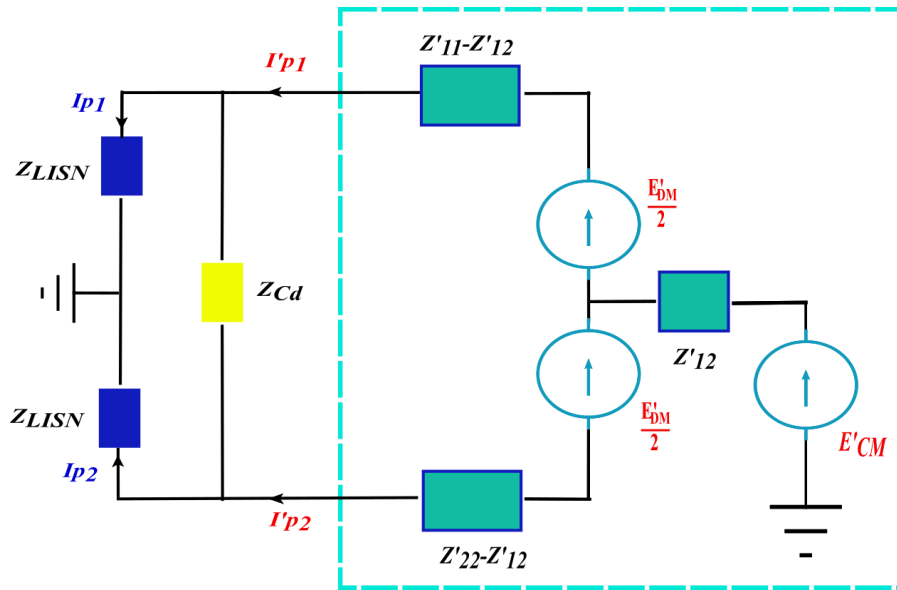


Figure III-24 : schéma équivalent du convertisseur et du filtre passif associé.

D'après la Figure III-24 en appliquant simplement la loi des mailles, on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} E_{CM} \\ \frac{E_{DM}}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z'_{11} + Z'_{12}}{2} & \frac{Z'_{22} + Z'_{12}}{2} \\ \frac{Z'_{11} - Z'_{12}}{2} & -(Z'_{22} - Z'_{12}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I'_{P1} \\ I'_{P2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{Z_{LISN}}{2} & \frac{Z_{LISN}}{2} \\ \frac{Z_{LISN}}{2} \frac{Z_{Cd}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} & -\frac{Z_{LISN}}{2} \frac{Z_{Cd}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{P1} \\ I_{P2} \end{bmatrix} \quad \text{III-49}$$

$$\begin{bmatrix} I'_{P1} \\ I'_{P2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z'_{11} + Z'_{12}}{2} + \frac{Z_{LISN}}{2} & \frac{Z'_{22} + Z'_{12}}{2} + \frac{Z_{LISN}}{2} \\ \frac{Z'_{11} - Z'_{12}}{2} + \frac{Z_{LISN}}{2} \frac{Z_{Cd}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} & -\left(\frac{Z'_{22} - Z'_{12}}{2} + \frac{Z_{LISN}}{2} \frac{Z_{Cd}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}}\right) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} E'_{CM} \\ \frac{E'_{DM}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{III-50}$$

$$\begin{bmatrix} I_{P1} \\ I_{P2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_{LISN}}{Z_{Cd}} & -\frac{Z_{LISN}}{Z_{Cd}} \\ -\frac{Z_{LISN}}{Z_{Cd}} & 1 + \frac{Z_{LISN}}{Z_{Cd}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I'_{P1} \\ I'_{P2} \end{bmatrix} \quad \text{III-51}$$

Les deux équations III-50 III-51 nous seront utiles pour la suite des étapes.

III.3.1.2. Modèle hybride

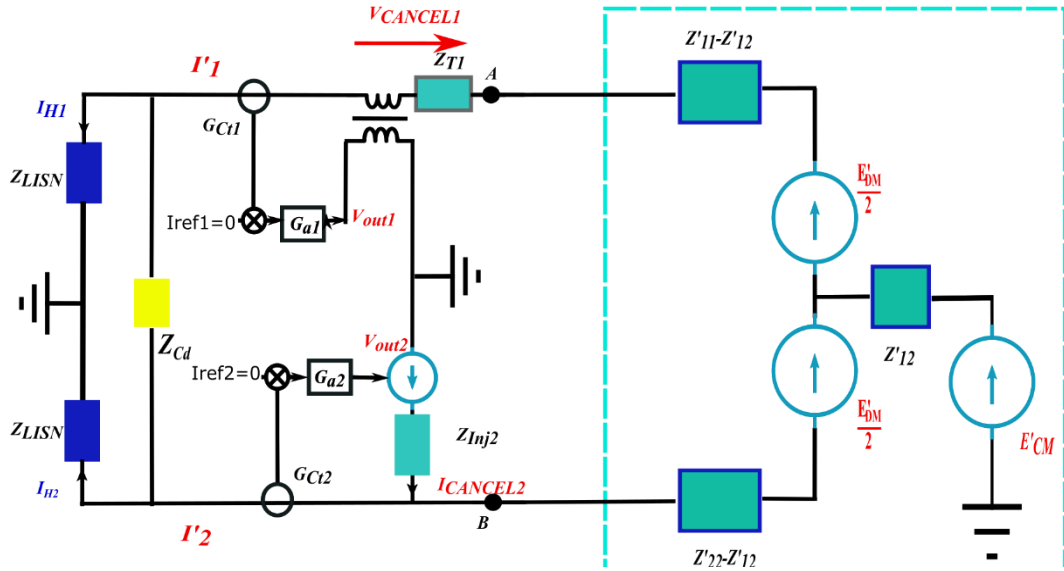


Figure III-25 : schéma illustratif détaillant l'ensemble du modèle (convertisseur + filtre passif + filtre actif).

D'après la Figure III-25 on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} E'_{CM} \\ \frac{E'_{DM}}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z'_{11} + Z'_{12} + Z_{LISN}}{2} & \frac{Z'_{22} + Z'_{12} + Z_{LISN}}{2} \\ \frac{Z'_{11} - Z'_{12} + Z_{LISN}}{2} + \frac{Z_{Cd}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} & -\left(\frac{Z'_{22} - Z'_{12}}{2} + \frac{Z_{LISN}}{2} \frac{Z_{Cd}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I'_{1} \\ I'_{2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{Z'_{22} + Z'_{12}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{(Z'_{22} - Z'_{12})}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{CANCEL1} \\ I_{CANCEL2} \end{bmatrix} \quad \text{III-52}$$

En combinant III-51 dans III-52 on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} I'_{P1} \\ I'_{P2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I'_{1} \\ I'_{2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \zeta'_{11} & \zeta'_{12} \\ \zeta'_{21} & \zeta'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{CANCEL1} \\ I_{CANCEL2} \end{bmatrix} \quad \text{III-53}$$

Tel que :

$$\begin{bmatrix} \zeta'_{11} & \zeta'_{12} \\ \zeta'_{21} & \zeta'_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z'_{11} + Z'_{12} + Z_{LISN}}{2} & \frac{Z'_{22} + Z'_{12} + Z_{LISN}}{2} \\ \frac{Z'_{11} - Z'_{12} + Z_{LISN}}{2} + \frac{Z_{Cd}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} & -\left(\frac{Z'_{22} - Z'_{12}}{2} + \frac{Z_{LISN}}{2} \frac{Z_{Cd}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}}\right) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{Z'_{22} + Z'_{12}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{(Z'_{22} - Z'_{12})}{2} \end{bmatrix} \quad \text{III-54}$$

La matrice $[\zeta'_{ij}]$ est la nouvelle matrice des impédances ratiométriques en ayant dimensionné les paramètres du filtre passif pour répondre aux conditions $Z'_{11} + Z'_{12} \gg Z_{LISN}$ et $Z'_{22} + Z'_{12} \gg Z_{LISN}$. Nous allons présenter une analyse fréquentielle des éléments de la matrice $[\zeta'_{ij}]$.

III.3.2. Analyse fréquentielle des paramètres du modèle

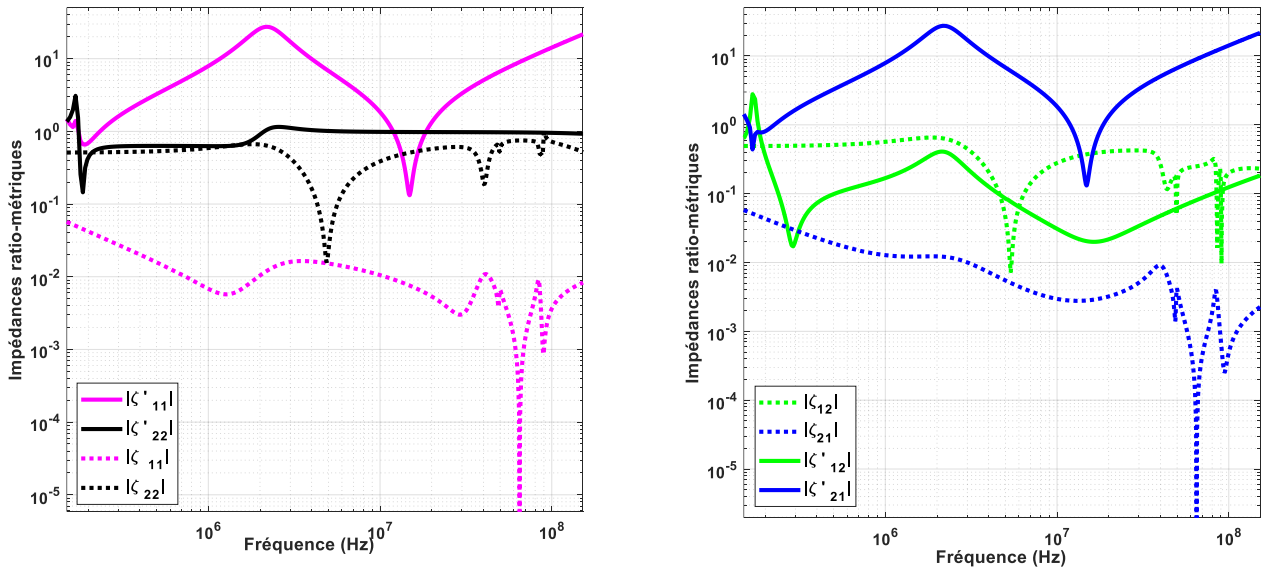


Figure III-26 : évolution fréquentielle des impédances Z'_{ij} et des éléments de matrice ζ'_{ij} .

Comme déjà indiqué lors de l'étude paramétrique des termes ζ'_{ij} à la section III.2.2.2, nous cherchons à augmenter ζ'_{11} et ζ'_{22} et à diminuer ζ'_{21} ou ζ'_{12} qui causent une interaction entre les deux boucles.

A la Figure III-26, les impédances du filtre passif contribuent à l'augmentation de ζ'_{11} et ζ'_{22} ; le filtre passif est donc bien adapté pour répondre à cette contrainte.

Pour les impédances ratiométriques d'interaction, l'élément ζ'_{12} est réduit. On limite ainsi l'interaction entre les boucles de contrôle. Cependant $\zeta'_{21} > \zeta_{21}$.

Comme pour le cas du filtre actif simple, nous allons établir une matrice reliant les grandeurs filtrées aux grandeurs non filtrées. Pour des raisons de simplicité de la procédure, nous allons d'abord établir la relation entre les courants I'_{p1} I'_{p2} et les courants filtrés I'_1 I'_2 .

Les tensions et courants de contrôle sont données par l'expression suivante :

$$\begin{cases} V_{CANCEL 1} = G_{Vt1} G_{a1} (I_{ref1} - G_{Ct1} I'_1) + Z_{T1} I'_1 \\ I_{CANCEL 2} = \frac{G_{a2} (I_{ref2} - G_{Ct2} I''_2) - Z_{LISN} I_{FH2}}{Z_{Inj2}} \end{cases} \quad \text{III-55}$$

En remplaçant III-59 dans III-53 et en prenant les courants de références $I_{ref1} = I_{ref2} = 0$

On peut écrire :

$$\begin{bmatrix} I'_{1} \\ I'_{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta'_{11} & \beta'_{12} \\ \beta'_{21} & \beta'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I'_{P1} \\ I'_{P2} \end{bmatrix} \quad \text{III-56}$$

Avec l'hypothèse $\zeta'_{12} \ll \ll$ on peut écrire les éléments de la matrice β'_{ij} comme suit :

$$\beta'_{11} = \frac{1}{1 + (G_{Ct1} G_{Vt1} G_{a1} + Z_{T1}) \zeta'_{11}} \quad \text{III-57}$$

$$\beta'_{12} = - \frac{\zeta'_{12} \left(\frac{G_{a2} G_{Ct2}}{Z_{Inj2}} \frac{Z_{LISN}}{Z_{Inj2}} + \frac{Z_{Cd} + Z_{LISN}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} \right)}{\left(1 + \zeta'_{22} \left(\frac{G_{a2} G_{Ct2}}{Z_{Inj2}} \frac{Z_{LISN}}{Z_{Inj2}} + \frac{Z_{Cd} + Z_{LISN}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} \right) \right) \left(1 + (G_{Ct1} G_{Vt1} G_{a1} + Z_{T1}) \zeta'_{11} \right)} \quad \text{III-58}$$

$$\beta'_{21} = - \frac{(G_{Ct1} G_{Vt1} G_{a1} + Z_{T1}) \zeta'_{21} + \zeta'_{22} \left(\frac{Z_{LISN}}{Z_{Inj2}} \frac{Z_{LISN}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} \right)}{\left(1 + \zeta'_{22} \left(\frac{G_{a2} G_{Ct2}}{Z_{Inj2}} + \frac{Z_{LISN}}{Z_{Inj2}} \frac{Z_{Cd} + Z_{LISN}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} \right) \right) \left(1 + (G_{Ct1} G_{Vt1} G_{a1} + Z_{T1}) \zeta'_{11} \right)} \quad \text{III-59}$$

$$\beta'_{22} = \frac{1}{1 + \zeta'_{22} \left(\frac{G_{a2} G_{Ct2}}{Z_{Inj2}} + \frac{Z_{LISN}}{Z_{Inj2}} \frac{Z_{Cd} + Z_{LISN}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} \right)} \quad \text{III-60}$$

Les équations [III-56-III-62] font apparaitre deux boucles de contrôle feedback où les gains des amplificateurs doivent être maximisés pour assurer le respect de la norme.

Il faut maintenant remonter aux courants filtrés par l'architecture hybride globale I_{H1} et I_{H2} .

Rappelons que les courants I_{P1} et I_{P2} sont les courants à l'entrée du LISN en présence du filtre passif. Nous voulons quantifier l'apport de la structure hybride par rapport aux courants déjà filtrés par la structure passive. Finalement, l'atténuation apportée par le filtre hybride est donnée par l'expression III-62 où la matrice $[\beta_{Hij}]$ est la matrice de transfert entre le courant filtré par le filtre passif I_{P1}, I_{P2} et les courants filtrés par la structure hybride I_{H1}, I_{H2} :

$$\begin{bmatrix} I_{H1} \\ I_{H2} \end{bmatrix} = \frac{1}{2Z_{LISN} + Z_{Cd}} \begin{bmatrix} Z_{LISN} + Z_{Cd} & Z_{LISN} \\ Z_{LISN} & Z_{LISN} + Z_{Cd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta'_{11} & \beta'_{12} \\ \beta'_{21} & \beta'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{LISN} + Z_{Cd} & Z_{LISN} \\ Z_{LISN} & Z_{LISN} + Z_{Cd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{P1} \\ I_{P2} \end{bmatrix} \quad \text{III-61}$$

$$\begin{bmatrix} I_{H1} \\ I_{H2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_{H11} & \beta_{H12} \\ \beta_{H21} & \beta_{H22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{P1} \\ I_{P2} \end{bmatrix} \quad \text{III-62}$$

Comme pour le filtre actif, nous avons validé toutes les expressions précédentes par des simulations comparées aux courants issus du modèle Matlab. Les courants résultants du modèle Matlab sont donnés par les expressions suivantes :

$$I_{H1} \text{ modèle} = ATT_{H1} I_{P1} \quad \text{III-63}$$

$$I_{H2} \text{modèle} = ATT_{H2} I_{P2} \tag{III-64}$$

Avec l'hypothèse $I_{P1} = I_{P2}$, les gains d'insertion du filtre sont donnés par :

$$ATT_{H1} = \beta_{H11} + \beta_{H12} \tag{III-65}$$

$$ATT_{H2} = \beta_{H21} + \beta_{H22} \tag{III-66}$$

Il faut donc renseigner tous les termes des expressions ATT_{H1} et ATT_{H2} par les différentes fonctions de transfert des étages du filtre actif $G_{a2}Z_{Inj2}G_{ct2}$ et $G_{a1}G_{ct1}G_{VT}$. Nous gardons pour la validation du modèle les mêmes grandeurs ayant servi pour la validation du modèle de filtre actif simple, toujours en considérant les composants idéaux III.2.1.4.

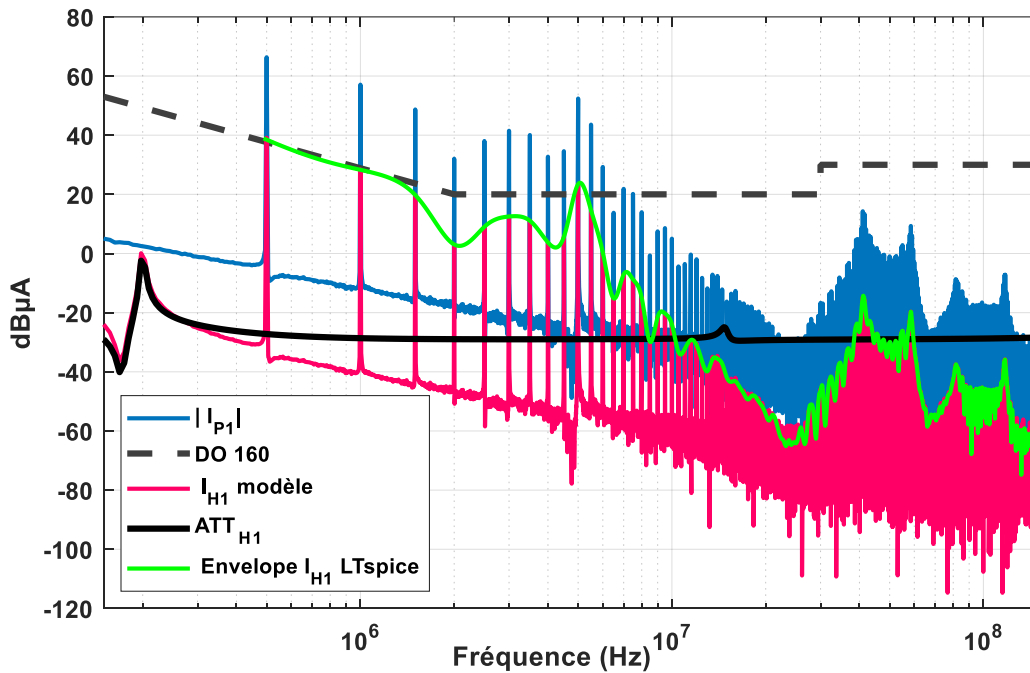


Figure III-27 : comparaison des spectres des courants I_{P1} et I_{H1} calculés par LTspice et par le modèle Matlab.

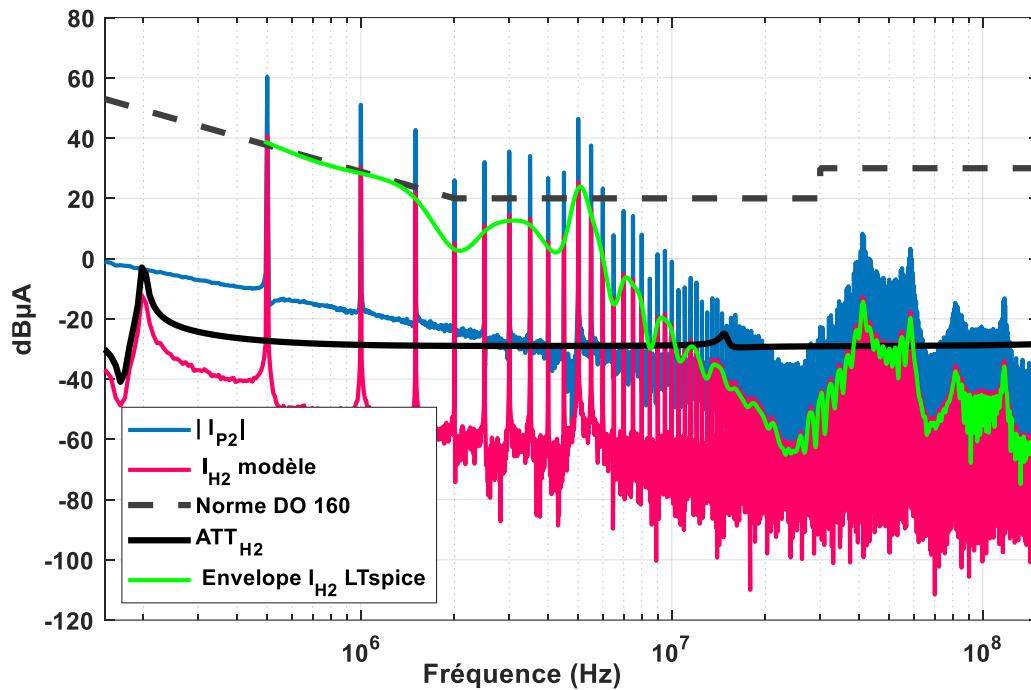


Figure III-28 : comparaison des spectres des courants I_{P2} et I_{H2} calculés par LTspice et par le modèle Matlab.

Aux Figure III-27 et Figure III-28, on représente les enveloppes des courants filtrés par la structure hybride issus de la simulation LTspice I_{H1} , I_{H2} et on les compare aux courants du modèle Matlab I_{H1} modèle et I_{H2} modèle. Les courbes se superposent très correctement, ce qui valide le modèle. L'atténuation apportée par le filtre hybride, en comparaison aux courants déjà filtrés par le filtre passif est de 25 dB par rapport à I_{P1} I_{P2} .

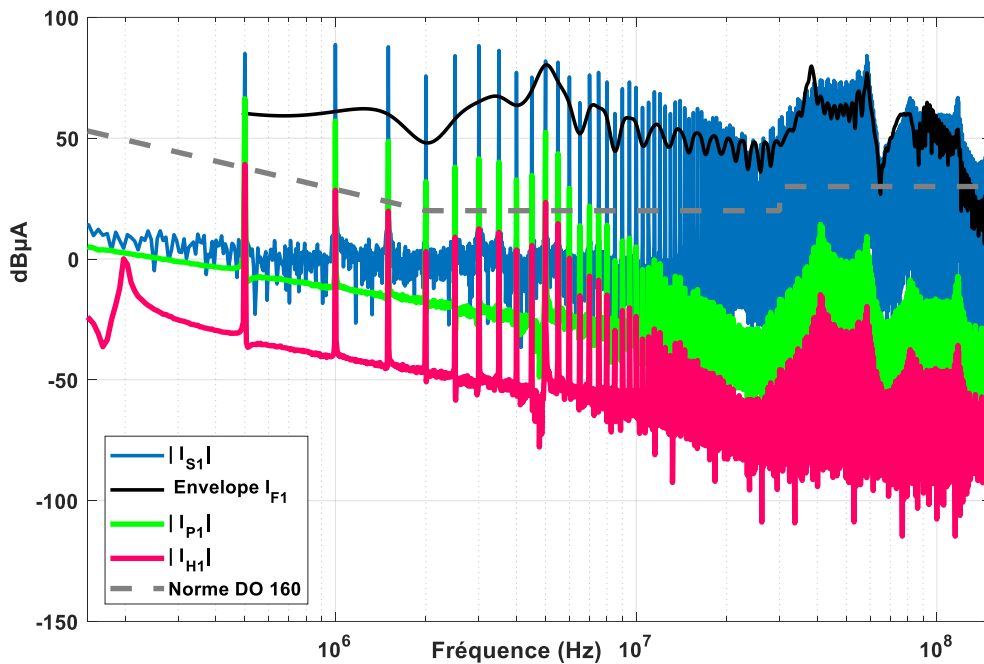


Figure III-29 : comparaison des spectres des courants I_{H1} , I_{S1} et I_{P1} simulés LTspice.

Les spectres représentés aux Figure III-29 et 30 permettent de comparer les trois structures de filtrage. C'est la structure hybride qui apporte une atténuation de 50 dB dont 25dB par la partie active qui est la plus performante.

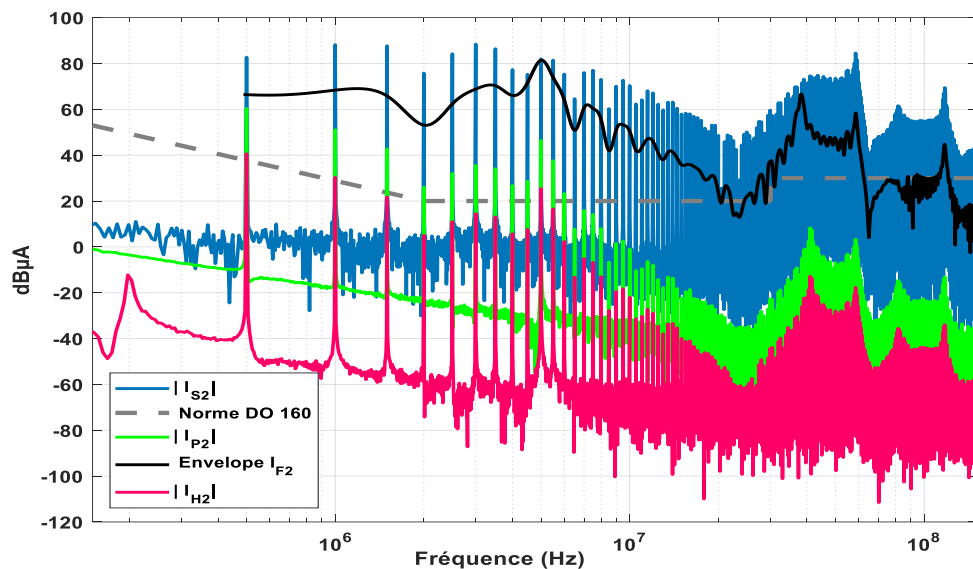


Figure III-30 : comparaison des spectres des courants I_{H2} , I_{S2} et I_{P2} simulés LTspice.

Notre modèle est validé et l'apport du filtre par ligne est quantifié. Nous allons maintenant analyser les spectres des courants dans la base MC/MD pour examiner l'impact de cette structure dans chacun de ces modes.

III.3.3. Analyse des performances du filtre hybride dans base MC/MD

Afin d'évaluer l'impact de cette structure sur les spectres de mode commun/différentiel, nous analysons les spectres respectifs.

A la Figure III-31, on représente les spectres des courants de mode commun :

- $I_{CM S}$ est non filtré (bleu). ($I_{CM S} = I_{1 S} + I_{2 S}$).
- $I_{CM H}$ est le courant filtré par la structure hybride. ($I_{CM H} = I_{H1} + I_{H2}$), (magenta).
- $I_{CM P}$ est le courant de mode commun filtré par la structure passif ($I_{CM P} = I_{P1} + I_{P2}$) (vert).

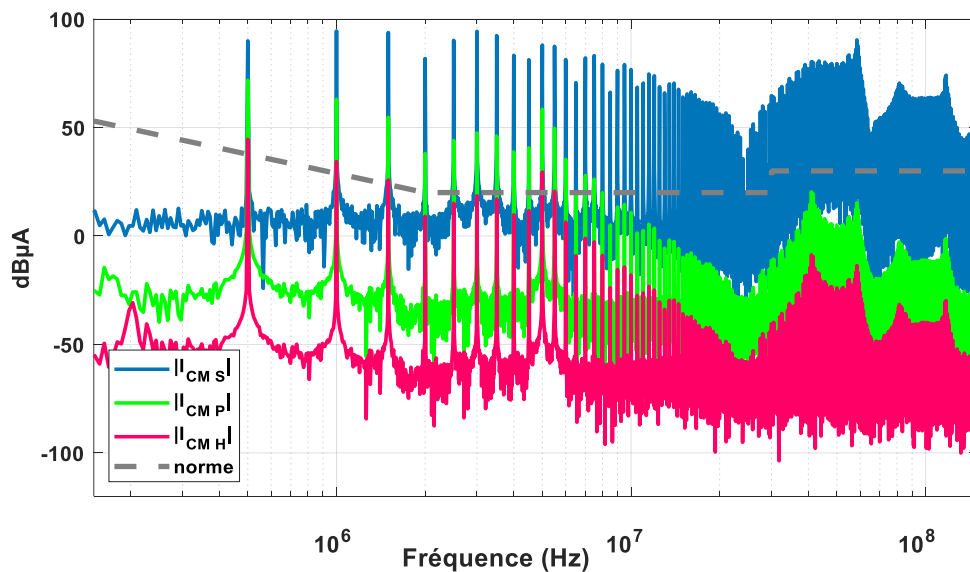


Figure III-31 : comparaison des courants de mode commun avec et sans filtre, simulation LTspice.

Le courant de mode commun est bien atténué le filtre proposé apporte une atténuation de 45 dB sur la fréquence de découpage pour le mode commun.

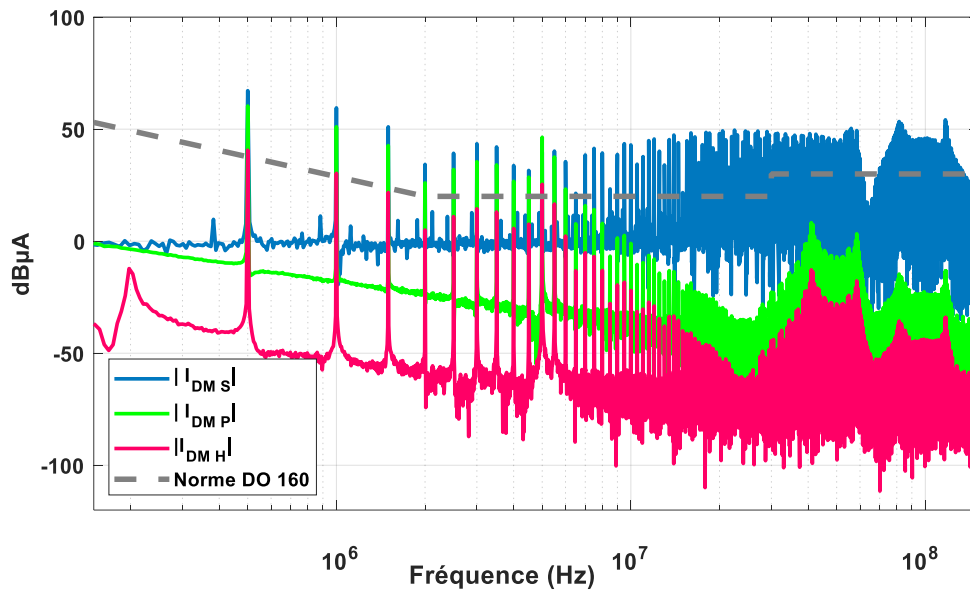


Figure III-32 : comparaison des courants de mode différentiel avec et sans filtre, calcul LTspice.

A la Figure III-32 on représente les spectres des courants de mode différentiel :

- $I_{DM S}$ est non filtré, (bleu),
- $I_{DM S} = \frac{I_{1S}-I_{2S}}{2} I_{DM H}$ est le courant filtré la structure hybride tel que $I_{DM H} = \frac{I_{1H}-I_{2H}}{2}$, (magenta),
- $I_{DM P}$ est le courant de mode différentiel filtré par la structure passif $I_{DM P} = \frac{I_{1P}-I_{2P}}{2}$, (vert),

Le courant de mode différentiel est bien atténué le filtre proposé apporte une atténuation de 27 dB sur la fréquence de découpage pour le mode différentiel.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, un nouveau filtre hybride actif/passif à double injection tension/courant a été présenté. La nouvelle architecture de ce filtre nous a conduit à détailler son modèle mathématique qui nous sert aussi pour son dimensionnement.

L'intérêt d'un filtre actif est la réduction du volume et de masse, c'est pourquoi une première structure de filtre actif double injection en courant est présentée ; les interactions entre les deux boucles de régulation et la limitation du courant injecté dû à l'étage d'amplification nous ont conduit à ne pas retenir cette structure.

La seconde structure étudiée est basée sur une injection mixte : tension sur la ligne 1 et courant sur la ligne 2. Elle présente de meilleurs résultats ; le contrôle des deux grandeurs à réguler est effectué simultanément et l'atténuation apportée par le filtre est définie sous la forme d'une matrice de transfert.

Le filtre purement actif avec injection mixte présente des résultats intéressants cependant insuffisants. Une analyse des grandeurs impactant son comportement a été menée : il s'agit principalement des gains des étages d'amplification et des ratio d'impédances du convertisseur et du LISN représentés par la matrice ζ_{ij} . Afin d'améliorer l'atténuation nous avons fait évoluer la structure de filtrage en introduisant un filtre passif, ce qui conduit à proposer un filtre hybride actif/passif.

La structure hybride est étudiée et le modèle mathématique développé a été validé en comparant les courants filtrés simulés sur LTspice par rapport aux courants résultants du modèle Matlab basé sur la matrice de transfert $\beta_{H_{ij}}$. Cette validation est importante car on peut ajuster les grandeurs du filtre en fonction de l'atténuation désirée.

Afin de valider le modèle établi au chapitre III, nous réalisons au chapitre suivant un prototype du filtre hybride. Les résultats seront discutés au regard des limitations dues aux imperfections des composants de filtrage, aux éléments constitutifs et à l'architecture du convertisseur de puissance.

Chapitre IV : VALIDATION EXPERIMENTALE

IV. CHAPITRE IV

IV.1. Introduction

Le dernier chapitre est consacré à la validation expérimentale. Nous présentons ici les différentes étapes de conception du filtre hybride à injection mixte. L'architecture de la partie active est celle présentée au chapitre III, la partie passive fait l'objet d'une autre proposition que celle traitée au chapitre précédent pour des raisons de volume et de masse.

Dans la section IV.2.2 nous présentons le filtre actif. Chaque étage du filtre actif est dimensionné au regard des exigences du cahier des charges mais aussi des limitations technologiques. Chaque étage est donc caractérisé par sa fonction de transfert. Une comparaison entre simulation et mesure est établie. Ces fonctions de transfert sont ensuite utilisées pour nourrir notre modèle qui permet d'analyser les gains d'insertion du filtre sur chaque ligne d'entrée DC. L'évolution de ces gains d'insertion en fonction de la fréquence dépend non seulement des fonctions de transfert des étages du filtre actif mais aussi des impédances caractéristiques du convertisseur qui représentent les impédances vues par le coté injecteur du filtre actif. L'insertion d'un filtre passif entre l'injecteur et le convertisseur permet donc de faire évoluer les impédances vues par les injecteurs, cette étude est détaillée dans la partie IV.2.1 où la structure du filtre passif retenue répond aux contraintes soulevées par le modèle et qui doit rester compacte.

La réalisation du filtre hybride est détaillée dans IV.3. Cette réalisation nous a permis de valider expérimentalement le concept de filtrage hybride. Cependant, des inconvénients liés à la puissance du convertisseur et à la gamme de fréquence sont mis en évidence. Les résultats sont discutés au regard des limitations du filtre actif, des imperfections des composants de filtrage, des éléments constitutifs et de l'architecture du convertisseur de puissance.

IV.2. Dimensionnement filtre hybride

Le filtre actif sera implémenté à l'entrée du convertisseur DC-DC boost déjà présenté chapitre II

Afin de correctement dimensionner le filtre, une analyse des courants à compenser est nécessaire. La Figure IV-1 représente les spectres des courants I_{S1} et I_{S2} et permet de calculer l'atténuation requise en fonction de la fréquence. Les résultats des mesures en temporel sont présentés pour estimer la dynamique des courants à compenser.

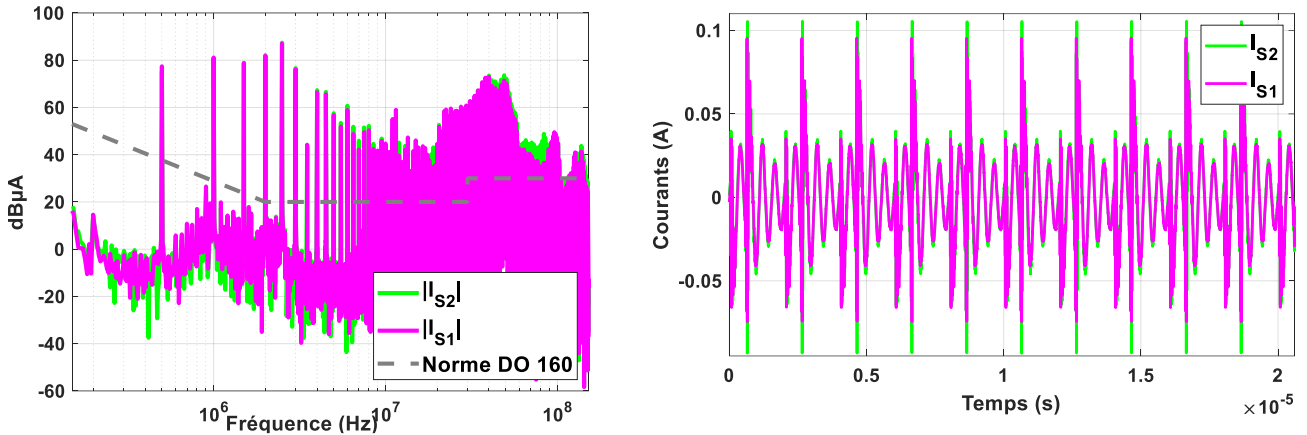


Figure IV-1 : courants de ligne I_{s1} I_{s2} en fréquentiel et temporel.

Afin de répondre à la norme DO-160 le filtre doit apporter une atténuation importante pour les courants I_{s1} et I_{s2} et avoir une capacité d’injection des dynamiques de courant de ± 120 mA crête à crête.

Nous avons calculé les gains d’insertion pour retrouver l’apport du filtre hybride nécessaire, le module est présenté Figure IV-2.

$$Att_{requis\ 1} = |I_{s1}| - A_{DO160} + 6dB \tag{IV-1}$$

$$Att_{requis\ 2} = |I_{s2}| - A_{DO160} + 6dB \tag{IV-2}$$

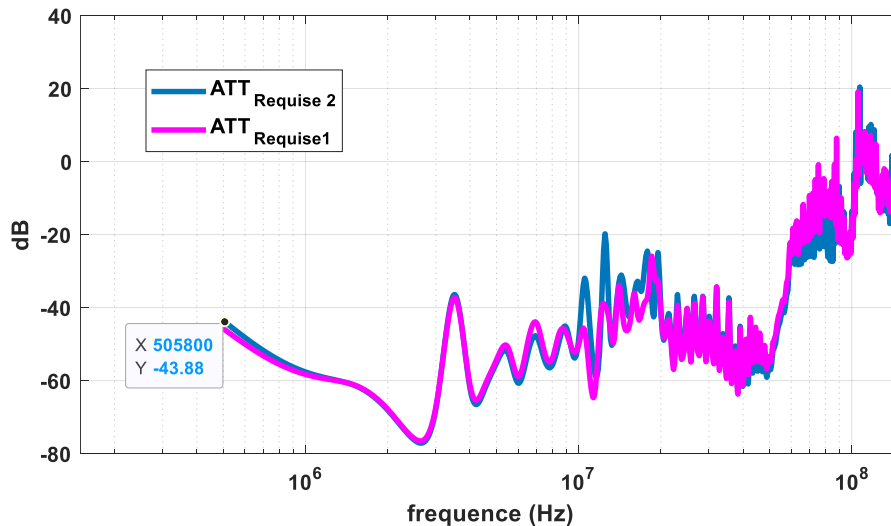


Figure IV-2 : atténuation requise pour les deux lignes d’entrée.

L’analyse de la Figure IV-2 montre la complexité de dimensionner un filtre répondant à la norme. En effet il faut une atténuation de 43 dB sur la première raie et plus de 60 dB dans la plage [1MHz-3MHz].

Il faut maintenant dimensionner le filtre hybride afin de répondre à la norme. La structure du filtre hybride se compose de la partie active et passive ; nous retenons une structure de filtre actif à double injection CSV-

CSCC. Pour le filtre passif, les valeurs des impédances ratiométriques directes ζ'_{11} et ζ'_{22} doivent être très importantes devant celles d'interaction ζ'_{12} et ζ'_{21} .

IV.2.1. Filtre passif

Comme nous l'avons vu dans le Tableau III-1, plusieurs architectures peuvent répondre à la condition ζ'_{11} et ζ'_{22} supérieures à ζ'_{12} et ζ'_{21} . Dans notre application, nous avons fait le choix d'une architecture asymétrique coté injecteur pour deux raisons :

- proposer une nouvelle architecture qui ne prend pas en considération les modes commun et différentiel séparément,
- garder l'objectif d'une structure compacte et dont l'architecture ne comprend pas d'inductance de mode commun.

Le dimensionnement des éléments passifs doit assurer la condition précédente sur les impédances ratiométriques qui dépendent directement des impédances du réelles du convertisseur. Sans présence de filtre passif, on garde les termes Z_{11}, Z_{12} et Z_{22} . En présence du filtre passif, les impédances sont caractérisées côté injecteur aux points A et B, en déconnectant le filtre actif, comme indiqué sur le schéma Figure IV-3. On les note Z'_{11}, Z'_{12} et Z'_{22} .

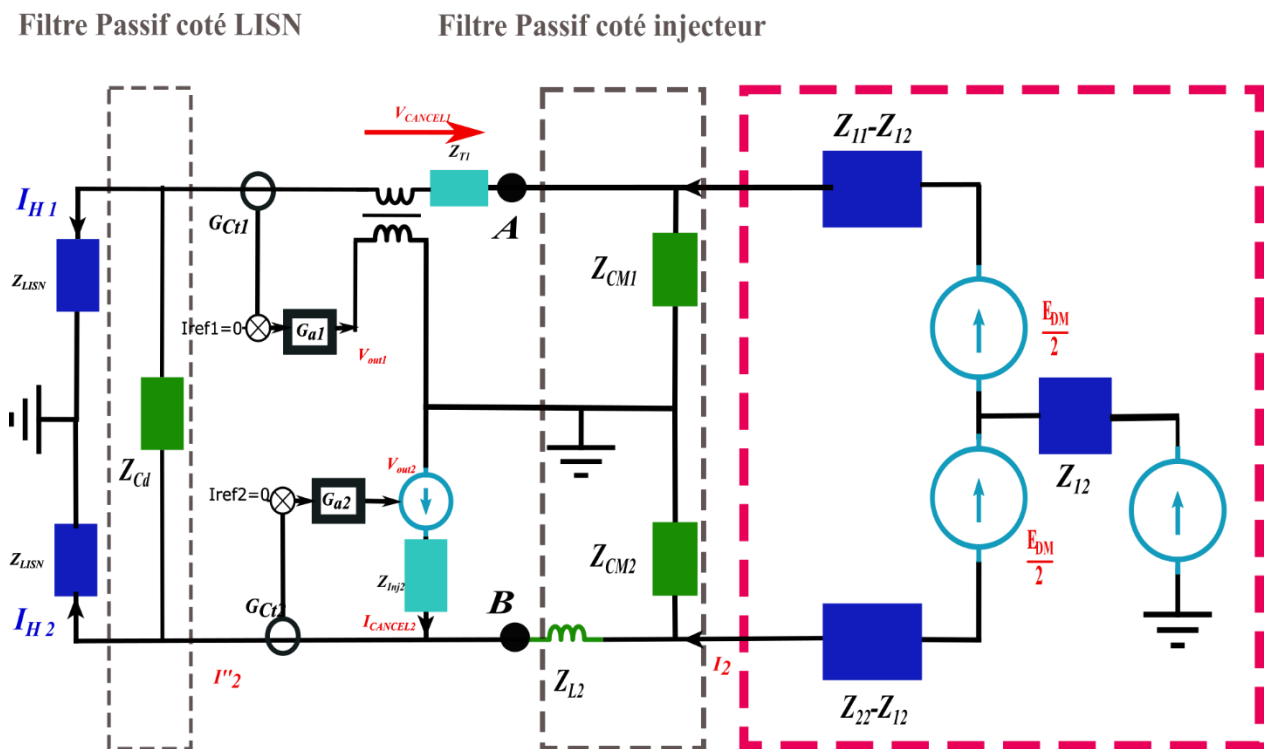


Figure IV-3 : schéma illustratif du convertisseur associé au filtre hybride.

La structure passive retenue est la combinaison de la deuxième et dernière solution décrite dans le Tableau III-1.

On choisit d'ajouter un condensateur différentiel coté réseau $Z_{Cd} = 2.2 \mu\text{F}$, une inductance sur la ligne 2 $L_2 = 6.8 \mu\text{H}$ et deux condensateurs de mode commun $C_{CM1} = C_{CM2} = 56 \text{ nF}$ coté injecteurs. Ces valeurs sont choisies pour assurer la condition $Z'_{22} + Z'_{12} \gg Z_{LISN}$ sur la plage de fréquence [500 kHz-10 MHz] considérée comme étant la plage de fréquence utile du filtre actif.

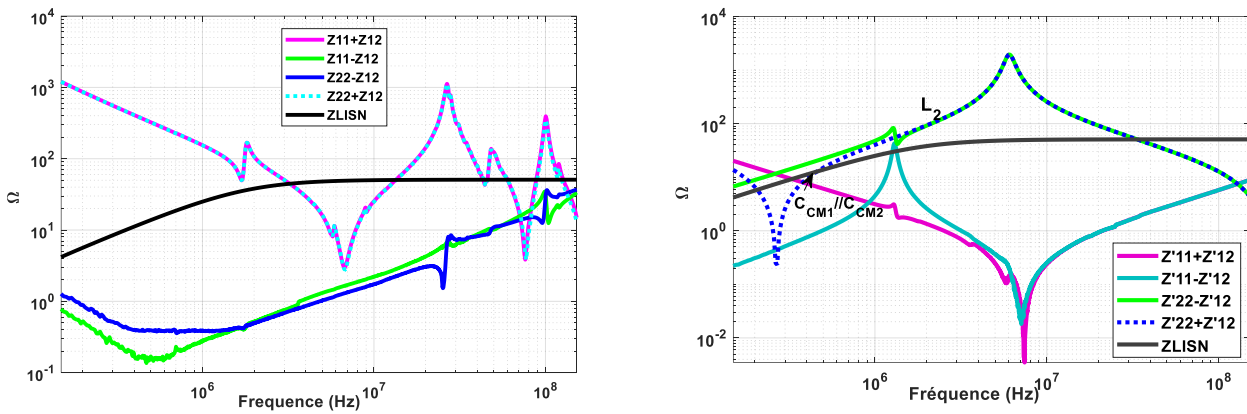


Figure IV-4 : impédances mesurées avec analyseur de réseau.

Les impédances du modèle sans et avec filtre passif sont caractérisées avec l'analyseur Rhode & Schwarz ZNB ; leurs modules sont présentés à la Figure IV-4. En présence du filtre passif, on constate que $Z'_{22} + Z'_{12} \gg Z_{LISN}$ sur la gamme [500 kHz-30 MHz]. On observe aussi que l'impédance $Z'_{11} + Z'_{12} \ll Z_{LISN}$. Ceci a un impact direct sur les impédances ratiométriques comme présenté à la Figure IV-5. Les impédances du filtre passif contribuent à l'augmentation de ζ'_{11} et ζ'_{22} . Le filtre passif est donc bien adapté pour répondre à cette contrainte.

Pour les impédances ratiométriques d'interaction, l'élément ζ'_{21} est faible. On limite ainsi l'interaction entre les boucles de contrôle. Cependant $\zeta'_{12} > \zeta_{12}$.

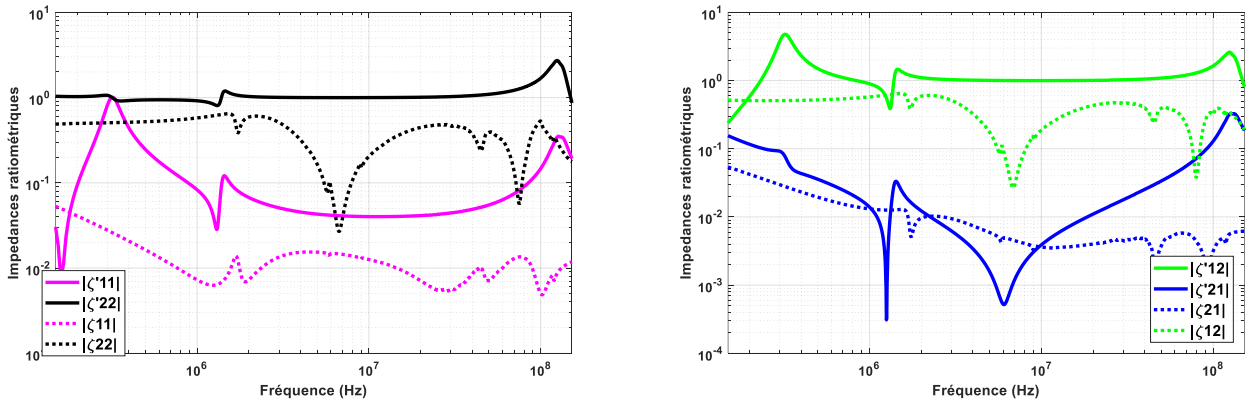


Figure IV-5 : impédances ratiométriques avec et sans filtre passif.

IV.2.2. Filtre actif

L'architecture du filtre actif utilisé est celle développée au Chapitre III. Nous avons donc dimensionné les étages constituant le filtre pour s'affranchir du bruit sur les deux lignes de puissance Figure IV-6.

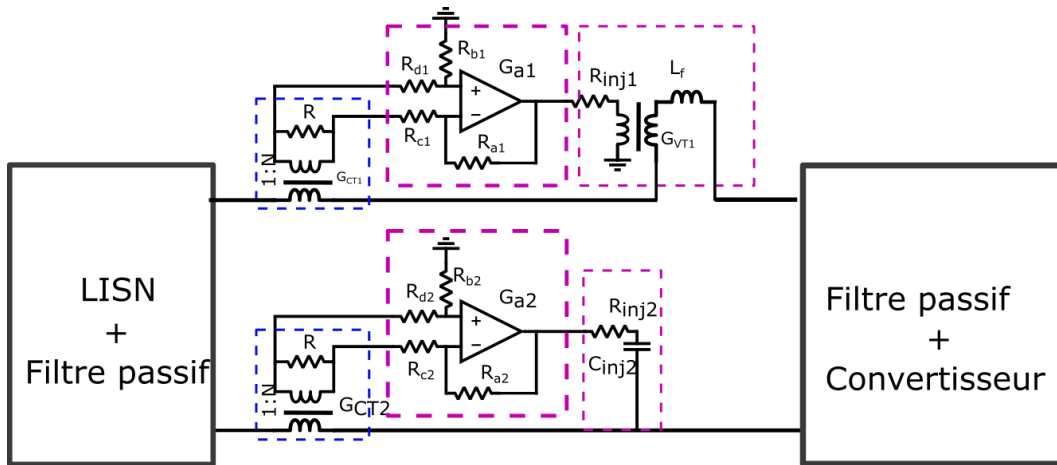


Figure IV-6 : architecture du filtre actif retenue.

IV.2.2.1. Atténuation requise

Les atténuations ATT_{H1} et ATT_{H2} du filtre hybride sont les expressions des atténuations apportées par le filtre actif par rapport aux courants déjà filtrés par la structure passive.

$$I_{H1 \text{ LTspice}} = ATT_{H1} I_{P1 \text{ LTspice}} \tag{IV-3}$$

$$I_{H2 \text{ LTspice}} = ATT_{H2} I_{P2 \text{ LTspice}} \tag{IV-4}$$

Afin de dimensionner le filtre actif, nous avons simulé le convertisseur associé au filtre passif sous LTspice. Le but est d'estimer les courants $I_{P1 \text{ LTspice}}$ et $I_{P2 \text{ LTspice}}$ et dimensionner les étages du filtre actif en fonction des atténuations requises.

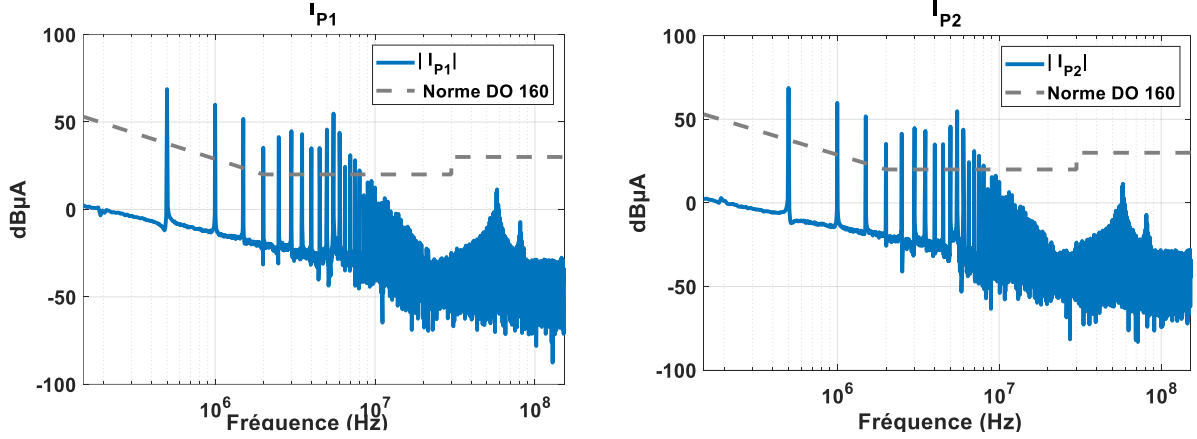


Figure IV-7 : comparaison des courants filtrés $I_{P1 \text{ LTspice}}$ et $I_{P2 \text{ LTspice}}$ à la norme DO 160.

Nous constatons en analysant la Figure IV-7 que l'atténuation requise apportée par la partie active du filtre hybride est de 30dB sur la gamme de fréquence [500kHz- 6 MHz].

Sur la base de cette analyse nous avons dimensionné les différents étages du filtre actif afin de répondre à la norme.

Rappelons que l'atténuation sur chaque ligne est donnée par les expressions suivantes :

$$ATT_{H1} = \beta'_{12} + \beta'_{11} = \frac{1 + \zeta'_{22} \left(\frac{G_{a2} G_{ct2} Z_{LISN}}{Z_{Inj2}} + \frac{Z_{Cd} + Z_{LISN}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} \right) - \zeta'_{12} \left(\frac{G_{a2} G_{ct2} Z_{LISN}}{Z_{Inj2}} + \frac{Z_{Cd} + Z_{LISN}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} \right)}{\Delta'} \quad IV-5$$

$$ATT_{H2} = \beta'_{21} + \beta'_{22} = \frac{1 + (G_{ct1} G_{vt1} G_{a1} + Z_{T1}) \zeta'_{11} + \zeta'_{12} \frac{Z_{LISN}}{Z_{Inj2}} \frac{Z_{LISN}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} - (G_{ct1} G_{vt1} G_{a1} + Z_{T1}) \zeta'_{21} + \zeta'_{22} \left(\frac{Z_{LISN}}{Z_{Inj2}} \frac{Z_{LISN}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} \right)}{\Delta'} \quad IV-6$$

$$\Delta' = \left(1 + \zeta'_{22} \left(\frac{G_{a2} G_{ct2} Z_{LISN}}{Z_{Inj2}} + \frac{Z_{Cd} + Z_{LISN}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} \right) \right) \left(1 + (G_{ct1} G_{vt1} G_{a1} + Z_{T1}) \zeta'_{11} + \zeta'_{12} \frac{Z_{LISN}}{Z_{Inj2}} \frac{Z_{LISN}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} \right) - \zeta'_{12} \left(\frac{G_{a2} G_{ct2} Z_{LISN}}{Z_{Inj2}} + \frac{Z_{Cd} + Z_{LISN}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} \right) \left((G_{ct1} G_{vt1} G_{a1} + Z_{T1}) \zeta'_{21} - \zeta'_{22} \left(\frac{Z_{LISN}}{Z_{Inj2}} \frac{Z_{LISN}}{Z_{Cd} + 2Z_{LISN}} \right) \right) \quad IV-7$$

D'après les équations [IV-5, IV-7], les valeurs des impédances ratiométriques sont déjà fixées ainsi que les impédances coté réseau (LISN et condensateur de découplage Z_{Cd}). Il faut maintenant dimensionner les gains d'injection et de détection ainsi que le gain d'amplificateur.

IV.2.2.2. Etage de détection (Transformateur de courant)

Les capteurs de courant sélectionnés doivent répondre aux exigences indiquées, à savoir supporter un courant DC de 15 A, une bande passante entre 150 kHz et 10 MHz, et une amplitude de courant alternatif de 200 mA avec une fréquence fondamentale de l'ordre de 500 kHz.

Pour cela nous sélectionnons pour chaque ligne les capteurs de référence 7492540020 [48] de chez Würth Elektronik, leur gain est de $G_{CT} = 2 \text{ V/A}$. Le rapport du nombre de spires primaire/secondaire est de 1:20 ($N = 20$), la résistance de charge est de $R_B = 40 \Omega$ ce qui donne une résistance de $100 \text{ m}\Omega$ rapportée au primaire. L'inductance magnétisante de $L_\mu = 0.56 \mu\text{H}$ donne une coupure basse fréquence d'environ 28 kHz, soit plus d'une décade en dessous de la fréquence fondamentale. Le choix d'un capteur avec $N = 20$ s'explique par la volonté d'élargir la bande passante, en effet la fréquence de coupure haute d'un transformateur dépend des capacités parasites : capacités inter-spikes, inter-couches ou inter-bobinages. Il est donc nécessaire de réduire au maximum le nombre de spires pour augmenter la fréquence de coupure haute.

La Figure IV-8 présente une comparaison simulation/mesure de la fonction de transfert du capteur de courant, définie par le rapport de la tension de sortie sur le courant d'entrée. La simulation est obtenue par LTspice avec le modèle fourni par le fabricant Würth Elektronik. La mesure est faite avec l'analyseur de réseau Rhodes & Schwarz ZNB. L'entrée 1 est reliée au primaire du capteur et l'entrée 2 est reliée au secondaire. Les deux voies ayant une masse commune, on peut mesurer l'impédance $\frac{V_2}{I_1}$. On appellera $G_{ct1} = G_{ct2} = \frac{V_2}{I_1}$ les fonctions de transfert des capteurs pour chaque ligne de puissance. Les deux fonctions mesurées et simulées se superposent jusqu'à 10 MHz. Au-delà, ce sont les éléments parasites dus à la connectique et à l'absence de blindage du capteur qui sont à l'origine des écarts.

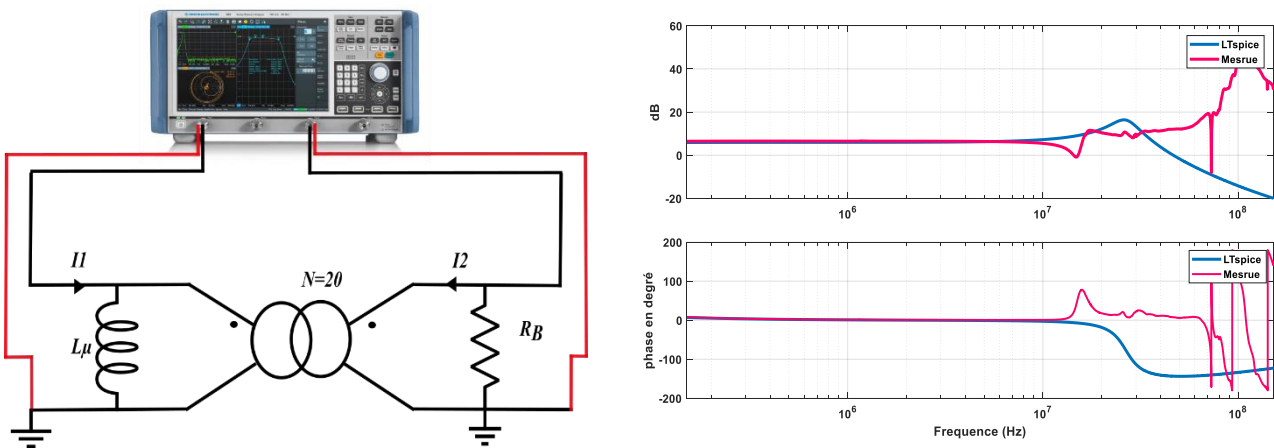


Figure IV-8 : schéma illustratif du capteur de courant et sa fonction de transfert (Mesure/LTspice).

IV.2.2.3. Etage d'injection en tension

Pour cette méthode d'injection, un transformateur de tension doit être placé en série avec la ligne d'alimentation I_{s1} comme illustré à la Figure IV-6. Il doit donc supporter le courant DC de 15 A du convertisseur.

De plus, l'inductance de magnétisation du transformateur doit être suffisamment grande pour réduire le courant magnétisant qui devra être fourni par l'amplificateur et ainsi limiter sa dissipation de puissance tout en conservant une bonne dynamique de courant nécessaire au filtrage actif. Pour cette raison, le transformateur est surdimensionné ce qui est contraire à l'objectif de réduction de volume par l'usage d'un filtre actif ; nous reviendrons sur ces considérations plus loin. Une alternative pour réduire le volume et taille du transformateur avec une structure active de compensation de flux a été dimensionnée mais sans succès en raison des pertes engendrées par l'étage de compensation et du nombre d'amplificateurs nécessaire trop élevé pour permettre la compensation du courant DC.

Nous avons donc dimensionné un transformateur sans optimiser son volume ; l'idée est de réaliser d'abord une preuve de concept pour le filtre hybride à injection mixte.

L'inductance magnétisante est de 65 μH ce qui donne un courant magnétisant de 50 mA à la fréquence de découpage si on considère une tension de sortie de l'amplificateur de 10V. L'amplificateur doit donc pouvoir délivrer un courant 10 fois plus grand que le courant consommé par l'inductance magnétisante, soit 500 mA au minimum pour assurer la compensation.

Le transformateur est de rapport unitaire 1 : 1. Le matériau du noyau est le N87 de EPCOS, il a une perméabilité de 2200, une densité de flux maximale de 490 mT et des pertes magnétiques faibles aux fréquences inférieures à 700 kHz. Il existe d'autres matériaux comme le 3F3 qui pourraient répondre aux exigences, mais les contraintes de disponibilité de certaines dimensions de noyaux dans cette nuance nous ont conduit à sélectionner le N87.

Les paramètres du modèle du transformateur ont été obtenus en mesurant le réseau des impédances en considérant le transformateur comme un quadripôle sur une plage de 100 kHz à 152 MHz avec l'analyseur Rhode & Schwarz pour déterminer les valeurs des composants ainsi que les éléments parasites. Ces valeurs sont données dans le Tableau IV-1 où L_{μ} représente l'inductance magnétisante, C_p (resp. C_s) la capacité de l'enroulement primaire (resp. secondaire), R_{μ} modélise les pertes dans le noyau, I_p (resp. I_s) est l'inductance de fuite de l'enroulement primaire (resp. secondaire) et C_{ps} la capacité primaire/secondaire.

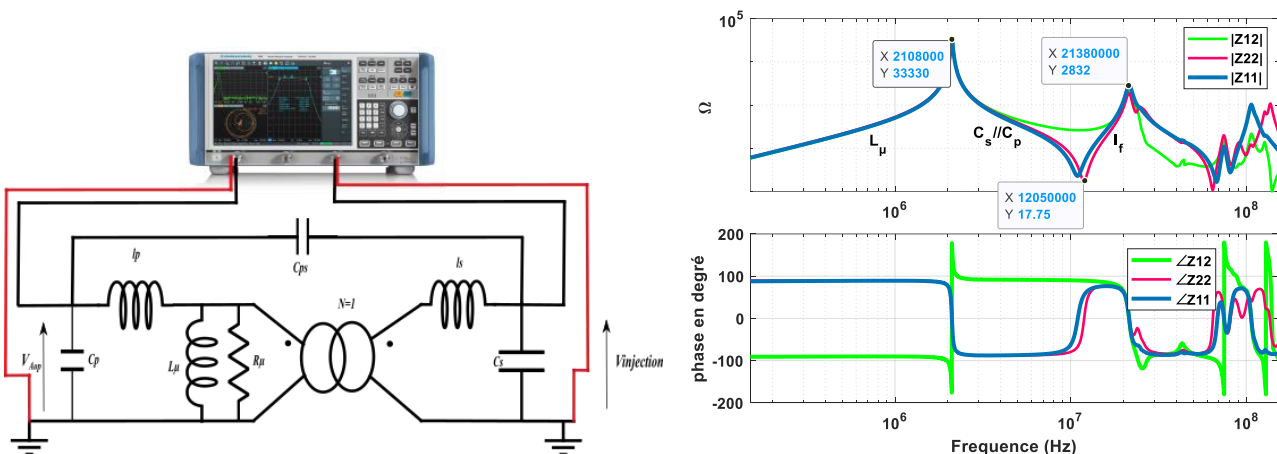


Figure IV-9 : schéma illustratif caractérisation paramètres impédances transformateur d'injection VT.

La Figure IV-10 est la fonction de transfert G_{VT} mesurée avec l'analyseur Rhode & Schwarz en utilisant le montage illustré à la Figure IV-9. On mesure directement le coefficient $S_{21} = 20 \log \left(\frac{V_{injection}}{V_{Aop}} \right)$. La fonction de transfert se détériore à partir de la première résonance entre $C_s // C_p$ et L_μ qu'on relève sur l'impédance Z_{22} .

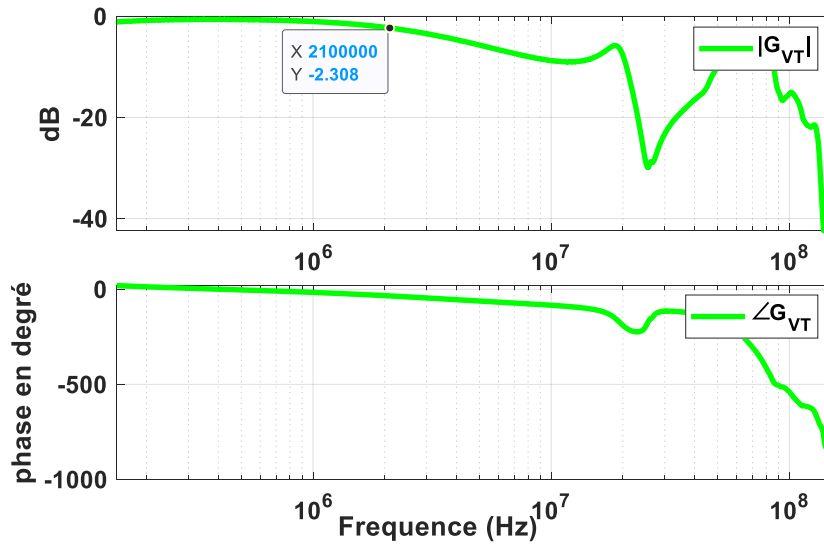


Figure IV-10 : fonction de transfert G_{VT} mesurée analyseur Rhode & Schwarz.

La conception du transformateur d'injection est importante car la dégradation de la réponse fréquentielle peut causer des erreurs sur l'injection. Un déphasage sur la tension de sortie peut notamment causer une addition des bruits au lieu de les soustraire, ce qui peut entraîner une instabilité du filtre.

Tableau IV-1 : Eléments du transformateur d'injection

L_μ	65 μ H
$C_s // C_p$	47 pF
C_{ps}	12 pF
I_p / I_s	1.8 μ H
Nombre de spires	19
Noyaux de ferrite	E 42/21/20 N87-Epcos

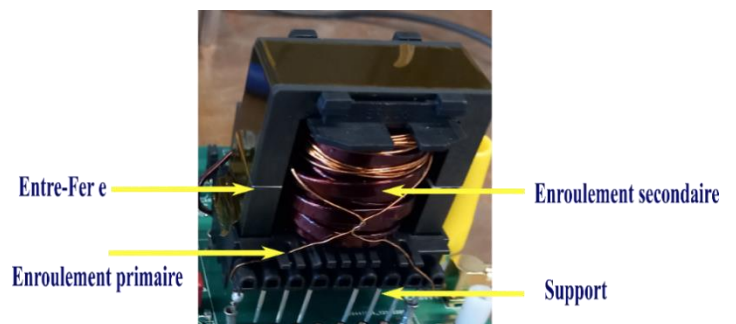


Figure IV-11 : transformateur réalisé.

Comme on peut le constater à la Figure IV-11, le volume du transformateur est important. Le support permet, lors des mesures, de passer de la configuration filtre hybride au filtre passif. Aussi le transformateur tel qu'il est conçu peut perturber par le champ émis par les inductances du convertisseur BOOST. Ce couplage parasite n'a pas été pris en compte et peut dégrader le fonctionnement du filtre en haute fréquence.

IV.2.2.4. Etage d'injection en courant

Le réseau d'injection de courant pour la ligne 2 est constitué d'un condensateur d'injection C_{inj2} et d'une résistance R_{inj2} de faible valeur. Le condensateur d'injection est nécessaire pour isoler le filtre actif de la ligne d'alimentation haute tension et la résistance est nécessaire pour assurer une impédance stable et un gain constant sur la bande passante. La fonction de transfert du courant d'injection sur la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel est donnée par :

$$Y_{inj} = \frac{I_{cancel2}}{V_{OUT2} - V_{LISN}} = \frac{sC_{inj2}}{1 + \frac{s}{\omega_{inj}}} \quad \text{IV-8}$$

$$f_{inj} = \frac{1}{2\pi R_{inj} C_{inj}} \quad \text{IV-9}$$

La fréquence du pôle d'injection, f_{inj} est déterminée par C_{inj2} et R_{inj2} . R_{inj2} doit être faible pour limiter la dissipation de puissance. Cette valeur influence également le gain de boucle du filtre actif $\frac{1}{R_{inj2}}$ dans la bande fréquentielle $f > f_{inj}$. Par conséquent, pour obtenir suffisamment de gain après la fréquence de coupure, il faut également limiter la valeur R_{inj2} . Le choix de C_{inj2} dépend du courant de fuite admissible en basse fréquence. Cela est dû au fait que l'impédance de C_{inj2} est typiquement beaucoup plus élevée que R_{inj2} .

Aussi afin de ne pas créer d'instabilité il est recommandé sur la datasheet du THS3491 une valeur minimale de résistance $R_{inj2} = 1 \Omega$.

La Figure IV-12 montre la fonction de transfert de l'équation III-34 pour $R_{inj2} = 5 \Omega$ et $C_{inj2} = 100 \text{ nF}$.

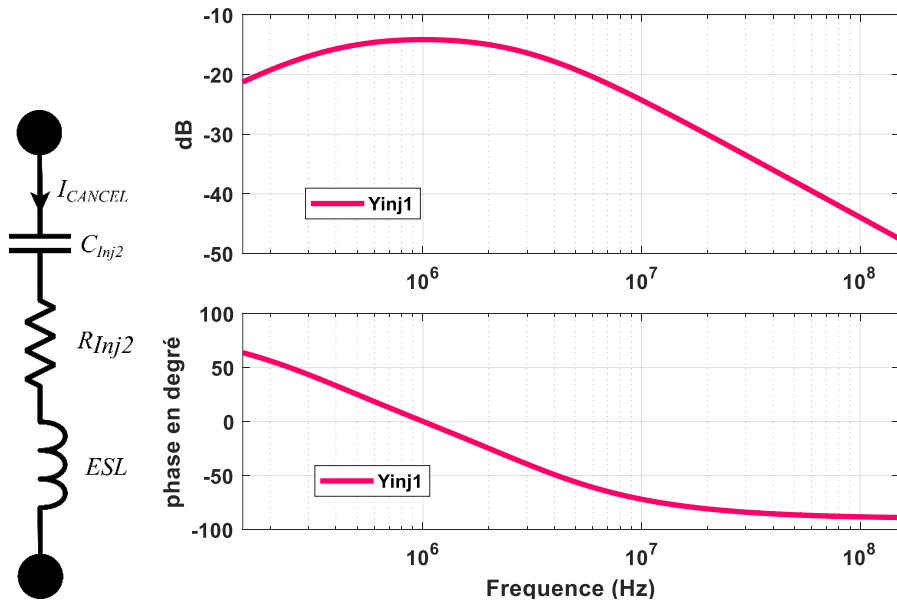


Figure IV-12 : admittance du réseau d’injection sur la ligne 2.

Finalement le réseau d’injection est un circuit passe-bande ou la bande passante est limité par la fréquence du pôle d’injection et l’inductance parasite en haute fréquence.

IV.2.2.5. Etage d’amplification

Comme nous l’avons vu au chapitre III, le gain de l’amplificateur et les impédances ratiométriques sont les deux éléments qui influent sur le gain d’insertion global du filtre. Afin de répondre à la norme, l’étage d’amplification doit assurer un produit gain bande de 40 dB jusqu’à 10 MHz. De plus, il ne faut pas dépasser son courant maximal de saturation de 120 mA (dans notre cas). Sur la base de ces exigences, nous avons sélectionné le composant THS3491 qui possède un slew-rate de 8000 V/μs, un produit gain bande de 900 MHz, un courant de sortie inférieur à 500 mA et une tension de sortie maximale de +15/-15 V.

Avec les résistances $R_{a1} = R_{b1} = 20 \text{ k}\Omega$ et $R_{c1} = R_{d1} = 510 \Omega$, l’amplificateur a un gain de 32 dB et un pôle à une fréquence à 12MHz. La réponse en fréquence $\frac{V_{AOP}}{V_{CT}}$ mesurée et simulée du THS3491 avec les résistances ci-dessus est présentée à la Figure IV-13. La réponse en phase du circuit de l’amplificateur opérationnel est importante car un retard de phase peut dégrader les performances du filtre, en particulier dans la gamme des hautes fréquences. Dans le pire des cas, un retard de phase important peut amplifier le bruit en additionnant les tensions de bruit et de compensation. A la Figure IV-13, nous constatons qu’une rotation de phase est présente dès 1 MHz, elle est de 45° à 8 MHz, ce qui peut déjà limiter les performances à cette fréquence. Pour toutes ces raisons ne nous allons pas augmenter au-delà de 32 dB le gain afin de ne pas risquer des instabilités.

Nous utilisons l’amplificateur THS3491 en montage différentiel afin d’amplifier les tensions à la sortie des capteurs de courants CT1 et CT2. On appelle les gains des amplificateurs pour chaque ligne G_{a1} et G_{a2}

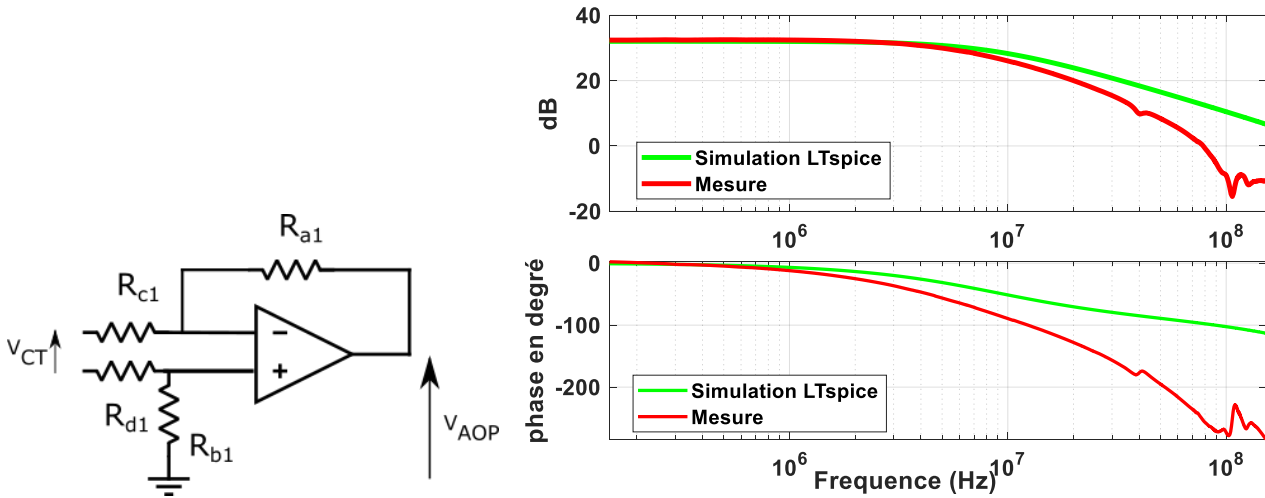


Figure IV-13 : caractérisation de l’amplificateur THS3491 mesure/simulation.

IV.2.1. Gain d’insertion

Les fonctions de transfert des différents étages du filtre actif sont maintenant validées pour les différents étages. Les modèles simulés et mesurés coïncident jusqu’à 10 MHz sauf pour l’amplificateur qui présente une rotation de phase plus importante que la simulation dès 2 MHz. Nous pouvons ainsi les implanter dans le modèle développé au chapitre III et analyser les atténuations du filtre pour chaque ligne (nommées ATT_{H1} et ATT_{H2}). Il faut noter que les écarts en haute fréquence entre la simulation et la mesure pour les différentes fonctions de transfert ont un impact direct sur les atténuations calculées par le modèle mais hors de la gamme de fréquence utile définie par le cahier des charges du filtre actif.

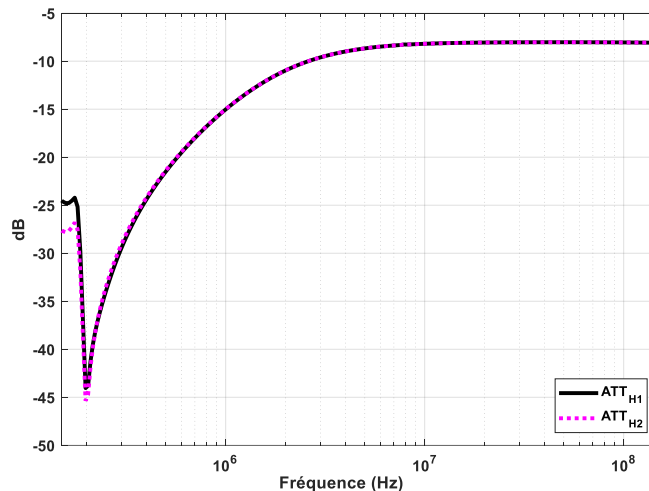


Figure IV-14 : analyse des atténuations ATT_{H1} et ATT_{H2} simulées.

A la Figure IV-14, Les atténuations estimées par les deux fonctions de transfert ATT_{H1} et ATT_{H2} sont de l’ordre de 20 dB à la fréquence de découpage et de 7 dB à partir de 3 MHz.

L'ordre de grandeur des atténuations n'est pas suffisant. Ceci était prévisible à cause de l'étage d'amplification ou par manque de disponibilités nous ne pouvons revoir d'autres amplificateurs opérationnels, nous avons tout de même réalisé le filtre hybride afin d'avoir une preuve de concept de double injection. On reviendra sur les pistes à améliorer pour répondre à la norme dans la conclusion générale.

IV.3. Réalisation du filtre hybride

Le filtre hybride réalisé et son synoptique sont présentés aux Figure IV-15 et Figure IV-16. Il s'agit du filtre actif avec les différents étages déjà présentés à la section IV.2 et associés au filtre passif.

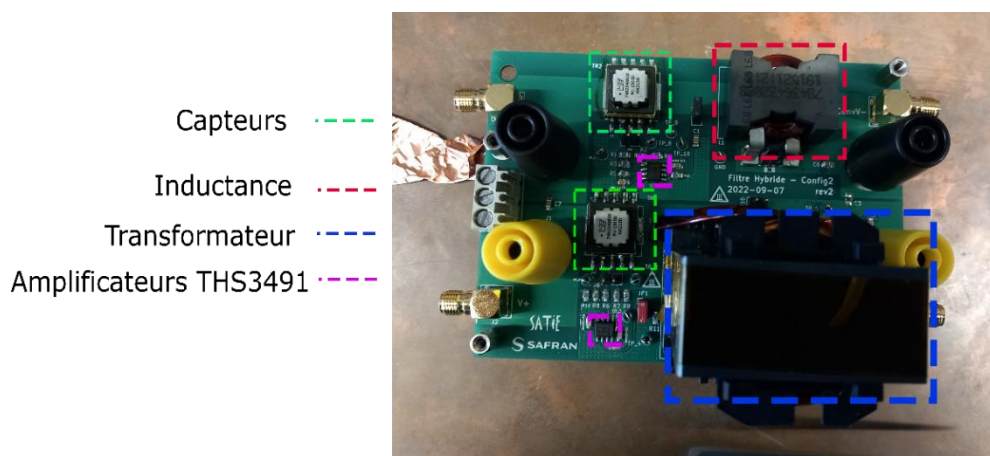


Figure IV-15 : filtre hybride réalisé.

La validation expérimentale consiste à confirmer les atténuations ATT_{H1} et ATT_{H2} . Pour cela, nous devons mettre en place un dispositif expérimental permettant de mesurer les courants filtrés par la structure passive seule I_{p1} et I_{p2} . Ensuite, par simple transformation, nous mesurons les courants I_{H1} et I_{H2} . La différence entre les deux spectres doit correspondre aux atténuations ATT_{H1} et ATT_{H2} . La maquette est conçue de telle façon à pouvoir déconnecter les parties passives et actives. L'agencement des cavaliers $jp1$ $jp2$ $j6$ et $j15$ (voir Figure IV-16) nous permet de tester séparément le filtre passif. Cette analyse est importante afin de quantifier l'apport du filtre actif par rapport au filtre passif.

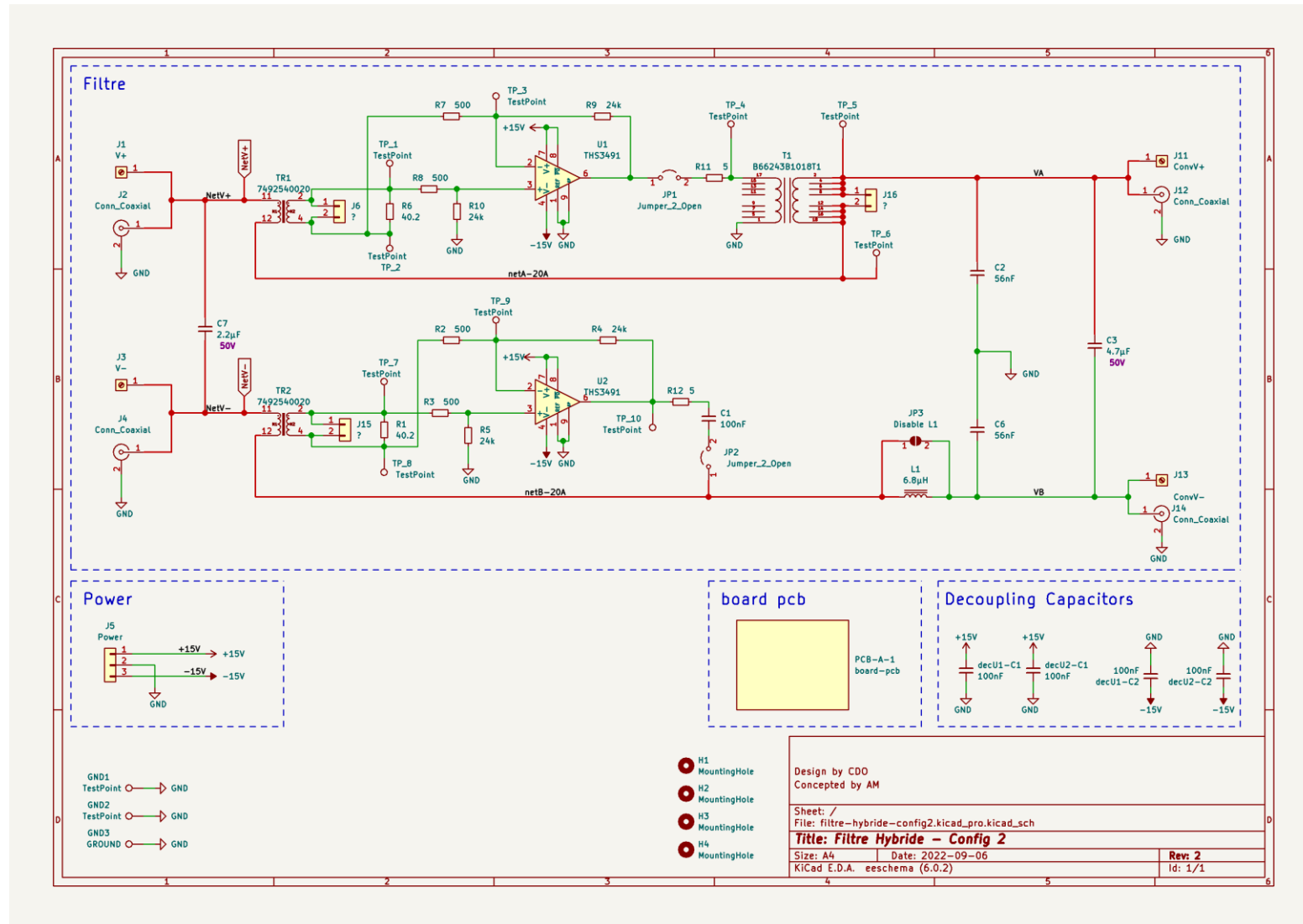


Figure IV-16 : Structure filtre hybride réalisée

IV.3.1. Mesures

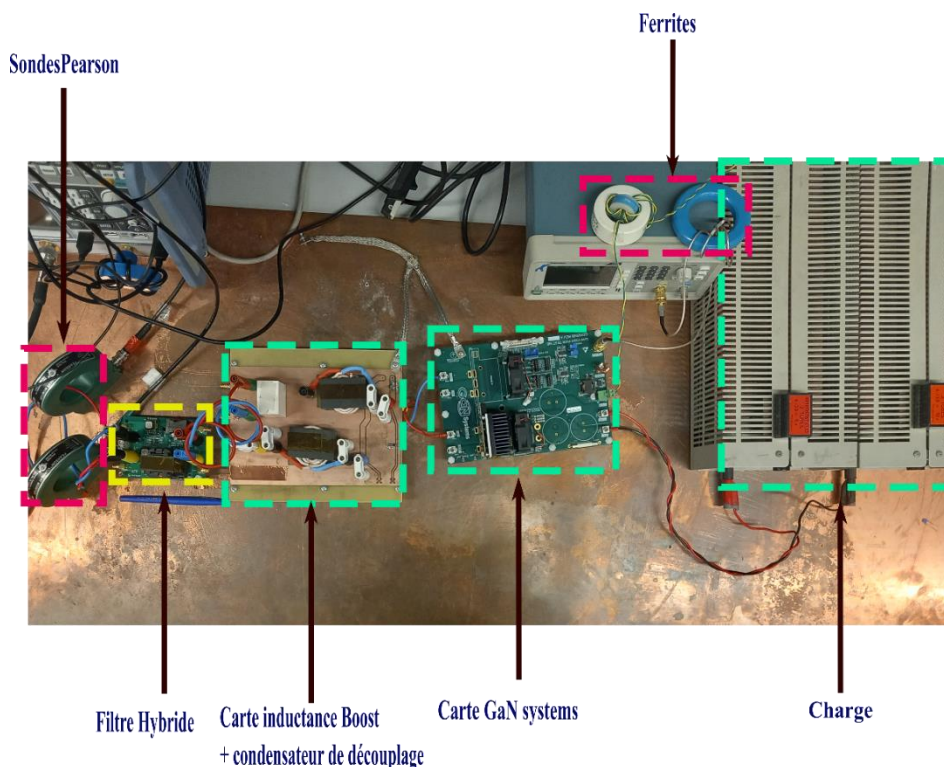


Figure IV-17 : dispositif de mesure du filtre complet.

Les courants I_{P1} et I_{P2} sont les courants filtrés par le filtre passif en déconnectant la partie active. Ils sont mesurés à l'entrée de l'ensemble {filtre + convertisseur} en court-circuitant les deux capteurs 7492540020 avec les deux ponts J6 et J15. La déconnexion de l'étage d'amplification est réalisée en retirant JP1 et JP2. Enfin, pour l'étage d'injection le transformateur étant mis sur un support, on peut le retirer et court-circuiter le pont J16 (voir Figure IV-16).

Les courants I_{H1} et I_{H2} sont les courants filtrés par le filtre hybride total, ils sont mesurés à l'entrée de l'ensemble {filtre + convertisseur}. Nous n'avons pas prévu de mesures pour le filtre actif seul.

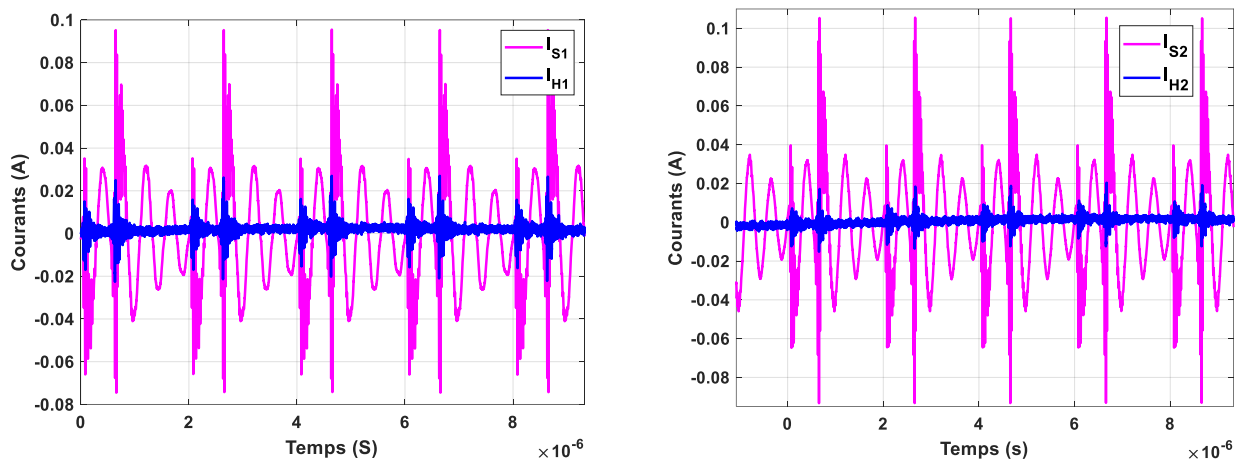


Figure IV-18 : comparaison des courants sans filtres I_{S1} et I_{S2} et avec filtre hybride I_{H1} et I_{H2} .

Les mesures en courant sont effectuées avec les sondes Pearson déjà présentées au chapitre II. Les courants obtenus en temporel (voir Figure IV-18) nous permettent de constater la stabilité du filtre et le bon fonctionnement sur les deux lignes de puissance.

Ces mêmes courants sont ensuite traités avec Matlab pour calculer leurs spectres et sont présentés aux Figure IV-18 et Figure IV-19.

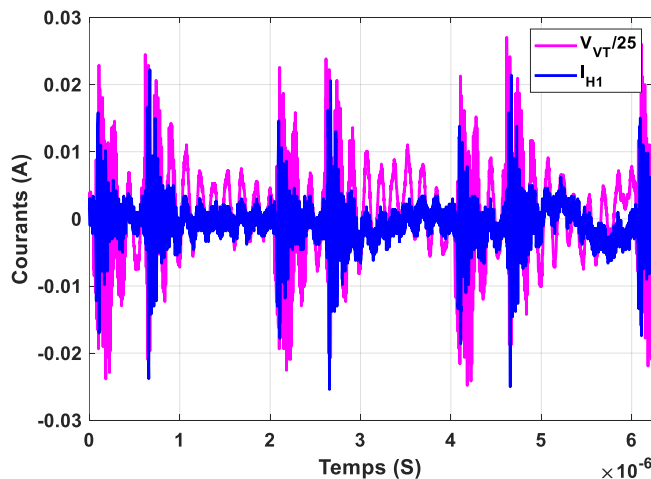


Figure IV-19 : analyse de la tension injectée par rapport au courant filtré.

La Figure IV-19 compare la tension injectée V_{VT} et le courant I_{H1} . L'allure des deux courbes est similaire et non pas identique. Ceci permet une compensation partielle, le rapport 25 est ajouté pour permettre une meilleure visibilité des grandeurs.

Une analyse fréquentielle est nécessaire pour estimer l'atténuation apportée par le filtre (voir Figure IV-20).

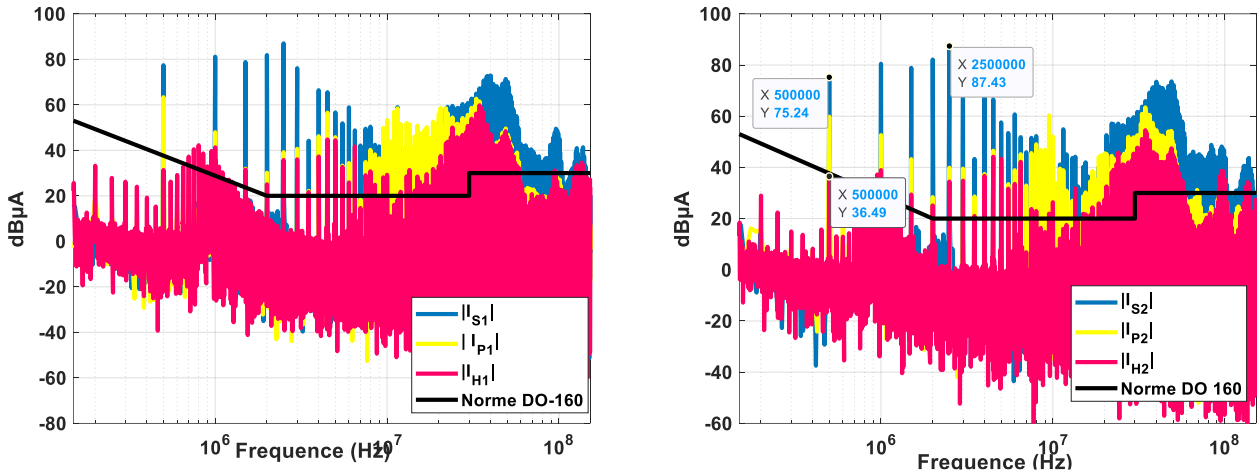


Figure IV-20: spectres des courants de ligne avec et sans filtre.

IV.3.2. Discussions

A la Figure IV-20, le spectre du courant sur la ligne 1 est filtré avec une atténuation de 40 dB donnée par le filtre hybride. Cependant la norme n’est pas respectée sur toute la bande normative.

- L’atténuation du filtre hybride est de 40 dB, on observe que des harmoniques de rang multiple de la fréquence de 50 kHz sont amplifiées par la résonance aux alentours de 1 MHz. La source d’alimentation bruitée est à l’origine de ces harmoniques. Nous avons travaillé sur le setup pour réduire ces bruits par l’ajout de ferrites. Nous avons ainsi réduit le bruit ambiant, mais le niveau reste supérieur aux limites imposées par la norme.
- Concernant les harmoniques due à la fréquence de découpage, l’apport du filtre hybride et/ou passif seul diffère selon la gamme de fréquence.

Le filtre passif apporte une atténuation importante. Rappelons que sa structure est asymétrique avec une inductance de 6.8 µH en série sur la ligne 2. Ceci dégrade les performances du filtre à partir 8 MHz pour les hautes fréquences. Ce sont les éléments parasites et les couplages magnétiques entre composants qui expliquent la faible atténuation de ce filtre.

Sur la plage [150 kHz-1.5 MHz], le filtre hybride apporte une atténuation de 20 dB à la fréquence de découpage et son gain d’insertion diminue ensuite en fonction de la fréquence. Sur la gamme [2 MHz- 8 MHz], l’apport du filtre hybride par rapport au seul filtre passif est négligeable la gamme [8 MHz 20 MHz]. On constate que l’apport du filtre hybride est de 30 dB au regard des courants I_{P1} et I_{P2} . Une hypothèse à cet effet est la symétrie partielle introduite par l’inductance de fuite du transformateur. Afin de comprendre ceci, il faut analyser les deux courbes ATT_{H1} et ATT_{H2} .

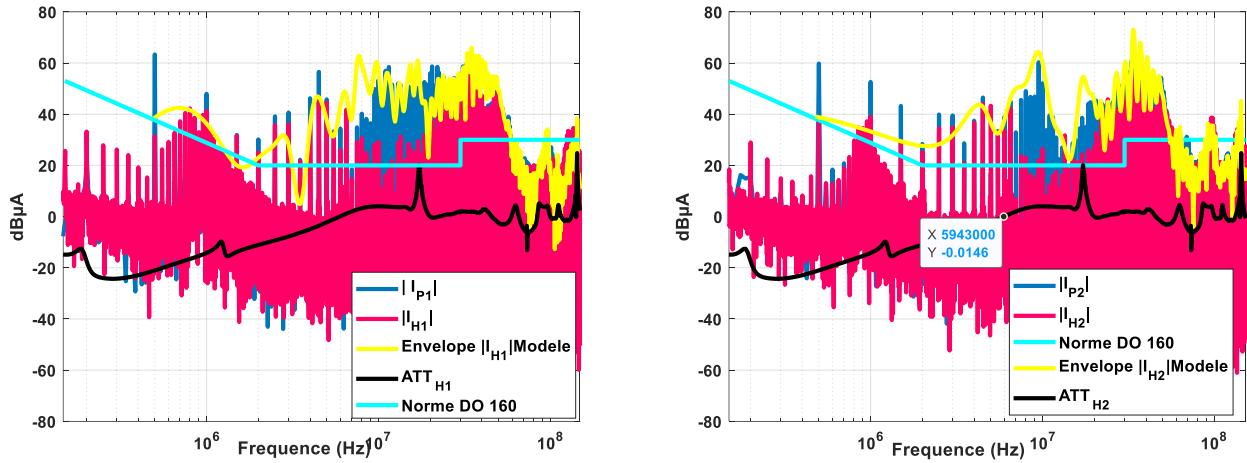


Figure IV-21 : spectres des courants de ligne et atténuation associée.

La Figure IV-21 présente la comparaison pour les deux lignes entre le spectre mesuré et l’enveloppe du spectre calculé avec notre modèle Matlab tel que

$$I_{H1 \text{ Modèle}} = ATT_{H1} I_{P1} \tag{IV-10}$$

$$I_{H2 \text{ Modèle}} = ATT_{H2} I_{P2} \tag{IV-11}$$

Concernant le courant sur la ligne 1, le comportement fréquentiel représenté par l’enveloppe $I_{H1_Modèle}$ possède la même tendance que le courant mesuré I_{H1} . Il existe cependant quelques écarts en basse fréquence. Ceci est dû aux bruits ambiants : les multiples de la fréquence de découpage de l’alimentation bruitée se trouvent superposés aux harmoniques en basse fréquence. D’autre part, la dégradation des performances de la partie active du filtre hybride se fait ressentir jusqu’à 10 MHz où on constate que les courants mesurés sont mieux atténués que dans le cas de la simulation.

Le filtre passif étant structurellement asymétrique, ceci contribue (comme nous l’avons vu au chapitre II) à une conversion de mode et une augmentation du courant de mode commun en haute fréquence. La présence du transformateur avec son inductance de fuite réduit cette asymétrie et peut expliquer que le filtre hybride réel apporte une meilleure atténuation que le filtre passif idéal.

Pour le courant ligne 2, les mêmes remarques sont faites sauf pour le bruit ambiant qui est moins important sur la ligne 2. Par ailleurs, la simulation présente moins d’écarts par rapport aux mesures.

En conclusion, le modèle est correctement validé jusqu’à 6 MHz. Au-delà, les erreurs s’accroissent, ceci est dû au fait que le modèle est incomplet pour représenter certains effets parasites (couplages entre composants du convertisseur : inductance du convertisseur BOOST et le transformateur.

IV.3.1. Stabilité du système

Pour le cas mono variable un système en boucle fermée est stable si la fonction de transfert en boucle ouverte à un gain inférieur à l'unité à toutes les fréquences pour lesquelles son déphasage est de : -180° ..

Dans notre cas multi-variables ceci revient à étudier l'équation caractéristique de la matrice de transfert Δ' . Cette étude n'a pas été menée. Par contre, l'analyse de la Figure IV-18 permet de conclure que pour les valeurs choisies, le système ne présente pas d'oscillations, il est donc stable.

IV.3.2. Analyse dans la base mode commun mode différentiel

L'approche traditionnelle dans l'analyse des perturbations conduites est la répartition en mode commun et en mode différentiel. C'est pourquoi nous présentons dans cette section une analyse des performances du filtre dans la base mode commun / mode différentiel.

IV.3.2.1. Analyse du mode commun

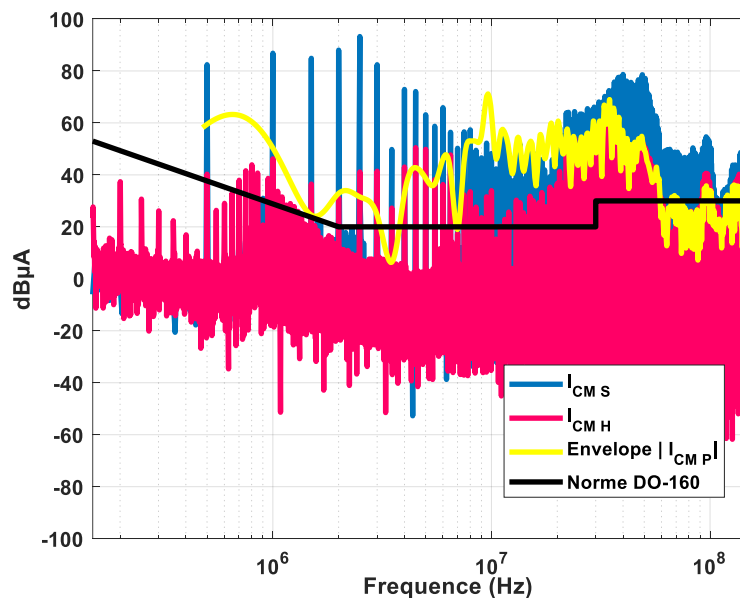


Figure IV-22 : comparaison spectres courants MC avec et sans filtre.

A la Figure IV-22 , le courant $I_{CM S}$ est le courant de mode commun sans filtre, $I_{CM P}$ est le courant filtré par le filtre passif et le courant $I_{CM H}$ est le courant filtré par le filtre hybride. Les trois courants sont le résultat de la somme des courants de ligne mesurés avec les sondes Pearson.

Le filtre passif apporte une atténuation de 22 dB sur la fréquence de découpage, son gain d'insertion évolue en fonction de la fréquence. On note une dégradation dans la gamme de fréquence [7 MHz-25 MHz] : l'hypothèse à cet effet est l'asymétrie du filtre. En haute fréquence à partir de 30 MHz, ce sont les couplages et les éléments parasites qui peuvent être à l'origine de la dégradation du spectre.

Le filtre hybride assure une atténuation importante due à la partie passive principalement. En effet, on note une atténuation de 20 dB apportée par la partie active sur la première harmonique ensuite une dégradation sur la zone [1.5 MHz-6 MHz]. Pour tenter d’apporter une explication, nous étudions les atténuations ATT_{H1} et ATT_{H2} .

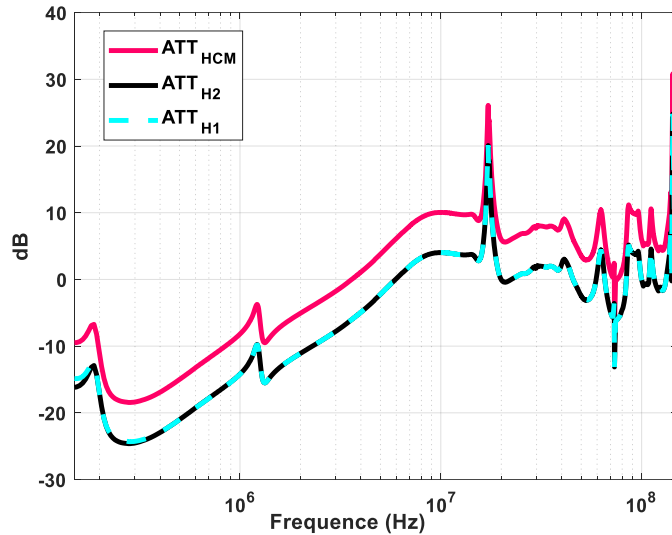


Figure IV-23 : comparaison évolution des atténuations du filtre.

Le modèle nous permet d’exprimer les courants filtrés par la structure hybride en fonction des courants filtrés par le filtre passif. Par une simple addition des deux formules IV-10 et IV-11, nous pouvons déduire l’atténuation en mode commun.

$$ATT_{HCM} = \frac{ATT_{H1}}{2} = \frac{ATT_{H2}}{2} \tag{IV-12}$$

L’atténuation en mode commun est finalement équivalente à la moitié des atténuations par ligne, ce qui explique la dégradation du filtre hybride dans la zone [3 MHz - 6 MHz]. Le filtre amplifie le signal au lieu de l’atténuer. Concernant la plage [7 MHz - 25 MHz], c’est toujours la symétrie induite par l’insertion du transformateur qui permet l’atténuation importante de 25 dB.

IV.3.2.2. Analyse du mode différentiel

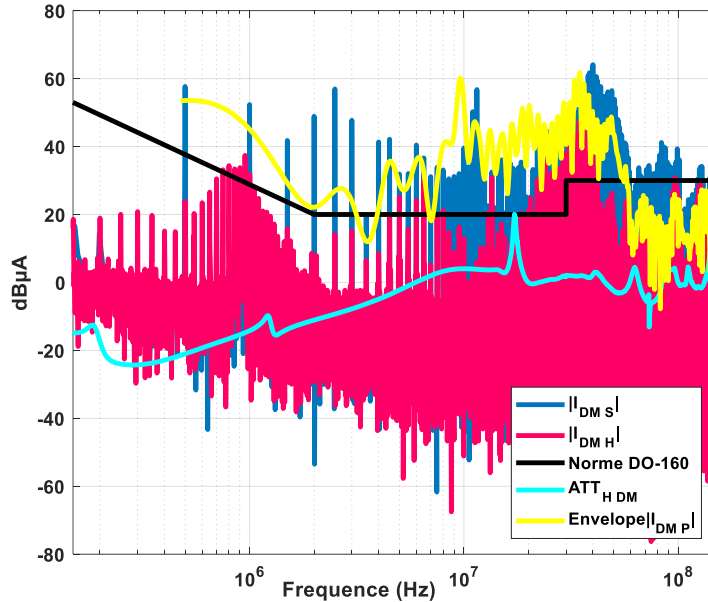


Figure IV-24 : comparaison spectres courants MD avec et sans filtre.

A la Figure IV-24, le courant $I_{DM S}$ est le courant de mode différentiel sans filtre, $I_{DM P}$ est le courant filtré par le filtre passif et $I_{DM H}$ est le courant filtré par le filtre hybride. Les mesures sont effectuées avec les sondes Pearson sur chacune des lignes puis les courants sont calculés par la formule suivante :

$$I_{DM} = \frac{I_1 - I_2}{2} \tag{IV-13}$$

Le filtre passif apporte une atténuation de 8 dB à la fréquence de découpage ; son gain d’insertion évolue en fonction de la fréquence. On note une dégradation dans la gamme de fréquence [7 MHz - 25 MHz] : l’hypothèse de cet effet est l’asymétrie du filtre. En haute fréquence, à partir de 30 MHz, ce sont les couplages magnétiques et les éléments parasites qui peuvent être à l’origine de la dégradation du spectre.

L’atténuation du filtre hybride en mode différentiel est la même que les atténuations par ligne $ATT_{H DM} = ATT_{H1} = ATT_{H2}$.

IV.4. Conclusion

Dans ce quatrième et dernier chapitre, nous avons présenté les résultats expérimentaux issus du prototype de filtre hybride réalisé. Cette réalisation nous a permis de valider expérimentalement le concept de filtrage hybride mixte, le modèle développé au chapitre III qui consiste à calculer le gain d’insertion du filtre à partir des fonctions de transfert des différents étages du filtre et des impédances caractéristiques du convertisseur est validé. Cependant il présente des limitations en fréquence à cause de phénomènes de couplages entre composants bobinés qui n’ont pas été pris en compte. Afin de conforter cette hypothèse, il faudrait

implanter dans le modèle les différentes interactions entre composants, notamment les couplages entre le transformateur et les inductances du convertisseur BOOST.

Le filtre apporte une atténuation de 40 dB sur la gamme de fréquence [500 kHz - 3.5MHz] et 20 dB sur la gamme [4 MHz -8 MHz] ce qui reste insuffisant au regard de la norme. La structure asymétrique du filtre passif engendre une dégradation de ses performances par effet de transfert de mode mais, le filtre hybride apporte via son inductance parasite d'insertion une symétrisation et au final une meilleure atténuation.

Le volume et masse du filtre hybride restent importants à cause du transformateur d'injection, le courant DC de l'ordre de 15 A polarise le transformateur et impose de le surdimensionner. Pour des applications à petite puissance, on peut cependant envisager d'intégrer le transformateur d'injection.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés dans ce manuscrit décrivent une nouvelle approche d'étude des perturbations conduites dans le contexte du filtrage actif CEM. Les méthodes classiques reposent sur la séparation des modes commun et différentiel sans considérer la conversion de mode. Ainsi, le dimensionnement des filtres s'effectue sur la base de cette séparation et on calcule deux filtres relatifs à chacun des modes. L'étude bibliographique a mis en évidence que, après analyse de soixante articles répartis sur les dix dernières années concernant le filtrage actif, 61% d'études concernaient le seul mode commun, 31% concernaient le seul mode différentiel, seulement 7% traitaient des deux modes simultanément et aucune étude ne considérait la conversion de modes.

Sur la base de cette analyse nous avons proposé au chapitre II un nouveau modèle « boîte noire », permettant de représenter le convertisseur de puissance étudié (convertisseur BOOST DC-DC) par des sources équivalentes et par un nombre réduit d'impédances. Ce modèle permet d'analyser les spectres des courants sans séparation des modes commun et différentiel, en prenant en compte les phénomènes de conversion de mode présents dans les convertisseurs asymétriques. Le modèle « boîte noire » appliqué au convertisseur nous a permis d'identifier les éléments physiques contribuant à la dissymétrie du convertisseur. L'inductance du convertisseur BOOST et les capacités parasites semblent être les éléments les plus contraignants. Nous avons alors mis en place un support d'étude permettant l'analyse des perturbations conduites en jouant sur une symétrie partielle ou totale.

L'analyse détaillée de chacun des modes a mis en évidence que l'impact de la conversion de mode causée par la dissymétrie structurelle reste faible. Ainsi, l'hypothèse de séparation des modes souvent évoquée dans la bibliographie reste assez vraie. Cependant, l'étude a montré que la symétrisation des chemins de propagation joue un rôle bénéfique pour la réduction des effets en mode commun. Nous avons donc tout intérêt à veiller sur cette symétrie pour diminuer le bruit de mode commun propre dès la phase conception.

Finalement, le modèle développé nous a permis d'identifier les chemins de propagations et les éléments permettant une symétrie parfaite. Cependant, la mise en pratique de cette symétrie reste compliquée selon le degré de complexité du convertisseur, selon ses contraintes de refroidissement et selon ses contraintes d'implantation mécanique et de connexion avec sa charge. C'est pourquoi, nous avons conservé une structure « asymétrique » qui présente le moindre niveau de perturbations conduites pour le dimensionnement du filtre.

Dans la méthodologie d'élaboration du modèle « boîte noire » que nous proposons, il est à noter que l'identification des impédances lorsque le convertisseur est éteint ne représente pas l'exakte configuration des chemins de propagation sur la totalité de la période de fonctionnement puisqu'en réalité les interrupteurs sont ouverts et fermés séquentiellement, modifiant dynamiquement les impédances de propagation. Il nous semble nécessaire d'envisager des recherches futures en prenant en compte la variabilité temporelle de certaines impédances afin de mieux cerner cet impact sur le modèle « boîte noire » à impédances constantes.

Le modèle fréquentiel nous a permis de caractériser les perturbations conduites sans séparation de mode et de proposer un nouveau filtre hybride actif/passif à double injection tension/courant. La nouvelle architecture de ce filtre nous a conduit à détailler son modèle mathématique, il nous sert aussi pour son dimensionnement.

CONCLUSION GENERALE

La structure de filtre purement actif étudiée est basée sur une injection mixte : tension sur la ligne 1 (borne d'entrée DC+) et courant sur la ligne 2 (borne d'entrée DC-). Elle présente de meilleurs résultats par rapport à d'autres structures étudiées ; le contrôle des deux grandeurs à réguler est effectué simultanément et l'atténuation apportée par le filtre actif est défini sous la forme d'une matrice de transfert. Le filtre purement actif avec injection mixte présente des résultats intéressants cependant insuffisants. L'étude de sensibilité a mis en évidence deux grandeurs qui impactent le comportement du filtre : il s'agit principalement des gains des étages d'amplification et des ratios d'impédances du convertisseur et du LISN représentés par la matrice ζ_{ij} . Afin d'améliorer l'atténuation, nous avons fait évoluer la structure de filtrage en introduisant un filtre passif, ce qui conduit à proposer un filtre hybride actif/passif.

La structure hybride est étudiée et le modèle mathématique développé a été validé en comparant les courants filtrés simulés sur LTspice par rapport aux courants résultants du modèle Matlab basé sur la matrice de transfert β_{Hij} . Cette validation est importante car on peut ajuster les grandeurs du filtre en fonction de l'atténuation désirée.

Dans le quatrième et dernier chapitre nous présentons les résultats expérimentaux issus du prototype de filtre hybride réalisé. Cette réalisation nous a permis de valider expérimentalement le concept de filtrage hybride mixte : l'outil développé au chapitre III, qui consiste à calculer le gain d'insertion du filtre à partir des fonctions de transfert des différents étages du filtre et des impédances caractéristiques du convertisseur, est validé. Cependant il présente des limitations en fréquence à cause de phénomènes de couplage entre composants bobinés qui n'ont pas été pris en compte. Afin de conforter cette hypothèse, il faudrait implémenter dans le modèle les différentes interactions entre composants notamment les couplages entre le transformateur d'injection et les inductances du convertisseur BOOST.

Notre filtre apporte une atténuation de 40 dB sur la gamme de fréquence [500 kHz - 3.5 MHz] et 20 dB sur la gamme [4 MHz - 8 MHz] ce qui reste toutefois insuffisant pour ce convertisseur au regard de la norme DO160. Cependant l'apport est considérable. En se positionnant par rapport aux études présentées dans la bibliographie, seulement 17% des papiers sélectionnés font état d'une atténuation de plus de 30 dB sur la gamme de [150 kHz - 3 MHz]. Dans la base mode commun / mode différentiel, notre architecture assure une atténuation des deux modes ce qui est rarement abordé dans la bibliographie.

CONCLUSION GENERALE

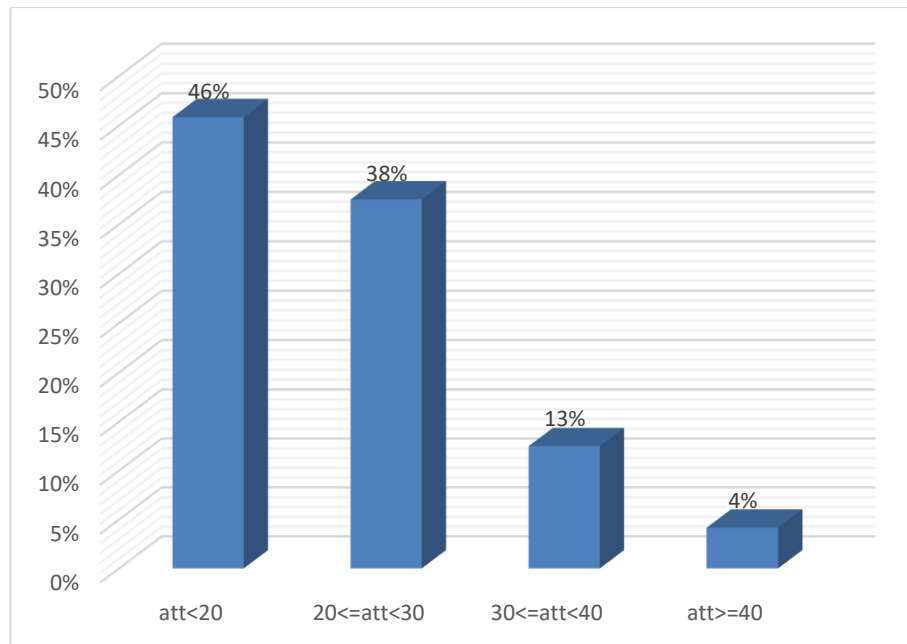


Figure 0-1 : répartition des atténuations maximales dans la littérature

Afin de répondre aux exigences de la norme, il faut une atténuation de plus de 60 dB sur la gamme [1 MHz - 3 MHz] ce qui est très élevé pour une structure de puissance de 750 W. Il faut donc travailler sur l'origine des bruits et pas seulement sur le filtrage pour minimiser à la conception les émissions conduites.

De ce point de vue, le support d'étude utilisé repose sur le Kit GaN system, son routage n'est pas du tout optimisé au regard des perturbations conduites. L'utilisation d'un substrat SMI apporte une solution à faible coût pour augmenter la densité de puissance et permettre une meilleure dissipation thermique. Cependant, les capacités parasites du SMI sont intrinsèquement très élevées. Nous proposons donc de travailler sur l'architecture dès la phase de conception pour apporter une réduction des niveaux du bruit.

Concernant l'architecture du filtre proposé le transformateur est surdimensionné ce qui contredit l'objectif du filtre actif, l'inductance de mode commun volumineuse disparaît cependant. Une alternative pour réduire le volume et taille du transformateur avec une structure active de compensation de flux a été dimensionnée mais sans succès en raison des pertes engendrées par l'étage de compensation et du nombre trop élevé d'amplificateurs nécessaires pour permettre la compensation du courant DC. Il faut cependant poursuivre les investigations sur ce transformateur d'injection polarisé par une composante DC, notamment avec l'émergence de nouveaux matériaux magnétiques destinés aux applications à composants grand gap.

Nous avons constaté aux chapitres III et IV que les impédances ratiométriques $[\zeta_{ij}]$ avaient un rôle important dans l'optimisation du gain d'insertion du filtre hybride. Il serait aussi intéressant de développer un modèle d'optimisation paramétrique afin de choisir l'architecture passive idéale à insérer au regard des critères de poids, volume, matériaux, nature symétrique ou asymétrique. Ce sont autant de paramètres à implémenter afin de réaliser l'architecture hybride la plus compacte.

Enfin, le filtre hybride proposé n'apporte pas l'atténuation suffisante en haute fréquence. Les éléments parasites qui apparaissent à hautes fréquences devront être mieux maîtrisés et minimisés en étudiant

CONCLUSION GENERALE

l'intégrabilité des composants passifs dans le PCB (composants enterrés). Ces derniers seraient de faibles valeurs puisque destinés à fonctionner à hautes fréquences (entre 1 et 10 MHz). Toutefois, les contraintes de courants forts dans le PCB avec un minimum d'éléments parasites représentent un défi. Cette perspective peut être menée de front avec l'approche par optimisation.

Ainsi, ce travail est une première contribution au filtrage hybride à injection mixte. Les résultats sont prometteurs et les perspectives proposées à moyen et long terme devraient aboutir à un filtre hybride plus compact et à plus forte atténuation sur une plage fréquentielle élargie. Notre apport méthodologique a permis de fournir les outils de modélisation, il reste cependant des verrous technologiques à lever pour atteindre ces objectifs : ils dépendent comme bien souvent de matériaux mieux adaptés et de composants actifs plus rapides adaptés à des tensions/courants plus élevés.

Annexe A

Tableau 0-1 : Récapitulatif caractéristiques du Boost

	Expression théorique	Paramètres dans Boost
Puissance moyenne	$\langle p \rangle = P = (1 - \alpha)V_s * I_e$	$\langle p \rangle = 1 \text{ kW}$
Tension moyenne à la sortie V_s	$V_s = \langle v_s(t) \rangle = \frac{V_e}{1 - \alpha}$	$V_s = 200 \text{ V}$
Courant moyen à la sortie I_s	$I_s = \langle I_s(t) \rangle = \frac{I_e}{1 - \alpha}$	$\alpha = \frac{3}{4}$
Courant moyen dans l'inductance	$\langle I_e \rangle = \frac{P}{V_e} = \frac{1e3}{50}$	$\langle I_e \rangle = 20 \text{ A}$
Valeur de la résistance de la charge	$R = \frac{V_e^2}{P}$	$R = 44.5 \Omega$
Valeur de l'inductance L $\Delta I_e = 30\%$ du courant moyen dans l'inductance selon les exigences du cahier des charges	$\Delta I_e = I_{\max} - I_{\min}$ $\Delta I_e = \frac{\alpha V_e}{L * f}$ $L \geq \frac{V_e}{\Delta I_e} * \alpha T$	$L \geq \frac{50}{0.3 * 20 * 500 * 10^3} * \frac{3}{4}$ $L \geq 12.5 \mu\text{H}$
Valeur du condensateur de sortie avec une ondulation de la sortie $\Delta V_s = 5\%$ de la tension de sortie	$C \geq \frac{V_s \alpha_{\max}}{R * \Delta V_s * f}$	$C \geq 1 \mu\text{F}$ $C = 12.5 \mu\text{F}$

Annexe B

B.1. Filtre actif double injection courant pour convertisseur DC-DC

La structure du filtre à injection courant-courant présentée Figure B-1 et Figure B-2 est la structure présentée Chapitre III. Pour l'étage de détection, il s'agit d'un transformateur de courant ayant une large bande passante pour chaque ligne. Leurs fonctions de transfert sont donnée par G_{Ct1} et G_{Ct2} . L'étage d'amplification est un amplificateur linéaire avec une dynamique de sortie en courant et tension suffisante. Les deux étages d'injection sont des injections en courant composées d'un circuit $R_{inj1} C_{inj1}$ et $R_{inj2} C_{inj2}$ représentées par une source de tension V_{out1} et V_{out2} associées à son impédance interne $Z_{Inj1} Z_{Inj2}$. Afin de comparer entre structure injection tension –courant et injection courant–courant, nous gardons les mêmes grandeurs des éléments des différents étages. La démarche de mise en équation est similaire à celle déjà présenté chapitre III.

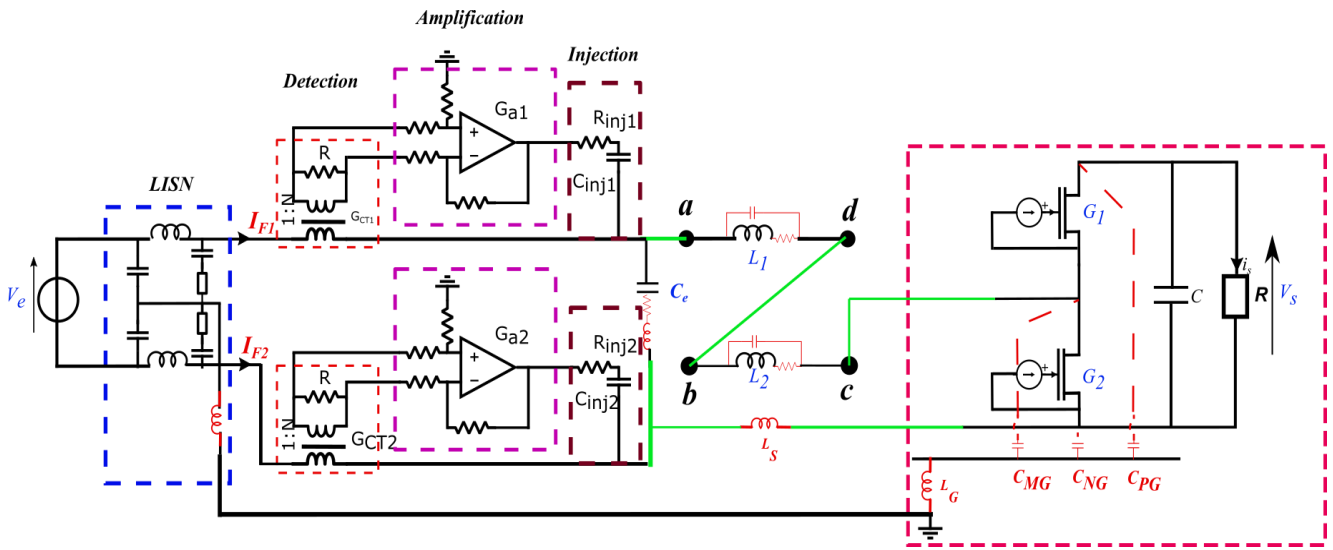


Figure B-1 : schéma illustratif du filtre actif double injection en courant associé au convertisseur Boost

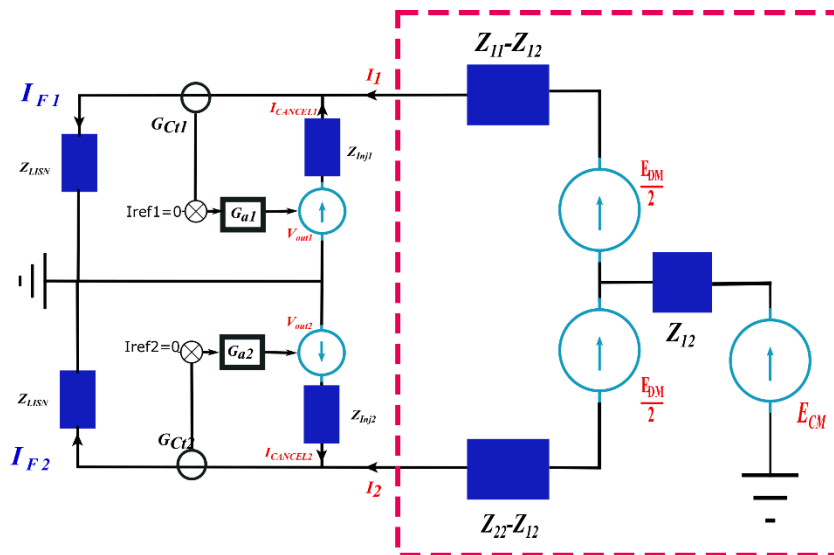


Figure B-2 : Schéma illustratif du filtre actif double injection en courant associé au convertisseur Boost représenté par son modèle boîte noire

B.1.1. Calcul équations électriques

En appliquant la loi des mailles nous avons :

$$E_{CM} - Z_{12}(I_1 + I_2) = -\frac{E_{DM}}{2} + (Z_{11} - Z_{12})I_1 + Z_{LISN}I_{F1} \tag{0-1}$$

$$E_{CM} - Z_{12}(I_1 + I_2) = \frac{E_{DM}}{2} + (Z_{22} - Z_{12})I_2 + Z_{LISN}I_{F2} \tag{0-2}$$

Avec

ANNEXE

$$\begin{aligned} I_1 &= I_{F1} - I_{\text{CANCEL}1} \\ I_2 &= I_{F2} - I_{\text{CANCEL}2} \end{aligned} \quad 0-3$$

Où $I_{\text{CANCEL}1}$ et $I_{\text{CANCEL}2}$ sont les courants de compensation à injecter et les courants I_{F1} et I_{F2} sont les courants filtrés sur les lignes

On pose

Pour la ligne 1

$$V_{\text{LISN}1} = Z_{\text{LISN}} I_{F1} \quad 0-4$$

$$V_{\text{out}1} = G_{a1}(I_{\text{ref}1} - G_{\text{Ct}1} I_{F1}) \quad 0-5$$

$$V_{\text{LISN}1} = V_{\text{out}1} - Z_{\text{Inj}1} I_{\text{CANCEL}1} \quad 0-6$$

$$Z_{\text{LISN}} I_{F1} = G_{a1}(I_{\text{ref}1} - G_{\text{Ct}1} I_{F1}) - Z_{\text{Inj}1} I_{\text{CANCEL}1} \quad 0-7$$

Pour la ligne 2

$$V_{\text{LISN}2} = Z_{\text{LISN}} I_{F2} \quad 0-8$$

$$V_{\text{out}2} = G_{a2}(I_{\text{ref}2} - G_{\text{Ct}2} I_{F2}) \quad 0-9$$

$$V_{\text{LISN}2} = V_{\text{out}2} - Z_{\text{Inj}2} I_{\text{CANCEL}2} \quad 0-10$$

$$Z_{\text{LISN}} I_{F2} = G_{a2}(I_{\text{ref}2} - G_{\text{Ct}2} I_{F2}) - Z_{\text{Inj}2} I_{\text{CANCEL}2} \quad 0-11$$

On peut alors écrire les courants $I_{\text{CANCEL}1}$ et $I_{\text{CANCEL}2}$:

$$\begin{cases} I_{\text{CANCEL}1} = \frac{G_{a1}(I_{\text{ref}1} - G_{\text{Ct}1} I_{F1}) - Z_{\text{LISN}} I_{F1}}{Z_{\text{Inj}1}} \\ I_{\text{CANCEL}2} = \frac{G_{a2}(I_{\text{ref}2} - G_{\text{Ct}2} I_{F2}) - Z_{\text{LISN}} I_{F2}}{Z_{\text{Inj}2}} \end{cases} \quad 0-12$$

En mettant les équations sous forme matricielle, on obtient :

$$\begin{bmatrix} E_{\text{CM}} \\ E_{\text{DM}} \\ 2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{11} + Z_{12} + Z_{\text{LISN}}}{2} & \frac{Z_{22} + Z_{12} + Z_{\text{LISN}}}{2} \\ \frac{Z_{11} - Z_{12} + Z_{\text{LISN}}}{2} & -\frac{(Z_{22} - Z_{12} + Z_{\text{LISN}})}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{F1} \\ I_{F2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{Z_{11} + Z_{12}}{2} & \frac{Z_{22} + Z_{12}}{2} \\ \frac{Z_{11} - Z_{12}}{2} & -\frac{(Z_{22} - Z_{12})}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\text{CANCEL}1} \\ I_{\text{CANCEL}2} \end{bmatrix} \quad 0-13$$

$$\begin{bmatrix} I_{F1} \\ I_{F2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{Z_{11} + Z_{12} + Z_{\text{LISN}}}{2} & \frac{Z_{22} + Z_{12} + Z_{\text{LISN}}}{2} \\ \frac{Z_{11} - Z_{12} + Z_{\text{LISN}}}{2} & -\frac{(Z_{22} - Z_{12} + Z_{\text{LISN}})}{2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{Z_{11} + Z_{12}}{2} & \frac{Z_{22} + Z_{12}}{2} \\ \frac{Z_{11} - Z_{12}}{2} & -\frac{(Z_{22} - Z_{12})}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\text{CANCEL}1} \\ I_{\text{CANCEL}2} \end{bmatrix} \quad 0-14$$

On définit la matrice des impédances ratio-métrique telle que

$$\begin{bmatrix} \zeta_{11} & \zeta_{12} \\ \zeta_{21} & \zeta_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{11} + Z_{12} + Z_{LISN}}{2} & \frac{Z_{22} + Z_{12} + Z_{LISN}}{2} \\ \frac{Z_{11} - Z_{12} + Z_{LISN}}{2} & -\frac{(Z_{22} - Z_{12} + Z_{LISN})}{2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{Z_{11} + Z_{12}}{2} & \frac{Z_{22} + Z_{12}}{2} \\ \frac{Z_{11} - Z_{12}}{2} & -\frac{(Z_{22} - Z_{12})}{2} \end{bmatrix} \quad 0-15$$

$$\begin{bmatrix} I_{F1} \\ I_{F2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \zeta_{11} & \zeta_{12} \\ \zeta_{21} & \zeta_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{CANCEL1} \\ I_{CANCEL2} \end{bmatrix} \quad 0-16$$

En analysant l'expression 0-16, on constate que les valeurs des courants $I_{CANCEL1}$ et $I_{CANCEL2}$ dépendent fortement des courants nécessaires à injecter mais aussi des valeurs ζ_{ij} . En effet si les impédances ratiométriques sont très faibles les courants à injecter sont d'autant plus importants.

Le schéma bloc peut être présenté comme suit :

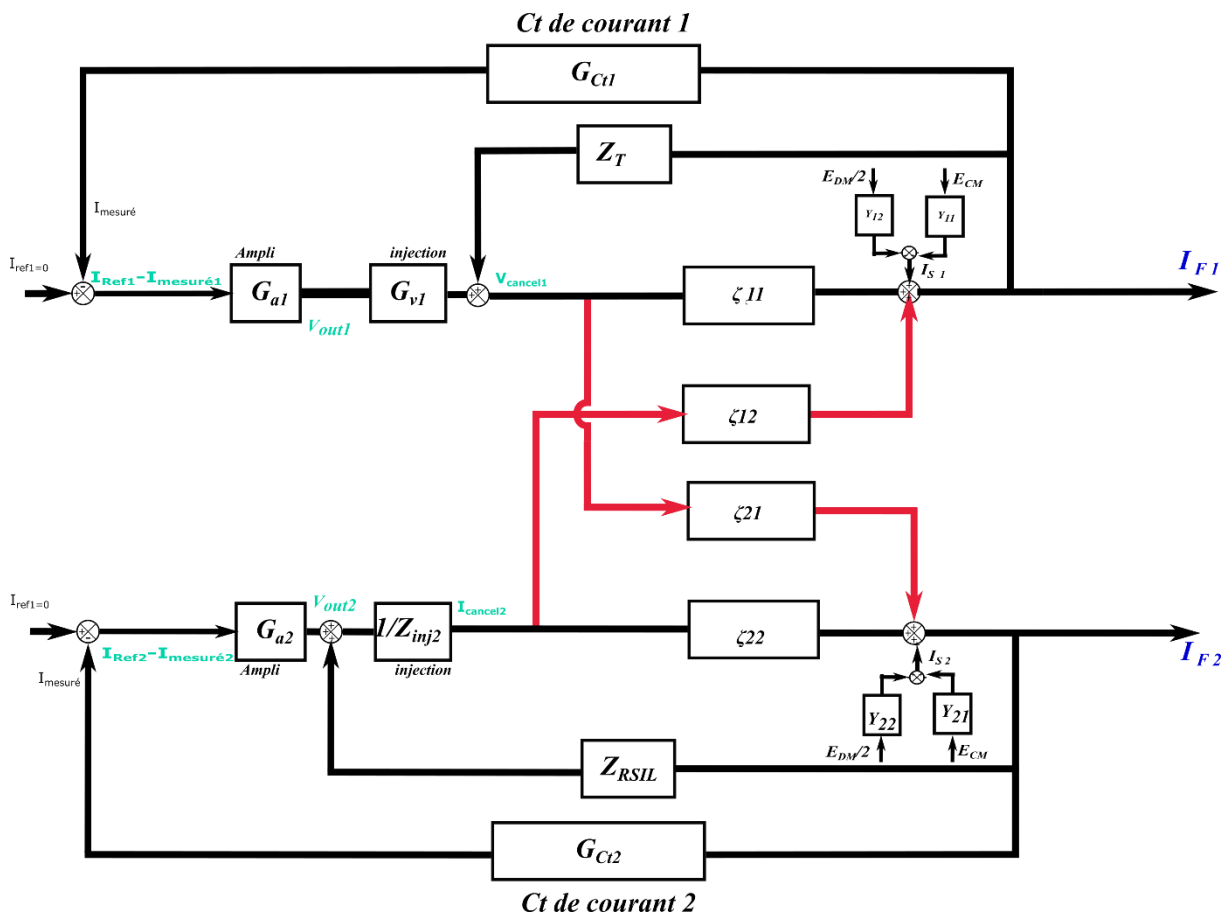


Figure B-3 Schéma fonctionnel des filtres actifs CSCC- CSCC

Afin de minimiser l'impact de I_{s1} et I_{s2} . On cherche alors d'abord à quantifier l'influence des courants I_{s1}, I_{s2} sur I_{F1}, I_{F2} . Pour cela on applique le théorème de superposition.

$$\begin{bmatrix} I_{F1} \\ I_{F2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ref1} \\ I_{ref2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} \\ \beta_{21} & \beta_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} \quad 0-17$$

ANNEXE

On appelle $\begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{bmatrix}$ la matrice consigne qu'on peut retrouver en annulant les courants I_{s1} et I_{s2} et la matrice transfert $\begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} \\ \beta_{21} & \beta_{22} \end{bmatrix}$. On la retrouve en annulant les courants I_{ref1} et I_{ref2} .

L'objectif étant le rejet du bruit et non pas le suivi d'une consigne, nous nous efforçons de réduire les valeurs β_{ij} de telle sorte à avoir les spectres I_{F1} et I_{F2} sous le seuil de la norme DO-160.

B.1.2. Calcul de la matrice transfert

En annulant les courants références I_{ref1} et I_{ref2} on trouve

$$\begin{bmatrix} I_{F1} \\ I_{F2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} \\ \beta_{21} & \beta_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \end{bmatrix} \quad 0-18$$

$$\beta_{11} = \frac{1 + \zeta_{22} \frac{(-G_{a2}G_{Ct2} + Z_{LISN})}{Z_{Inj2}}}{\Delta} \quad 0-19$$

$$\beta_{12} = \frac{-\zeta_{12} \frac{(-G_{a2}G_{Ct2} + Z_{LISN})}{Z_{Inj2}}}{\Delta} \quad 0-20$$

$$\beta_{21} = \frac{-\zeta_{21} \frac{(-G_{a1}G_{Ct1} + Z_{LISN})}{Z_{Inj1}}}{\Delta} \quad 0-21$$

$$\beta_{22} = \frac{1 + \zeta_{11} \frac{(-G_{a1}G_{Ct1} + Z_{LISN})}{Z_{Inj1}}}{\Delta} \quad 0-22$$

$$\Delta = \begin{bmatrix} 1 + \zeta_{11} \frac{(-G_{a1}G_{Ct1} + Z_{LISN})}{Z_{Inj1}} \\ -\zeta_{12} \frac{(-G_{a2}G_{Ct2} + Z_{LISN})}{Z_{Inj2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 + \zeta_{22} \frac{(-G_{a2}G_{Ct2} + Z_{LISN})}{Z_{Inj2}} \\ \zeta_{21} \frac{(-G_{a1}G_{Ct1} + Z_{LISN})}{Z_{Inj1}} \end{bmatrix} \quad 0-23$$

L'atténuation requise sur chaque ligne est ramenée par le filtre actif à travers la matrice $\begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} \\ \beta_{21} & \beta_{22} \end{bmatrix}$. Rappelons que les spectres I_{s1} et I_{s2} mesurés et simulés se superposent sur une large gamme de fréquence.

On peut alors écrire :

$$I_{F1} = ATT_1 I_{S1} \quad 0-24$$

$$I_{F2} = ATT_2 I_{S2} \quad 0-25$$

Les deux fonctions ATT_1 et ATT_2 sont les atténuations ramenées par le filtre actif

$$ATT_1 = \beta_{11} + \beta_{12} = \frac{1 + (\zeta_{22} - \zeta_{12}) \frac{(-G_{a2}G_{Ct2} + Z_{LISN})}{Z_{Inj2}}}{\Delta} \quad 0-26$$

$$ATT_2 = \beta_{21} + \beta_{22} = \frac{1 + (\zeta_{11} - \zeta_{21}) \frac{(-G_{a1}G_{Ct1} + Z_{LISN})}{Z_{Inj1}}}{\Delta} \quad 0-27$$

Le dimensionnement du filtre actif dépend de ces deux fonctions de transfert ATT_1 et ATT_2 .

B.1.3. Validation du modèle et fonction de transfert du filtre double injection courant-courant

La validation passe par les mêmes étapes déjà décrites chapitre III, en gardant les mêmes valeurs des gains des différents étages constituant le filtre actif présenté Chapitre III.

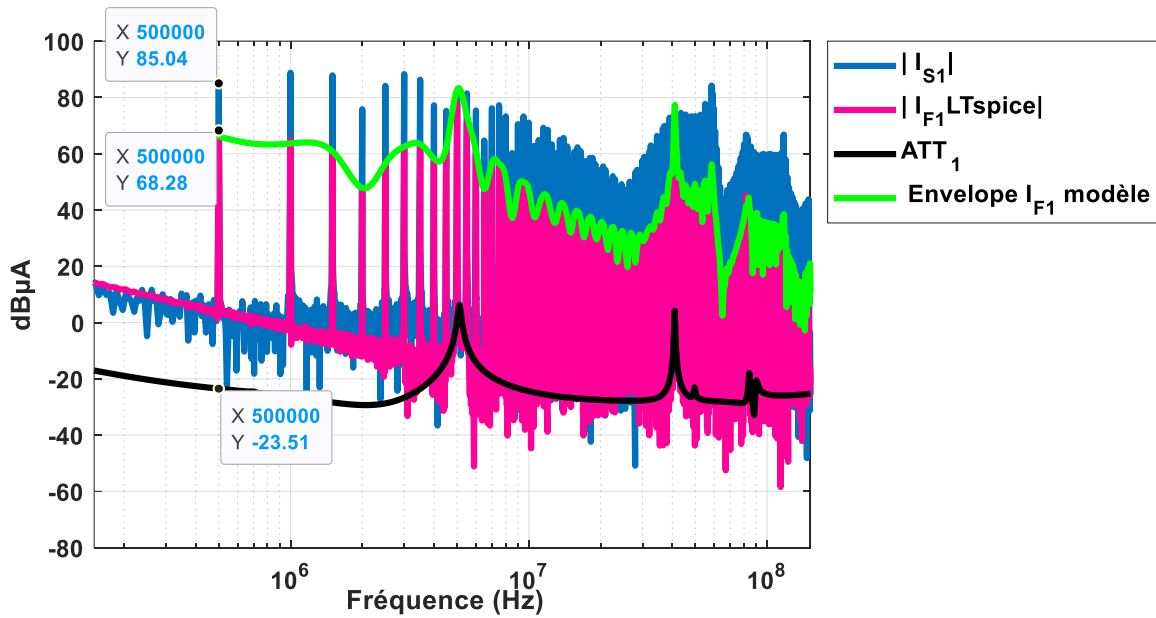


Figure B-4 Comparaison spectre courant I_{S1} et I_{F1} LTspice et modèle

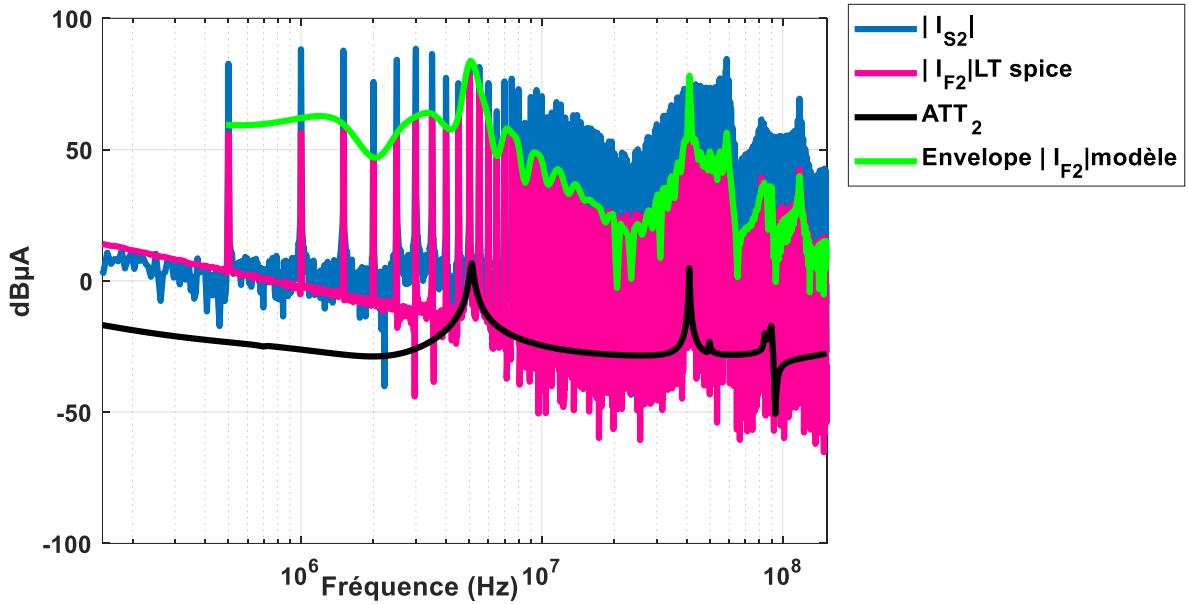


Figure B-5 Comparaison spectre courant I_{S2} et I_{F2} LTspice et modèle

Une fois le modèle validé nous pouvons procéder à l'analyse des deux fonctions

B.1.4. Analyse paramétrique fonctions de transfert

Le but est la réduction du bruit à l'entrée du convertisseur ceci revient à dimensionner les étages du filtre pour que les fonctions ATT_1 et ATT_2 ramènent l'atténuation requise.

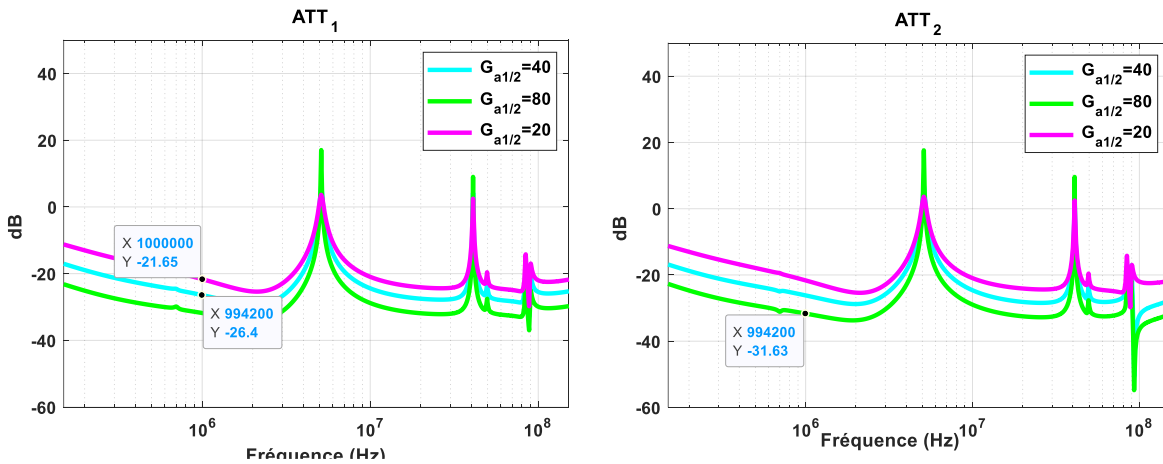


Figure B-6 : évolution ATT_1 et ATT_2 en fonction de $G_{a1/2}$

Sur la Figure B-6 on constate qu'augmenter le gain des amplificateurs G_{a1} et G_{a2} réduit les gains d'insertion ce qui se traduit par la réduction des niveaux de bruit des courants I_{F1} et I_{F2} . Cependant cette réduction est faible. Cette limitation est causé par les impédances ratiométriques Figure B-7 ou on peut constater que les quatre éléments de la matrice ont le même ordre de grandeur. Ceci signifie qu'une modification du bruit dans une boucle entraine une modification des deux variables contrôlées I_{F1} et I_{F2} .

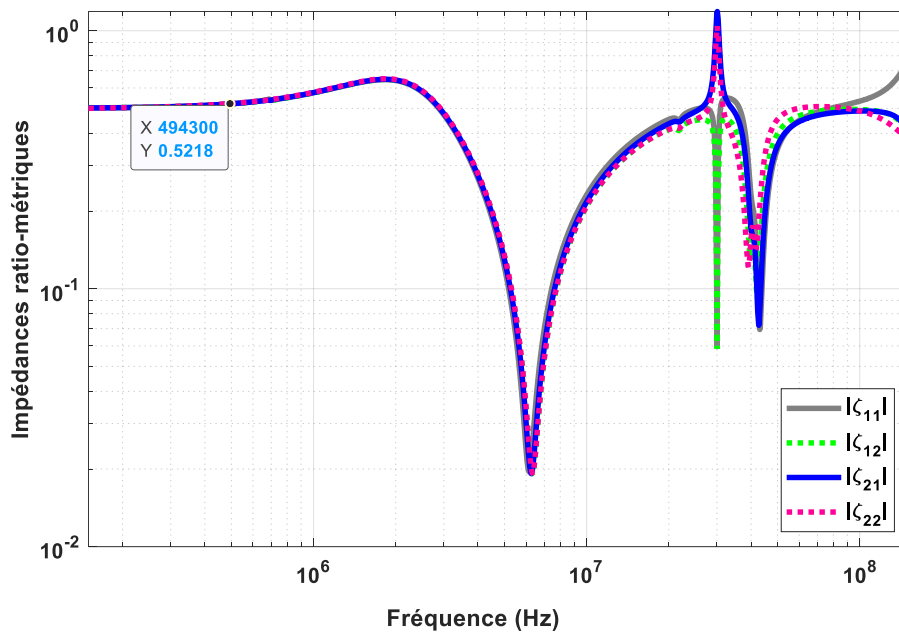


Figure B-7 : évolution des impédances ratiométriques

Afin de résoudre ce souci d'interaction il faut dimensionner un filtre passif, cependant une première étude a conduit à un filtre passif très imposant où le filtre actif perd complètement de son intérêt.

C'est pour toutes ces raisons que la structure double injection en courant n'a pas été retenue.

REFERENCES

REFERENCES

- [1] Z. An, "Modèles de composants passifs et couplage électromagnétique pour filtres HF de puissance- optimisation du placement," 2013.
- [2] R. Robutel, "Étude des composants passifs pour l'électronique de puissance à « haute température » : application au filtre CEM d'entrée," p. 290, 2011.
- [3] M. Ali, "Nouvelles Architectures intégrées de filtre CEM Hybride," p. 208, 2012.
- [4] CLAYTON R. PAUL, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, 2nd ed., vol. 38, no. 7–8. 1992.
- [5] R. S. C. 135 and RTCA Special Committee 135, "Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment," *Rtca/Do-160F*, no. 43694, 2010, doi: 10.1177/004728757301200242.
- [6] P.-E. Levy, "Modélisation du rayonnement électromagnétique quasi-statique des composants magnétiques de puissance - Application à la compatibilité EM - To cite this version : HAL Id : tel-01199173 Ä³," 2015.
- [7] J. Crebier and J. Ferrieux, "PFC Full Bridge Rectifiers EMI Modeling and Analysis — Common Mode Disturbance Reduction," vol. 19, no. 2, pp. 378–387, 2004.
- [8] B. Zaidi, El, A. Videt, and N. Idir, "Optimization Method of CM Inductor Volume Taking into Account the Magnetic Core Saturation Issues," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 5, pp. 4279–4291, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2861620.
- [9] B. Czerniewski, J. L. Schanen, H. Chazal, P. Zanchetta, and C. F. De Freitas, "Identification and Validation of a Non Symmetrical System Level EMC Model for Power Electronics Converter," *2021 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2021 - Proc.*, pp. 2859–2865, 2021, doi: 10.1109/ECCE47101.2021.9595780.
- [10] E. Rondon-Pinilla, F. Morel, C. Vollaie, and J. L. Schanen, "Modeling of a buck converter with a SiC JFET to predict EMC conducted Emissions," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 5, pp. 2246–2260, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2295053.
- [11] H. Daou, F. Costa, M. Petit, E. Laboure, and D. Lhotellier, "Module onduleur de puissance : Modélisation 3D , Estimation des éléments parasites et établissement d ' un modèle électrique associé," 2016, no. 1, pp. 3–5.
- [12] H. Cheaito, M. S. Diop, M. Ali, E. Clavel, C. Vollaie, and L. Mutel, "Virtual Bulk Current Injection: Modeling EUT for Several Setups and Quantification of CM-To-DM Conversion," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 59, no. 3, pp. 835–844, 2017, doi: 10.1109/TEMC.2016.2631721.
- [13] S. Wang, Y. Y. Maillet, F. Wang, D. Boroyevich, and R. Burgos, "Investigation of hybrid EMI filters for common-mode EMI suppression in a motor drive system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 4, pp. 1034–1045, 2010, doi: 10.1109/TPEL.2009.2033601.
- [14] J. Borsalani, A. Dastfan, and J. Ghalibafan, "An Integrated EMI Choke with Improved DM Inductance," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 2, pp. 1646–1658, 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3010131.
- [15] X. Wu, D. Xu, Z. Wen, Y. Okuma, and K. Mino, "Design, modeling, and improvement of integrated EMI filter with flexible multilayer foils," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 5, pp. 1344–1354, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2077655.
- [16] C. Deng *et al.*, "Integration of both EMI filter and boost inductor for 1-kW PFC converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 11, pp. 5823–5834, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2295391.
- [17] S. Wang, F. C. Lee, and J. D. van Wyk, "Inductor winding capacitance cancellation using mutual capacitance concept for noise reduction application," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 48, no. 2, pp. 311–318, 2006, doi: 10.1109/TEMC.2006.873867.

REFERENCES

- [18] R. Goswami and S. Wang, "Differential mode (DM) current ripple EMI noise analysis for three-phase Vienna type rectifiers," *2016 Asia-Pacific Int. Symp. Electromagn. Compat. APEMC 2016*, pp. 975–981, 2016, doi: 10.1109/APEMC.2016.7522922.
- [19] Y. Sha, W. Chen, Z. Zhao, F. Zhang, C. Pei, and Z. Chen, "Research of active EMI suppression strategy for high power density power supply," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, vol. 2018-March, no. 1, pp. 611–614, 2018, doi: 10.1109/APEC.2018.8341074.
- [20] B. Narayanasamy and F. Luo, "A Survey of Active EMI Filters for Conducted EMI Noise Reduction in Power Electronic Converters," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 61, no. 6, pp. 2040–2049, 2019, doi: 10.1109/TEMC.2019.2953055.
- [21] R. Goswami, S. Wang, and Y. Zhang, "Modeling, analysis and design of differential mode active EMI filters with feedforward and feedback configurations for AC-DC converters," *ECCE 2016 - IEEE Energy Convers. Congr. Expo. Proc.*, 2016, doi: 10.1109/ECCE.2016.7855264.
- [22] R. Goswami, S. Wang, and Y. Chu, "Modeling and analysis of hybrid differential mode filters for AC/DC converters to suppress current ripples and EMI," *2015 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2015*, pp. 2429–2436, 2015, doi: 10.1109/ECCE.2015.7310002.
- [23] R. Goswami, S. Wang, and Y. Chu, "Design of an active differential mode current filter for a boost power factor correction AC-DC converter," *2015 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2015*, pp. 4375–4382, 2015, doi: 10.1109/ECCE.2015.7310278.
- [24] D. Shin *et al.*, "Analysis and design guide of active EMI filter in a compact package for reduction of common-mode conducted emissions," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 57, no. 4, pp. 660–671, 2015, doi: 10.1109/TEMC.2015.2401001.
- [25] D. Shin, S. Jeong, Y. Baek, C. Park, G. Park, and J. Kim, "A Balanced Feedforward Current-Sense Current-Compensation Active EMI Filter for Common-Mode Noise Reduction," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 62, no. 2, pp. 386–397, 2020, doi: 10.1109/TEMC.2019.2906854.
- [26] R. Goswami and S. Wang, "Investigation and modeling of combined feedforward and feedback control schemes to improve the performance of differential mode active EMI filters in AC-DC power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 8, pp. 6538–6548, 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2883264.
- [27] K. Mainali and R. Oruganti, "Design of a current-sense voltage-feedback common mode EMI filter for an off-line power converter," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 1632–1638, 2008, doi: 10.1109/PESC.2008.4592174.
- [28] C. JETTANASEN, "Modélisation par approche quadripolaire des courants de mode commun dans les associations convertisseurs-machines en aéronautique ; optimisation du filtrage," 2008.
- [29] Y. C. Son and S. K. Sul, "Generalization of active filters for EMI reduction and harmonics compensation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 2, pp. 545–551, 2006, doi: 10.1109/TIA.2006.870030.
- [30] K. H. Lee, B. G. Kang, Y. Choi, S. K. Chung, J. S. Won, and H. S. Kim, "Design and implementation of an active EMI filter for common-mode noise reduction," *J. Power Electron.*, vol. 16, no. 3, pp. 1236–1243, 2016, doi: 10.6113/JPE.2016.16.3.1236.
- [31] B. Narayanasamy and F. Luo, "High Density EMI Mitigation Solution using Active Approaches," pp. 813–818, 2017.
- [32] M. Ali, E. Laboure, and F. Costa, "Integrated active filter for differential-mode noise suppression," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1053–1057, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2276396.
- [33] Y. Sha, W. Chen, Z. Zhao, and F. Zhang, "Research of active EMI suppression strategy for high power density power supply," no. 1, pp. 611–614, 2018.

REFERENCES

- [34] F. Costa and P. Poulichet, "Sondes Pour La Mesure Courant Electronique Puissance," *Tech. l'Ingénieur*, vol. 33, no. 0, pp. 1–18, 2005, [Online]. Available: <http://books.google.com/books?hl=en&lr=&id=b3-SFGPYJs4C&oi=fnd&pg=PA1&dq=Sondes+pour+la+mesure+de+courant+en+?lectronique+de+puissance&ots=R71cbYq7MX&sig=GrhSW4C9dVatqkMA6iUZCduzBbY%5Cnhttp://books.google.com/books?hl=en&lr=&id=b3-SFGPYJs4C&oi=fnd&pg=PA1&>.
- [35] M. Zhu, D. J. Perreault, V. Caliskan, T. C. Neugebauer, S. Guttowski, and J. G. Kassakian, "Design and evaluation of feedforward active ripple filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 2, pp. 276–285, 2005, doi: 10.1109/TPEL.2004.843018.
- [36] "THE CURRENT SENSORS IN POWER ELECTRONICS, A REVIEW F. Costa, P. Poulichet, F. Mazaleyrat, E. Labouré LESIR-ENS de Cachan, 61 Avenue du Président Wilson, 94230 Cachan, FRANCE," no. 2.
- [37] Y. Sha, W. Chen, H. Qi, Y. Han, X. Yang, and Y. Hao, "Research of active EMI filter for Gallium Nitride based high frequency resonant converter," *Asia-Pacific Int. Symp. Electromagn. Compat. 2016*, pp. 491–494, 2016, doi: 10.1109/APEMC.2016.7522778.
- [38] R. Goswami and S. Wang, "Investigation of multiple feedback active filter configurations for differential mode(DM) electromagnetic interference(EMI) noise in AC/DC converter applications," *Proc. IECON 2017 - 43rd Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, vol. 2017-Janua, no. DM, pp. 7018–7023, 2017, doi: 10.1109/IECON.2017.8217227.
- [39] Y. Zhou, W. Chen, and X. Yang, "Investigation of Cascade Connection Method to Improve the Insertion Loss of DM Active EMI Filters," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 10, no. 1, pp. 1084–1094, 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3112576.
- [40] C. Vermaelen, "Contribution à la modélisation et à la réduction des perturbations conduites dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable," p. 184, 2003, [Online]. Available: http://tel.archives-ouvertes.fr/docs/00/66/17/14/PDF/these_Vermaelen.pdf.
- [41] B. M. Nassurdine, P. E. Lévy, D. Labrousse, J. L. Schanen, X. Maynard, and S. Carcouet, "Design and experimental validation of a Voltage Sensing-Current Cancellation Common Mode Linear Active Filter Keywords I . Introduction II . VSCC AEF Analysis and modeling," pp. 1–11, 2022.
- [42] G. FRANTZ, "Approche système pour l' étude de la compatibilité électromagnétique des réseaux embarqués," l'École Doctorale d'Électronique d'Électrotechnique d'Automatique et de Traitement du Signal (EEATS)., 2015.
- [43] A. J. Pointon and H. M. Howarth, *AC and DC Network Theory-Network theorems and transformations*. 1991.
- [44] H. Power, I. M. S. Evaluation, and P. User, "High Power IMS Evaluation Platform," pp. 1–38, 2017.
- [45] E. Taurou and E. Taurou, "Utilisation des transistors GaN dans les chargeurs de véhicule électrique To cite this version : HAL Id : tel-01945931 Utilisation des transistors GaN dans les chargeurs de v ehicule electrique," 2018.
- [46] "[https://www.pearsonelectronics.com/.](https://www.pearsonelectronics.com/)" .
- [47] rohde & schwarz, "R & S ® ZNB VECTOR NETWORK ANALYZER," 2022.
- [48] WURTH ELECTRONICS, "7492540020," 2021.