

Université de Lille

École doctorale **ENGSYS-632**

Unité de recherche **Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance - L2EP**

Thèse présentée par **Mehyeddine Singer**

Date de soutenance : **le 26 novembre 2025**

En vue de l'obtention du grade de docteur de l'Université de Lille

Discipline Sciences Pour l'Ingénieur

Spécialité Génie électrique

Caractérisation et modélisation haute fréquence des chaînes de conversion pour la conception CEM

Thèse dirigée par Nadir IDIR Directeur
Arnaud VIDET Co-directeur

Composition du jury

Rapporteurs Mohamed BENSETTI Professeur à CentraleSupélec
Moncef KADI Professeur à ESIGELEC-Rouen

Président du jury Jean-Charles LE BUNETEL Professeur à l'Université de Tours

Examinatrice Priscila FERNANDEZ-LOPEZ Dr, EMC Expert, Valeo

Directeurs de thèse Nadir IDIR Professeur à l'Université de Lille
Arnaud VIDET Maître de Conférences HDR à l'Université de Lille

Résumé

Les convertisseurs d'électronique de puissance sont des sources de perturbations électromagnétiques conduites qui polluent le réseau électrique. Afin de respecter les normes européennes sur la compatibilité électromagnétique (CEM), qui limitent les niveaux de perturbations induites vers le réseau afin de protéger les équipements qui y sont connectés, il est nécessaire d'installer des filtres CEM à l'entrée des convertisseurs. Le dimensionnement de ces filtres est complexe et requiert une connaissance précise des caractéristiques électriques du convertisseur. L'objectif du travail de thèse est de proposer des méthodes de caractérisation et de modélisation électrique d'un convertisseur DC-DC (Buck). En considérant que le convertisseur a déjà été réalisé, nous avons choisi d'utiliser, dans un premier temps, un modèle de type "boîte noire" dont les paramètres électriques sont déterminés à partir de mesures sans aucune connaissance préalable de la structure et des constituants du convertisseur. Les résultats obtenus ont mis en évidence les limites de ce modèle concernant son identification expérimentale et sa robustesse. Ensuite, une approche de modélisation de type "boîte grise" est proposée, reposant sur une nouvelle méthode de caractérisation des impédances et des sources de perturbations. Elle permet de déterminer les impédances des composants semi-conducteurs (transistor-diode) en fonction de leur état (fermé ou ouvert). La combinaison des impédances mesurées, du rapport cyclique et de la période de fonctionnement nous a permis de déterminer les impédances et les sources de perturbations du modèle "boîte grise" du convertisseur. Ce modèle est ensuite employé dans des simulations fréquentielles pour déterminer les perturbations conduites générées par le convertisseur. Un dispositif expérimental réalisé conformément aux exigences de la norme CEM est utilisé pour valider ces résultats. La perspective de ce travail consiste à utiliser ce modèle pour dimensionner le filtre CEM à installer à l'entrée du convertisseur.

Mots clés : Électronique de puissance, CEM, Caractérisation, Modélisation, Simulations, Perturbations électromagnétiques.

Abstract

Power electronic converters are sources of conducted electromagnetic disturbances that pollute the power grid. To comply with European standards on electromagnetic compatibility (EMC), which limit the levels of disturbances induced toward the power grid in order to protect the equipment connected to it, it is necessary to install EMI filters at the input of converters. The design of these filters is complex and requires a precise knowledge of the electrical characteristics of the converter. The objective of this thesis work is to propose methods for the electrical characterization and modeling of a DC-DC converter (Buck). Assuming the converter has already been implemented, we first chose to use a "black-box" model, whose electrical parameters are determined from measurements without any prior knowledge of the structure and the constituents of the converter. The results obtained highlighted the limitations of this model regarding its experimental identification and its robustness. Then, a "gray-box" modeling approach is proposed, based on a new method for characterizing impedances and disturbance sources. It allows for the determination of the impedances of the semiconductor components (transistor-diode) based on their state (ON or OFF). The combination of the measured impedances, the duty cycle and the switching period enabled us to determine the impedances and disturbance sources of the "gray-box" model of the converter. This model is then used in frequency-domain simulations to determine the conducted disturbances generated by the converter. An experimental setup, built in accordance with EMC standard requirements, is used to validate these results. The future direction of this work is to use this model for designing the EMI filter of the converter.

Keywords : Power electronics, EMC, Characterization, Modeling, Simulations, Electromagnetics Interferences.

Remerciements

Je souhaite, avant tout, adresser mes sincères remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réussite de ce travail, y compris par de simples mots d'encouragement. Ces trois années de thèse ont été une expérience particulièrement agréable et enrichissante, vécue au sein du Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance de Lille (L2EP).

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements aux Professeurs Mohamed Bensetti et Moncef Kadi, rapporteurs de cette thèse, pour le temps qu'ils ont consacré à l'évaluation attentive de ce travail, ainsi que pour la qualité de leurs rapports et leurs remarques constructives. J'adresse également mes remerciements aux membres du jury, le Professeur Jean-Charles Lebunetel, président du jury, et la Docteure Priscila Fernandez-Lopez, pour l'intérêt porté à ce travail, leurs questions pertinentes et les échanges enrichissants lors de la soutenance.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mes directeurs de thèse, Monsieur Nadir Idir, Professeur à l'Université de Lille, et Monsieur Arnaud Videt, Maître de conférences HDR à l'Université de Lille, pour leur encadrement rigoureux, leur disponibilité et leurs conseils précieux tout au long de ce travail. Leur expertise scientifique, leur exigence et leur soutien constant ont été déterminants dans l'aboutissement de cette thèse.

Je tiens également à remercier Thierry Duquesne pour sa précieuse contribution, sa disponibilité et ses conseils pratiques, qui ont permis d'améliorer la qualité des résultats expérimentaux.

Je remercie également mes amis et collègues du laboratoire, Marwane Dherbécourt, Idriss Nachete, Swapnil Revankar, Ali Alhakim, Xuyang Lu, Maxime Boulan, Manh-Quyen Nguyen et Haoyuan Zhang, pour les échanges enrichissants et les bons moments partagés, qui ont contribué à rendre cette expérience de recherche plus agréable.

Enfin, j'adresse mes remerciements les plus sincères à ma famille, et plus particulièrement à mes parents, pour leur soutien constant tout au long de ce parcours.

Acronymes

C

CEM compatibilité électromagnétique .14

CIP Current Injection Probe .26

CRP Current Reception Probe .26

D

DC continu (direct current) .26

E

ESL Equivalent Series Inductance .46

ESR Equivalent Series Resistance .46

F

FFT Fast Fourier Transform .30

G

GaN nitru de gallium (gallium nitride) .17

I

IFBW Intermediate Frequency Bandwidth .101

IGBT transistor bipolaire à grille isolée (insulated-gate bipolar transistor) .60

L

LCHV Low-side Current High-side Voltage .33

LVHC Low-side Voltage High-side Current .33

M

MD mode différentiel .19

MC mode commun .19

MOSFET Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor .23

MTES Multi-Topologie Equivalent Sources .29

P

PCB Printed Circuit Board .26

PEM perturbations électromagnétiques .17

R

RSIL réseau de stabilisation d'impédance de ligne .19

S

SiC carbure de silicium (silicon carbide) .17

T

TM Terminal Modeling .14

U

UM Unterminated Model .35

V

VNA analyseur de réseau vectoriel (vector network analyzer) .26

Sommaire

Résumé.....	1
Remerciements.....	2
Acronymes.....	3
Liste des tableaux.....	8
Table des figures.....	9
Introduction générale.....	14
Chapitre I : PEM conduites et modélisation.....	16
Introduction.....	17
I.1 CEM en Electronique de Puissance.....	17
I.1.1 Contexte.....	17
I.1.2 Définitions.....	18
I.1.3 Normes.....	20
I.1.4 Filtre CEM.....	21
I.2 Méthodes de caractérisation.....	22
I.2.1 Sources de perturbations : Semi-conducteurs.....	23
I.2.2 Chemins de propagation.....	26
I.2.2.1 Méthode des deux pinces de courant.....	26
I.2.2.2 Méthode améliorée des deux pinces de courant.....	27
I.2.2.3 Méthode des trois pinces de courant.....	28
I.3 Méthodes de modélisation haute fréquence.....	29
I.3.1 Modèle pour la simulation dans le domaine temporel.....	30
I.3.1.1 Modèle circuit.....	30
I.3.1.2 Modèle à base de générateurs équivalents.....	31
I.3.2 Modèle pour la simulation dans le domaine fréquentiel.....	32
I.3.2.1 “Multi-Topologie Equivalent Sources” (MTES).....	33
I.3.2.2 Modèle “Unterminated Model” (UM).....	35
I.4 Modèle “Terminal Modeling” (TM).....	35
I.4.1 Modèle “Boîte Noire – Mesure Hors Tension”.....	36
I.4.2 Modèle “Boîte Noire – Mesure Sous Tension”.....	37
I.4.3 Modèle “Boîte Grise”.....	39
I.5 Discussion et choix du modèle.....	41
Conclusion.....	43

Chapitre II : Robustesse du modèle boîte noire.....	44
Introduction	45
II.1 Identification et application du modèle par simulation	45
II.1.1 Présentation du circuit de test.....	45
II.1.1.1 Étude CEM pour un convertisseur Buck	46
II.1.1.2 Analyse fréquentielle des perturbations conduites	48
II.1.2 Méthode d'identification du modèle boîte noire.....	49
II.1.3 Application du modèle dans la même configuration d'identification.....	52
II.1.4 Application du modèle dans une nouvelle configuration.....	53
II.1.5 Influence des conditions d'identification sur le modèle	54
II.1.5.1 Influence de la position de <i>Zshunt</i>	54
II.1.5.2 Influence du décalage entre tensions sur le modèle.....	57
II.2 Amélioration de la méthode d'identification expérimentale.....	59
II.2.1 Description du banc.....	60
II.2.2 Carte d'insertion de <i>Zshunt</i>	61
II.2.3 Sondes de tension et contraintes expérimentales	63
II.2.3.1 Sondes de tension passives	63
II.2.3.2 Sondes de tension actives.....	65
II.2.3.3 Pinces de courant	66
II.3 Méthode d'identification basée sur les mesures des courants.....	68
II.3.1 Modélisation du système en amont de la chaîne de conversion.....	70
II.3.2 Identification expérimentale du modèle.....	73
II.3.2.1 Mesure des courants de MD et de MC.....	73
II.3.2.2 Suppression du “jitter” de la carte de commande	75
II.3.2.3 Détermination du “jitter” du “driver”	76
II.3.3 Détermination des paramètres du modèle boîte noire.....	77
II.3.4 Validation expérimentale du modèle boîte noire	79
II.3.4.1 Configuration 1	79
II.3.4.2 Configuration 2	80
II.3.4.3 Configuration 3	81
II.3.5 Influence des conditions d'identification.....	83
II.3.5.1 Identification des paramètres	83
II.3.5.2 Validation avec insertion du câble.....	84
Conclusion.....	84

Chapitre III : Nouvelle méthode : modèle boîte grise	86
Introduction	87
III.1 Identification et application du modèle par simulation	87
III.1.1 Identification des impédances pour un état stable de la cellule de commutation	89
III.1.2 Identification des impédances sur une période de commutation.....	92
III.1.3 Identification des sources de courant du modèle	97
III.1.4 Vérification du modèle dans la même configuration d'identification	97
III.1.5 Application du modèle dans une nouvelle configuration.....	98
III.2 Méthode des deux pinces de courant.....	99
III.2.1 Mise en œuvre de la méthode des deux pinces de courant.....	99
III.2.2 Validation de la méthode des deux pinces de courant	100
III.2.3 Amélioration de la méthode des deux pinces de courant	102
III.3 Méthode de mesure des impédances de la cellule de commutation lors des états ON/OFF du transistor	104
III.3.1 Mode à faible latence du “VNA”	105
III.3.2 Étude de l’influence de la fréquence du signal injecté.....	107
III.3.3 Réglage du retard d_1	107
III.3.4 Réglage de la valeur de “IFBW”	108
III.3.4.1 Mesure avec l'IGBT-ON	108
III.3.4.2 Mesure avec l'IGBT-OFF	110
III.4 Identification expérimentale du modèle	111
III.4.1 Mesure des impédances sous tension avec la méthode des deux pinces de courant	111
III.4.2 Fonction “Averaging” du “VNA” sans utilisation de l'amplificateur	112
III.4.3 Fonction “Averaging” du “VNA” avec utilisation de l'amplificateur.....	114
III.4.4 Identification des impédances sur une période de commutation.....	115
III.4.5 Identification des sources de courant du modèle boîte grise.....	117
III.5 Validation expérimentale et étude de la robustesse du modèle boîte grise	118
III.5.1 Vérification dans la même configuration d'identification.....	118
III.5.2 Application dans une nouvelle configuration.....	119
Conclusion.....	119
Conclusion générale et perspectives	121
Références bibliographiques	123

Liste des tableaux

Tableau I.1 : Comparaison entre les différentes méthodes de modélisation haute fréquence. ..	41
Tableau II.1 : Essais de validation des types de sondes.....	63
Tableau II.2 : Valeurs des éléments du RSIL.....	64
Tableau II.3 : Configurations d'application du modèle boîte noire.....	79

Table des figures

Figure I.1 : (a) L'évolution du nombre de véhicules hybrides et électriques vendus en France [1]. (b) Domaine d'applications des semi-conducteurs GaN et SiC [2].	17
Figure I.2 : Schéma de principe d'un problème de CEM.	18
Figure I.3 : (a) Cellule de commutation. (b) Signal trapézoïdal. (c) Spectre d'un signal trapézoïdal d'amplitude 300, fréquence 10 kHz, rapport cyclique 0,5, temps de montée t_m et de descente t_d 50 ns.	18
Figure I.4 : Chemins de propagation des PEM conduites dans une chaîne de conversion.	19
Figure I.5 : Transfert de mode : (a) MD vers MC, (b) MC vers MD.	20
Figure I.6 : Gabarits de la norme EN55022 pour les appareils de classe B.	20
Figure I.7 : (a) Structure des deux semi-RSIL "Schwarzbeck NNBM 8126" connecté ensemble. (b) Impédance de sortie du RSIL "Schwarzbeck NNBM 8126" avec une capacité de 10 μF connectée à son entrée pour la norme DO-160 [3].	21
Figure I.8 : (a) Chaîne de conversion DC-DC avec un filtre CEM. (b) PEM mesurées au niveau du RSIL sans et avec filtre CEM [9].	21
Figure I.9 : Structure d'un filtre CEM : (a) MD, (b) MC.	22
Figure I.10 : Modèle comportemental du MOSFET.	23
Figure I.11 : Caractéristique C(V) du MOSFET "C3M0021120D" du Datasheets [17].	23
Figure I.12 : (a) Modèle comportemental de la diode. (b) Caractéristique C(V) de la diode "UJ3D06560KSD" du Datasheets [18].	24
Figure I.13 : Caractéristiques I-V : (a) MOSFET "C3M0021120D" [17], (b) Diode "UJ3D06560KSD" [18]. (c) I_{DS} et V_{DS} du MOSFET lors de la commutation.	25
Figure I.14 : Modèles circuit équivalents des composants de puissance suivant leur état : MOSFET : (a) passant, (b) : bloqué. Diode : (c) passante, (d) bloquée.	26
Figure I.15 : Configuration de base de la mesure avec deux pinces de courant et le "VNA" [26].	27
Figure I.16 : Détermination de la matrice de calibration de la méthode améliorée des deux pinces de courant [19].	27
Figure I.17 : Matrice de calibration en court-circuit, circuit ouvert et circuit chargé [19].	28
Figure I.18 : Configuration de base de la mesure avec trois pinces de courant et le "VNA" [26].	29
Figure I.19 : Modèle circuit d'une chaîne de conversion DC-DC.	30
Figure I.20 : (a) Cellule de 10 cm d'un câble de trois conducteurs blindé [68]. (b) Comparaison des impédances de MD d'un câble de 17 m en circuit ouvert et fermé, obtenues par modèle fréquentiel et par mesure [68].	31
Figure I.21 : Modèle "Générateurs équivalents" d'une cellule de commutation [70].	32
Figure I.22 : Modèle "Générateurs équivalents" d'un onduleur triphasé [67].	32
Figure I.23 : Définition des deux topologies de la cellule de commutation [35].	33
Figure I.24 : (a) Schéma simplifié pour l'extraction des formes d'ondes de commutations [35]. (b) Formes d'ondes temporelles [35].	34
Figure I.25 : (a) Évolution de la fonction de validité f_{vLCHV} en fonction de l'état du semi- conducteur [35]. (b) Combinaison des topologies à générateurs équivalents [35].	34

Figure I.26 : Structure du modèle “UM” [39].	35
Figure I.27 : Structure du modèle simplifié “Boîte Noire – Mesure Hors Tension” [57].	36
Figure I.28 : Structure du modèle “Boîte Noire – Mesure Hors Tension” [58].	36
Figure I.29 : Essai 1 de l’identification de “Boîte Noire – Mesure Sous Tension” : (a) Schéma simplifié de la chaîne de conversion. (b) Schéma HF avec “Boîte Noire – Mesure Sous Tension”.	37
Figure I.30 : Essai 2 de l’identification du “Boîte Noire – Mesure Sous Tension” : (a) Schéma simplifié de la chaîne de conversion. (b) Schéma HF avec “Boîte Noire – Mesure Sous Tension”.	38
Figure I.31 : Essai 3 de l’identification du “Boîte Noire – Mesure Sous Tension” : (a) Schéma simplifié de la chaîne de conversion. (b) Schéma HF avec “Boîte Noire – Mesure Sous Tension”.	38
Figure I.32 : Essai 4 pour l’identification du “Boîte Noire – Mesure Sous Tension” : (a) Schéma simplifié de la chaîne de conversion. (b) Schéma HF avec “Boîte Noire – Mesure Sous Tension”.	39
Figure I.33 : Structure du modèle “Boîte Grise”.	39
Figure I.34 : Mesure de l’impédance d’entrée du modèle entre les bornes (p,g).	40
Figure II.1 : Modèle circuit du hacheur Buck.	46
Figure II.2 : (a) Courants I_{DS} et I_1 pendant une période de commutation. Courant I_1 : (b) lors de la mise en conduction du MOSFET, (c) lors du blocage du MOSFET.	47
Figure II.3 : Fenêtrage “Blackman” appliqué à la mise en conduction du MOSFET sur le courant de MC.	48
Figure II.4 : Enveloppes des spectres des perturbations obtenues avec le modèle circuit.	49
Figure II.5 : Schéma d’identification du modèle boîte noire à l’aide de trois essais.	49
Figure II.6 : Organigramme de la méthode d’identification du modèle boîte noire.	50
Figure II.7 : Paramètres du modèle boîte noire.	51
Figure II.8 : Application du modèle boîte noire dans la même configuration d’identification : (a) configuration d’application, (b) enveloppes des spectres des courants MD et MC.	52
Figure II.9 : Application du modèle circuit dans une nouvelle configuration : (a) circuit électrique du câble inséré, (b) schéma électrique de simulation, (c) enveloppes des spectres des perturbations MD et MC obtenus par le modèle circuit.	53
Figure II.10 : Application du modèle boîte noire dans une nouvelle configuration : (a) configuration d’application, (b) enveloppes des spectres des perturbations MD et MC.	54
Figure II.11 : Schéma d’identification 2 du modèle boîte noire.	55
Figure II.12 : Paramètres du modèle boîte noire obtenus à l’aide des identifications 1 et 2.	55
Figure II.13 : Enveloppes des spectres des courants MD et MC obtenus avec le modèle boîte noire de l’identification 2 appliqué dans la même configuration de son identification.	56
Figure II.14 : Enveloppes des spectres des perturbations lors de l’application du modèle de l’identification 2 dans une nouvelle configuration.	56
Figure II.15 : Phénomène de “jitter” dans un “driver”.	57
Figure II.16 : Paramètres du modèle boîte noire lors de l’identification 1 avec et sans décalage de la tension $V_{ng} - 2$.	58

Figure II.17 : Enveloppes des spectres des courants MD et MC obtenus avec le modèle boîte noire, avec décalage de la tension $V_{ng} - 2$, appliqué dans la même configuration de son identification.....	58
Figure II.18 : Enveloppes des spectres des perturbations MD et MC lors du décalage de $V_{ng} - 2$ (influence du jitter).....	59
Figure II.19 : Banc d'essai expérimental : (a) schéma électrique, (b) photo du banc, (c) écrans métalliques.	60
Figure II.20 : Conception et réalisation de la carte d'insertion de Z_{shunt} : (a) schéma électrique, (b) conception du "PCB", (c) photo de la réalisation.....	61
Figure II.21 : Évolution de l'impédance de la capacité, de la résistance et de Z_{shunt} entre conducteur positif et terre, et entre conducteur négatif et terre, lorsque l'interrupteur est en position ON.	62
Figure II.22 : Banc d'essai expérimental avec la carte d'insertion de Z_{shunt} et les deux boîtes de mesure des courants de MD et de MC : (a) schéma électrique, (b) photo du banc.....	62
Figure II.23 : Banc expérimental avec mesure des courants de MD et de MC à la sortie du RSIL.	63
Figure II.24 : (a) Configuration de mesure de l'essai 1 avec des sondes de tension passives. (b) Schéma électrique du RSIL.....	64
Figure II.25 : Configuration de mesure de l'essai 2 avec des sondes de tension actives.	65
Figure II.26 : Configuration de mesure de l'essai 3 avec des sondes de courant passives.....	66
Figure II.27 : Impédance de transfert ZT de la sonde "FCC : F-33-3".	66
Figure II.28 : Spectres des perturbations lors des trois essais de validation des types de sondes.	67
Figure II.29 : Banc expérimental : (a) schéma électrique, (b) schéma équivalent.....	68
Figure II.30 : Organigramme de la nouvelle méthode d'identification du modèle boîte noire. .	68
Figure II.31 : Modélisation du "Système 1" par trois impédances équivalentes en étoile.....	70
Figure II.32 : Mesure des impédances entre bornes du "Système 1" sans insertion de Z_{shunt} : (a) photo de dispositif de mesure, (b) photo du "BALUN" utilisé, (c) impédances mesurées sans et avec "BALUN.	71
Figure II.33 : Impédances mesurées entre bornes du "Système 1" pour les quatre configurations.	72
Figure II.34 : Impédances équivalentes en étoile du "Système 1" calculées pour les 4 configurations.....	73
Figure II.35 : Configuration de mesure des courants de MD et de MC.....	74
Figure II.36 : Spectres des courants $IL1$ et $IL3$ calculés à partir des trois essais.....	74
Figure II.37 : Photo de la carte de commande qui génère le signe de commande au "driver". .	75
Figure II.38 : Signaux de sortie de la carte de commande lors des trois essais : (a) une période complète, (b) zoom sur le début de la période, (c) zoom sur la descente des signaux, (d) zoom sur le début d'une nouvelle période.	76
Figure II.39 : Signaux de sortie de la carte "driver" lors des trois essais : (a) une période complète, (b) zoom sur le début de la période, (c) zoom sur la descente des signaux.	77
Figure II.40 : (a) Modèle boîte noire, (b) paramètres du modèle.....	78
Figure II.41 : Enveloppes des spectres des perturbations obtenues lors d'une application dans la même configuration de l'essai 1.	80

Figure II.42 : Application dans la configuration 2 : (a) schéma électrique. (b) photo du banc, (c) enveloppes des spectres des perturbations mesurées par oscilloscope.	80
Figure II.43 : Enveloppes des spectres des perturbations obtenues lors d'une application dans la configuration 2.	81
Figure II.44 : Application dans la configuration 3 : (a) schéma électrique. (b) photo du banc, (c) enveloppes des spectres des perturbations mesurées par oscilloscope.	82
Figure II.45 : Enveloppes des spectres des perturbations obtenues lors d'une application dans la configuration 3.	82
Figure II.46 : Paramètres des modèles boîte noire des identifications expérimentales 1 et 2....	83
Figure II.47 : Enveloppes des spectres des perturbations des modèles des identifications 1 et 2 obtenues lors d'une application dans la configuration 3.....	84
Figure III.1 : Structure du modèle boîte grise	88
Figure III.2 : Organigramme de la méthode d'identification du modèle boîte grise.	88
Figure III.3 : Configurations de mesure des impédances totales pour MOSFET ON.	89
Figure III.4 : Configurations de mesure des impédances totales pour MOSFET OFF.	90
Figure III.5 : Démarche de simplification du schéma équivalent du circuit pour l'état ON du MOSFET.	91
Figure III.6 : Évolution des impédances du modèle pour chaque état stable du MOSFET.	92
Figure III.7 : Signal $s(t)$	92
Figure III.8 : Représentation équivalente des impédances vues entre bornes (p,g) sur une période de commutation.	94
Figure III.9 : Évolution des impédances d'entrée du modèle pour un état stable du MOSFET et sur une période de commutation.	95
Figure III.10 : Évolution des impédances du modèle pour un état stable du MOSFET et sur une période de commutation.	96
Figure III.11 : Identification des sources de courant du modèle boîte grise.	97
Figure III.12 : Spectres des sources de courant du modèle boîte grise.	97
Figure III.13 : Enveloppes des spectres des courants MD et MC pour une application du modèle boîte grise dans la même configuration d'identification.	98
Figure III.14 : Enveloppes des spectres des courants MD et MC pour une application du modèle boîte grise dans une nouvelle configuration.....	98
Figure III.15 : Dispositif de mesure de la méthode des deux pinces de courant : (a) schéma de connexion, (b) montage expérimental.	99
Figure III.16 : Trois positions d'application de la méthode des deux pinces de courant : (a) schéma électrique, (b) schéma de connexion, (c) montage expérimental.	100
Figure III.17 : Évolution des impédances du modèle boîte grise obtenues hors tension par la méthode des deux pinces de courant et par des mesures à 1-port du "VNA" (sans "BALUN").	101
Figure III.18 : Configuration de mesure de la méthode des deux pinces de courant avec amplificateur : (a) schéma de connexion, (b) montage expérimental.	102
Figure III.19 : Évolution des impédances totales hors tension mesurées par la méthode des deux pinces de courant avec amplificateur et par mesures 1-port "VNA" avec "BALUN".	102

Figure III.20 : Évolution des impédances du modèle obtenues hors tension par la méthode des deux pinces de courant avec amplificateur et par mesures 1-port “VNA” (sans “BALUN”).	103
Figure III.21 : Synchronisation du “Trigger” du “VNA” avec le signal de commande de l'IGBT : (a) IGBT-ON, (b) IGBT-OFF.	104
Figure III.22 : Méthode de synchronisation : (a) chronogramme montrant les délais de mesure, (b) configuration de mesure pour l’ajustement des paramètres du “VNA”.	105
Figure III.23 : Signaux vus par oscilloscope pour le mode à faible latence du “VNA” : (a) mode désactivé, (b) mode activé.	106
Figure III.24 : Signaux vus par oscilloscope pour $d1 = 0$ et “IFBW” de 70 kHz.	106
Figure III.25 : Signaux vus par oscilloscope pour fréquence du signal injecté par “VNA” de : (a) 1 MHz, (b) 100 MHz.	107
Figure III.26 : (a) Chronogramme montrant les délais de mesure pour IGBT ON. (b) Signaux vus par oscilloscope pour $d1 = 90 \mu s$ et “IFBW” de 70 kHz pour IGBT ON.	108
Figure III.27 : Signaux vus par oscilloscope pour $d1 = 90 \mu s$ et “IFBW” de : (a) 50 kHz, (b) 40 kHz.	109
Figure III.28 : Signal vu par le port 2 du “VNA” pour IGBT-ON : (a) configuration de mesure, (b) comparaison avec les signaux de “Trigger-out” du “VNA” et de commande de l'IGBT.	109
Figure III.29 : (a) Chronogramme montrant les délais de mesure pour IGBT-OFF. (b) Signaux vus par oscilloscope pour $d1 = 90 \mu s$ et “IFBW” de 20 kHz.	110
Figure III.30 : Comparaison du signal vu par le port 2 du “VNA” pour IGBT-OFF avec les signaux de “Trigger-out” du “VNA” et de commande de l'IGBT.	110
Figure III.31 : Évolution des impédances du modèle obtenues sous tension par la méthode des deux pinces de courant avec amplificateur pour un état stable de l'IGBT.	112
Figure III.32 : Évolution des impédances du modèle obtenues sous tension par la méthode des deux pinces de courant sans amplificateur, avec “Averaging” pour un état stable de l'IGBT.	113
Figure III. 33 : Évolution des impédances totales pour un état stable de la cellule de commutation	114
Figure III.34 : Évolution des impédances du modèle obtenues sous tension par la méthode des deux pinces de courant avec amplificateur et avec “Averaging” pour un état stable de la cellule de commutation, et comparaison avec celles obtenues par mesures 1-port “VNA” hors tension (sans “BALUN”).	115
Figure III.35 : Évolution des impédances d'entrée du modèle pour un état stable de l'IGBT et sur une période de commutation.	116
Figure III.36 : Évolution des impédances du modèle obtenues sous tension par la méthode des deux pinces de courant pour un état stable de la cellule de commutation et sur une période de commutation, et comparaison avec celles obtenues par mesures 1-port “VNA” hors tension (sans “BALUN”).	116
Figure III.37 : Schéma équivalent du banc avec modèle boîte grise.	117
Figure III.38 : Sources du courant du modèle boîte grise.	118
Figure III.39 : Vérification du modèle : enveloppes des spectres des perturbations pour une application du modèle boîte grise à la même configuration d'identification.	118
Figure III.40 : Étude de robustesse : enveloppes des spectres des perturbations pour une application du modèle boîte grise dans une nouvelle configuration.	119

Introduction générale

Avec le développement de l'électrification des transports, les convertisseurs statiques sont de plus en plus utilisés. L'augmentation de la fréquence de commutation de ces convertisseurs a pour but de réduire leur masse et leur volume, mais cela entraîne des problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) dus à l'augmentation des niveaux des perturbations électromagnétiques conduites et rayonnées générées. Ces perturbations peuvent affecter les systèmes de communication au sein des systèmes électriques, qui sont alors considérés comme victimes. Pour cette raison, des normes CEM imposent des limites à ne pas dépasser des perturbations conduites, dans des bandes fréquentielles spécifiques. Les exigences en termes de limites et de bandes fréquentielles dépendent du domaine d'application, ainsi, des fréquences qui peuvent atteindre 108 MHz pour les systèmes automobiles et 152 MHz pour les applications aéronautiques. Pour respecter ces normes, un filtre CEM est utilisé afin d'atténuer ces perturbations. Le dimensionnement optimal de ce filtre nécessite la réalisation de simulations basées sur un modèle de la chaîne de conversion, qui peut être un modèle circuit électrique simulé dans les domaines temporel et/ou fréquentiel. En raison des avantages de la simulation fréquentielle, ce type de modèle est retenu. L'objectif de cette thèse est de développer un modèle précis d'une chaîne de conversion déjà réalisée, capable de fournir des résultats fiables jusqu'à 100 MHz. Pour atteindre cet objectif, le manuscrit de cette thèse est divisé en trois chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présentons le contexte de l'étude ainsi que la problématique CEM. Nous détaillons différentes étapes de la conception CEM des convertisseurs statiques, de la caractérisation à la modélisation par différentes méthodes. Une comparaison entre les modèles existants nous permet d'orienter le choix du modèle à utiliser et à améliorer.

Dans le deuxième chapitre, une analyse fréquentielle des perturbations électromagnétiques conduites d'un hacheur série nous permet de définir un circuit de test représentatif, sur lequel le modèle proposé pourra être identifié et validé par simulation. Ensuite, nous identifions par simulation le modèle terminal modeling "TM" de type boîte noire choisi. Ce modèle est d'abord appliqué dans la même configuration d'identification de ses paramètres, puis testé dans de nouvelles configurations, ce qui nous permet d'évaluer sa robustesse et de mettre en évidence ses points faibles. Les résultats obtenus serviront comme point de départ pour améliorer le modèle. Nous présentons également une amélioration de la méthode d'identification expérimentale, permettant d'augmenter la précision du modèle. Des méthodes de mesure ont été également proposées pour réduire les bruits de mesure sur les courants de perturbations de mode commun et de mode différentiel. Le modèle est ensuite identifié sur un banc expérimental constitué d'un hacheur série (Buck), puis appliqué dans plusieurs configurations, afin d'évaluer sa robustesse.

Dans le troisième chapitre, nous proposons un nouveau modèle terminal modeling "TM" de type boîte grise. Contrairement au modèle boîte noire, l'avantage principal du modèle boîte grise est sa nature physique, puisqu'il repose sur les impédances mesurées sous tension de la chaîne de conversion, pour deux états stables de la cellule de commutation (ON/OFF). Les paramètres du modèle proposé sont d'abord identifiés en simulation, en déterminant les sources de perturbations ainsi que leurs chemins de propagation sur une période de commutation. Le modèle obtenu est ensuite testé dans de nouvelles configurations afin de valider sa robustesse. Pour

l'identification expérimentale, nous utilisons la méthode des deux pinces de courant, développée au L2EP, afin de mesurer les impédances sous tension. Cette méthode est validée sur le même banc expérimental (du chapitre II) et couplée à une méthode de synchronisation proposée permettant de mesurer les impédances uniquement durant les deux états stables de la cellule de commutation. La robustesse du modèle est finalement validée expérimentalement.

Cette étude se termine par une conclusion générale qui reprend les principaux résultats obtenus au cours de cette thèse. L'amélioration et l'extension de la méthode développée, en vue d'élaborer un modèle capable de prédire les perturbations à l'entrée et à la sortie du convertisseur, constituent des perspectives pour ce travail.

Chapitre I : PEM conduites et modélisation

Sommaire du présent chapitre

Chapitre I : PEM conduites et modélisation.....	16
Introduction	17
I.1 CEM en Electronique de Puissance.....	17
I.1.1 Contexte	17
I.1.2 Définitions.....	18
I.1.3 Normes	20
I.1.4 Filtre CEM.....	21
I.2 Méthodes de caractérisation	22
I.2.1 Sources de perturbations : Semi-conducteurs	23
I.2.2 Chemins de propagation.....	26
I.2.2.1 Méthode des deux pinces de courant.....	26
I.2.2.2 Méthode améliorée des deux pinces de courant	27
I.2.2.3 Méthode des trois pinces de courant.....	28
I.3 Méthodes de modélisation haute fréquence.....	29
I.3.1 Modèle pour la simulation dans le domaine temporel	30
I.3.1.1 Modèle circuit.....	30
I.3.1.2 Modèle à base de générateurs équivalents.....	31
I.3.2 Modèle pour la simulation dans le domaine fréquentiel	32
I.3.2.1 “Multi-Topologie Equivalent Sources” (MTES).....	33
I.3.2.2 Modèle “Unterminated Model” (UM).....	35
I.4 Modèle “Terminal Modeling” (TM)	35
I.4.1 Modèle “Boîte Noire – Mesure Hors Tension”.....	36
I.4.2 Modèle “Boîte Noire – Mesure Sous Tension”.....	37
I.4.3 Modèle “Boîte Grise”.....	39
I.5 Discussion et choix du modèle	41
Conclusion.....	43

Introduction

Dans ce chapitre, le contexte général lié à la compatibilité électromagnétique (CEM) en électronique de puissance est présenté. Ensuite, la problématique associée à cette étude est introduite. Les méthodes de caractérisation des sources de perturbations, ainsi que leurs chemins de propagation, sont ensuite détaillées. Par la suite, l'intérêt de la modélisation haute fréquence de la chaîne de conversion est mis en évidence, à travers un état de l'art des différents modèles existants. Enfin, une synthèse comparative de ces modèles, mettant en lumière leurs avantages et leurs limites, permet d'orienter les travaux menés dans la suite de cette thèse.

I.1 CEM en Electronique de Puissance

Dans cette partie, le contexte, la problématique, les définitions, les exigences normatives, ainsi que le filtre CEM, sont présentés.

I.1.1 Contexte

L'utilisation des convertisseurs électroniques de puissance dans le domaine de la mobilité électrique a connu une expansion significative ces dernières années, comme montré sur la Figure I.1.a. Afin d'améliorer les performances électriques des convertisseurs embarqués, des composants rapides basés sur des matériaux semi-conducteurs à grand gap, tels que le carbure de silicium (SiC) et le nitrure de gallium (GaN), sont utilisés. Ces composants permettent de fonctionner à des fréquences de commutation très élevées, en comparaison à ceux basés sur du silicium, comme montré sur la Figure I.1.b, offrant ainsi une augmentation de la densité de puissance (réduction du poids et du volume). Cependant, à cause de leurs commutations rapides (faibles temps de transition), ces composants présentent l'inconvénient de générer une augmentation des perturbations électromagnétiques (PEM) conduites et rayonnées sur une large bande de fréquence, posant des défis en matière de CEM.

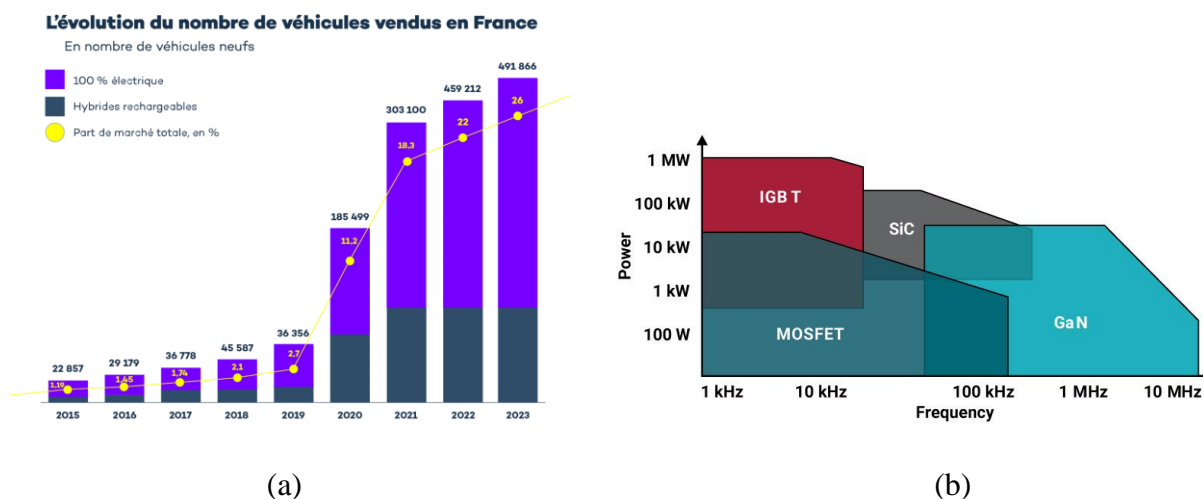


Figure I.1 : (a) L'évolution du nombre de véhicules hybrides et électriques vendus en France [1]. (b) Domaine d'applications des semi-conducteurs GaN et SiC [2].

I.1.2 Définitions

Dans une chaîne de conversion, le convertisseur est à l'origine des perturbations conduites et rayonnées. Ces perturbations se propagent vers la victime via des chemins spécifiques appelés chemins de propagation : les conducteurs pour les perturbations conduites et le champ électromagnétique pour les perturbations rayonnées, comme illustré sur la Figure I.2. Dans le cadre de cette étude, nous nous concentrerons principalement sur les perturbations conduites générées par les convertisseurs statiques.

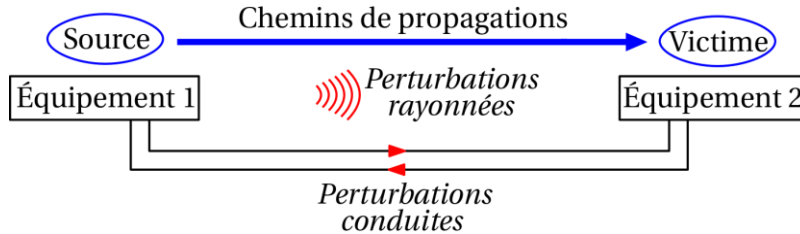


Figure I.2 : Schéma de principe d'un problème de CEM.

a) Source de perturbations électromagnétiques : La source des PEM en électronique de puissance est la cellule de commutation qui commute, en des temps de montée et descente très faibles, le courant entrant dans la cellule i_e et la tension aux bornes du transistor v_s , comme montré sur la Figure I.3.a. Ces variations rapides, caractérisées par des taux de variation élevés $\frac{di_e}{dt}$ et $\frac{dv_s}{dt}$, génèrent des signaux trapézoïdaux, comme montré sur la Figure I.3.b. La décomposition en série de Fourier de ces signaux montre des spectres très riches en harmoniques de hautes fréquences sur une large bande fréquentielle, comme montré sur la Figure I.3.c.

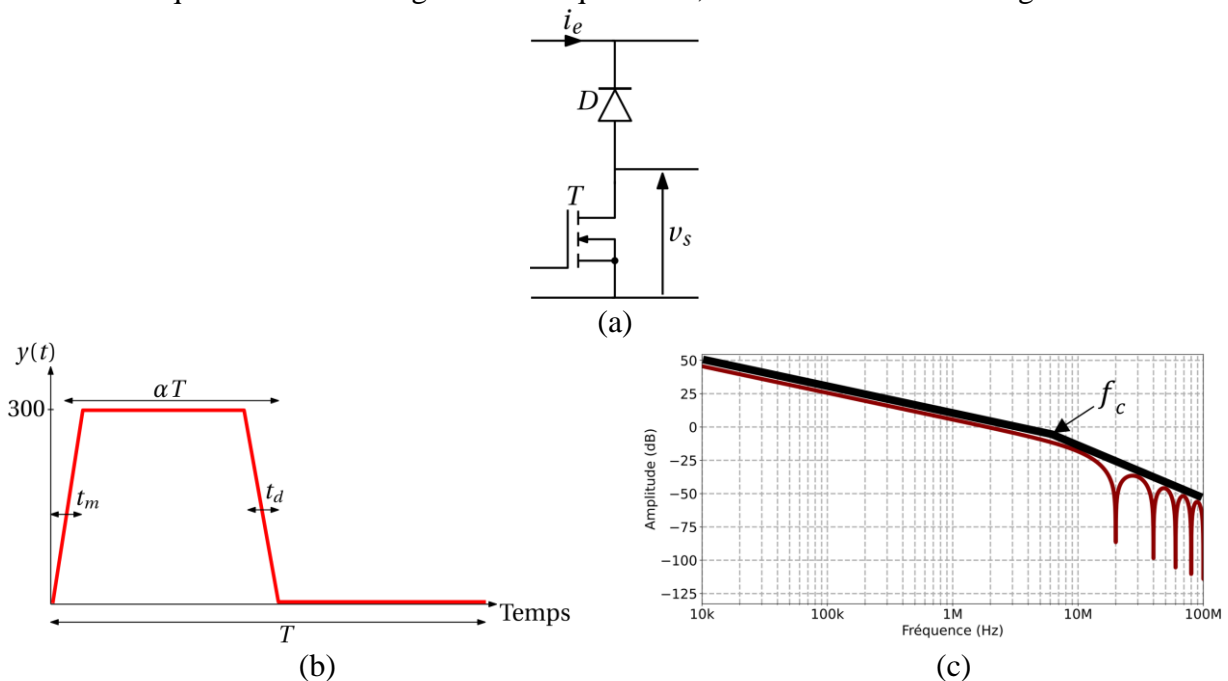


Figure I.3 : (a) Cellule de commutation. (b) Signal trapézoïdal. (c) Spectre d'un signal trapézoïdal d'amplitude 300, fréquence 10 kHz, rapport cyclique 0,5, temps de montée t_m et de descente t_d 50 ns.

La fréquence de coupure du spectre f_c est inversement proportionnelle aux temps de commutations t_m ou t_d , comme montré par l'équation (I.1).

$$f_c = \frac{1}{\pi \cdot t_m} \quad (I.1)$$

b) Chemins de propagation : Les PEM conduites atteignent la victime en se propageant dans différents chemins. Ces chemins possèdent des inductances et des capacités parasites, comme montré sur la Figure I.4, ce qui forme des circuits avec des fréquences de résonances. Ces résonances avec de faibles amplitudes laissent passer les perturbations de la source de PEM vers la victime.

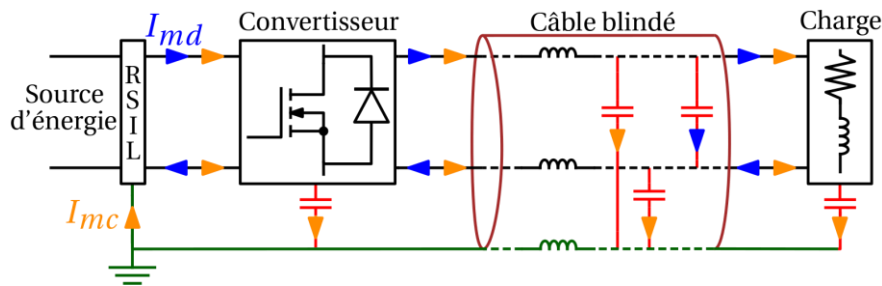


Figure I.4 : Chemins de propagation des PEM conduites dans une chaîne de conversion.

Il existe deux modes de propagations :

- **Mode différentiel (MD) :** Dans une structure de convertisseur de type Buck, la variation du courant de la cellule de commutation $\frac{di_e}{dt}$ constitue la source des perturbations de MD. Le courant de MD passe par un conducteur de la source d'énergie et revient par l'autre, sans passer par la terre.

- **Mode commun (MC) :** La variation de tension de la cellule de commutation $\frac{dv_s}{dt}$ constitue la source des perturbations de MC. Le courant de MC passe par les deux conducteurs de la source d'énergie dans le même sens et revient par la terre.

À cause de la dissymétrie des chemins de propagations, chaque mode peut influencer l'autre. On appelle l'influence d'un mode sur l'autre : transfert de mode. Dans les exemples illustrés à la Figure I.5, les deux impédances Z_{RSIL} sont identiques et correspondent aux impédances de sortie du réseau de stabilisation d'impédance de ligne (RSIL). En revanche, les impédances Z_1 et Z_2 sont différentes, ce qui crée une dissymétrie dans les chemins de propagation. Sur la Figure I.5.a, une source de courant en MD est connectée. Une partie du courant I_{md-1} circule vers la terre, ce qui génère un courant de MC, bien qu'aucune source de perturbation MC ne soit présente. Sur la Figure I.5.b, une source de tension en MC est connectée. Le courant de MC, I_{mc} , se divise en deux courants inégaux I_{mc-1} et I_{mc-2} . Par conséquent un courant de MD circule, même en l'absence de source de perturbation de MD.

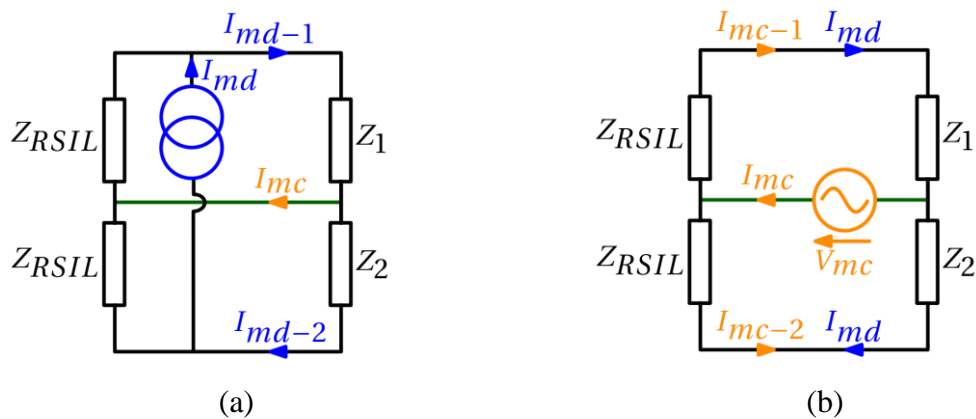


Figure I.5 : Transfert de mode : (a) MD vers MC, (b) MC vers MD.

c) **Victime** : Les principales victimes sont les équipements connectés au réseau.

I.1.3 Normes

Les normes de CEM imposent que les perturbations conduites, mesurées au niveau du RSIL, restent inférieures à un seuil fixé par un gabarit de valeurs limites (Valeurs en quasi-crête et moyenne) en fonction du domaine d'application, comme illustré sur la Figure I.6.

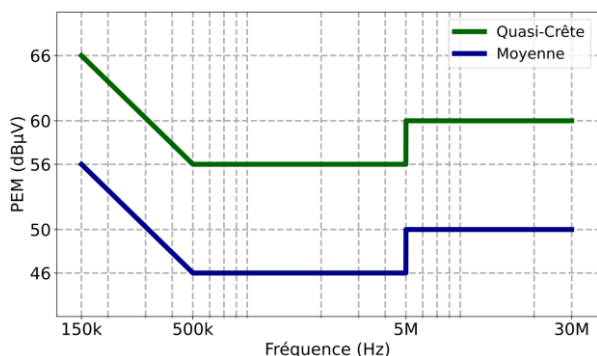


Figure I.6 : Gabarits de la norme EN55022 pour les appareils de classe B.

Le schéma électrique du RSIL, illustré à la Figure I.7.a, est un circuit permettant de découpler le réseau d'alimentation de l'équipement sous test, évitant ainsi la propagation des PEM du réseau vers cet équipement, et la propagation des PEM de l'équipement vers le réseau. Il offre également une impédance fixe à sa sortie, comme présenté à la Figure I.7.b, et permet de mesurer les perturbations générées par l'équipement sous test aux bornes de sa résistance de 50 Ω.

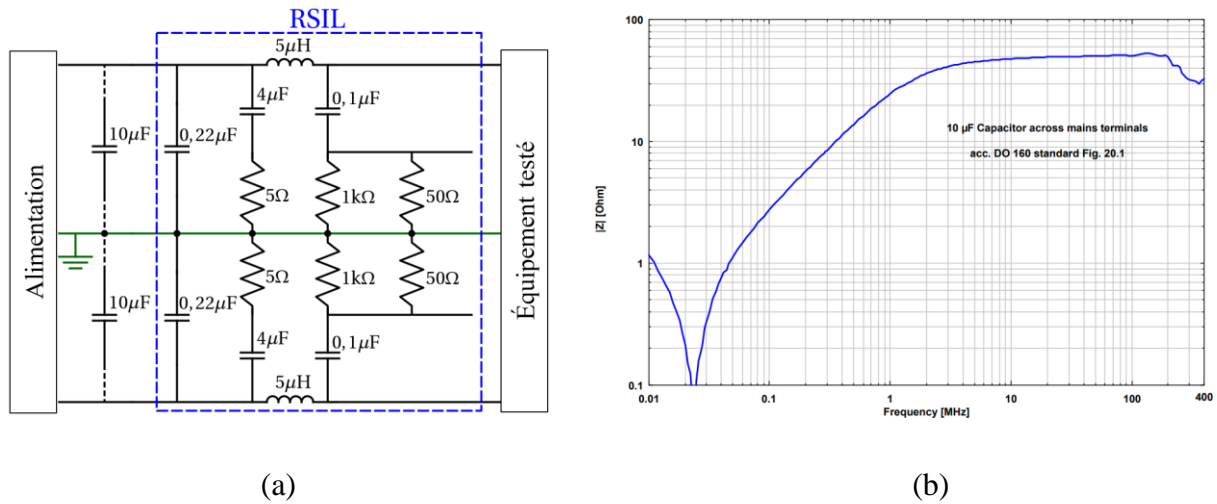


Figure I.7 : (a) Structure des deux semi-RSIL “Schwarzbeck NNBM 8126” connecté ensemble. (b) Impédance de sortie du RSIL “Schwarzbeck NNBM 8126” avec une capacité de 10 µF connectée à son entrée pour la norme DO-160 [3].

Afin de respecter les normes CEM, il est nécessaire de réduire les PEM sous les limites normatives. Une des solutions couramment utilisées consiste à installer un filtre CEM à l'entrée du convertisseur.

I.1.4 Filtre CEM

Pour respecter les normes CEM, il est nécessaire de réduire les PEM. On distingue plusieurs techniques de réduction des PEM conduites. Elles consistent à agir sur : la topologie du convertisseur, la technique de commande, comme présenté dans [4] et [5], les filtres actifs et passifs, comme présenté dans [6]-[16]. Parmi celles-ci, le filtre passif reste le plus efficace sur une large bande fréquentielle, comme montré dans [9]. Il est généralement placé en amont du convertisseur afin de réduire les perturbations au niveau du RSIL, comme illustré dans la Figure I.8.

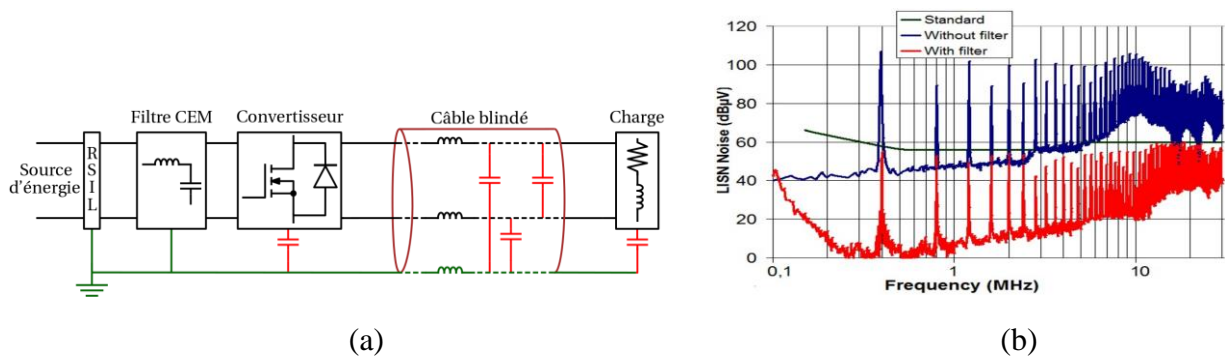


Figure I.8 : (a) Chaîne de conversion DC-DC avec un filtre CEM. (b) PEM mesurées au niveau du RSIL sans et avec filtre CEM [9].

On distingue deux types de filtres : le filtre de MD et le filtre de MC, comme illustré sur la Figure I.9. En négligeant le transfert de mode, le courant de MD correspond au même courant circulant dans un conducteur et revenant par l'autre. En revanche, le courant de MC se divise en deux courants inégaux en raison de la dissymétrie des chemins de propagation.

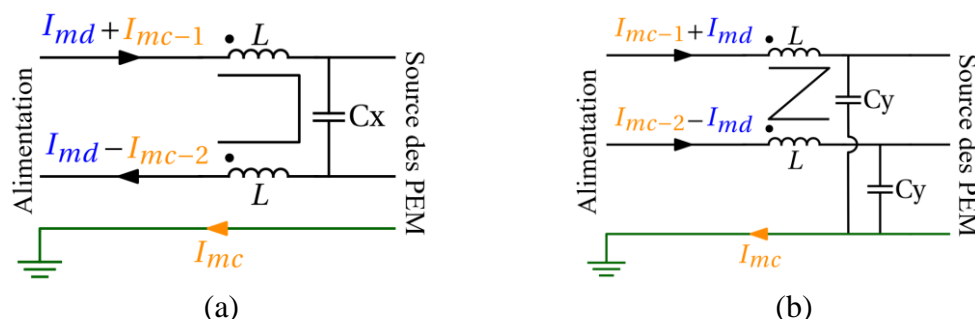


Figure I.9 : Structure d'un filtre CEM : (a) MD, (b) MC.

Cependant, ce filtre présente des inconvénients : il est coûteux, lourd et volumineux. Il est donc essentiel d'optimiser son dimensionnement. La conception de ce filtre et le calcul de l'atténuation nécessitent de connaître les impédances à son entrée et à sa sortie, comme présenté dans [14]. Si l'impédance d'entrée du filtre est définie par le RSIL, celle connectée à la sortie du filtre reste indéterminée en raison de la nature complexe de l'impédance d'un convertisseur en commutation.

Ainsi, pour optimiser le dimensionnement du filtre, il est nécessaire de modéliser les sources de perturbations ainsi que les impédances de la chaîne de conversion (convertisseur + câble + charge). La première étape consiste à caractériser avec précision les éléments actifs et passifs de cette chaîne, afin d'obtenir un modèle fiable de chaque composant sur une large bande de fréquence. Une fois cette caractérisation effectuée, l'étape suivante consiste à utiliser ces modèles pour simuler l'ensemble de la chaîne de conversion et prédire les perturbations MD et MC au niveau du RSIL.

Dans la suite, des méthodes de caractérisation des sources de perturbations et des chemins de propagation sont présentées.

I.2 Méthodes de caractérisation

Afin de prédire les perturbations conduites au niveau du RSIL, il est nécessaire d'identifier les sources de PEM ainsi que les chemins de propagation dans l'ensemble de la chaîne de conversion. Pour cela, il est indispensable de disposer de modèles des composants semi-conducteurs, qui constituent les principales sources de perturbations, et d'identifier avec les éléments parasites des chemins de propagation. Dans ce qui suit, les modèles circuits des semi-conducteurs ainsi que les méthodes de caractérisation des chemins de propagation sont présentés.

I.2.1 Sources de perturbations : Semi-conducteurs

Les modèles circuits des semi-conducteurs sont non linéaires. Ces modèles peuvent être convertis en modèles SPICE pour permettre d'effectuer des simulations. Dans ce qui suit, les principales caractéristiques des modèles circuits du MOSFET et de la diode, sont présentées.

MOSFET : Le modèle du MOSFET est typiquement constitué d'un générateur de courant, des capacités inter-électrodes, et des inductances parasites dues aux pattes ("Bondings"), comme illustré sur la Figure I.10.

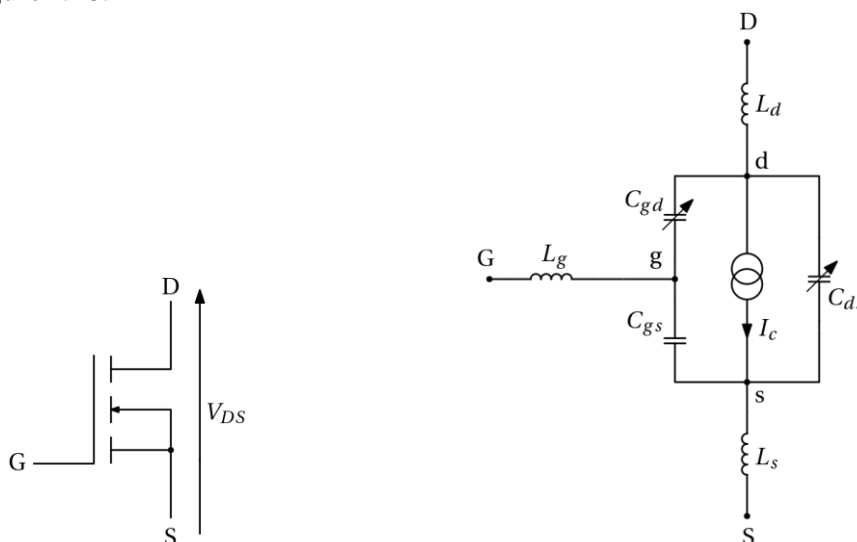


Figure I.10 : Modèle comportemental du MOSFET.

Les capacités inter-électrodes C_{gd} et C_{ds} sont non linéaires et varient en fonction de la tension V_{DS} appliquée au MOSFET. Les capacités d'entrée, de sortie et de contre-réaction (C_{iss} , C_{oss} , C_{rss}) du MOSFET sont identifiées en fonction des capacités inter-électrodes C_{gs} , C_{gd} et C_{ds} , et sont également non linéaires, comme montré sur la Figure I.11.

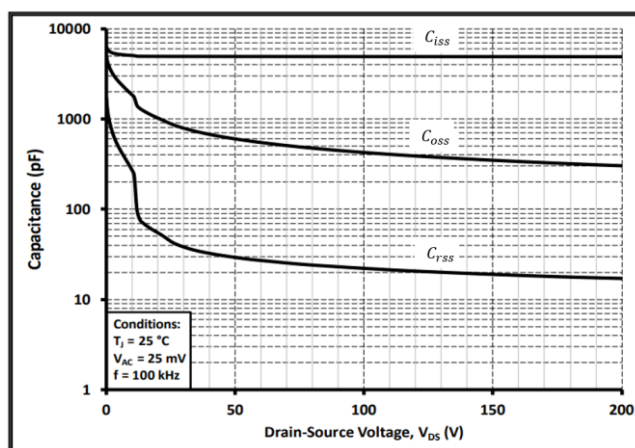


Figure I.11 : Caractéristique C(V) du MOSFET "C3M0021120D" du Datasheets [17].

Ces capacités sont exprimées comme suit :

$$\text{Capacité d'entrée : } C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$$

$$\text{Capacité de sortie : } C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$$

$$\text{Capacité de contre-réaction : } C_{rss} = C_{gd}$$

Diode : Le modèle de la diode est constitué d'un générateur de courant, une capacité inter-électrode et des inductances parasites dues aux pattes ("Bondings"), comme illustré sur la Figure I.12.a. La capacité inter-électrode C_{ak} est non linéaire et varie en fonction de la tension V_R appliquée à la diode au blocage, comme montré sur la Figure I.12.b.

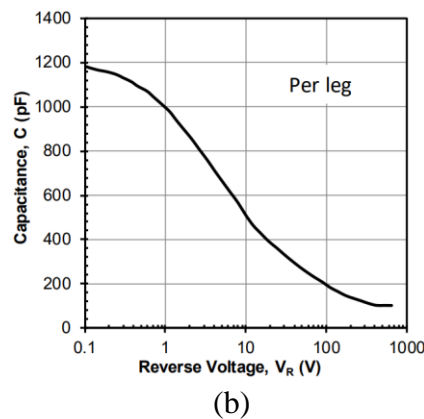
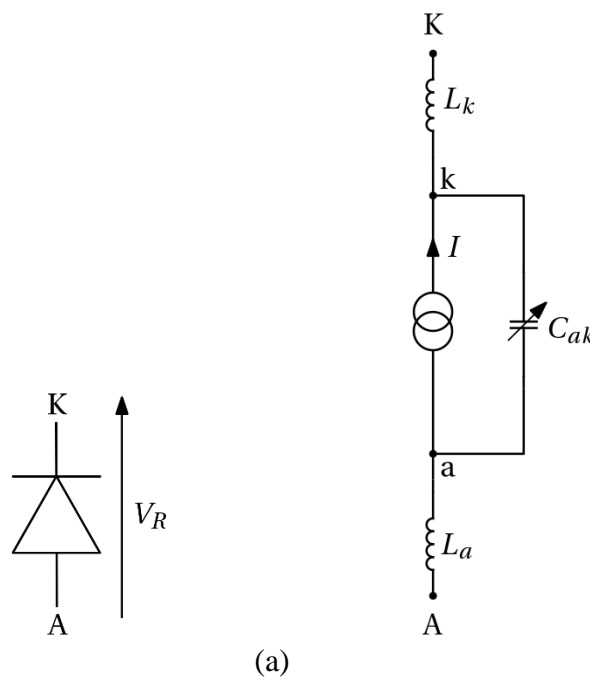


Figure I.12 : (a) Modèle comportemental de la diode. (b) Caractéristique $C(V)$ de la diode "UJ3D06560KSD" du Datasheets [18].

Comme montré respectivement dans les Figure I.13.a et Figure I.13.b, le MOSFET et la diode peuvent conduire de forts courants. Par conséquent, la cellule de commutation, composée du MOSFET et de la diode, constitue la principale source de perturbations, car elle induit des fronts montants et descendants rapides du courant $\frac{di_e}{dt}$ et de la tension $\frac{dv_s}{dt}$. En présence d'éléments parasites dans le circuit, ces transitions rapides engendrent des oscillations hautes fréquences au moment de la commutation, comme montré sur la Figure I.13.c.

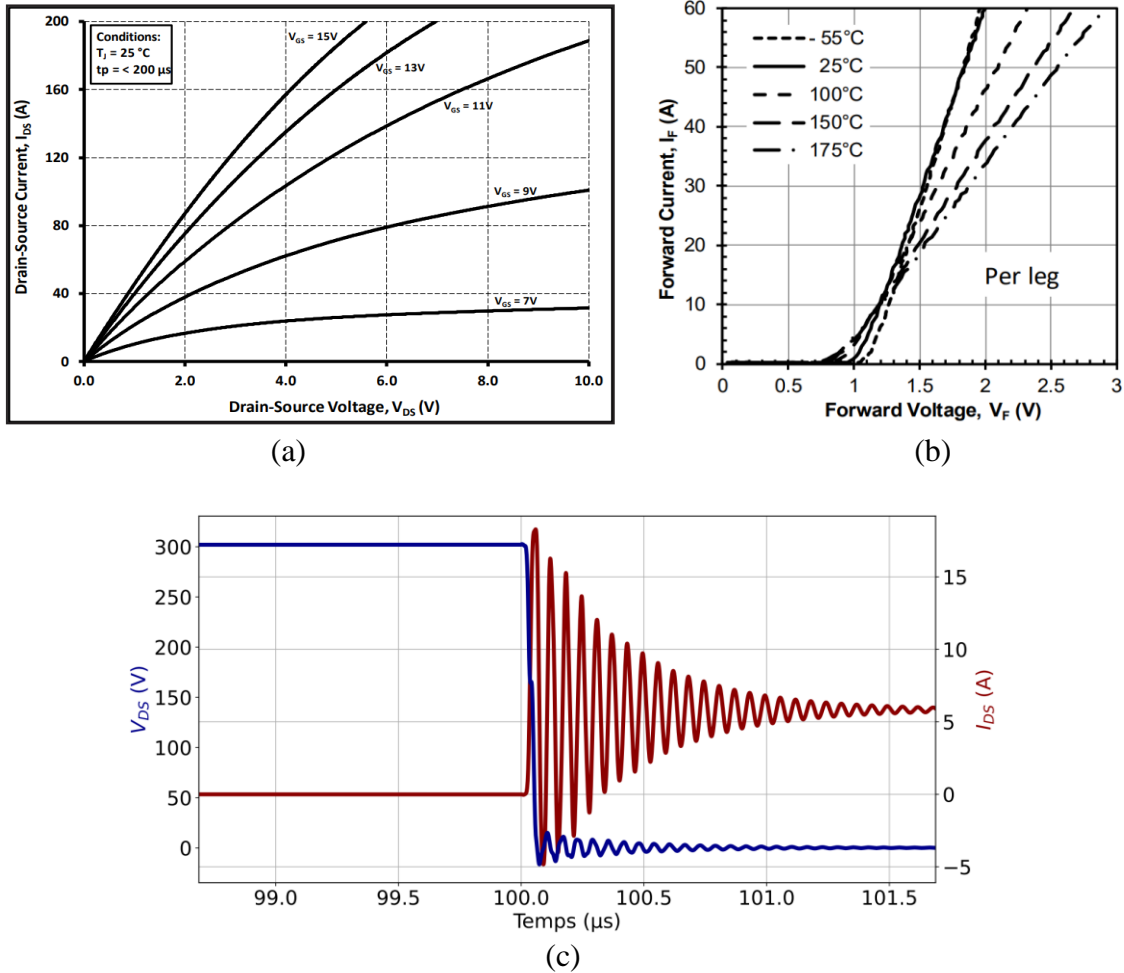


Figure I.13 : Caractéristiques I-V : (a) MOSFET “C3M0021120D” [17], (b) Diode “UJ3D06560KSD” [18]. (c) I_{DS} et V_{DS} du MOSFET lors de la commutation.

Un MOSFET en conduction (ON) est modélisé par sa résistance interne $R_{DS(ON)}$, en série avec les inductances parasites L_d et L_s des pattes comme montré sur la Figure I.14. À l'état bloqué (OFF), il est modélisé par sa capacité de sortie C_{OSS} , dépendant de la tension de bus continue, en série avec les inductances L_d et L_s . La diode en conduction est modélisée par sa résistance interne R_{ON} , en série avec les inductances parasites L_a et L_k . À l'état bloqué, elle est modélisée par sa capacité inter-électrode C_{ak} , dépendant de la tension de bus continue, en série avec les inductances L_a et L_k .

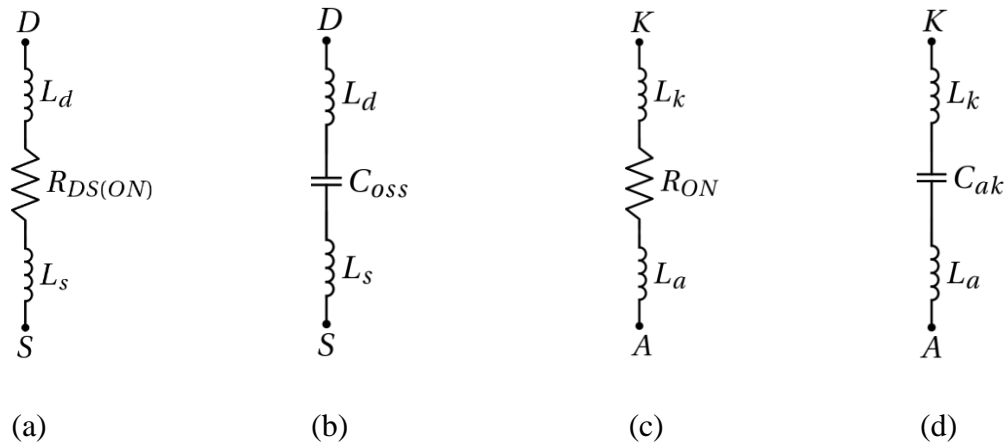


Figure I.14 : Modèles circuit équivalents des composants de puissance suivant leur état : MOSFET : (a) passant, (b) : bloqué. Diode : (c) passante, (d) bloquée.

I.2.2 Chemins de propagation

Afin de déterminer les courants de perturbation, il est nécessaire d'identifier les impédances des chemins de propagation, qui sont principalement constitués par les éléments parasites du circuit. Plusieurs méthodes permettent cette identification, notamment les simulations numériques, utilisées en particulier pour les circuits imprimés ("Printed Circuit Board" : PCB) et la connectique, comme présenté dans [19], ou encore la mesure des impédances du système à l'aide d'un analyseur d'impédance, d'un analyseur de réseau vectoriel ("Vector Network Analyzer" : VNA) à un ou plusieurs ports. Cependant, pour prendre en compte l'influence de la tension du bus DC sur les impédances, liée aux valeurs des capacités inter-électrodes des semi-conducteurs sous tension, il est nécessaire de réaliser les mesures sous tension (en fonctionnement). Or, ces instruments ne permettent pas de telles mesures, car ils risquent d'être endommagés. Pour remédier à cette limitation, une méthode spécifique, connue sous le nom "méthode des pinces de courant", développée au L2EP, et présenté dans [14] et [19]-[25], sera utilisée. Elle comprend trois variantes : la méthode des deux pinces de courant, la méthode améliorée des deux pinces de courant, et la méthode des trois pinces de courant, qui seront présentées dans la section suivante.

I.2.2.1 Méthode des deux pinces de courant

La méthode des deux pinces de courant consiste à utiliser des pinces de courant connectées au "VNA", et qui jouent le rôle des transformateurs, afin d'isoler le "VNA" du système sous tension, comme illustré sur la Figure I.15, et comme montré dans [20] et [26]. Le "VNA" génère la puissance via le port 1 à l'aide d'une pince d'injection de courant (CIP : Current Injection Probe), et la reçoit via le port 2 à l'aide d'une pince de réception (CRP : Current Reception Probe). Une boucle de mesure, couplée magnétiquement aux pinces, est connectée à l'impédance Z_X à mesurer.

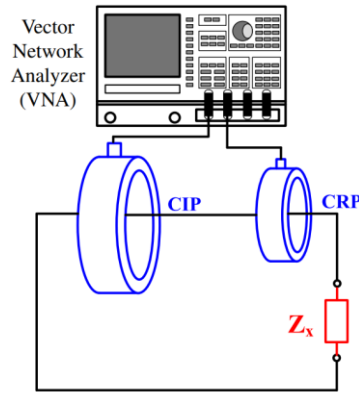


Figure I.15 : Configuration de base de la mesure avec deux pinces de courant et le “VNA” [26].

Afin de mesurer l'impédance Z_X , il est nécessaire de faire une calibration. En effet, le schéma équivalent de ce circuit donne l'équation (I.2) de l'impédance à déterminer.

$$Z_X = k \cdot \left(\frac{S_{11} + 1}{S_{21}} \right) - Z_{setup} \quad (I.2)$$

Avec, k qui représente le coefficient de couplage entre les pinces et la maille de mesure, et Z_{setup} qui représente les impédances d'insertion des pinces et l'impédance de la maille de mesure. Donc, afin d'assurer la calibration, il est nécessaire d'identifier ces deux paramètres. Pour cela, deux essais sont réalisés, chaque essai consiste à mesurer une résistance connue, ce qui donne un système de deux équations à résoudre.

I.2.2.2 Méthode améliorée des deux pinces de courant

La méthode de calibration a été améliorée afin d'obtenir des résultats plus précis en hautes fréquences, dans les travaux de thèse de Stéphane Vienot [19]. La nouvelle méthode consiste à avoir une matrice cascade de calibration, comme illustré sur la Figure I.16.

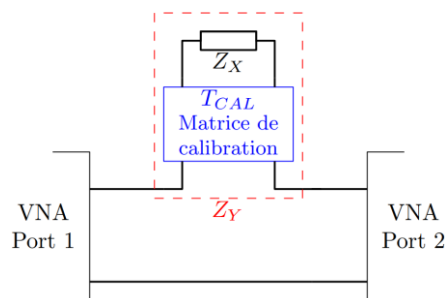


Figure I.16 : Détermination de la matrice de calibration de la méthode améliorée des deux pinces de courant [19].

D'après la Figure I.17, l'équation (I.3) est obtenue. Cette équation permet de déterminer la valeur de Z_X , à partir d'une mesure de l'impédance Z_Y .

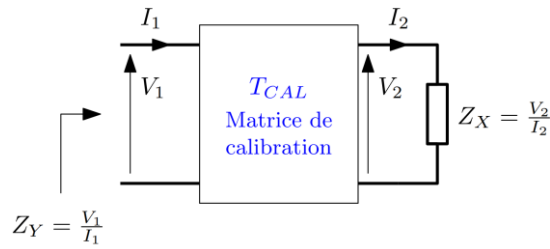


Figure I.17 : Matrice de calibration en court-circuit, circuit ouvert et circuit chargé [19].

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \rightarrow Z_Y = \frac{A \cdot Z_X + B}{C \cdot Z_X + D} \quad (\text{I.3})$$

Afin d'identifier les éléments de cette matrice, trois essais sont réalisés en mesurant à chaque fois Z_Y :

1^{er} essai : Z_X est un circuit ouvert : $Z_X \rightarrow \infty \Rightarrow Z_{OC} = \frac{A}{C}$

2^{ème} essai : Z_X est un court-circuit : $Z_X = 0\Omega \Rightarrow Z_{SC} = \frac{B}{D}$

3^{ème} essai : Z_X est une résistance de 50Ω : $Z_X = Z_{STD} \Rightarrow Z_{LC} = \frac{A \cdot Z_{STD} + B}{C \cdot Z_{STD} + D}$

En remplaçant les éléments A , B , C et D de la matrice dans l'équation (I.3) par les impédances Z_{OC} , Z_{SC} , Z_{LC} et Z_{STD} , on obtient l'équation (I.4) qui permet de déterminer Z_X à partir d'une mesure de l'impédance Z_Y .

$$Z_X = Z_{STD} \cdot \frac{(Z_Y - Z_{SC}) \cdot (Z_{OC} - Z_{LC})}{(Z_{OC} - Z_Y) \cdot (Z_{LC} - Z_{SC})} \quad (\text{I.4})$$

Cette méthode sera retenue dans la suite de l'étude.

I.2.2.3 Méthode des trois pinces de courant

Cette méthode utilise trois pinces de courant : une pince d'injection (CIP) et deux pinces de réception (CRP), comme présenté dans [26]. Elle permet de mesurer séparément chacune des deux impédances mises en parallèle, comme illustré sur la Figure I.18. Les impédances Z_{X1} et Z_{X2} sont deux impédances inconnues à mesurer.

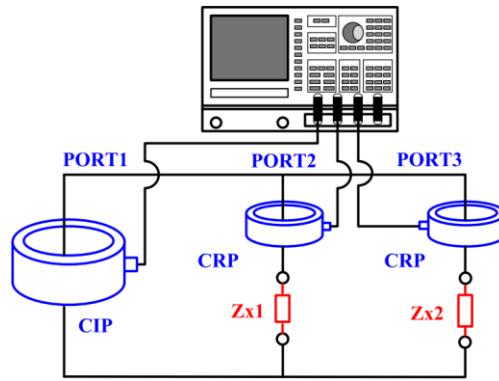


Figure I.18 : Configuration de base de la mesure avec trois pinces de courant et le “VNA” [26].

Le schéma équivalent de ce circuit donne les deux équations des deux impédances à déterminer (I.5) et (I.6).

$$Z_{X1} = k_1 \cdot \left(\frac{S_{11} + 1}{S_{21}} \right) - Z_{setup1} - Q_1 \cdot \left(\frac{S_{31}}{S_{21}} \right) \quad (I.5)$$

$$Z_{X2} = k_2 \cdot \left(\frac{S_{11} + 1}{S_{31}} \right) - Z_{setup2} - Q_2 \cdot \left(\frac{S_{21}}{S_{31}} \right) \quad (I.6)$$

Les paramètres k_1 , k_2 , Z_{setup1} , Z_{setup2} , Q_1 et Q_2 sont des paramètres à déterminer durant les phases de calibrations. Ils représentent les couplages des pinces avec les fils, les impédances des fils et des pinces. Afin d'identifier ces six paramètres, trois essais sont réalisés en remplaçant Z_{X1} et Z_{X2} par des résistances connues pour chaque essai.

Après avoir caractérisé les sources de perturbations ainsi que leurs chemins de propagation, la deuxième étape consiste à les modéliser. Dans la suite, un état de l'art des différentes méthodes de modélisation est présenté.

I.3 Méthodes de modélisation haute fréquence

La modélisation haute fréquence de la chaîne de conversion est adaptée selon que le système est en phase de conception ou déjà réalisé. Pour un système en phase de conception, l'étape de caractérisation de chaque élément du système est essentielle. À cette étape, les modèles utilisés incluent le modèle circuit, comme présenté dans [27]-[31], et le modèle de “Multi-Topologie Equivalent Sources” (MTES), développé au L2EP dans les travaux de thèse de Clément Marlier [32]-[35], qui seront expliqués dans la suite. En revanche, pour un système déjà réalisé, l'étape de caractérisation de chaque élément n'est pas nécessaire en identifiant des modèles fréquentiels composés de sources de tension $V(f)$ ou de courant $I(f)$ et des impédances équivalentes $Z(f)$. L'identification de ces modèles est réalisée à partir de mesures de courant, de tension ou d'impédance à l'entrée de la chaîne de conversion. Les modèles utilisés dans ce cas sont le

“Unterminated Model”, comme présenté dans [36]-[39] et le “Terminal Modeling”, comme présenté dans [40]-[64], qui seront expliqués dans la suite.

En modélisation CEM, on distingue deux types de modèle pour les simulations : modèle pour la simulation dans le domaine temporel, et modèle basé sur des impédances équivalentes et des sources (I,V) pour la simulation dans le domaine fréquentiel. Dans ce qui suit, un état de l'art sur ces modèles est présenté, en détaillant les étapes d'identification et en justifiant le niveau de précision associé à chaque modèle.

I.3.1 Modèle pour la simulation dans le domaine temporel

Les modèles circuits composés de composants actifs et passifs sont principalement utilisés pour les simulations dans le domaine temporel. Les résultats obtenus sont exprimés sous forme de grandeurs électriques en fonction du temps, et les spectres des signaux sont calculés à l'aide de “Fast Fourier Transform” (FFT). On distingue notamment le modèle circuit et le modèle des générateurs équivalents, qui seront expliqués dans la suite.

I.3.1.1 Modèle circuit

Le modèle circuit d'une chaîne de conversion repose sur les modèles des différents composants du système qui constituent les sources de perturbations et de leurs chemins de propagation, comme illustré sur l'exemple de la Figure I.19. L'utilisation de modèles circuit des semi-conducteurs reproduisant leur comportement réel garantit une bonne précision.

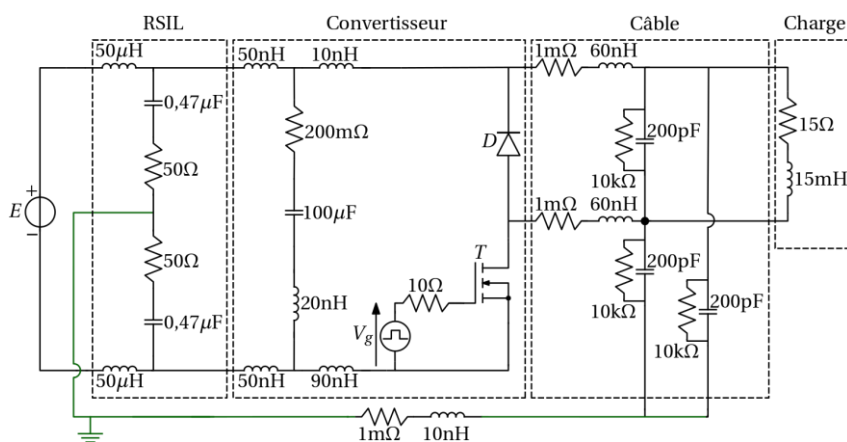


Figure I.19 : Modèle circuit d'une chaîne de conversion DC-DC.

L'application de ce modèle, nécessite un pas de calcul très faible afin de garantir une précision élevée en hautes fréquences. Cependant, cette exigence engendre des problèmes de convergence et impose un temps de simulation important, comme présenté dans [65], afin que le régime transitoire puisse se stabiliser.

Ces modèles peuvent poser de plus grands problèmes en augmentant le nombre de nœuds dans le circuit, comme présenté dans [66], comme c'est le cas pour les modèles circuits des câbles, comme présenté dans [35] et [67]. Dans [68], un câble de trois conducteurs blindé est modélisé par des cellules de 10 cm, comme illustré sur la Figure I.20.a. L'association de ces cellules pour

former un câble de 17 m de longueur augmente considérablement le nombre de nœuds. Une méthode présentée dans [68] permet d’obtenir un modèle fréquentiel du câble, avec des impédances $Z(f)$, qui fournit une réponse précise en fréquence, comme montré sur la Figure I.20.b, tout en réduisant fortement le nombre de nœuds, ce qui souligne l’intérêt des modèles fréquentiels.

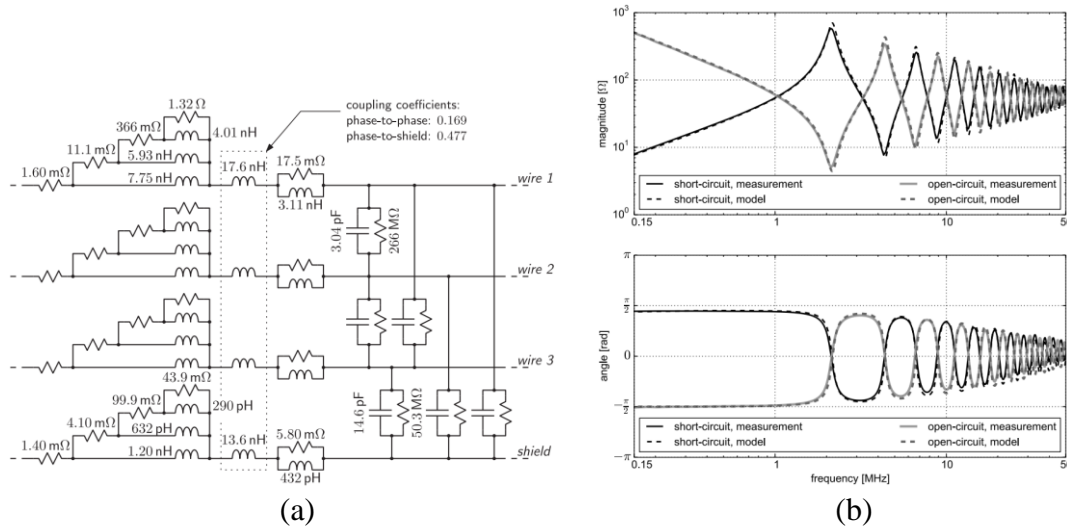


Figure I.20 : (a) Cellule de 10 cm d'un câble de trois conducteurs blindé [68]. (b) Comparaison des impédances de MD d'un câble de 17 m en circuit ouvert et fermé, obtenues par modèle fréquentiel et par mesure [68].

I.3.1.2 Modèle à base de générateurs équivalents

Pour ce modèle, la cellule de commutation est représentée par deux générateurs équivalents, comme montré sur la Figure I.21, et comme présenté dans [67], [69] et [70]. Les perturbations de MD, dues aux variations de courant, sont modélisées par une source de courant I_e , tandis que les perturbations de MC, causées par les variations de tension, sont modélisées par une source de tension V_s . Les signaux injectés dans ces générateurs sont généralement des signaux trapézoïdaux obtenus à partir d'une approximation réalisée lors d'une simulation avec le modèle circuit ou la mesure. Ce modèle offre l'avantage majeur de réduire significativement le temps de calcul, par rapport au modèle circuit. Cette amélioration est due à l'absence de modèles non linéaires des semi-conducteurs et au fait que les signaux injectés sont déjà extraits du régime permanent.

Cependant, ce modèle comporte certaines limites, notamment l'absence des capacités inter-électrodes et des inductances parasites des semi-conducteurs, ainsi que la non-prise en compte du changement des états des semi-conducteurs. Par conséquent, les impédances restent identiques, que le MOSFET soit passant et la diode bloquée, ou que le MOSFET soit bloqué et la diode passante. Cette méthode nécessite également la séparation des modes, ce qui réduit encore davantage la précision, notamment dans les cas où le transfert de mode est important.

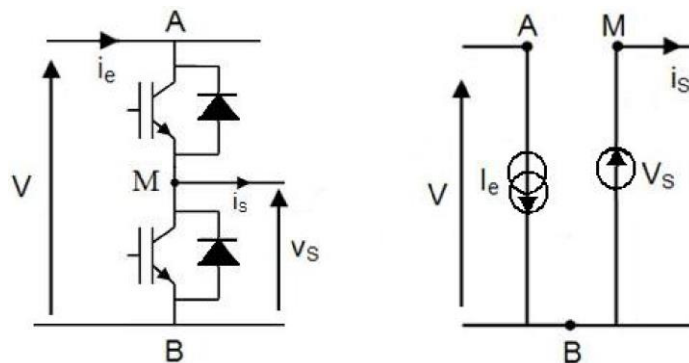


Figure I.21 : Modèle “Générateurs équivalents” d’une cellule de commutation [70].

La méthode des générateurs équivalents peut également être appliquée à un onduleur triphasé, dans lequel l’onduleur est modélisé par une source de courant et trois sources de tension [67], comme montré sur la Figure I.22.

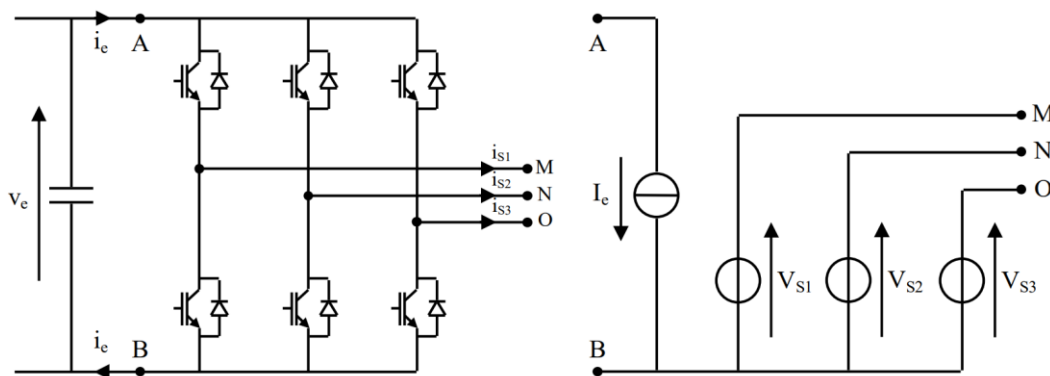


Figure I.22 : Modèle “Générateurs équivalents” d’un onduleur triphasé [67].

Ce modèle, bien qu’appliqué à une simulation dans le domaine temporel, peut également, dans certaines variantes, être utilisé pour une simulation dans le domaine fréquentiel, comme présenté dans [67] et [69]-[100].

Dans cette partie les modèles pour la simulation dans le domaine temporel sont présentés. Dans la suite, des différents modèles pour la simulation dans le domaine fréquentiel seront présentés et expliqués.

I.3.2 Modèle pour la simulation dans le domaine fréquentiel

En raison des limitations rencontrées avec la simulation dans le domaine temporel, expliquées dans la section I.3.1, le modèle fréquentiel s’avère indispensable. Ce modèle est appliqué dans une simulation dans le domaine fréquentiel, où les grandeurs électriques sont données directement dans ce domaine. Ces modèles sont particulièrement importants, car ils sont linéaires et permettent des simulations rapides, ce qui facilite l’optimisation du filtre CEM par itérations. On distingue notamment, la méthode “MTES”, “Unterminated Model” et le “Terminal Modeling”, qui seront expliqués dans la suite.

I.3.2.1 “Multi-Topologie Equivalent Sources” (MTES)

La méthode “MTES”, développée au L2EP, comme présenté dans [32]-[35], nécessite la caractérisation préalable des éléments actifs et passifs de la chaîne de conversion. Elle tient compte des valeurs des capacités inter-électrodes des semi-conducteurs sous tension ainsi que du changement d'état de ces semi-conducteurs, en s'appuyant sur l'utilisation de deux topologies, chacune correspondant à un état stable de la cellule, comme illustré sur la Figure I.23 :

- La topologie “Low-side Current High-side Voltage” (LCHV) : la diode est passante et le MOSFET est bloqué.
- La topologie “Low-side Voltage High-side Current” (LVHC) : la diode est bloquée et le MOSFET est passant.

Cette méthode consiste à remplacer le semi-conducteur à l'état passant par une source de tension en série avec une faible impédance, correspondant à sa résistance de conduction (modèle de Thévenin), puis à remplacer le semi-conducteur à l'état bloqué par une source de courant en parallèle avec une grande impédance, qui correspond à la capacité de sortie pour le MOSFET ou à la capacité inter-électrode pour la diode (modèle de Norton).

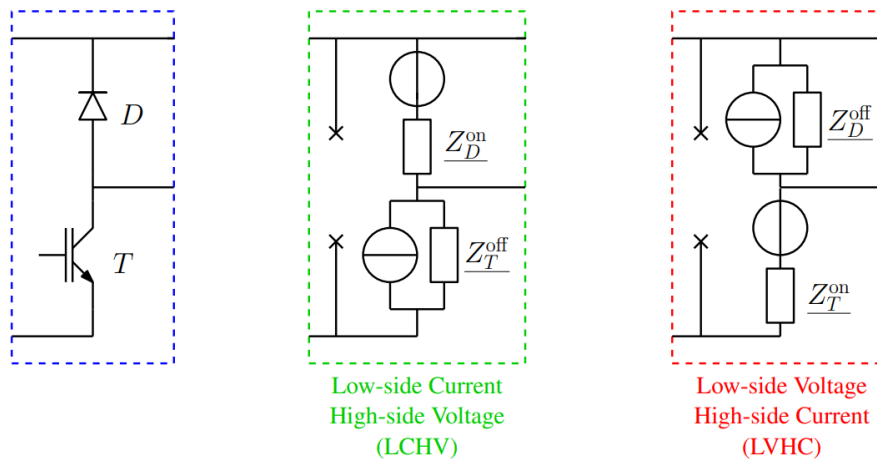


Figure I.23 : Définition des deux topologies de la cellule de commutation [35].

Afin d'identifier les sources de tension et de courant, une simulation dans le domaine temporel est réalisée à l'aide du modèle circuit, basé sur un schéma simplifié de MD, sans mise à la terre comme illustré sur la Figure I.24.a. Ce schéma inclut les résistances et inductances de la maille de commutation, ainsi que les éléments parasites du câble. La charge est modélisée par une source de courant (afin d'avoir directement le régime permanent). L'utilisation d'un modèle simplifié, sans chemin de MC, permet d'obtenir une approximation précise des formes d'ondes des tensions et des courants lors des commutations.

La Figure I.24.b montre la forme d'onde de commutation (en bleu) obtenue avec le schéma simplifié, ainsi que plusieurs approximations possibles de cette onde :

- Un trapèze à pente moyenne
- Un trapèze à pente maximale
- Une approximation en deux pentes successives

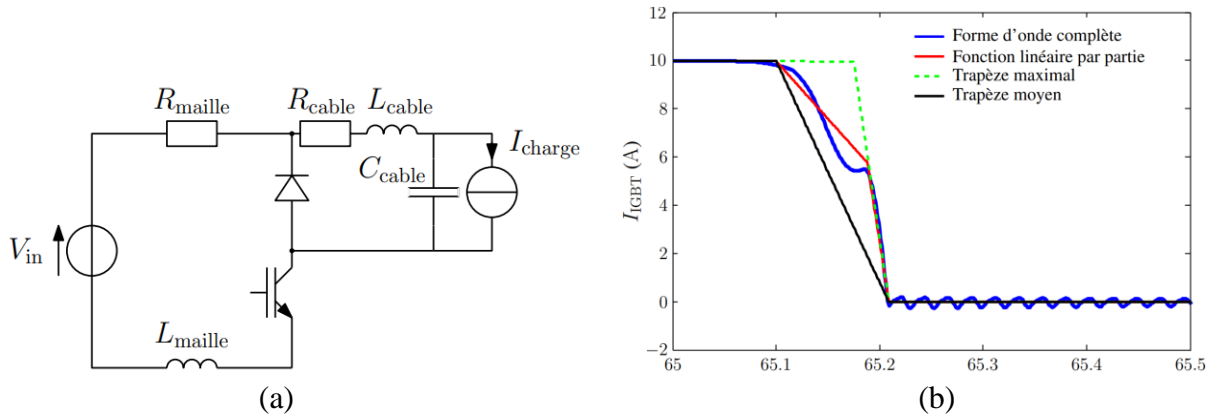


Figure I.24 : (a) Schéma simplifié pour l'extraction des formes d'ondes de commutations [35]. (b) Formes d'ondes temporelles [35].

L'approximation en deux pentes successives offre une bonne précision, c'est pourquoi elle est choisie pour être injectée dans les sources de tension et de courant. Une fois les impédances et les sources de tension et de courant identifiées pour chaque topologie, une simulation dans le domaine fréquentiel de chaque topologie est réalisée. Cela donne les résultats Y^{LVHC} et Y^{LCHV} , correspondant respectivement aux topologies LVHC et LCHV.

Lors de la commutation, un changement de topologie se produit : par exemple, si le MOSFET est bloqué, la topologie LCHV est validée à 100% et la topologie LVHC à 0%, comme illustré sur la Figure I.25.a. Pendant la commutation, la validité de LCHV diminue tandis que celle de LVHC augmente. Une fois la commutation terminée, LCHV est validée à 0% et LVHC à 100%. Ainsi, pendant les commutations, des fonctions de validité f_v^{LVHC} et f_v^{LCHV} sont définies proportionnellement aux variations des formes d'ondes de tension et de courant. Les résultats finaux sont obtenus par la combinaison des résultats Y^{LVHC} et Y^{LCHV} à l'aide des fonctions de validité et du produit de convolution selon l'équation (I.7), comme présenté sur la Figure I.25.b.

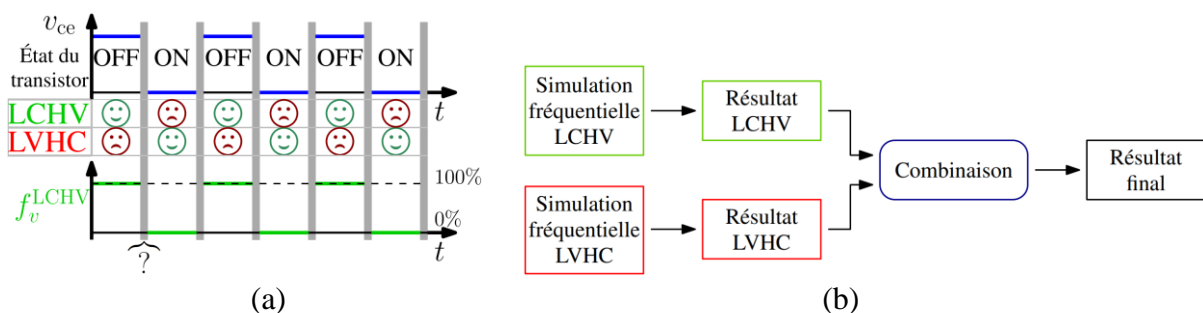


Figure I.25 : (a) Évolution de la fonction de validité f_v^{LCHV} en fonction de l'état du semi-conducteur [35]. (b) Combinaison des topologies à générateurs équivalents [35].

$$Y^{final}(f) = Y^{LVHC}(f) * F_v^{LVHC}(f) + Y^{LCHV}(f) * F_v^{LCHV}(f) \quad (I.7)$$

La validation expérimentale de ce modèle appliqué à un onduleur monophasé en pont complet montre une bonne robustesse [35]. Toutefois, cette méthode présente une certaine complexité d'implémentation, notamment en présence de plusieurs cellules de commutation, ce qui entraîne une augmentation du nombre de topologies.

I.3.2.2 Modèle “Un-terminated Model” (UM)

Le modèle “UM” permet de modéliser uniquement le convertisseur comme une boîte noire, sans inclure la charge. Dans [39], cette méthode est utilisée pour modéliser un système comprenant un onduleur triphasé. Le modèle obtenu est composé d'une matrice d'admittance et de cinq sources de courant, et illustré sur la Figure I.26. Cette méthode ne sépare pas les modes, et prend en compte la dissymétrie des chemins de propagation de MC, en identifiant les éléments de la matrice d'admittance à partir de mesures effectuées au “VNA” lorsque le convertisseur est hors tension. Les sources de courant sont identifiées à l'aide d'un oscilloscope, en mesurant les courants et les tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur. Cependant, cette méthode ne tient pas compte des valeurs des capacités inter-électrodes des semi-conducteurs sous tension ni du changement d'état de ces semi-conducteurs.

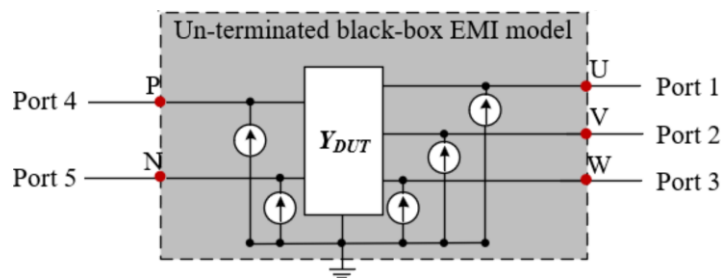


Figure I.26 : Structure du modèle “UM” [39].

Dans la suite, le modèle fréquentiel “Terminal Modeling” est présenté. Ce modèle est particulièrement intéressant, car il permet de représenter l'ensemble de la chaîne de conversion sous forme de générateurs et d'impédances équivalents.

I.4 Modèle “Terminal Modeling” (TM)

Le modèle “TM” est utilisé pour modéliser un système constitué d'un convertisseur et de sa charge (chaîne de conversion), formant un système à trois terminaux (2 conducteurs d'alimentation et un conducteur de terre) dans le cas d'une alimentation monophasée ou continue. En s'appuyant sur le théorème des multi-terminaux, comme expliqué dans [101]-[103], ce modèle est composé de deux sources (de tension ou de courant) et de trois impédances, comme présenté dans [42], [44], [50]-[52], [54], [56], [57] et [59]. Il est donc particulièrement avantageux, car il permet de modéliser toute la chaîne de conversion avec deux sources et trois impédances. Dans certaines variantes, ces trois impédances sont remplacées par une matrice carrée (2x2) d'impédances, comme présenté dans [58].

Trois méthodes d'identification du modèle "TM" existent : "Boîte Noire – Mesure Hors Tension" et "Boîte Noire – Mesure Sous Tension" et "Boîte Grise". Ces méthodes sont décrites dans la partie suivante.

I.4.1 Modèle "Boîte Noire – Mesure Hors Tension"

Le modèle illustré sur la Figure I.27 est un modèle boîte noire simplifié : il suppose que la chaîne de conversion est symétrique et que les chemins de propagation de MC sont équivalents, comme présenté dans [57]. Cette approche consiste à mesurer séparément les impédances de MD et de MC de la chaîne de conversion hors tension afin d'identifier les impédances du modèle. La source de courant de MD et la source de tension de MC sont identifiées à partir des mesures des courants à l'entrée de la chaîne. Comme la chaîne de conversion n'est pas symétrique, ceci limite la précision du modèle [57].

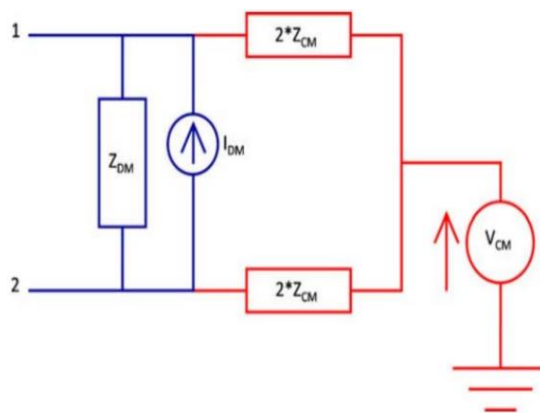


Figure I.27 : Structure du modèle simplifié "Boîte Noire – Mesure Hors Tension" [57].

Dans une autre méthode présentée dans [58], les impédances du modèle sont représentées par une matrice carrée (2×2) d'impédances, mesurée hors tension à l'aide d'un "VNA", comme illustré sur la Figure I.28. Ce modèle ne sépare pas les modes et prend en compte la dissymétrie des chemins de propagation de MC. Les sources de courant sont identifiées grâce à des mesures des courants à l'entrée de la chaîne de conversion. Cependant, cette méthode, tout comme la précédente, ne tient pas compte des valeurs des capacités inter-électrodes des semi-conducteurs sous tension ni du changement d'état de ces semi-conducteurs.

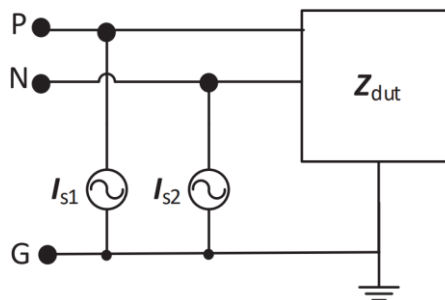


Figure I.28 : Structure du modèle "Boîte Noire – Mesure Hors Tension" [58].

I.4.2 Modèle “Boîte Noire – Mesure Sous Tension”

L’avantage de cette méthode est qu’elle permet d’identifier le modèle “TM” d’un convertisseur en fonctionnement, tout en prenant en compte les valeurs des capacités inter-électrodes des semi-conducteurs sous tension, comme présenté dans [59]. Le système (convertisseur + câble blindé + charge), situé entre les bornes p , g et n , est modélisé par deux sources de courant et trois impédances, comme montré sur la Figure I.29. Afin d’identifier ces cinq paramètres, il est nécessaire de résoudre un système de cinq équations (méthode sera détaillée dans le chapitre II). Pour ce faire, trois essais sont réalisés en insérant des impédances Z_{shunt} en parallèle avec les impédances du RSIL, modifiant ainsi de manière significative les chemins de propagation des perturbations, entraînant ainsi des variations des tensions mesurées entre les bornes (p,g), notées V_{pg} , et entre les bornes (n,g), notées V_{ng} . À chaque essai, ces tensions sont mesurées à l’aide d’un oscilloscope. Les spectres de ces tensions sont ensuite obtenus par calcul FFT, ce qui permet de résoudre le système d’équations à chaque fréquence et d’identifier le modèle du système.

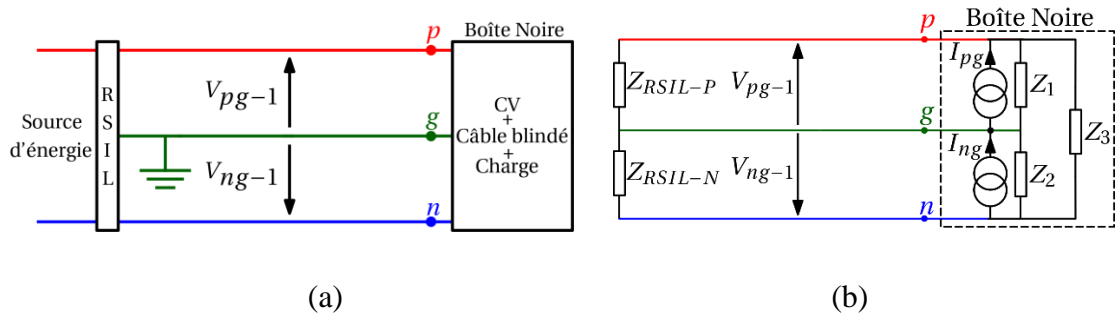


Figure I.29 : Essai 1 de l’identification de “Boîte Noire – Mesure Sous Tension” : (a) Schéma simplifié de la chaîne de conversion. (b) Schéma HF avec “Boîte Noire – Mesure Sous Tension”.

Le premier essai consiste à connecter directement le système à modéliser au RSIL, sans insertion d’impédance Z_{shunt} , et à mesurer les tensions V_{pg-1} et V_{ng-1} (Figure I.29). En hautes fréquences, le RSIL est modélisé par ses impédances de sortie Z_{RSIL-P} et Z_{RSIL-N} . Cet essai permet d’obtenir les équations (I.8) et (I.9).

$$V_{pg-1} = \left(I_{pg} - \frac{V_{pg-1} - V_{ng-1}}{Z_3} \right) \cdot Z_1 \parallel Z_{RSIL-P} \quad (\text{I.8})$$

$$V_{ng-1} = \left(-I_{ng} + \frac{V_{pg-1} - V_{ng-1}}{Z_3} \right) \cdot Z_2 \parallel Z_{RSIL-N} \quad (\text{I.9})$$

Le second essai consiste à connecter une impédance Z_{shunt} , composée d’une capacité de $2 \mu\text{F}$ en série avec une résistance de 1Ω , comme présenté dans [59], entre les bornes (p,g), comme illustré sur la Figure I.30. Cet essai permet d’obtenir les équations (I.10) et (I.11).

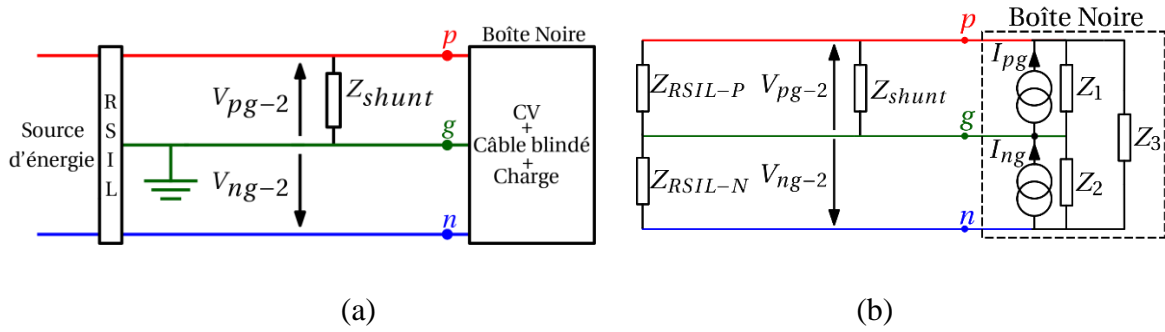


Figure I.30 : Essai 2 de l'identification du "Boîte Noire – Mesure Sous Tension" : (a) Schéma simplifié de la chaîne de conversion. (b) Schéma HF avec "Boîte Noire – Mesure Sous Tension".

$$V_{pg-2} = \left(I_{pg} - \frac{V_{pg-2} - V_{ng-2}}{Z_3} \right) \cdot Z_1 || Z_{RSIL-P} || Z_{shunt} \quad (I.10)$$

$$V_{ng-2} = \left(-I_{ng} + \frac{V_{pg-2} - V_{ng-2}}{Z_3} \right) \cdot Z_2 || Z_{RSIL-N} \quad (I.11)$$

Le troisième essai consiste à connecter deux impédances Z_{shunt} identiques entre les bornes (p,g) et (n,g), comme illustré sur la Figure I.31, et permet d'obtenir les équations (I.12) et (I.13).

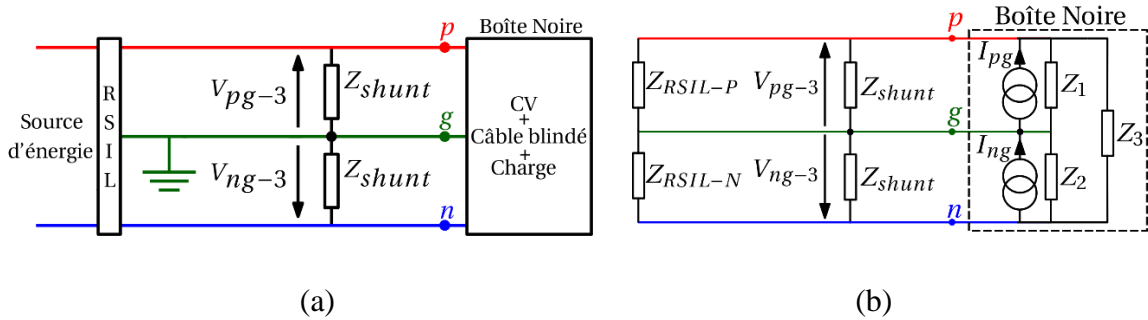


Figure I.31 : Essai 3 de l'identification du "Boîte Noire – Mesure Sous Tension" : (a) Schéma simplifié de la chaîne de conversion. (b) Schéma HF avec "Boîte Noire – Mesure Sous Tension".

$$V_{pg-3} = \left(I_{pg} - \frac{V_{pg-3} - V_{ng-3}}{Z_3} \right) \cdot Z_1 || Z_{RSIL-P} || Z_{shunt} \quad (I.12)$$

$$V_{ng-3} = \left(-I_{ng} + \frac{V_{pg-3} - V_{ng-3}}{Z_3} \right) \cdot Z_2 || Z_{RSIL-N} || Z_{shunt} \quad (I.13)$$

À partir de ces trois essais, six équations sont obtenues, alors que seulement cinq sont nécessaires pour résoudre le système. Par conséquent, cinq équations parmi celles-ci sont sélectionnées. Un quatrième essai peut également être utilisée, il consiste à connecter l'impédance Z_{shunt} entre les

bornes (n, g), comme illustré sur la Figure I.32, ce qui permet d'obtenir les équations (I.14) et (I.15).

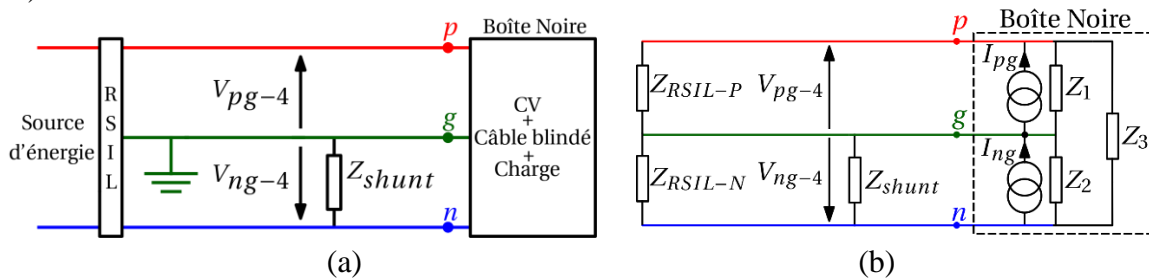


Figure I.32 : Essai 4 pour l'identification du "Boîte Noire – Mesure Sous Tension" : (a) Schéma simplifié de la chaîne de conversion. (b) Schéma HF avec "Boîte Noire – Mesure Sous Tension".

$$V_{pg-4} = \left(I_{pg} - \frac{V_{pg-4} - V_{ng-4}}{Z_3} \right) \cdot Z_1 \parallel Z_{RSIL-P} \quad (\text{I.14})$$

$$V_{ng-4} = \left(-I_{ng} + \frac{V_{pg-4} - V_{ng-4}}{Z_3} \right) \cdot Z_2 \parallel Z_{RSIL-N} \parallel Z_{shunt} \quad (\text{I.15})$$

Une étude a été réalisée en permutant le choix des équations, avec un modèle "Boîte noire" identifié à partir de courts-circuits au lieu de l'impédance Z_{shunt} , comme présenté dans [56].

Cependant, cette méthode suppose que l'impédance de la chaîne de conversion reste constante dans le temps, car le théorème des multi-terminaux s'applique uniquement aux systèmes linéaires et invariants dans le temps, comme présenté dans [59], [102] et [103]. Par conséquent, elle ne prend pas en compte le changement des états des semi-conducteurs. Dans les travaux existants, la robustesse de ce modèle n'a été testée que dans une configuration proche de celle d'identification. Dans ces travaux de thèse, nous effectuerons une étude de robustesse du modèle boîte noire dans des configurations loin de celle d'identification.

I.4.3 Modèle "Boîte Grise"

La méthode "Boîte Grise", présentée dans [44], garde la même structure de "Terminal Modeling", comme illustré dans la Figure I.33.

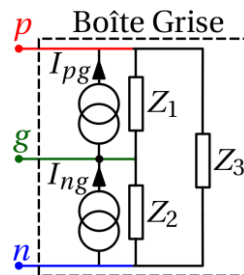


Figure I.33 : Structure du modèle "Boîte Grise".

Cette méthode prend en compte le changement des états des semi-conducteurs. Elle repose sur une connaissance de la structure du convertisseur et de l'état de conduction et de blocage des différents semi-conducteurs dans les configurations possibles de fonctionnement. Prenons l'exemple d'un hacheur série avec une cellule de commutation. Deux configurations peuvent être identifiées : le cas où le transistor est passant et la diode bloquée, et le cas inverse où la diode est passante et le transistor bloqué.

Dans cette méthode, la première étape consiste à déconnecter le système à modéliser du RSIL et à mesurer, hors tension, les impédances d'entrée du modèle, vues entre les bornes de la chaîne de conversion, comme montré dans la Figure I.34, et ce, pour chacune des deux configurations. Cela inclut également la mise en court-circuit du composant considéré comme passant [44].

Lorsque le transistor est passant, les impédances d'entrée entre les bornes (p,g) , (n,g) et (p,n) sont respectivement notées Z_{pg-ON} , Z_{ng-ON} et Z_{pn-ON} . Lorsque la diode est passante, les impédances d'entrée mesurées entre ces mêmes bornes sont notées Z_{pg-OFF} , Z_{ng-OFF} et Z_{pn-OFF} .

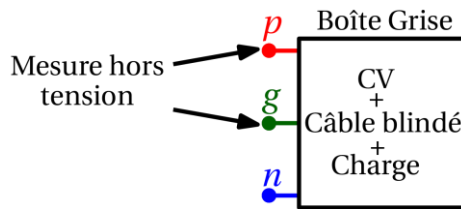


Figure I.34 : Mesure de l'impédance d'entrée du modèle entre les bornes (p,g) .

Afin de prendre en compte le changement des états des semi-conducteurs, une interpolation, en fonction du rapport cyclique α , est réalisée entre les admittances d'entrée du modèle correspondant aux états ON et OFF de la cellule, entre les mêmes deux bornes, comme exprimé dans les équations (I.16) à (I.18). Ces interpolations sont linéaires pour les admittances entre bornes (p,g) et (n,g) , et non-linéaires pour les admittances entre bornes (p,n) .

$$\frac{1}{Z_{pg}} = \left(\frac{1}{Z_{pg-ON}} \right) \cdot \alpha + \left(\frac{1}{Z_{pg-OFF}} \right) \cdot (1 - \alpha) \quad (\text{I.16})$$

$$\frac{1}{Z_{ng}} = \left(\frac{1}{Z_{ng-ON}} \right) \cdot \alpha + \left(\frac{1}{Z_{ng-OFF}} \right) \cdot (1 - \alpha) \quad (\text{I.17})$$

$$\frac{1}{Z_{pn}} = \left(\frac{1}{Z_{pn-ON}} \right) \cdot \alpha^2 + \left(\frac{1}{Z_{pn-OFF}} \right) \cdot (1 - \alpha)^2 \quad (\text{I.18})$$

Les impédances du modèle (Figure I.33) sont calculées à partir des impédances d'entrée, avec les équations (I.19) à (I.21).

$$Z_{pg} = Z_1 || (Z_2 + Z_3) \tag{I.19}$$

$$Z_{ng} = Z_2 || (Z_1 + Z_3) \tag{I.20}$$

$$Z_{pn} = Z_3 || (Z_1 + Z_2) \tag{I.21}$$

Après avoir identifié les impédances du modèle, les sources du courant sont identifiées en mesurant les tension V_{pg} et V_{ng} respectivement entre les bornes (p,g) et (n,g) en présence du RSIL.

Cependant, l'interpolation linéaire des admittances entre les bornes (p,g) et (n,g) , ainsi que l'interpolation non linéaire entre les bornes (p,n) , peuvent ne pas représenter de manière suffisamment précise le changement des états des semi-conducteurs. Par ailleurs, la mesure hors tension des impédances d'entrée ne permet pas de prendre en compte les valeurs des capacités inter-électrodes des semi-conducteurs sous tension. De plus, le court-circuit d'un composant considéré comme passant, n'est pas précis.

I.5 Discussion et choix du modèle

Dans la section précédente, divers modèles ont été présentés. Cette partie propose une synthèse des principales caractéristiques de chacun, résumées dans le Tableau I.1.

Tableau I.1 : Comparaison entre les différentes méthodes de modélisation haute fréquence.

	Transfert de mode	Changement des états des semi-conducteurs	Valeurs des capacités inter-électrodes des semi-conducteurs	Application dans le domaine :
Modèle circuit	✓	✓	✓	Temporel
Modèle à base de générateurs équivalents	✗	✗	✗	Temporel / Fréquentiel
Multi-Topologie Equivalent Sources	✓	✓ Oui, mais elle présente une complexité d'implémentation	✓	Fréquentiel

Unterminated Model	✓	✗	✗	Fréquentiel
TM : Boîte Noire – Mesure Hors Tension	✓	✗	✗	Fréquentiel
TM : Boîte Noire – Mesure Sous Tension	✓	✗	✓ Identification pendant le fonctionnement du convertisseur	Fréquentiel
TM : Boîte Grise	✓	✓ Oui, mais pas d'une manière précise à cause de choix des équations d'interpolation	✗	Fréquentiel

L'application du modèle circuit pour une simulation dans le domaine temporel rencontre des problèmes de convergence, et de temps de calcul. Cependant, la simulation dans le domaine fréquentiel présente des avantages. Elle consiste à simuler un modèle linéaire dans le domaine fréquentiel. Cette simulation permet d'éviter les problèmes de convergence associés aux simulations dans le domaine temporel et de réduire significativement les temps de calcul. Cependant, le modèle fréquentiel présente des problèmes de précision qui dépendent de la méthode d'identification du modèle.

Le modèle circuit est très précis, et permet de faire des simulations dans le domaine temporel, ce qui peut être un avantage. Le modèle des générateurs équivalents manque de précision en raison des simplifications. La méthode "MTES" offre une grande précision parce qu'elle tient compte des valeurs des capacités inter-électrodes des semi-conducteurs sous tension ainsi que du changement d'état de ces semi-conducteurs. Cependant, elle présente une certaine complexité, car elle considère la chaîne de conversion comme une boîte blanche, et le nombre de topologies augmente avec le nombre de cellules de commutation. Les modèles "UM" et "TM" de type boîte noire, avec des mesures des impédances hors tension, manquent de précision en raison des mesures qui ne prennent pas en compte les valeurs des capacités inter-électrodes des semi-conducteurs sous tension. Le modèle "TM : Boîte Noire – Mesure Sous Tension" permet d'identifier les impédances pendant le fonctionnement du convertisseur, ce qui permet de prendre en compte les valeurs des capacités inter-électrodes des semi-conducteurs sous tension. En

revanche, il ne considère pas le changement d'état de ces semi-conducteurs. Le modèle "TM – Boîte Grise", quant à lui, prend en compte ce changement d'état, mais de manière imprécise en raison du choix des équations d'interpolation, et il ne tient pas compte les valeurs des capacités inter-électrodes des semi-conducteurs sous tension, car ses impédances sont identifiées hors tension.

D'après cette synthèse, le modèle "TM – Boîte Noire – Mesure Sous Tension" présente plusieurs avantages. Il considère la chaîne de conversion comme une boîte noire, ce qui simplifie le processus en évitant la caractérisation des éléments actifs et passifs. De plus, ce modèle est particulièrement utile lorsque le constructeur interdit l'ouverture du convertisseur. Son application, réalisée via une simulation dans le domaine fréquentiel, permet d'optimiser le filtre CEM par itérations. Cependant, ce modèle ne prend pas en compte le changement des états des semi-conducteurs. Pour cette raison, nous nous intéressons dans le chapitre II à étudier ce modèle et à évaluer sa robustesse dans des configurations loin de celle d'identification, afin de déterminer ses avantages et ses inconvénients.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le contexte de la CEM en électronique de puissance ainsi que la problématique liée à la modélisation des sources de perturbations et des chemins de propagation dans la chaîne de conversion afin de dimensionner un filtre CEM. Nous avons exposé les modèles circuits des semi-conducteurs et montré qu'ils sont à l'origine des perturbations en raison des fronts rapides de tension et de courant dans la cellule de commutation. Nous avons également présenté les différentes méthodes de caractérisation des chemins de propagation, hors et sous tension, en insistant notamment sur la méthode des pinces de courant qui permet de mesurer des impédances sous tension. Cette méthode prend en compte l'influence de la tension du bus DC sur les impédances mesurées, liée aux valeurs des capacités inter-électrodes des semi-conducteurs sous tension. L'état de l'art des différents types de modélisation a été présenté, en soulignant les avantages et les inconvénients de chaque modèle. Dans la suite, notre intérêt s'est porté sur les modèles à "TM", car l'optimisation du filtre CEM nécessite un modèle précis de la chaîne de conversion, ce qui peut être obtenu plus simplement par des simulations dans le domaine fréquentiel. En effet, cette approche ne présente pas de problèmes de convergence et est beaucoup plus rapide que la simulation dans le domaine temporelle. Le modèle "TM" étudié par la suite est de type "TM – Boîte Noire – Mesure Sous Tension", car il considère la chaîne de conversion comme une boîte noire, ce qui simplifie son implémentation. C'est pourquoi, dans le chapitre II, nous étudierons la robustesse du modèle "TM – Boîte Noire – Mesure Sous Tension" afin de déterminer ses limites. Dans le chapitre III, un modèle "TM – Boîte Grise" sera proposé. Ce modèle intégrera les impédances en tenant compte du changement des états des semi-conducteurs ainsi que des valeurs des capacités inter-électrodes de ces semi-conducteurs sous tension. Il constituera un compromis entre la méthode "MTES", qui considère la chaîne de conversion comme une boîte blanche, et le modèle "TM – Boîte Noire – Mesure Sous Tension". Dans la suite, les modèles étudiés seront validés expérimentalement dans la bande de fréquence de 1 MHz à 100 MHz.

Chapitre II : Robustesse du modèle boîte noire

Sommaire du présent chapitre

Chapitre II : Robustesse du modèle boîte noire.....	44
Introduction	45
II.1 Identification et application du modèle par simulation	45
II.1.1 Présentation du circuit de test.....	45
II.1.1.1 Étude CEM pour un convertisseur Buck	46
II.1.1.2 Analyse fréquentielle des perturbations conduites	48
II.1.2 Méthode d'identification du modèle boîte noire.....	49
II.1.3 Application du modèle dans la même configuration d'identification.....	52
II.1.4 Application du modèle dans une nouvelle configuration.....	53
II.1.5 Influence des conditions d'identification sur le modèle	54
II.1.5.1 Influence de la position de <i>Zshunt</i>	54
II.1.5.2 Influence du décalage entre tensions sur le modèle.....	57
II.2 Amélioration de la méthode d'identification expérimentale.....	59
II.2.1 Description du banc.....	60
II.2.2 Carte d'insertion de <i>Zshunt</i>	61
II.2.3 Sondes de tension et contraintes expérimentales	63
II.2.3.1 Sondes de tension passives	63
II.2.3.2 Sondes de tension actives.....	65
II.2.3.3 Pinces de courant	66
II.3 Méthode d'identification basée sur les mesures des courants.....	68
II.3.1 Modélisation du système en amont de la chaîne de conversion.....	70
II.3.2 Identification expérimentale du modèle	73
II.3.2.1 Mesure des courants de MD et de MC.....	73
II.3.2.2 Suppression du “jitter” de la carte de commande	75
II.3.2.3 Détermination du “jitter” du “driver”	76
II.3.3 Détermination des paramètres du modèle boîte noire.....	77
II.3.4 Validation expérimentale du modèle boîte noire	79
II.3.4.1 Configuration 1	79
II.3.4.2 Configuration 2	80
II.3.4.3 Configuration 3	81
II.3.5 Influence des conditions d'identification.....	83
II.3.5.1 Identification des paramètres	83
II.3.5.2 Validation avec insertion du câble.....	84
Conclusion.....	84

Introduction

Comme indiqué dans le chapitre I, notre objectif est d'étudier le modèle "TM – Boîte Noire" identifié sous tension et appliqué à un convertisseur déjà réalisé, afin de déterminer ses limites et de tester sa robustesse. L'objectif principal est de prédire les niveaux des PEM conduites sur une bande fréquentielle de 1 MHz à 100 MHz. Ainsi, dans ce chapitre, nous allons modéliser la chaîne de conversion, sous tension et en fonctionnement, en la considérant une boîte noire.

Le chapitre est structuré en trois parties, que nous détaillerons successivement :

- **Première partie** : un circuit de test est déterminé pour la validation du modèle boîte noire par simulation. Ensuite, le modèle boîte noire est identifié à partir des simulations SPICE du modèle circuit du système. La validation du modèle est ainsi assurée par la comparaison entre les résultats obtenus à partir du modèle circuit et ceux issus du modèle boîte noire dans le domaine fréquentiel. La robustesse et les limites du modèle sont évaluées par simulation.
- **Deuxième partie** : nous analysons les différentes difficultés rencontrées lors de la validation expérimentale et proposons des solutions permettant d'améliorer la précision de l'approche d'identification expérimentale du modèle boîte noire. Cette approche vise à améliorer la méthodologie et à obtenir des résultats plus précis et plus robuste.
- **Troisième partie** : le modèle est identifié expérimentalement par une nouvelle méthode, et en intégrant les améliorations proposées. La démarche expérimentale et le protocole de mesure, lors de l'identification du modèle, sont détaillés. Ensuite, une validation expérimentale du modèle boîte noire est réalisée dans plusieurs configurations, afin d'évaluer sa robustesse et sa sensibilité aux contraintes de mesure expérimentales. La validation est assurée par la comparaison des spectres des PEM conduites issus du modèle boîte noire amélioré et des mesures.

II.1 Identification et application du modèle par simulation

Dans cette partie, on présente le circuit de test dont le modèle boîte noire est identifié et validé par simulation. Ensuite, nous nous focalisons sur l'identification du modèle boîte noire par des simulation SPICE à l'aide d'un modèle circuit de ce circuit de test. Cette approche initiale permet d'éviter les contraintes expérimentales, qui peuvent influencer la précision du modèle. Pour cela, plusieurs aspects sont étudiés, dans ce qui concerne l'influence des conditions d'identification sur le modèle. L'étude par simulation permet ainsi de mieux comprendre les limites du modèle et d'évaluer sa robustesse. Ainsi, les résultats du modèle boîte noire sont comparés à ceux obtenus avec le modèle circuit, dans des différentes configurations.

II.1.1 Présentation du circuit de test

D'après les modèles déjà présentés dans la section I.3, le modèle circuit montre une très grande précision. Ainsi, une simulation dans le domaine temporel avec le modèle circuit est considérée comme référence, et la comparaison s'effectue entre les spectres des signaux temporels obtenus par calcul FFT et les résultats du modèle boîte noire à tester. Pour cette raison, un modèle circuit d'un convertisseur Buck, utilisé comme circuit de test, est simulé dans le domaine temporel. Une

analyse fréquentielle des perturbations conduites est ensuite effectuée sur les courants du système afin d'identifier les fréquences de résonance.

II.1.1.1 Étude CEM pour un convertisseur Buck

Le système étudié est présenté dans la Figure II.1. Il s'agit d'un hacheur Buck utilisant des composants SiC, alimenté par une tension $E = 300\text{ V}$, et connecté à une charge RL via un modèle du câble. Le système (composé du convertisseur, du câble et de la charge), situé entre les bornes p , g et n , constitue une chaîne de conversion connectée directement au RSIL. Les inductances parasites dans le convertisseur sont dues au "PCB". Un modèle du condensateur de bus DC est présenté par une capacité en série avec des éléments parasites, à savoir la résistance "ESR" (Equivalent Series Resistance) et l'inductance "ESL" (Equivalent Series Inductance). Le modèle du câble entre convertisseur et charge est présenté principalement par des inductances parasites et un couplage capacitif entre les conducteurs positifs et négatifs du câble, ainsi qu'entre ces conducteurs et la terre. Le câble de terre est modélisé par une inductance en série avec une faible résistance.

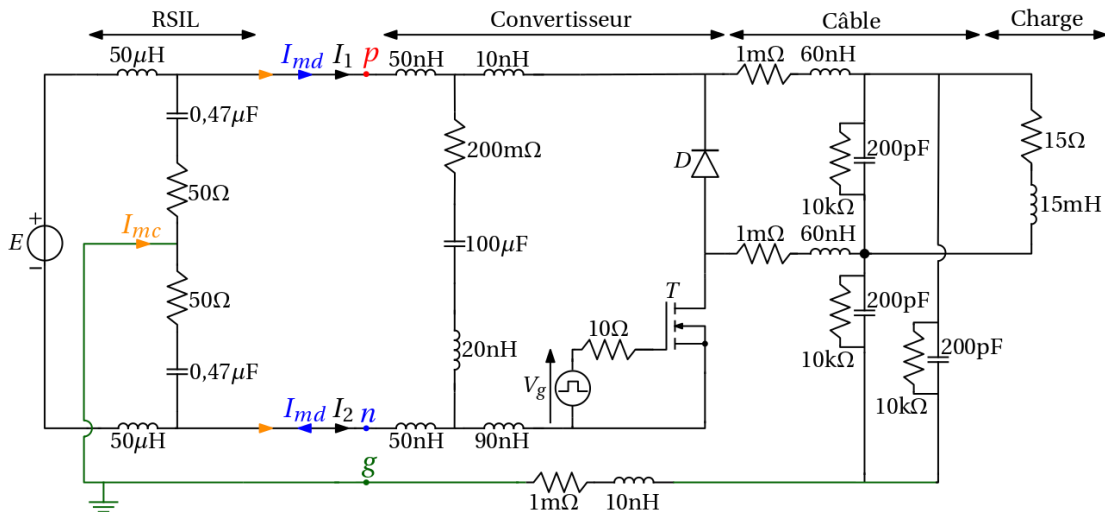


Figure II.1 : Modèle circuit du hacheur Buck.

Ce modèle circuit est inspiré de la thèse de Clément Marlier [35]. Les valeurs des éléments parasites sont choisies de manière à exciter les fréquences de résonance, en particulier dans la plage de 10 MHz à 50 MHz. Cela permet ensuite de tester la robustesse du modèle sur cette bande de fréquence, où les pics de perturbations sont bien visibles en raison de leurs grandes amplitudes. Ces éléments sont également sélectionnés de façon à créer des chemins de propagation dissymétriques pour le courant de MC (inductances de 10 nH et de 90 nH dans la maille de commutation), afin de ne pas masquer les éventuels problèmes de transfert de mode. Le modèle du RSIL présenté est une version simplifiée, suffisante pour remplir son rôle dans la simulation. Le modèle complet n'est pas nécessaire, car il ajoute des nœuds supplémentaires dans le circuit et ralentit encore davantage la simulation dans le domaine temporel. Le MOSFET (C3M0021120D de 1200 V, 81 A pour $T_c = 25^\circ$, 56 A pour $T_c = 100^\circ$) et la diode

(UJ3D06560KSD de 650 V, 60 A pour $T_c = 140^\circ$), présentés dans la section I.2.1, sont modélisés par leurs modèles circuits respectifs. La source de tension V_g commande le MOSFET avec une tension de 15 V, une fréquence de découpage de 10 kHz, un rapport cyclique $\alpha = 0,3$, et des temps de montée et de descente de 10 ns. Le courant dans la charge I_c est de 6 A.

Les courants I_{DS} du MOSFET présentent de fortes oscillations liées aux commutations, comme illustré dans la Figure II.2.a. On observe également, sur cette même Figure ainsi que dans les Figure II.2.b et Figure II.2.c, que le courant I_1 , passant par le RSIL, présente des oscillations marquées au moment de la commutation. Des oscillations à 16 MHz et de 26 MHz sont détectées respectivement lors de la mise en conduction et du blocage du MOSFET dans ce courant. Le courant I_2 est également fortement perturbé pendant les commutations.

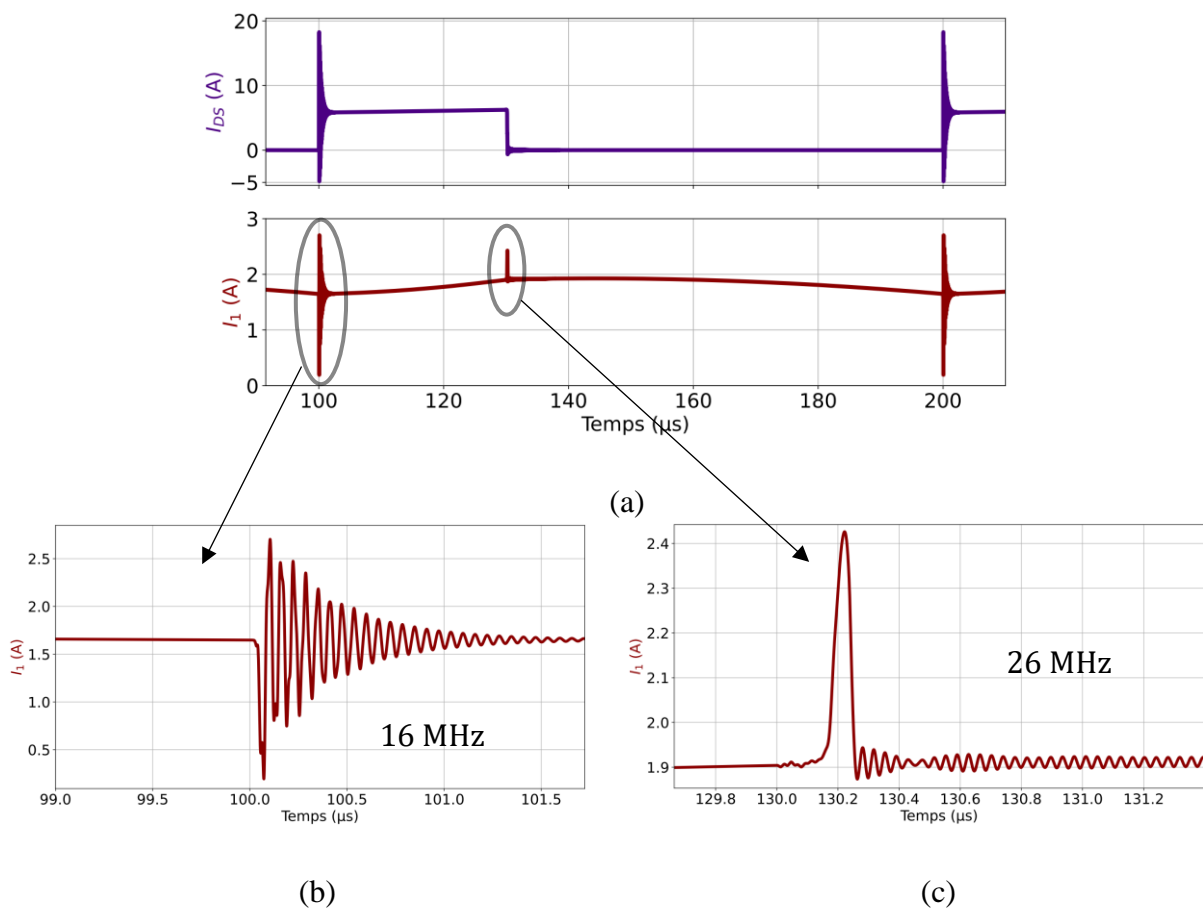


Figure II.2 : (a) Courants I_{DS} et I_1 pendant une période de commutation. Courant I_1 : (b) lors de la mise en conduction du MOSFET, (c) lors du blocage du MOSFET.

II.1.1.2 Analyse fréquentielle des perturbations conduites

Afin d'analyser les perturbations conduites, les courants de MD et de MC sont calculés par les équations (II.1) et (II.2).

$$i_{md}(t) = \frac{i_1(t) - i_2(t)}{2} \quad (\text{II.1})$$

$$i_{mc}(t) = i_1(t) + i_2(t) \quad (\text{II.2})$$

Le calcul de la FFT des courants de MD et de MC permet d'obtenir leurs spectres et d'identifier les fréquences de résonance au cours d'une période de commutation. Un fenêtrage de type "Blackman", présenté dans la Figure II.3, permet de déterminer la contribution de la mise en conduction et du blocage du MOSFET aux pics observés sur les courants de MD et de MC au cours d'une période de commutation.

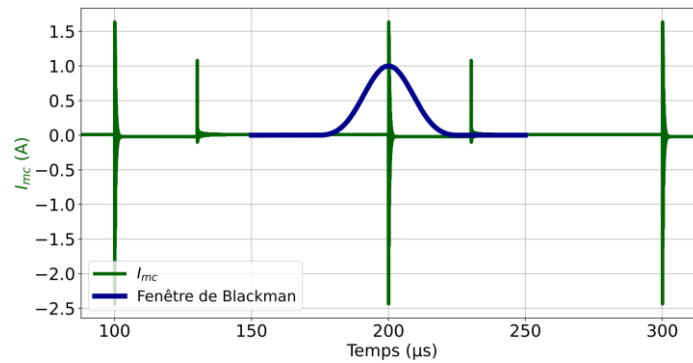


Figure II.3 : Fenêtrage "Blackman" appliqué à la mise en conduction du MOSFET sur le courant de MC.

La Figure II.4 présente les enveloppes des spectres des courants de MD et de MC sur une période de commutation, lors de la mise en conduction et du blocage du MOSFET. Les courants de MD et de MC présentent des pics aux mêmes fréquences, ce qui est dû au transfert de mode. Les pics à 16 MHz et 26 MHz, respectivement associées à la mise en conduction et au blocage du MOSFET, sont détectés. En outre, des autres pics sont détectés. Les pics dus à la mise en conduction du MOSFET sont détectés à 16 MHz, 32 MHz, et 45 MHz, tandis que ceux dus au blocage du MOSFET sont détectés à 26 MHz et 29 MHz.

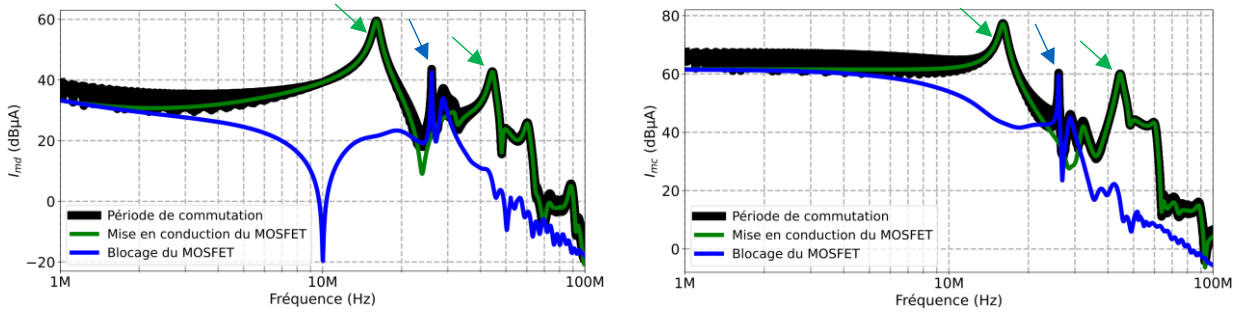


Figure II.4 : Enveloppes des spectres des perturbations obtenues avec le modèle circuit.

Dans cette partie, un circuit de test est déterminé. Ce circuit présente des pics dans la bande fréquentielle de 10 MHz à 50 MHz, dues à la mise en conduction et au blocage du MOSFET. Les spectres des courants de MD et de MC montrent des pics aux mêmes fréquences, ce qui indique un fort transfert de mode. Par conséquent, ce circuit constitue un circuit de test pertinent pour identifier et valider le modèle boîte noire. Ce circuit de test présente toutes les difficultés en CEM qu'un modèle peut rencontrer, ce qui permet d'évaluer efficacement la fiabilité du modèle boîte noire. Dans la suite, le modèle boîte noire sera identifié par des simulations dans le domaine temporel, en utilisant le circuit déterminé dans cette partie.

II.1.2 Méthode d'identification du modèle boîte noire

Le théorème des multi-terminaux indique que tout système linéaire comportant N terminaux peut être représenté par $N - 1$ sources de courant et $\frac{N \cdot (N-1)}{2}$ impédances [102] et [103]. Ainsi, dans notre cas, le système à modéliser comporte trois terminaux ; il sera donc équivalent à un modèle comprenant deux sources de courant I_{pg} et I_{ng} et trois impédances Z_1 , Z_2 et Z_3 , comme montré dans la Figure II.5. Sur cette même Figure, on montre également les deux impédances identiques du RSIL, Z_{RSIL-1} et Z_{RSIL-2} , chacune composée d'une résistance de 50Ω en série avec une capacité de 470 nF , et l'impédance Z_L qui est l'inductance du RSIL de $100 \mu\text{H}$ (Figure II.1).

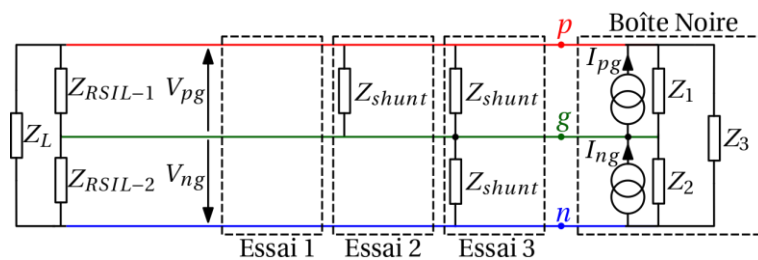


Figure II.5 : Schéma d'identification du modèle boîte noire à l'aide de trois essais.

La méthode d'identification du modèle boîte noire, présentée dans [59], est expliquée dans la section I.4.2. Ainsi, afin de mieux déterminer les limites de ce modèle, celui-ci est d'abord identifié et appliqué en simulation, où les problèmes expérimentaux, tels que le bruit de mesure, sont absents.

L'organigramme, présenté dans la Figure II.6, montre la procédure d'identification du modèle boîte noire. Donc, pour identifier les paramètres du modèle boîte noire, trois essais sont réalisés en s'appuyant sur des simulations dans le domaine temporel avec le modèle circuit. Le premier essai est effectué sans insertion des impédances externes Z_{shunt} , le second avec une impédance Z_{shunt} entre les bornes (p,g) , et le troisième avec deux impédances Z_{shunt} identiques placées entre les bornes (p,g) et (n,g) . L'impédance Z_{shunt} est constituée d'une capacité de $2 \mu F$ en série avec une résistance de 1Ω , comme montré dans [59], formant ainsi une faible impédance qui, lorsqu'elle est ajoutée en parallèle dans le circuit, permet de modifier de manière significative les chemins de propagation des perturbations, ce qui permet, comme montré dans la suite, de résoudre le système d'équations. Lors de chaque essai, les tensions V_{pg} et V_{ng} respectivement entre les bornes (p,g) et (n,g) sont mesurées. Les essais 1, 2 et 3 sont choisis, ce qui donne six équations. Cinq équations sont choisies arbitrairement parmi les six disponibles, ce qui constitue le système d'équations (II.3) à (II.7). Les spectres correspondants des tensions sont obtenus par transformée de Fourier rapide (FFT) afin de résoudre ce système d'équations, fréquence par fréquence. Ici, les indices des tensions indiquent le numéro d'essai réalisé.

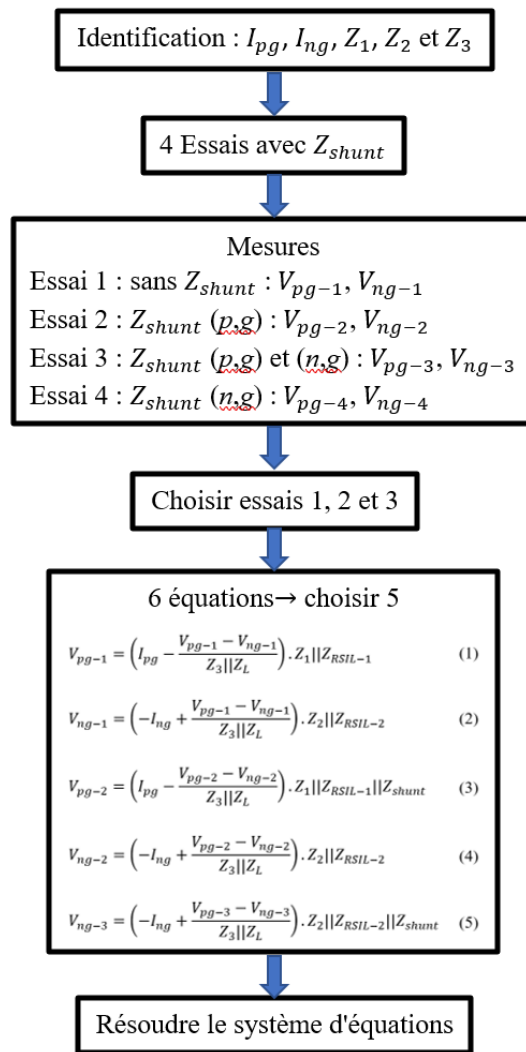


Figure II.6 : Organigramme de la méthode d'identification du modèle boîte noire.

$$V_{pg-1} = \left(I_{pg} - \frac{V_{pg-1} - V_{ng-1}}{Z_3 || Z_L} \right) \cdot Z_1 || Z_{RSIL-1} \quad (II.3)$$

$$V_{ng-1} = \left(-I_{ng} + \frac{V_{pg-1} - V_{ng-1}}{Z_3 || Z_L} \right) \cdot Z_2 || Z_{RSIL-2} \quad (II.4)$$

$$V_{pg-2} = \left(I_{pg} - \frac{V_{pg-2} - V_{ng-2}}{Z_3 || Z_L} \right) \cdot Z_1 || Z_{RSIL-1} || Z_{shunt} \quad (II.5)$$

$$V_{ng-2} = \left(-I_{ng} + \frac{V_{pg-2} - V_{ng-2}}{Z_3 || Z_L} \right) \cdot Z_2 || Z_{RSIL-2} \quad (II.6)$$

$$V_{ng-3} = \left(-I_{ng} + \frac{V_{pg-3} - V_{ng-3}}{Z_3 || Z_L} \right) \cdot Z_2 || Z_{RSIL-2} || Z_{shunt} \quad (II.7)$$

Une fois le système d'équations résolu, les cinq paramètres du modèle, I_{pg} , I_{ng} , Z_1 , Z_2 et Z_3 , identifiés sont illustrés dans la Figure II.7.

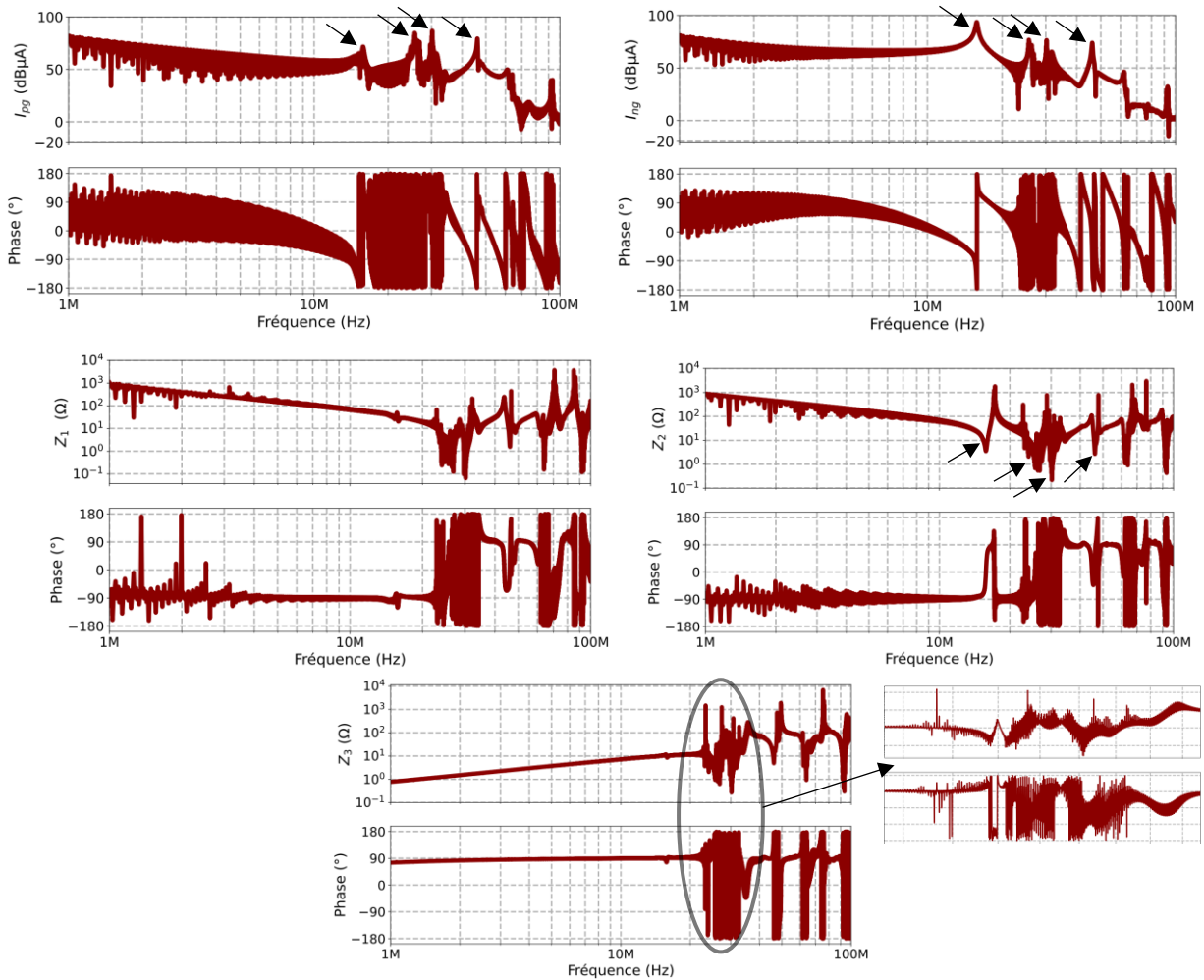


Figure II.7 : Paramètres du modèle boîte noire.

Les spectres des courants du modèle, I_{pg} et I_{ng} , présentent des pics aux mêmes fréquences que les résonances observées dans les impédances du modèle. Les impédances Z_1 et Z_2 présentent un comportement capacitif respectivement jusqu'à 20 MHz et 15 MHz, en raison des capacités parasites formées avec la terre. L'impédance Z_3 présente un comportement inductif jusqu'à 20 MHz, principalement dû aux inductances parasites situées en amont du condensateur du bus DC ainsi qu'à l'inductance parasite de ce condensateur (ESL). On observe toutefois d'importantes variations discontinues d'amplitude et de phase des impédances, ce qui indique que le modèle n'est pas fondé sur une représentation physique, mais qu'il s'agit d'un modèle comportemental. Au-delà de 20 MHz, ces variations deviennent plus significatives.

Après avoir identifié les paramètres du modèle boîte noire, celui-ci est ensuite appliqué dans la même configuration d'identification afin d'en valider la précision.

II.1.3 Application du modèle dans la même configuration d'identification

Le modèle boîte noire identifié est appliqué en le connectant directement au RSIL, comme présenté dans la Figure II.8.a, et les spectres des courants de MD et de MC sont obtenus par simulation dans le domaine fréquentiel. Une comparaison entre les courants I_{md} et I_{mc} obtenus à l'aide du modèle boîte noire et ceux issus du modèle circuit permet d'évaluer la précision du modèle identifié. Généralement, un modèle est considéré comme relativement précis lorsque l'écart d'amplitude reste inférieur à 6 dB. La Figure II.8.b montre une bonne concordance entre les spectres des courants de MD et de MC, qui se superposent parfaitement. Cette précision s'explique par le fait que le modèle est utilisé dans les mêmes conditions d'identification.

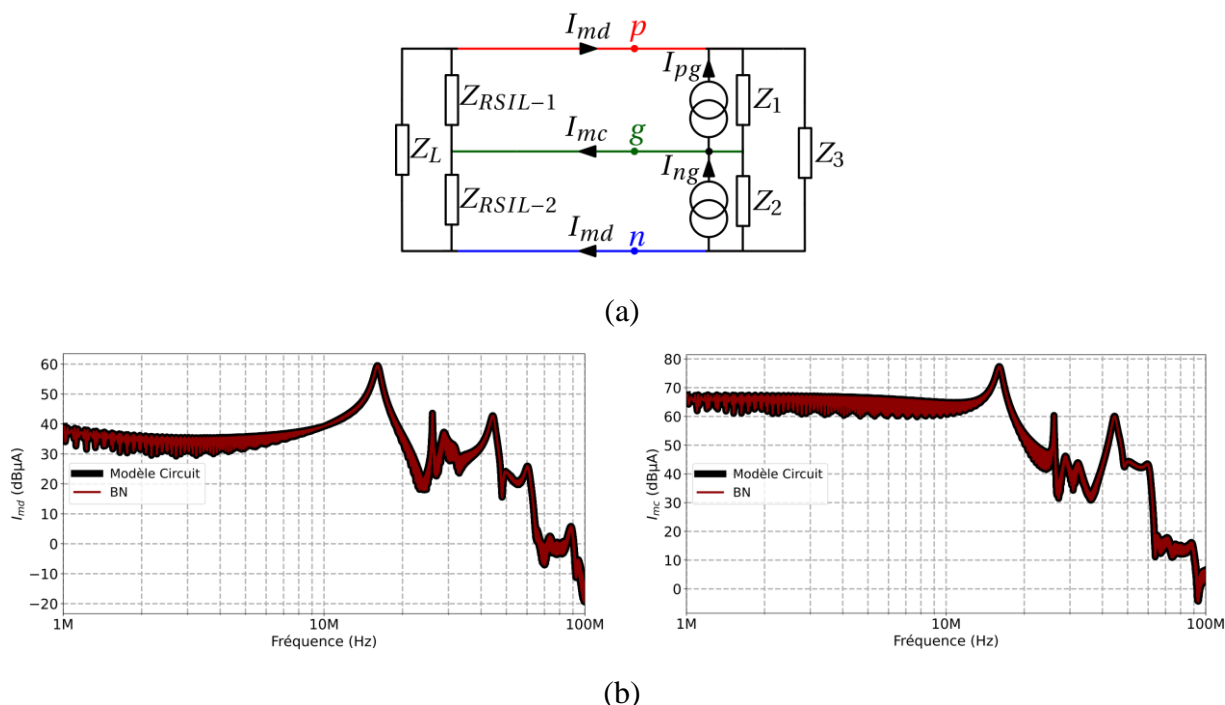


Figure II.8 : Application du modèle boîte noire dans la même configuration d'identification : (a) configuration d'application, (b) enveloppes des spectres des courants MD et MC.

Dans la suite et afin d'évaluer la robustesse de ce modèle, celui-ci est utilisé dans une nouvelle configuration. Des impédances sont ajoutées à l'entrée de la chaîne de conversion, ce qui provoque de nouvelles résonances dans les chemins de propagations des perturbations. Cela correspond à une situation proche des conditions réelles, comme dans le cas de l'insertion d'un câble d'alimentation. L'objectif est d'observer la réponse du modèle dans ce contexte. En effet, les travaux publiés ont apporté de faibles modifications au niveau des impédances d'entrée de la chaîne de conversion. Comme dans [59], des travaux se sont principalement concentrés sur les effets d'un changement d'impédance résistive au niveau du RSIL, ce qui reste insuffisant pour évaluer la robustesse du modèle.

II.1.4 Application du modèle dans une nouvelle configuration

Afin d'évaluer la robustesse du modèle boîte noire, un modèle de câble constitué de deux cellules RLCG cascadées, comme illustré dans la Figure II.9.a, est inséré entre le RSIL et la chaîne de conversion, comme illustré dans la Figure II.9.b, ce qui modifie les impédances vues à l'entrée de la chaîne de conversion. Les valeurs des éléments parasites du modèle du câble sont choisies pour avoir un impact significatif sur les courants de MD et de MC. Les résultats de simulation dans le domaine temporel dans cette nouvelle configuration montrent une très grande variation des spectres de ces courants, comme présenté dans la Figure II.9.c.

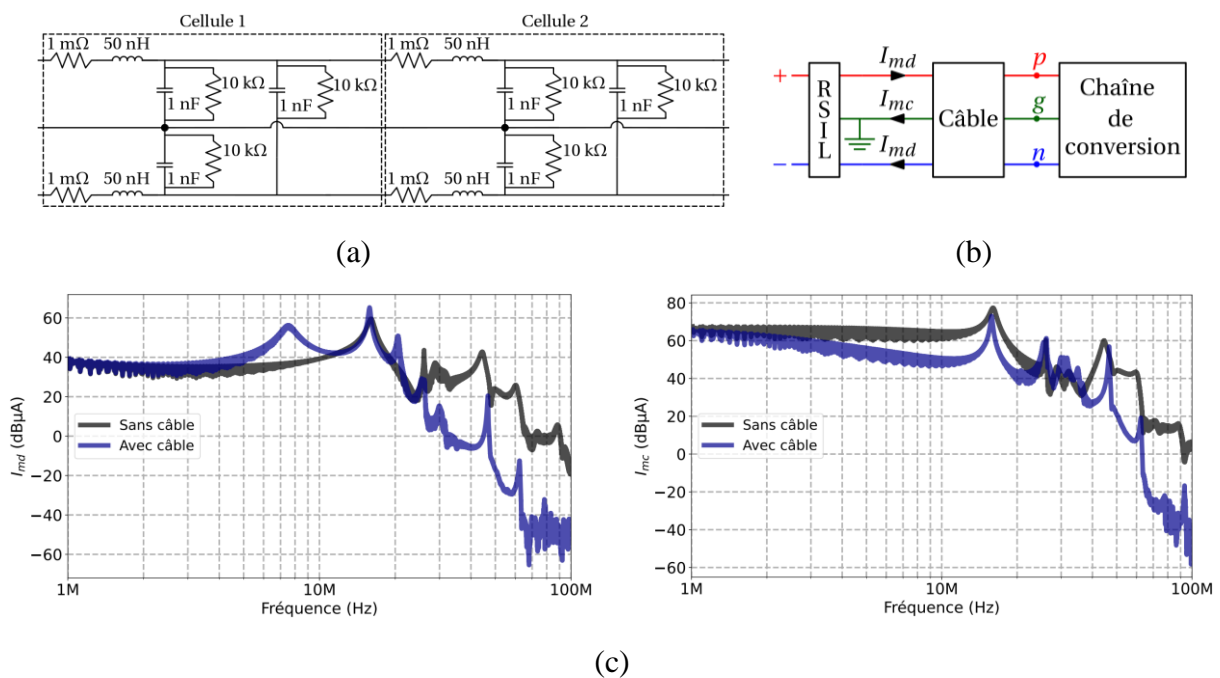


Figure II.9 : Application du modèle circuit dans une nouvelle configuration : (a) circuit électrique du câble inséré, (b) schéma électrique de simulation, (c) enveloppes des spectres des perturbations MD et MC obtenus par le modèle circuit.

Le modèle boîte noire est appliqué dans cette nouvelle configuration, comme présenté dans la Figure II.10.a. La Figure II.10.b présente les spectres des courants MD et MC prédits par ce modèle, comparés à ceux obtenus à l'aide du modèle circuit (Figure II.9.b). On observe qu'en dessous de 20 MHz, le modèle boîte noire fournit des résultats comparables. Cependant, le premier écart d'amplitude, de 25 dBμA, apparaît à 20 MHz pour le courant de MD, et de

20 dB μ A pour le courant de MC à la même fréquence. Une différence entre les amplitudes est également remarquée dans la bande de fréquence de 28 MHz à 36 MHz, atteignant un écart de 36 dB μ A pour le courant de MD et de 35 dB μ A pour le courant de MC. Au-delà de 70 MHz, la perte de précision observée pourrait être due aux faibles valeurs des courants de MD, susceptibles d'être affectées par des erreurs numériques de la simulation circuit.

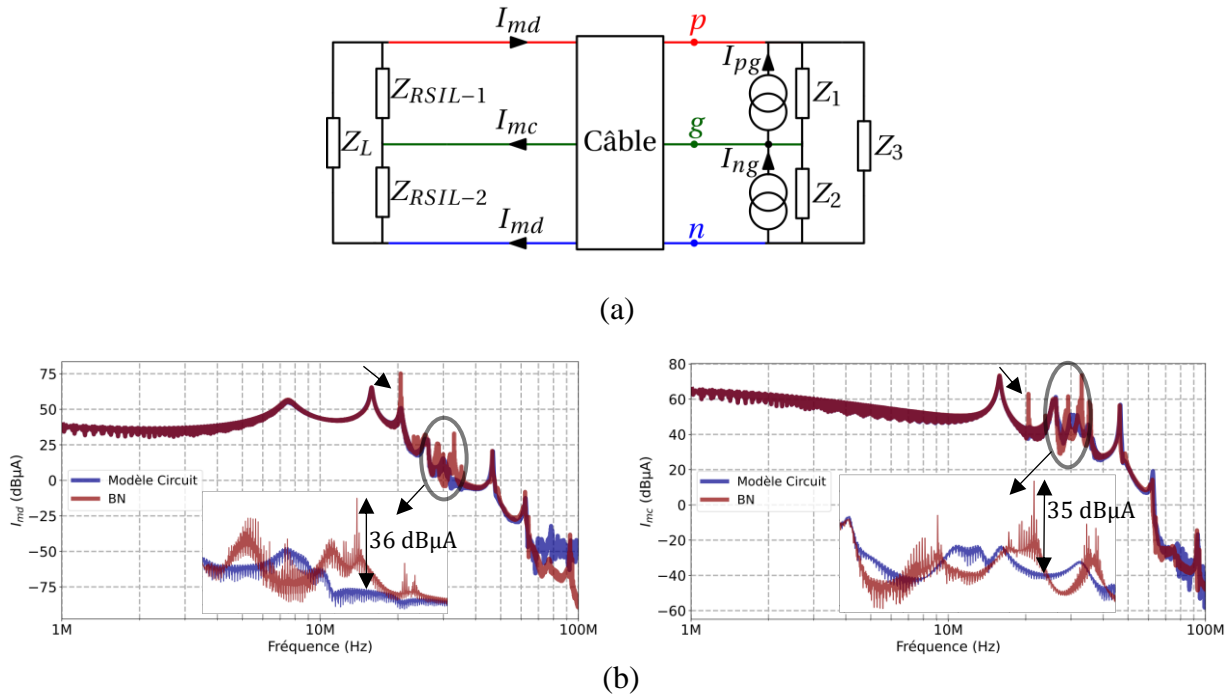


Figure II.10 : Application du modèle boîte noire dans une nouvelle configuration : (a) configuration d'application, (b) enveloppes des spectres des perturbations MD et MC.

Dans la partie suivante, l'influence des conditions d'identification du modèle est évaluée. Ceci concerne la position de l'impédance insérée Z_{shunt} lors de l'identification, ainsi que le phénomène de "jitter" dans le "driver", qui sera rencontré dans l'identification expérimentale.

II.1.5 Influence des conditions d'identification sur le modèle

Comme cela a déjà été montré, dans l'organigramme (Figure II.6), il existe quatre configurations possibles selon la position de Z_{shunt} pour l'identification du modèle boîte noire. Il est nécessaire de choisir trois de ces quatre configurations. Dans cette partie, nous allons analyser l'influence de ce choix sur le modèle, et par conséquent, sur sa réponse fréquentielle. Ainsi, que l'influence du "jitter" du "driver" sur le modèle sera étudiée.

II.1.5.1 Influence de la position de Z_{shunt}

Dans la partie précédente, le modèle a été identifié à l'aide des trois essais, désignés ci-après comme identification 1. Afin d'étudier l'influence de la position de Z_{shunt} , une identification 2 est réalisée en conservant la même impédance Z_{shunt} ainsi que les deux premiers essais, mais en modifiant le troisième : au lieu d'insérer deux Z_{shunt} identiques entre les bornes (p,g) et (n,g) , une seule impédance Z_{shunt} est insérée entre les bornes (n,g) , comme montré dans la Figure II.11.

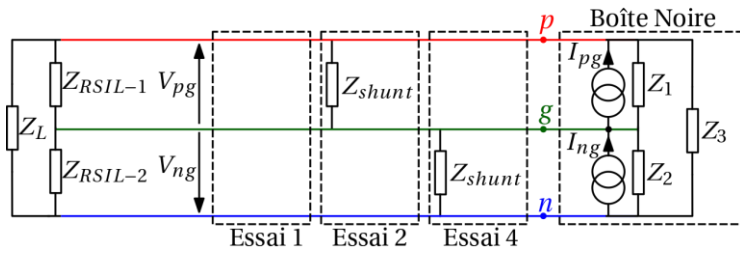


Figure II.11 : Schéma d'identification 2 du modèle boîte noire.

Après avoir résolu le système d'équations (II.3) à (II.6) et (II.8), la Figure II.12 présente les cinq paramètres des modèles obtenus par les deux identifications.

$$V_{ng-4} = \left(-I_{ng} + \frac{V_{pg-4} - V_{ng-4}}{Z_3 || Z_L} \right) \cdot Z_2 || Z_{RSIL-2} || Z_{shunt} \quad (II.8)$$

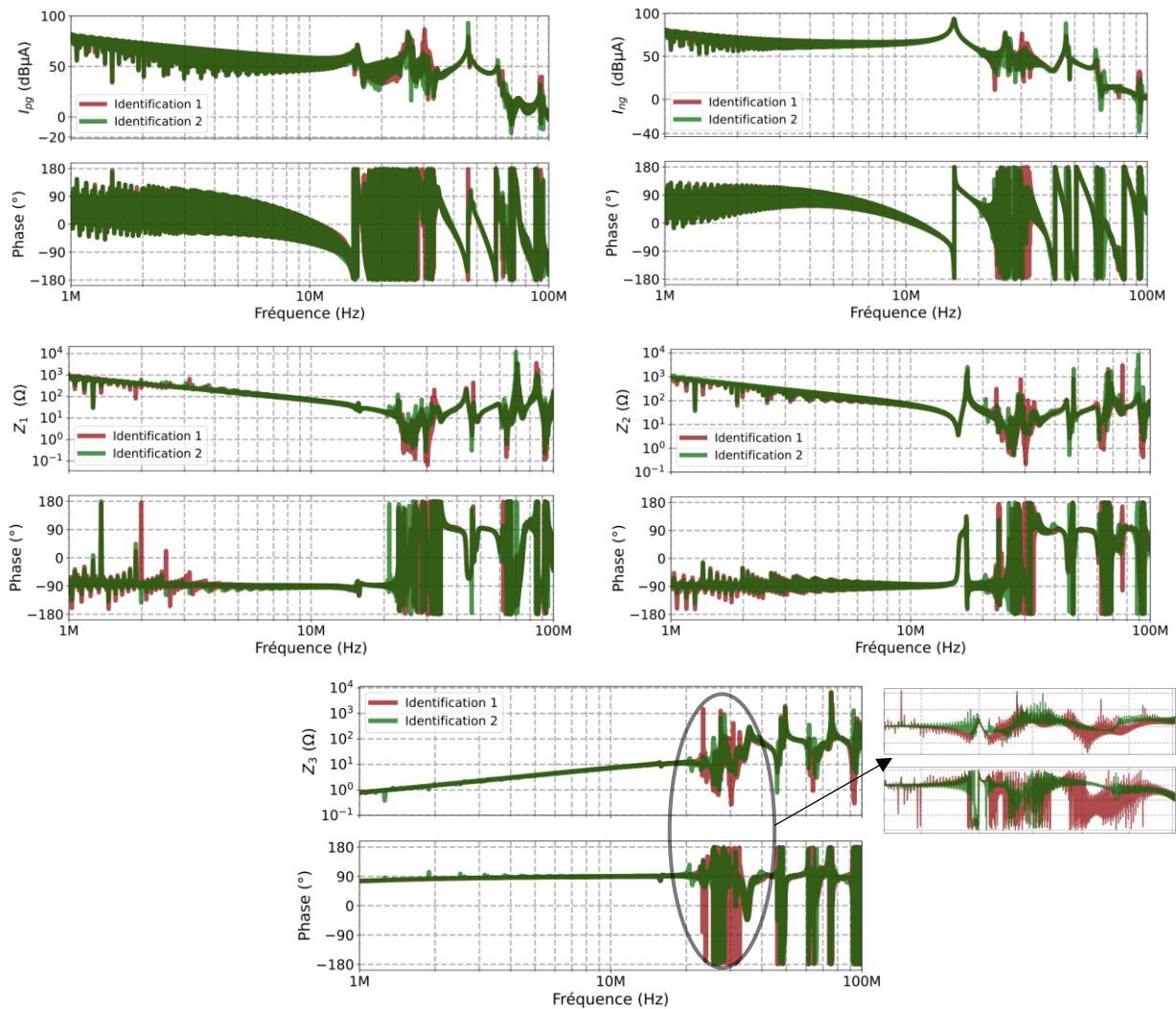


Figure II.12 : Paramètres du modèle boîte noire obtenus à l'aide des identifications 1 et 2.

En comparant ces paramètres, on observe que les deux modèles diffèrent, en particulier au-delà de 20 MHz où des variations significatives apparaissent. Donc, on a deux modèles distincts pour un même système. Ainsi, il devient difficile de déterminer lequel des deux modèles est le plus fiable.

Le modèle de l'identification 2 appliqué dans la même configuration de son identification, sans insertion du modèle du câble (Figure II.8.a), présente des résultats comparables, comme montré dans la Figure II.13. Cela montre que la variation de ses paramètres par rapport au modèle de l'identification 1 est masquée, quand il est appliqué dans la même configuration d'identification. Cela montre la nécessité de tester sa robustesse dans une nouvelle configuration.

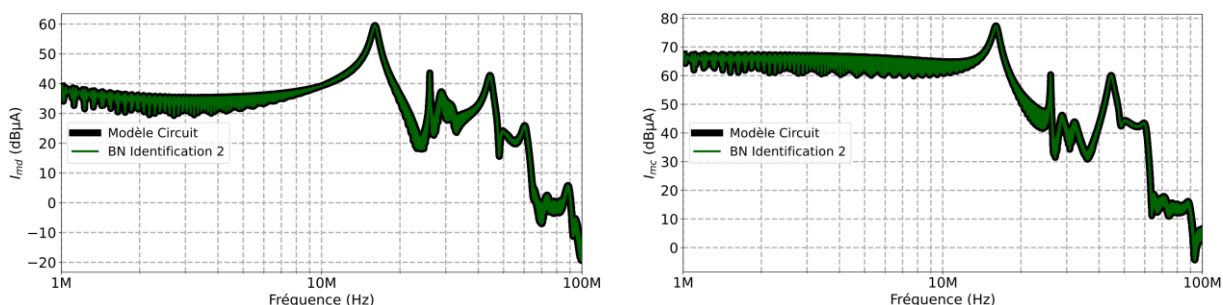


Figure II.13 : Enveloppes des spectres des courants MD et MC obtenus avec le modèle boîte noire de l'identification 2 appliqué dans la même configuration de son identification.

Afin d'évaluer la robustesse du modèle obtenu par l'identification 2, une nouvelle simulation fréquentielle est effectuée, en insérant le même modèle du câble entre le RSIL et la chaîne de conversion (Figure II.10.a). La Figure II.14 montre que ce modèle, contrairement au modèle issu de l'identification 1, il ne présente pas d'écart marqué à 20 MHz. Par ailleurs, des différences d'amplitude entre les spectres des deux modèles sont observées dans la bande de fréquence de 28 MHz à 36 MHz. Un nouvel écart apparaît également à 60 MHz avec le modèle issu de l'identification 2, pour les courants de MD et de MC. Ces résultats montrent que les configurations choisies lors de l'identification influencent directement les paramètres du modèle, et par conséquent, sa réponse fréquentielle.

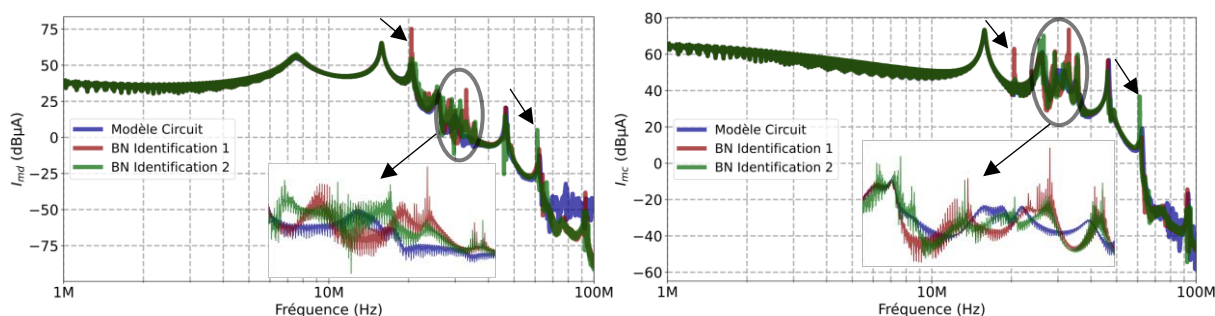


Figure II.14 : Enveloppes des spectres des perturbations lors de l'application du modèle de l'identification 2 dans une nouvelle configuration.

Comme présenté dans la section I.4.2, l'identification des paramètres du modèle boîte noire est réalisée à partir des mesures des tensions V_{pg} et V_{ng} à l'aide d'un oscilloscope, afin d'obtenir l'amplitude et la phase du spectre. Cependant, le "jitter" présent dans le "driver" introduit des retards variables dans les instants des commutations. Ces retards fluctuent de manière aléatoire autour d'une valeur moyenne, comme présenté dans la Figure II.15.

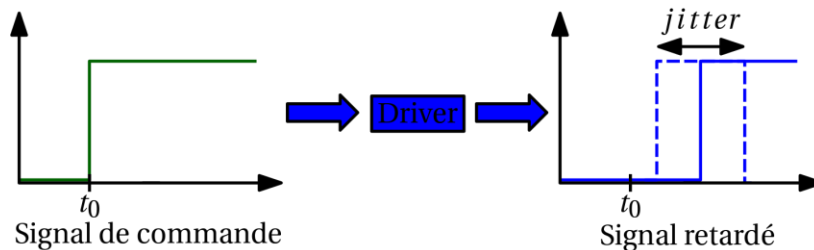


Figure II.15 : Phénomène de "jitter" dans un "driver".

Comme les essais sont réalisés en changeant les positions des Z_{shunt} , ils sont donc effectués de manière successive. Il est ainsi nécessaire de disposer d'une synchronisation répétable pour les prises de mesure des différents essais. Cependant, le phénomène de "jitter" entraîne des décalages aléatoires entre les paires de tensions mesurées pour un essai donné par rapport à un autre, ce qui empêche d'avoir cette synchronisation. Par ailleurs, l'utilisation de deux sondes de tension différentes, ayant chacune leur propre délai de propagation, peut induire également un décalage entre les deux tensions lors d'un même essai. Dans la partie suivante, l'impact de ces décalages sur le modèle boîte noire et sur sa réponse est évalué.

II.1.5.2 Influence du décalage entre tensions sur le modèle

Un signal temporellement décalé par rapport à un signal de référence conserve les mêmes amplitudes harmoniques, mais présente des phases différentes. Afin d'évaluer l'impact de ces décalages sur l'identification du modèle, un décalage de 10 ns a été introduit sur la tension V_{ng-2} du 2^{ème} essai. Une nouvelle identification du modèle a ensuite été réalisée à partir de cette tension modifiée, dans les mêmes configurations d'essais de l'identification 1.

La Figure II.16 présente les paramètres des modèles identifiés, sans et avec décalage de V_{ng-2} . Il est évident que les deux modèles diffèrent considérablement, dès 1 MHz, où ce décalage provoque une augmentation significative des variations d'amplitude et de phase des impédances.

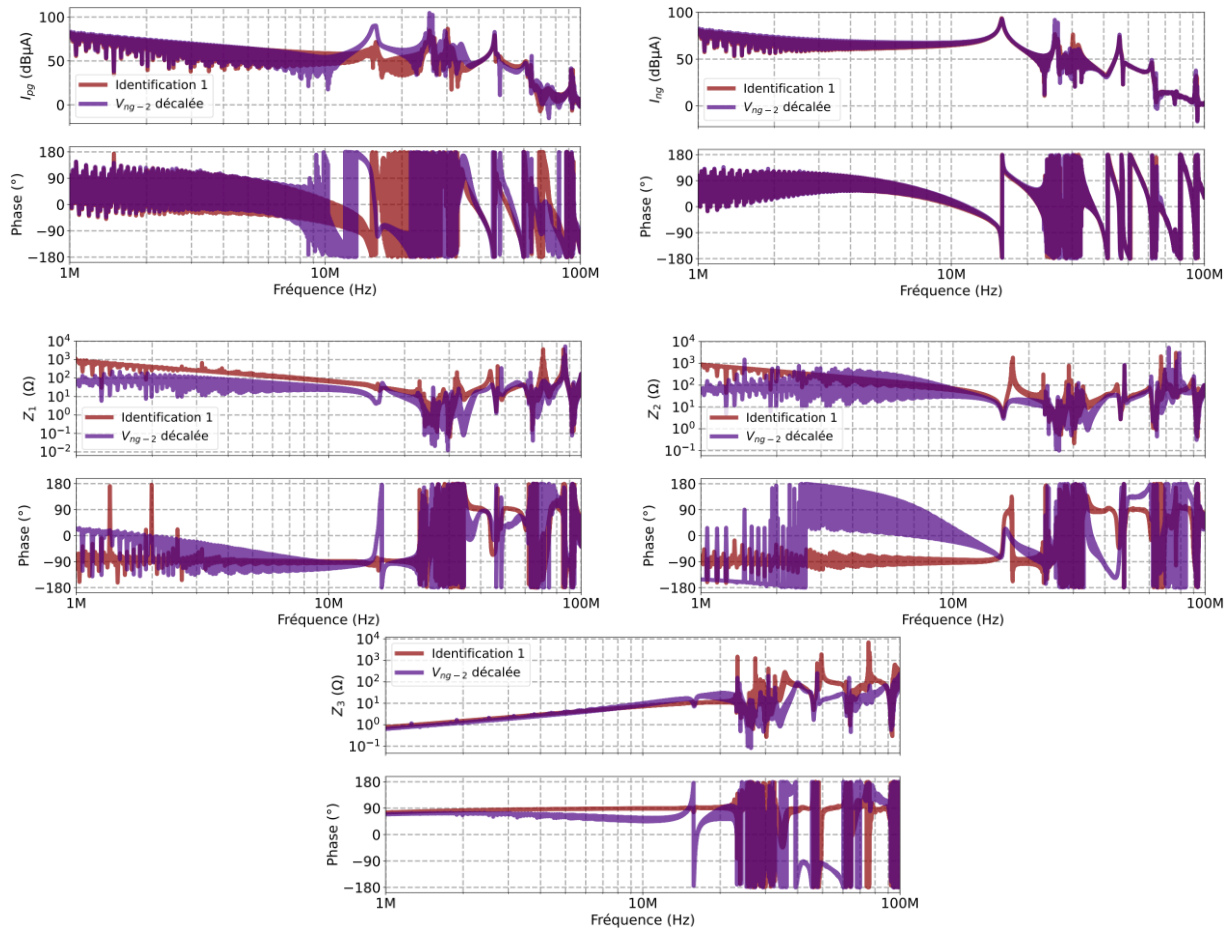


Figure II.16 : Paramètres du modèle boîte noire lors de l'identification 1 avec et sans décalage de la tension V_{ng-2} .

Le modèle, sans décalage de la tension V_{ng-2} , est appliqué dans la même configuration de son identification, sans insertion du modèle du câble (Figure II.8.a), et il présente des résultats comparables, comme montré dans la Figure II.17. Cela montre que la variation de ses paramètres par rapport au modèle de l'identification 1 est masquée, quand il est appliqué dans la même configuration d'identification. Cela montre qu'il est nécessaire de tester sa robustesse dans une nouvelle configuration.

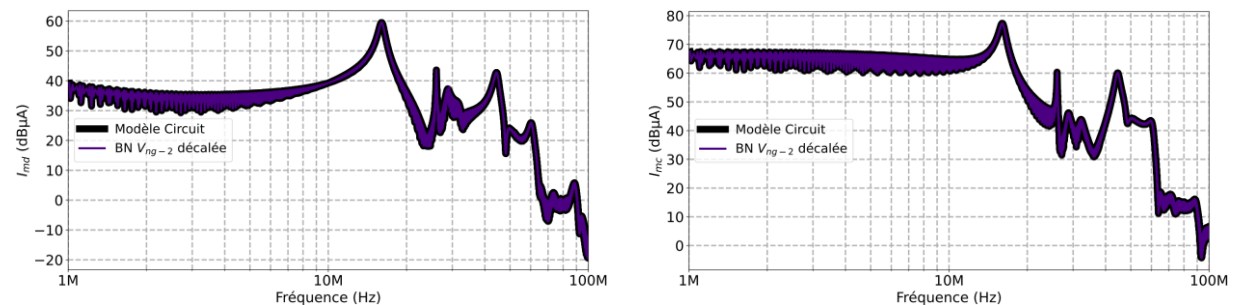


Figure II.17 : Enveloppes des spectres des courants MD et MC obtenus avec le modèle boîte noire, avec décalage de la tension V_{ng-2} , appliqué dans la même configuration de son identification.

L'application du modèle avec un modèle du câble entre le RSIL et la chaîne de conversion (Figure II.10.a) présente des écarts d'amplitude importants au-delà de 6 MHz pour le courant de MD, et à 16 MHz pour le courant de MC, comme montré dans la Figure II.18. En comparaison, sur la même Figure, le modèle de l'identification 1, sans décalage de la tension V_{ng-2} , a montré des résultats comparables jusqu'à 20 MHz pour les courants MD et MC. Ces écarts mettent en évidence la sensibilité des paramètres du modèle boîte noire au "jitter" lors des mesures des tensions.

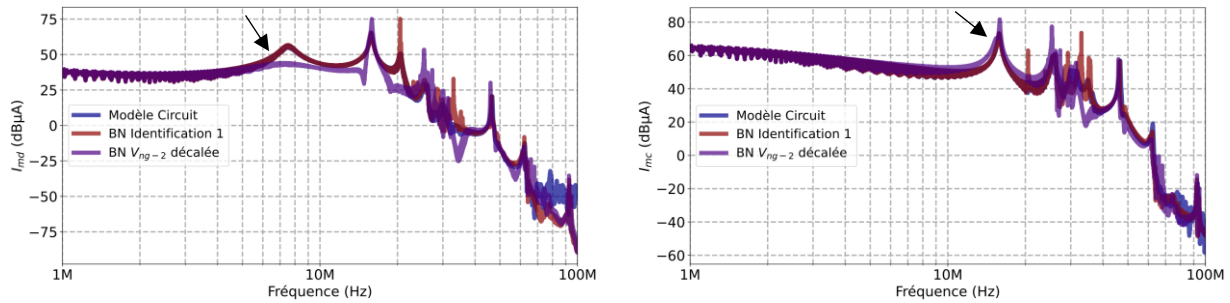


Figure II.18 : Enveloppes des spectres des perturbations MD et MC lors du décalage de V_{ng-2} (influence du jitter).

Ces résultats montrent que malgré un écart entre les impédances du modèle en basses fréquences, les courants de MD et de MC sont identiques entre simulation circuit et modèle boîte noire. Une étude plus détaillée est nécessaire pour comprendre les phénomènes physiques et mathématiques.

Dans cette partie, les paramètres du modèle boîte noire d'une chaîne de conversion sont identifiés, et le modèle est étudié par simulation. Les résultats montrent que le modèle boîte noire est un modèle comportemental peu robuste et il ne présente pas un système physique à cause des variations discontinues de ses impédances. Ainsi sa sensibilité à la position de Z_{shunt} lors de la phase d'identification est mise en évidence. Le décalage des mesures des tensions, dû au "jitter" du "driver" (durées supérieures à 10 ns), lors de la phase d'identification a montré un impact négatif sur la précision du modèle, ceci constitue un point faible de cette méthode.

Afin de remédier à ces inconvénients, dans la section suivante, une validation expérimentale du modèle sera effectuée, en proposant des améliorations de la méthode d'identification expérimentale.

II.2 Amélioration de la méthode d'identification expérimentale

Afin de valider expérimentalement le modèle boîte noire obtenu précédemment, nous avons réalisé un dispositif expérimental de la chaîne de conversion constitué d'un hacheur série débitant sur une charge R-L à travers un câble blindé de longueur 35 cm. Il est important de noter que l'identification expérimentale présente certaines contraintes qu'on ne retrouve pas dans les études par simulations. Ainsi, plusieurs améliorations ont été proposées. En particulier, une carte spécifique pour l'impédance Z_{shunt} a été fabriquée. Par ailleurs, afin d'éviter de mesure de tensions dont la précision dépend de la bande passante et des conditions de reprise de masse, nous avons proposé une nouvelle méthode d'identification des paramètres du modèle grâce aux

mesures des courants dans les fils d'entrée de la chaîne de conversion. Ces améliorations seront détaillées dans les parties suivantes.

II.2.1 Description du banc

Le banc expérimental réalisé est présenté à la Figure II.19. Il se compose de :

- une source d'alimentation en courant continu de 300 V,
- un RSIL constitué de deux demi-RSIL "Schwarzbeck NNBM 8126" conformes à la norme DO-160,
- un dispositif de mesure des courants de MD et de MC, elle sera boîte 1
- deux câbles blindés constitués de trois conducteurs : l'un de 40 cm à l'entrée du convertisseur, et l'autre de 35 cm à sa sortie. Le conducteur de terre (g) est relié au blindage,
- un hacheur série (Buck) basé sur un module de puissance IGBT de type APTGT25X120T3G (25 A – 1200 V),
- une charge de type R–L.

Le banc d'essai est équipé d'un plan de masse (relié à la terre) sur lequel sont installés le RSIL ainsi que la boîte de mesure des courants I_{md} et I_{mc} . La chaîne de conversion, comprenant le convertisseur et la charge, est positionnée à une distance de 10 cm au-dessus de ce plan de masse. Cette configuration permet de considérer (dans la bande de fréquence considérée) que le courant de MC circule uniquement par le fil de terre, et non par le plan de masse. Elle garantit également que le système se comporte comme un système à trois terminaux, en négligeant l'effet capacitif entre le système et le plan de masse. Par ailleurs, trois écrans métalliques sont disposés autour du dispositif expérimental afin d'isoler le banc des couplages électromagnétiques avec l'environnement, notamment avec la source d'alimentation (disposée à l'extérieur), comme présenté dans la Figure II.19.c.

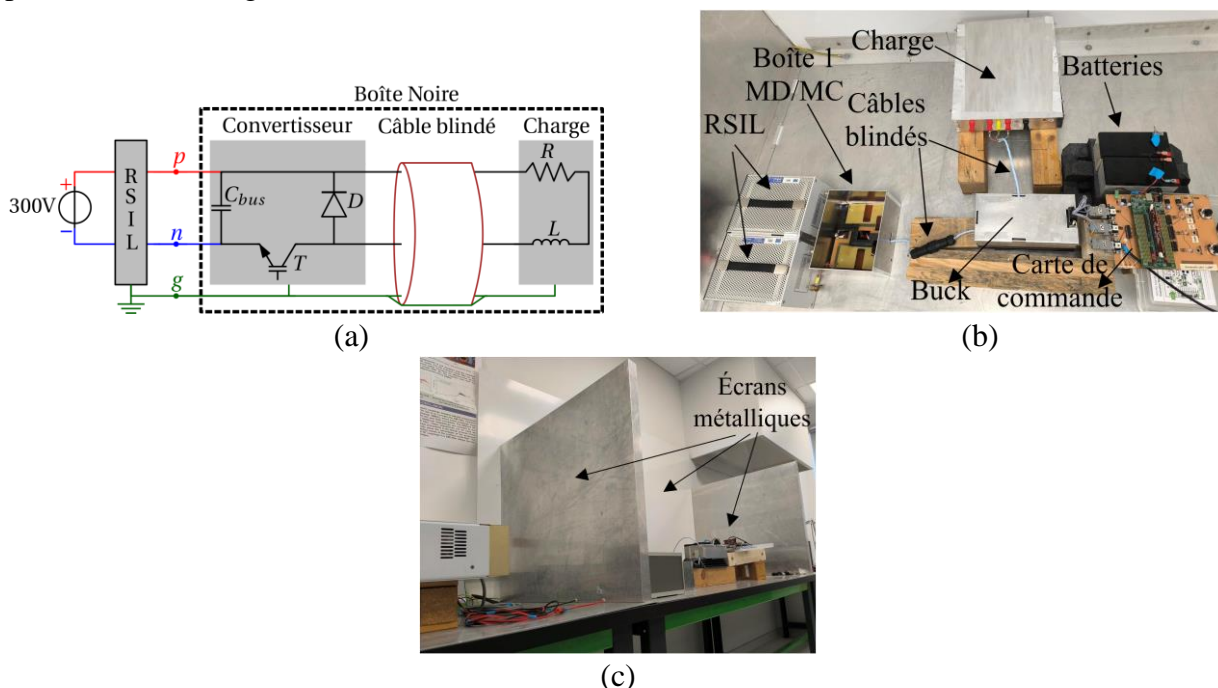


Figure II.19 : Banc d'essai expérimental : (a) schéma électrique, (b) photo du banc, (c) écrans métalliques.

Dans la suite, le Buck fonctionne à une fréquence de commutation de 10 kHz et un rapport cyclique de 0,3.

Dans la partie suivante, une carte d'insertion de Z_{shunt} est conçue et fabriquée afin d'améliorer la précision du modèle lors de son identification.

II.2.2 Carte d'insertion de Z_{shunt}

Afin de réaliser les trois essais sans arrêter le système pour connecter/déconnecter les impédances Z_{shunt} , une carte spécifique a été conçue et fabriquée, comme présenté sur la Figure II.20. Cette carte est composée de deux interrupteurs à deux positions chacun, d'un plan de masse, de cinq connecteurs BNC, d'un condensateur à film plastique métallisé en polypropylène, de $2 \mu\text{F}$ et d'une résistance de 1Ω . Ces interrupteurs permettent de connecter et de déconnecter Z_{shunt} sans avoir à éteindre et rallumer l'alimentation. Ainsi, les trois essais peuvent être effectués au même point de fonctionnement du convertisseur, sans variation de la température des composants, ce qui évite l'influence des effets thermiques sur les commutations. De plus, cette carte permet de maintenir le reste du banc figé, sans avoir à déplacer des éléments pour insérer Z_{shunt} à un nouvel emplacement. Le plan de masse sert à limiter les couplages électromagnétiques à haute fréquence entre les deux impédances Z_{shunt} sur la même carte. Les connecteurs BNC permettent une mesure des grandeurs électriques (mesure des tensions) mais également la caractérisation des deux impédances Z_{shunt} avec un analyseur de réseau vectoriel (VNA : Agilent Technologies : E5071C), en configuration 1 ou 2 ports.

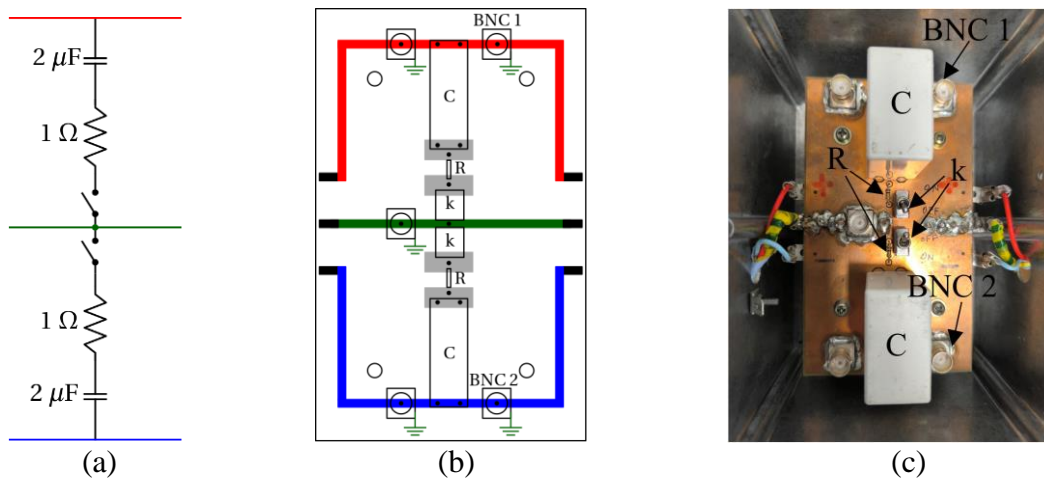


Figure II.20 : Conception et réalisation de la carte d'insertion de Z_{shunt} : (a) schéma électrique, (b) conception du "PCB", (c) photo de la réalisation.

Le condensateur de l'impédance Z_{shunt} est utilisé pour bloquer la composante continue, principalement pour des raisons de sécurité. Sa valeur de $2 \mu\text{F}$ a été choisie de manière à ce qu'elle ne soit ni trop faible, ce qui rendrait son impédance très élevée à partir de 1 MHz, ni trop élevée, car cela augmenterait son inductance série équivalente (ESL) et donc son impédance en hautes fréquences. En effet, le but est de réduire la valeur de l'impédance vue côté RSIL par le convertisseur, afin de modifier d'une manière significative les chemins de propagation des perturbations. Cela permet ensuite de résoudre le système d'équations, comme cela sera expliqué dans les parties suivantes. La résistance de 1Ω est utilisée pour augmenter la résistance série de l'impédance Z_{shunt} . Ceci permet d'éviter de shunter les impédances du modèle lors de

l'identification. En effet, comme la valeur de la résistance ESR du condensateur est très faible, ceci pourrait conduire à annuler certaines composantes dans le système d'équations, entraînant une résolution imprécise de ce système.

Afin de garantir une bonne résolution du système d'équations, défini par la suite, il est nécessaire de s'assurer que l'impédance insérée Z_{shunt} reste faible en hautes fréquences. Pour cela, l'impédance Z_{shunt} , connectée entre le conducteur positif et la terre, a été mesurée à l'aide du "VNA" en configuration 1 port, en connectant le "VNA" au BNC 1 lorsque l'interrupteur est en position ON (Figure II.20.b). La même procédure a été réalisée pour mesurer l'impédance entre le conducteur négatif et la terre, en connectant cette fois le "VNA" au BNC 2. Les résultats, présentés dans la Figure II.21, montrent que les impédances mesurées restent faibles sur toute la bande de fréquence, avec un maximum acceptable de 32Ω à 100 MHz. Par ailleurs, la résistance et la capacité utilisées dans Z_{shunt} ont été caractérisées à l'aide d'un analyseur d'impédance "Agilent 4294A", et leurs impédances sont également représentées sur la même Figure. Ces mesures montrent que l'effet inductif observé dans Z_{shunt} provient principalement de l'inductance parasite (ESL) du condensateur, en série avec les inductances parasites de la résistance, du PCB et du commutateur.

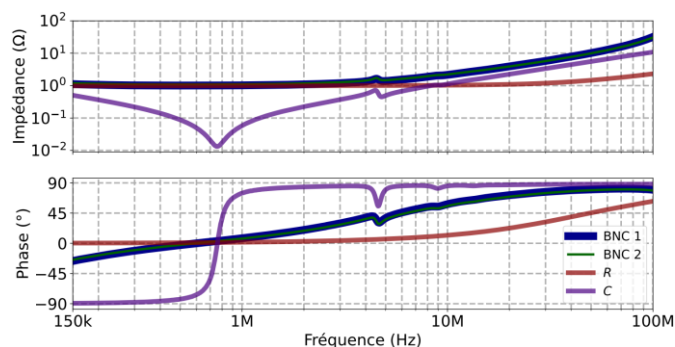


Figure II.21 : Évolution de l'impédance de la capacité, de la résistance et de Z_{shunt} entre conducteur positif et terre, et entre conducteur négatif et terre, lorsque l'interrupteur est en position ON.

Une seconde boîte de mesure MD et MC, boîte 2, sera connectée entre Z_{shunt} et la chaîne de conversion, comme illustré à la Figure II.22. La mesure des courants de MD et de MC, dans la boîte 2, à l'entrée de la chaîne, en présence de la carte d'insertion de Z_{shunt} , est essentielle pour l'identification des paramètres du modèle, comme sera détaillé par la suite.

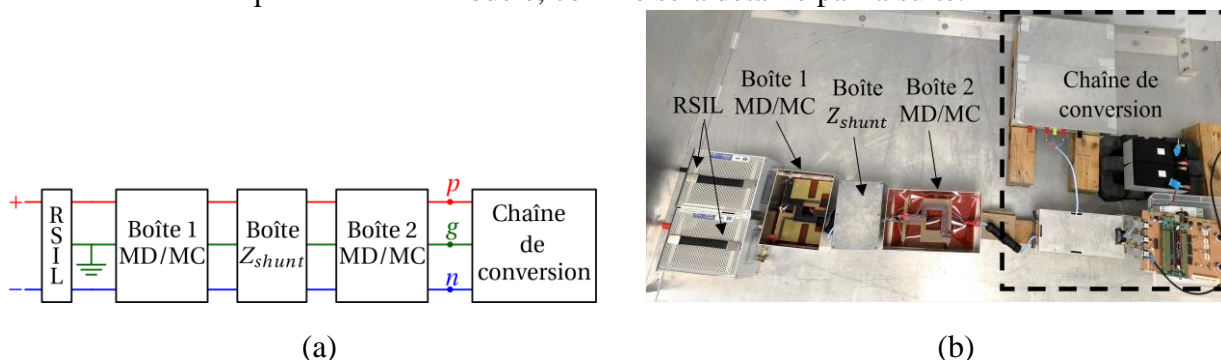


Figure II.22 : Banc d'essai expérimental avec la carte d'insertion de Z_{shunt} et les deux boîtes de mesure des courants de MD et de MC : (a) schéma électrique, (b) photo du banc.

Dans la suite, une étude sur les types de sondes, utilisés lors de l'identification du modèle, est réalisée afin d'en améliorer la précision.

II.2.3 Sondes de tension et contraintes expérimentales

L'identification du modèle boîte noire va nécessiter la résolution du système d'équations à partir des tensions mesurées aux bornes de Z_{shunt} . Pour cela, l'utilisation de l'oscilloscope est indispensable pour mesurer les amplitudes et les phases des spectres. L'oscilloscope utilisé est "LeCroy : HRO 66Zi" (de 12 bits). Il est donc essentiel de discuter des types de sondes à utiliser, en analysant les avantages et inconvénients de chaque type, notamment leur influence sur le bruit de mesure. Comme la validation du modèle boîte noire nécessite d'obtenir les courants de MD et de MC, nous nous intéressons particulièrement à l'influence du bruit de mesure sur le spectre du courant de MD. Ce dernier étant de faible amplitude, il est plus sensible au bruit. En effet, il est essentiel de minimiser le bruit autant que possible afin d'améliorer la précision des spectres des perturbations prédits par le modèle en hautes fréquences.

Afin d'étudier le niveau de bruit dans les courants de MD et de MC de chaque type de sonde, trois essais sont réalisés, comme montré dans le Tableau II.1 : le 1^{er} essai consiste à utiliser deux sondes de tension passives. Le 2^{ème} essai consiste à utiliser deux sondes de tension actives. Pour ces deux essais, des tensions au niveau du RSIL sont mesurées, comme montré dans la suite. Les courants de MD et de MC sont ensuite calculés, puis comparés à ceux mesurés directement lors du 3^{ème} essai à l'aide de sondes de courant passives situées dans la boîte 1, comme illustré dans la Figure II.23. Ces essais sont détaillés dans la suite.

Tableau II.1 : Essais de validation des types de sondes.

Essai 1	Sondes de tension passives
Essai 2	Sondes de tension actives
Essai 3	Sondes de courant passives

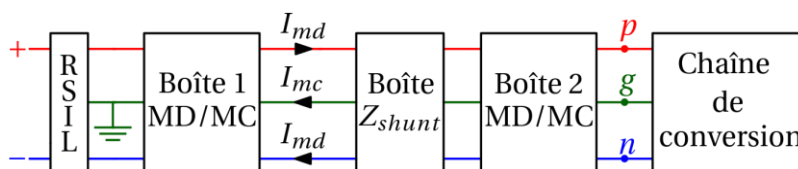


Figure II.23 : Banc expérimental avec mesure des courants de MD et de MC à la sortie du RSIL.

II.2.3.1 Sondes de tension passives

Les deux sondes de tension passives, "LeCroy : PP008", sont connectées aux sorties BNC du RSIL via des adaptateurs sonde/BNC, comme présenté dans la Figure II.24.a. Elles permettent de mesurer les tensions V_1 et V_2 , tensions aux bornes de 50Ω du RSIL, comme illustré dans la Figure II.24.b. Les valeurs des éléments du RSIL sont données dans le Tableau II.2.

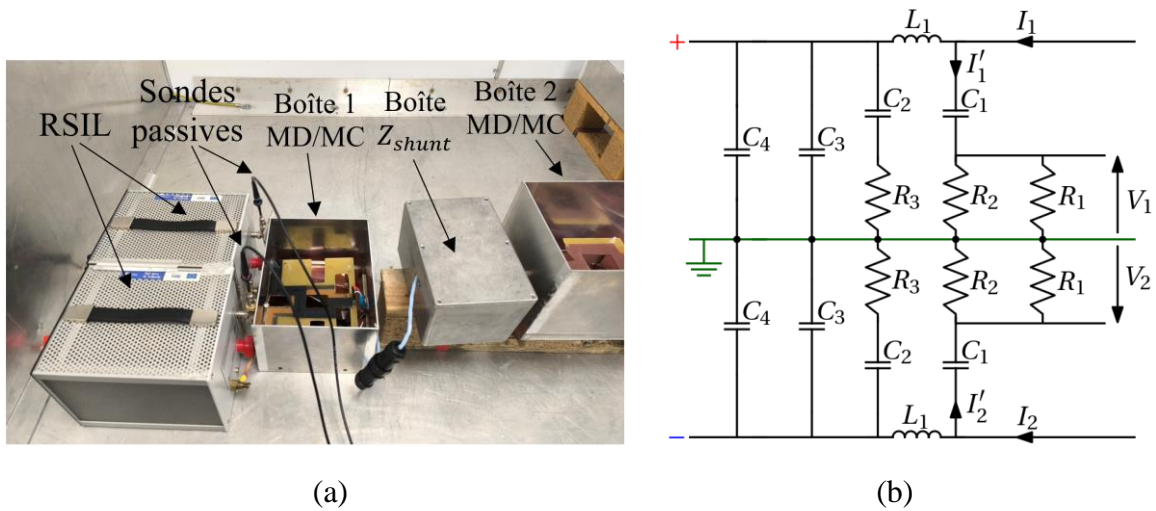


Figure II.24 : (a) Configuration de mesure de l'essai 1 avec des sondes de tension passives. (b) Schéma électrique du RSIL.

Tableau II.2 : Valeurs des éléments du RSIL.

	Valeurs
R_1	50 Ω
R_2	1 k Ω
C_1	0,1 μ F
L_1	5 μ H
R_3	5 Ω
C_2	4 μ F
C_3	0,22 μ F
C_4	10 μ F

Les deux interrupteurs de la boîte de Z_{shunt} sont à l'état OFF, ce qui signifie qu'aucune impédance Z_{shunt} n'est insérée dans le circuit. Afin d'assurer la synchronisation des mesures de tension avec le signal de la carte de commande qui génère des impulsions de 5 V, en déclenchant un "Trigger" sur le front montant lorsque la tension dépasse 1 V, et éviter les problèmes de masse de l'oscilloscope, une sonde de tension différentielle "ADP 305" est utilisée. Ces deux sondes de tension passives sont de même type "LeCroy : PP008", ce qui garantit un délai de propagation identique pour les deux voies de mesure, et permet ainsi d'éviter les problèmes de décalage temporel entre les deux tensions mesurées. Ainsi, une FFT de chaque tension (V_1 et V_2) est réalisée sur une seule période, dont le début et la fin coïncident exactement avec le début et la fin d'une période du signal de commande, détectés par le passage du front montant par 1 V.

D'après les équations (II.9) à (II.15), les courants I_1 et I_2 sont calculé (Figure II.24.b), et d'après les équations (II.1) et (II.2), les courants de MD et de MC sont calculés (Figure II.23). Ces courants sont comparés à la fin de cette partie avec les courants obtenus par les essais 2 et 3.

$$I'_1 = \frac{V_1}{R_1 || R_2} \quad (II.9)$$

$$I'_2 = \frac{V_2}{R_1 || R_2} \quad (\text{II.10})$$

$$I_1 = FT \cdot I'_1 \quad (\text{II.11})$$

$$I_2 = FT \cdot I'_2 \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$Z_{eq1} = Z_{L_1} + (R_3 + Z_{C_2}) || Z_{C_3} || Z_{C_4} \quad (\text{II.13})$$

$$Z_{eq2} = R_1 || R_2 + Z_{C_1} \quad (\text{II.14})$$

$$FT = \frac{Z_{eq2}}{Z_{eq1} || Z_{eq2}} \quad (\text{II.15})$$

II.2.3.2 Sondes de tension actives

Dans cet essai, les deux sondes de tension passives sont remplacées par deux sondes de tension actives, comme présenté dans la Figure II.25. Donc, une sonde de tension active mesure V_1 , et une sonde de tension active mesure directement $V_1 - V_2$. Finalement, la tension V_2 sera obtenue par calcul de la différence entre les tensions mesurées. Le but est de mesurer directement la tension $V_1 - V_2$ avec une grande résolution verticale de l'oscilloscope. Cette tension est une image du courant de MD en hautes fréquences. Ces deux sondes de tension actives sont de même type "LeCroy : ADP 305", ce qui garantit un délai de propagation identique pour les deux voies de mesure, et permet ainsi d'éviter les problèmes de décalage temporel entre les deux tensions mesurées. La synchronisation des mesures et la FFT sur une seule période sont réalisées de la même manière que lors de l'essai précédent.

D'après les équations (II.9) à (II.15), les courants I_1 et I_2 sont calculés (Figure II.24.b), et d'après les équations (II.1) et (II.2), les courants de MD et de MC sont calculés (Figure II.23). Ces courants sont comparés à la fin de cette partie avec les courants obtenus par les essais 1 et 3.

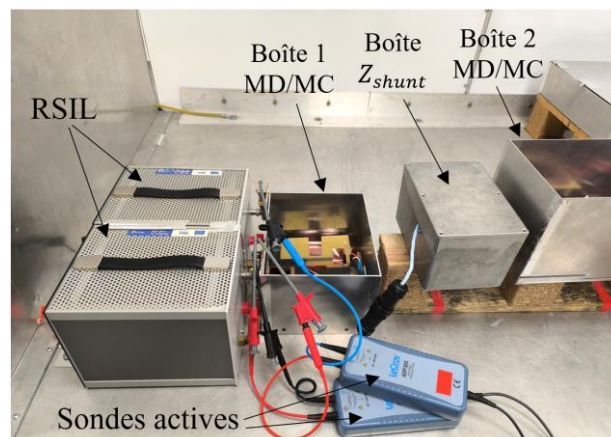


Figure II.25 : Configuration de mesure de l'essai 2 avec des sondes de tension actives.

II.2.3.3 Pincés de courant

Les courants de MD et de MC sont mesurés dans la boîte 1 à la sortie du RSIL (Figure II.23), par deux pincés de courant “FCC : F-33-3”. La Figure II.26 présente la configuration de mesure de ces courants. La synchronisation des mesures et la FFT sur une seule période sont réalisées de la même manière que lors des essais précédents. Chacune des pincés de courant est reliée à un câble BNC, lui-même connecté à l’oscilloscope via une résistance de 50 Ω, afin de protéger l’oscilloscope des éventuels pics de tension (Nous avons gardé son impédance interne réglée sur 1 MΩ).

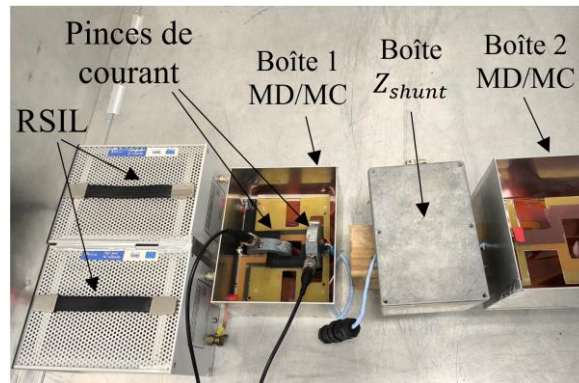


Figure II.26 : Configuration de mesure de l'essai 3 avec des sondes de courant passives.

La sonde “FCC : F-33-3” est une sonde de courant passive qui mesure un courant I_{fil} qui passe par un fil, et génère une tension V_{sonde} à ses bornes. Comme la tension V_{sonde} à la sortie de la sonde “FCC : F-33-3” aux bornes d’une résistance de 50 Ω est mesurée par l’oscilloscope, il est nécessaire de calculer l’impédance de transfert Z_T de la sonde “FCC : F-33-3”, comme exprimé dans l’équation (II.16), afin de calculer le courant I_{fil} .

$$Z_T = \frac{V_{sonde}}{I_{fil}} \quad (II.16)$$

Cette impédance est mesurée à l’aide du “VNA” en configuration 3 ports, conformément à la méthode décrite dans [22], et est illustrée à la Figure II.27.

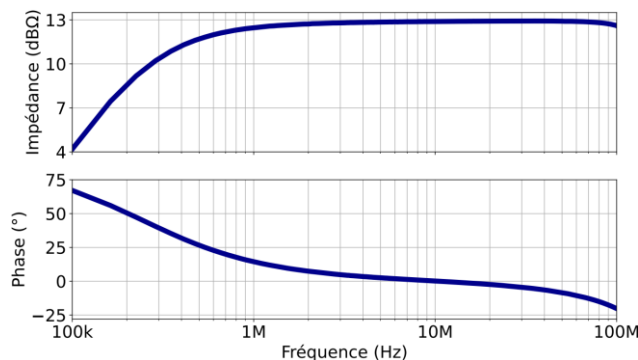


Figure II.27 : Impédance de transfert Z_T de la sonde “FCC : F-33-3”.

En comparant les résultats des 3 essais, on remarque que les spectres des courants de MD obtenus par les essais 1 et 2 sont bruités par rapport à ceux obtenus par l'essai 3. Pour l'essai 1, les mesures de V_1 ou V_2 montrent des amplitudes très importantes, ce qui nécessite d'augmenter les calibres en tension de l'oscilloscope. Donc, le bruit dans les résultats de l'essai 1 s'explique par l'amplitude relativement faible du signal obtenu, comparée aux amplitudes importantes des tensions (V_1 et V_2), associé à une résolution verticale insuffisante de l'oscilloscope pour détecter correctement ces faibles amplitudes. En effet, en hautes fréquences, le signal $V_1 - V_2$ est une image de courant de MD. Pour l'essai 2, le signal $V_1 - V_2$ est mesuré directement par la sonde différentielle de tension. Donc, le bruit dans les résultats de l'essai 2 s'explique par la nature active de la sonde différentielle, qui introduit un bruit interne non négligeable, d'une valeur efficace de 94 dB μ V, référencé à l'entrée de la sonde "ADP 305", comme l'indique le datasheet [104]. En conséquence, une part significative du signal est masquée par le bruit interne de la sonde.

Cependant, les courants de MC obtenus lors des trois essais présentent des spectres similaires, avant que les résultats ne soient affectés par le bruit de l'oscilloscope à 18 MHz.

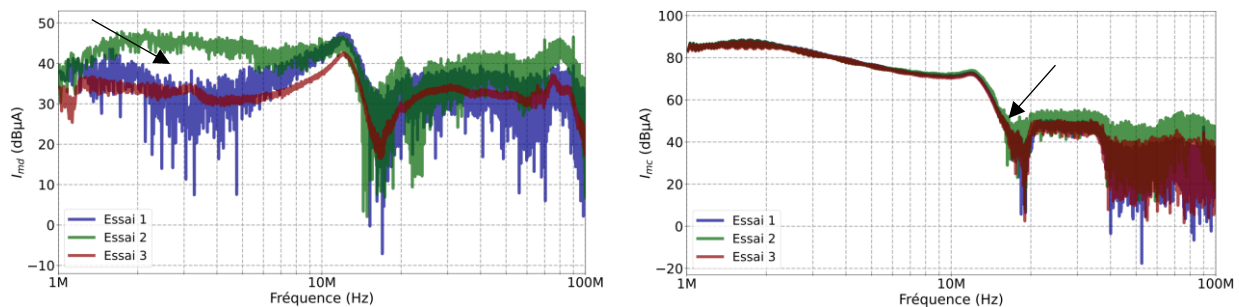


Figure II.28 : Spectres des perturbations lors des trois essais de validation des types de sondes.

D'après les résultats obtenus avec les pinces de courant passives, qui montrent une grande précision dans la mesure des courants de MD et de MC, il est préférable, dans la suite, d'identifier le modèle boîte noire par des mesures de courants plutôt que par des mesures de tensions.

Dans cette partie, des améliorations d'identification expérimentale du modèle sont proposées. Une carte d'insertion de Z_{shunt} permet de réaliser les essais, lors de l'identification du modèle, dans le même point de fonctionnement du convertisseur, évitant le changement des conditions thermiques et son influence sur les commutations. Cette carte permet également de figer le système, lors de modification des positions de Z_{shunt} . Les inconvénients de la méthode d'identification des paramètres du modèle à partir de mesures de tension, nous ont conduit à proposer une autre approche basée sur les mesures des courants grâce à des sondes de courant passives, expliquée dans la section suivante.

II.3 Méthode d'identification basée sur les mesures des courants

Dans cette partie, le modèle sera identifié avec une nouvelle méthode d'identification expérimentale, expliquée dans la suite, par une procédure bien déterminée. Cette méthode améliore les conditions d'identification expérimentale du modèle. Après l'identification du modèle, il sera validé expérimentalement dans des différentes configurations, tout en testant également sa robustesse.

La chaîne de conversion est illustrée dans la Figure II.29.a. Dans cette méthode, le système en amont de la chaîne de conversion, appelé ci-après "Système 1", sera modélisé par un système de trois impédances équivalentes en étoile, Z'_{L1} , Z'_{L2} et Z'_{L3} , comme illustré dans la Figure II.29.b. Ainsi, les impédances du modèle sont en étoile, et sont notées Z'_1 , Z'_2 et Z'_3 .

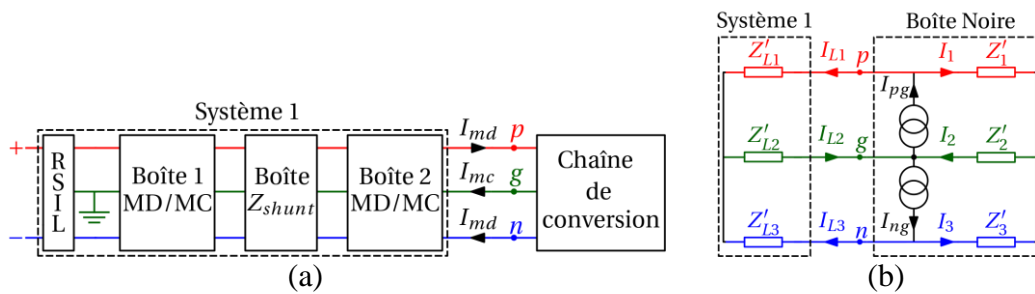


Figure II.29 : Banc expérimental : (a) schéma électrique, (b) schéma équivalent.

L'organigramme, présenté dans la Figure II.30, montre la nouvelle procédure d'identification du modèle boîte noire.

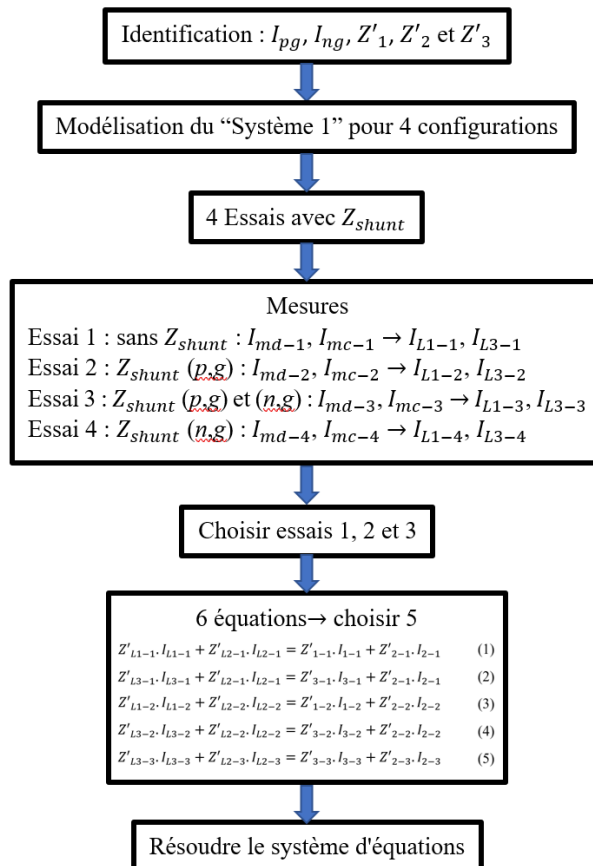


Figure II.30 : Organigramme de la nouvelle méthode d'identification du modèle boîte noire.

La 1^{ère} étape consiste à identifier les impédances équivalentes du “Système 1” pour les 4 configurations utilisées pour les 4 essais, que l'on décrit dans la suite. La 2^{ème} étape consiste à réaliser ces 4 essais. Le premier essai est effectué sans insertion des impédances externes Z_{shunt} , le second avec une impédance Z_{shunt} entre les conducteurs positif et négatif, et le troisième avec deux impédances Z_{shunt} identiques placées entre les conducteurs positif et terre, et négatif et terre. Cette insertion est effectuée par la carte d'insertion de Z_{shunt} en modifiant les états des interrupteurs. Lors de chaque essai, les courants I_{md} et I_{mc} à l'entrée de la chaîne de conversion sont mesurés, ensuite les courants de la chaîne I_{L1} et I_{L3} sont calculés par les équations (II.17) et (II.18). Les essais 1, 2 et 3 sont choisis, ce qui donne six équations. On choisit arbitrairement cinq équations parmi six, ce qui forme le système d'équations (II.19) à (II.27). Les spectres correspondants des courants sont obtenus par FFT afin de résoudre ce système d'équations, fréquence par fréquence. Ici, les indices des courants indiquent le numéro d'essai réalisé.

$$i_{md}(t) = \frac{i_{L1}(t) - i_{L3}(t)}{2} \quad (\text{II.17})$$

$$i_{mc}(t) = i_{L1}(t) + i_{L3}(t) \quad (\text{II.18})$$

$$Z'_{L1-1} \cdot I_{L1-1} + Z'_{L2-1} \cdot I_{L2-1} = Z'_{1-1} \cdot I_{1-1} + Z'_{2-1} \cdot I_{2-1} \quad (\text{II.19})$$

$$Z'_{L3-1} \cdot I_{L3-1} + Z'_{L2-1} \cdot I_{L2-1} = Z'_{3-1} \cdot I_{3-1} + Z'_{2-1} \cdot I_{2-1} \quad (\text{II.20})$$

$$Z'_{L1-2} \cdot I_{L1-2} + Z'_{L2-2} \cdot I_{L2-2} = Z'_{1-2} \cdot I_{1-2} + Z'_{2-2} \cdot I_{2-2} \quad (\text{II.21})$$

$$Z'_{L3-2} \cdot I_{L3-2} + Z'_{L2-2} \cdot I_{L2-2} = Z'_{3-2} \cdot I_{3-2} + Z'_{2-2} \cdot I_{2-2} \quad (\text{II.22})$$

$$Z'_{L3-3} \cdot I_{L3-3} + Z'_{L2-3} \cdot I_{L2-3} = Z'_{3-3} \cdot I_{3-3} + Z'_{2-3} \cdot I_{2-3} \quad (\text{II.23})$$

Tel que :

$$I_{L2-i} = I_{L1-i} + I_{L3-i} \quad (\text{II.24})$$

$$I_{2-i} = I_{1-i} + I_{3-i} \quad (\text{II.25})$$

$$I_{1-i} = I_{pg} - I_{L1-i} \quad (\text{II.26})$$

$$I_{3-i} = I_{ng} - I_{L3-i} \quad (\text{II.27})$$

Où i est l'indice correspondant à chaque essai, $i \in 1$ à 4.

Dans la suite, le système en amont de la chaîne de conversion sera modélisé par des impédances équivalentes. La méthode sera détaillée dans la partie suivante.

II.3.1 Modélisation du système en amont de la chaîne de conversion

Lors de l'identification du modèle boîte noire, les impédances du système en amont de la chaîne de conversion, "Système 1", sont incluses dans les équations du système global, et doivent être identifiées séparément. L'identification d'un modèle circuit de ce "Système 1", que ce soit par mesures ou par simulations numériques (méthode des éléments finis), reste une tâche complexe. Ainsi, pour simplifier l'identification, le "Système 1" peut être représenté comme un système à trois terminaux. Cette approche se justifie par la présence du RSIL, qui définit l'impédance de la source l'alimentation de puissance. Ainsi, le système peut être modélisé à l'aide de trois impédances équivalentes, disposées selon une configuration en étoile ou en triangle, ce qui permet de prendre en compte les impédances de MD et de MC de ce système. Dans la suite, la configuration en étoile est retenue, comme montré dans la Figure II.31, car elle permet de simplifier la mise en équation, lors de l'identification. Donc, le "Système 1" est modélisé par les trois impédances Z'_{L1} , Z'_{L2} et Z'_{L3} .

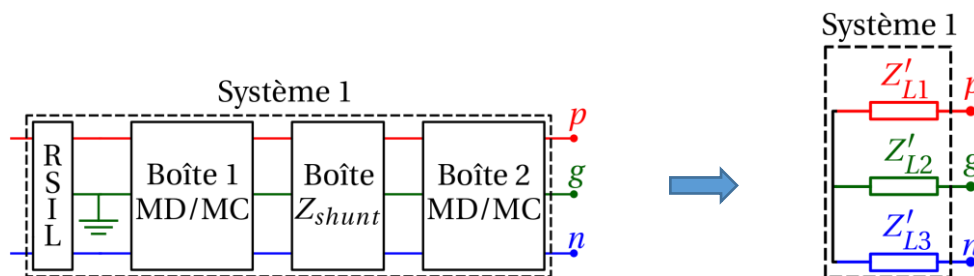
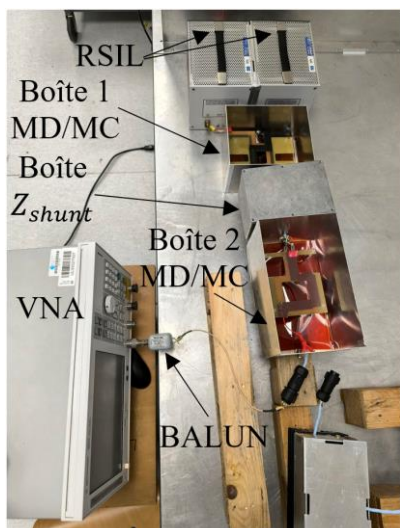


Figure II.31 : Modélisation du "Système 1" par trois impédances équivalentes en étoile.

Puisque chaque essai nécessite une modification des états des interrupteurs de la boîte d'insertion de Z_{shunt} , trois impédances équivalentes doivent être identifiées pour chaque configuration.

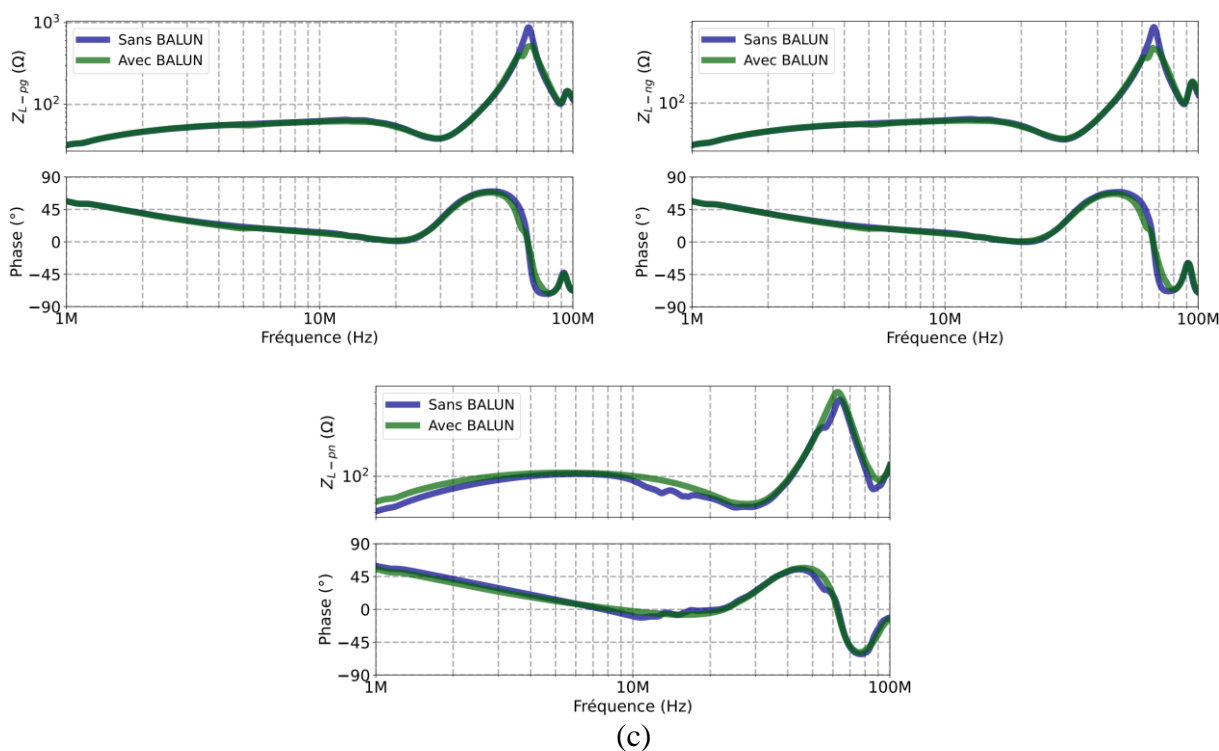
Afin d'identifier les impédances Z'_{L1} , Z'_{L2} et Z'_{L3} , des mesures, entre bornes du "Système 1", par "VNA" en configuration 1-port, et en utilisant un "BALUN" de type "North Hills : 000 1BB", permettent d'obtenir les impédances Z_{L-pg} , Z_{L-ng} , et Z_{L-pn} qui correspondent respectivement aux impédances entre bornes (p,g) , (n,g) , et (p,n) lorsque le banc est hors tension.

La Figure II.32.a illustre la configuration de mesure avec le "BALUN", entre les bornes du "Système 1". Le "BALUN", présenté dans la Figure II.32.b, est un transformateur à large bande présentant une impédance caractéristique de 50Ω . Il assure une isolation galvanique entre le "VNA" et le banc, en isolant la terre du "VNA" de celle du banc expérimental. Afin de mettre en évidence l'importance de l'utilisation du "BALUN", les impédances Z_{L-pg} , Z_{L-ng} , et Z_{L-pn} sont mesurées avec et sans "BALUN", sans l'insertion de l'impédance Z_{shunt} , et sont présentées dans la Figure II.32.c. Les impédances Z_{L-pg} et Z_{L-ng} présentent un faible écart d'amplitude autour de 70 MHz. L'impédance Z_{L-pn} , mesurée en connectant la terre du "VNA" à la borne n , présente des écarts en plus basses fréquences. Par conséquent, l'utilisation du "BALUN" sera indispensable pour garantir la précision des mesures.



(a)

(b)



(c)

Figure II.32 : Mesure des impédances entre bornes du “Système 1” sans insertion de Z_{shunt} : (a) photo de dispositif de mesure, (b) photo du “BALUN” utilisé, (c) impédances mesurées sans et avec “BALUN”.

Les impédances mesurées Z_{L-pg} , Z_{L-ng} , et Z_{L-pn} sont présentées sur la Figure II.33. On observe qu’avant 10 MHz, lorsque Z_{shunt} est déconnectée, l’impédance mesurée correspond à celle de sortie du RSIL (Figure I.7.b). En revanche, lorsque Z_{shunt} est connectée entre deux bornes, on mesure alors de faibles impédances. Par ailleurs, on constate que les phases restent comprises entre $\pm 90^\circ$, ce qui conforte la qualité des mesures effectuées par le “VNA”, basé sur les paramètres S.

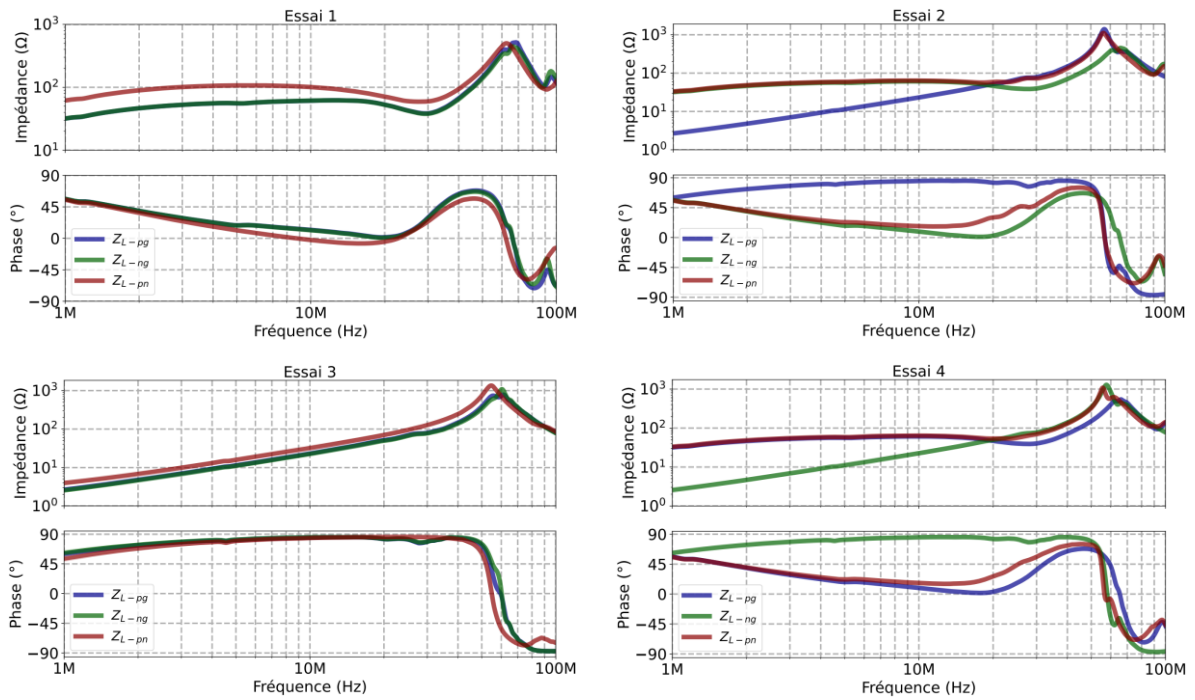


Figure II.33 : Impédances mesurées entre bornes du “Système 1” pour les quatre configurations.

À partir de ces mesures d'impédances, les impédances équivalentes en étoile Z'_{L1} , Z'_{L2} , et Z'_{L3} sont calculées à l'aide du système d'équations (II.28) à (II.30), et sont présentées sur la Figure II.34. On observe que, pour certaines fréquences, les phases de ces impédances dépassent $\pm 90^\circ$, ce qui indique que ces impédances sont de nature non-physique malgré qu'ils correspondent à des éléments passifs réels, comme montré dans [68]. Cela s'explique par le fait que la passivité doit être analysée au niveau des dipôles, c'est-à-dire entre deux bornes du modèle complet. Un système peut rester passif lorsqu'il est vu entre deux bornes, même si certains éléments internes du modèle ne le sont pas individuellement. En d'autres termes, la combinaison des éléments internes peut produire un comportement global passif, sans que chaque composant le soit nécessairement de façon isolée.

$$Z_{L-pg} = Z'_{L1} + Z'_{L2} \quad (\text{II.28})$$

$$Z_{L-ng} = Z'_{L2} + Z'_{L3} \quad (\text{II.29})$$

$$Z_{L-pn} = Z'_{L1} + Z'_{L3} \quad (\text{II.30})$$

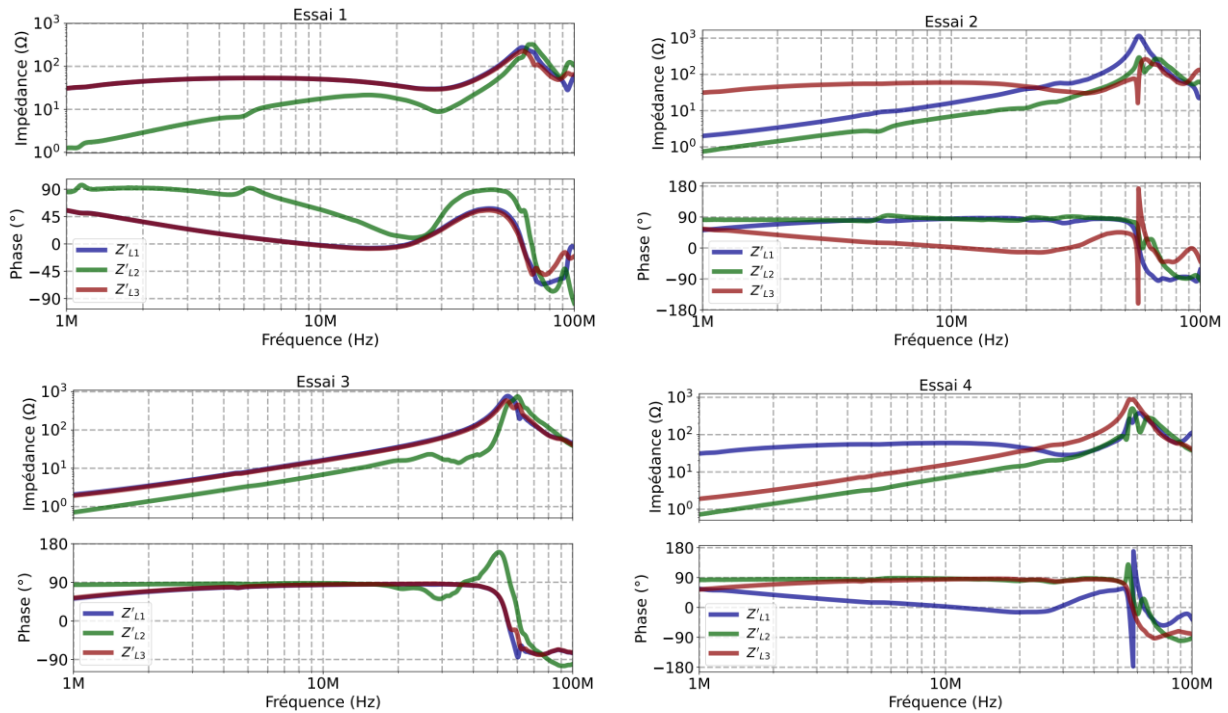


Figure II.34 : Impédances équivalentes en étoile du “Système 1” calculées pour les 4 configurations.

Après la modélisation du “Système 1”, les trois essais sont réalisés par mesures des courants de MD et de MC, comme montré dans la partie suivante.

II.3.2 Identification expérimentale du modèle

Dans cette partie, la configuration de mesure des courants de MD et de MC est déterminée, et puis ces courants sont mesurés lors des 3 essais. Ensuite, une analyse des délais de décalage des signaux mesurés au niveau de la carte de commande, et également au niveau du “driver”, est réalisée.

II.3.2.1 Mesure des courants de MD et de MC

La Figure II.35 présente le dispositif de mesure des courants de MD et de MC, sur le banc expérimental (Figure II.29.a), utilisés pour identifier le modèle boîte noire. Une sonde active de tension “ADP 305” est utilisée pour mesurer la sortie de la carte de commande, tandis qu’une seconde sonde active, de même type, mesure la sortie du “driver”, c’est-à-dire la tension V_{ge} de l’IGBT. Étant donné que ces deux sondes sont identiques, elles présentent le même délai de propagation, ce qui permet d’évaluer les retards introduits par le “driver” lors de chaque essai, et ainsi de déterminer précisément les décalages entre essais.

Deux sondes de courant “FCC : F-33-3” sont utilisées afin de mesurer les courants MD et MC dans la boîte 2. Chacune est connectée à une résistance de 50 Ω via un BNC et une sonde de tension passive qui est reliée à un oscilloscope. Les deux sondes de tension étant identiques, elles garantissent un délai de propagation équivalent, ce qui permet d’éviter les problèmes de synchronisation.

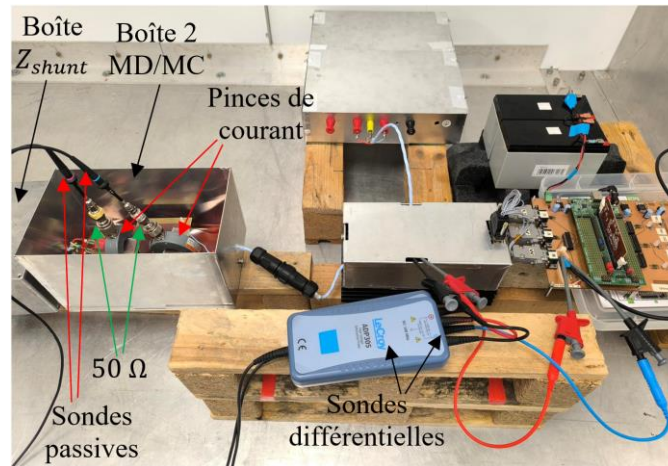


Figure II.35 : Configuration de mesure des courants de MD et de MC.

La FFT des courants mesurés à l'aide de l'oscilloscope est synchronisée de la même manière que lors des essais précédents, en détectant le passage du front montant par 1 V.

La sonde passive de tension mesure la tension V_{sonde} à la sortie de la sonde "FCC : F-33-3" aux bornes d'une résistance de 50Ω . Le courant I_{fil} , qui passe par le fil, est calculé à partir de l'équation (II.16).

À partir des mesures des courants $2.I_{md}$ et I_{mc} , dans la boîte 2, les courants I_{L1} et I_{L3} sont calculés lors de chaque essai, selon les équations (II.17) et (II.18), et sont présentés sur la Figure II.36. On observe des écarts d'amplitude entre ces spectres, dus aux variations des chemins de propagation par insertion de Z_{shunt} , ce qui permet une bonne résolution du système d'équations (II.19) à (II.27). Au-delà de 14 MHz, un bruit notable apparaît. Ce bruit est principalement dû à la diminution de la résolution verticale de l'oscilloscope lors de la mesure du courant de MC, I_{mc} , qui présente de forts pics, rendant les faibles amplitudes particulièrement sensibles au bruit. Dans ce cas, on atteint le plancher de bruit de l'oscilloscope, dont la résolution verticale est de 12 bits.

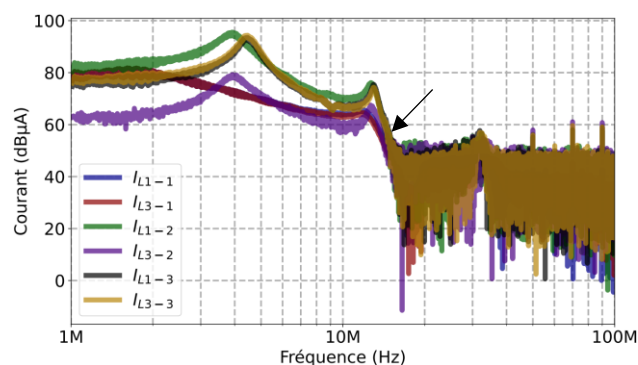


Figure II.36 : Spectres des courants I_{L1} et I_{L3} calculés à partir des trois essais.

Ces trois essais ont été réalisés après un travail de suppression du "jitter" au niveau de la carte de commande. Dans ce qui suit, nous vérifierons que ces essais ont été effectués dans de bonnes

conditions de synchronisation, notamment en ce qui concerne le signal de commande. En revanche, le “jitter” présent dans le “driver” n’est pas maîtrisé, et sera déterminé dans la suite.

II.3.2.2 Suppression du “jitter” de la carte de commande

La carte de commande, présentée dans la Figure II.37, intègre une carte “Texas Instruments” programmable utilisée pour générer des signaux de commande de 5 V au “driver”. Une résistance variable, connectée à cette carte, permet d’ajuster le rapport cyclique du signal généré. Cependant, cette résistance, sensible aux conditions environnementales, a introduit du “jitter” dans les signaux de sortie de la carte de commande. Il s’agit d’une observation initiale qui a nécessité d’en comprendre l’origine. L’analyse a montré qu’une perturbation était captée par l’ADC de la carte, ce qui affectait la stabilité du signal de sortie de la carte. Il a donc été nécessaire de proposer une solution, car ce phénomène posait des problèmes expérimentaux concrets.

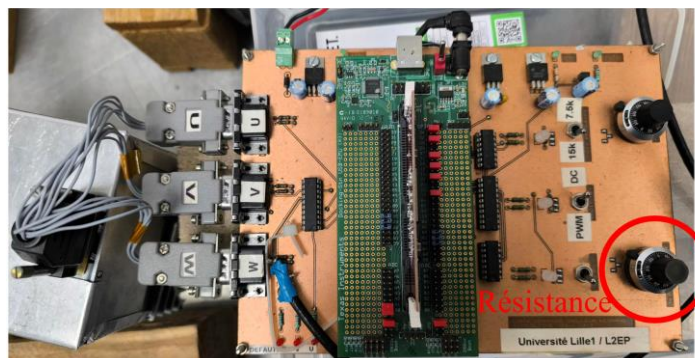


Figure II.37 : Photo de la carte de commande qui génère le signal de commande au “driver”.

Le signal de sortie de la carte de commande est utilisé comme référence de synchronisation pour l’oscilloscope. Ainsi, la présence du “jitter” sur ce signal perturbe la synchronisation et entraîne des mesures imprécises. Pour résoudre ce problème, la carte “Texas Instruments” a été reprogrammée à l’aide du logiciel “PLECS”, afin de ne plus dépendre de ces résistances et de générer un signal fixe à une fréquence de 10 kHz et un rapport cyclique de 0,3.

La synchronisation des mesures des trois essais par oscilloscope est assurée pour un “Trigger” de 1 V. Les signaux de sortie de la carte de commande pour les trois essais sont présentés dans la Figure II.38.a. Pour vérifier leur bonne synchronisation, ils sont affichés en utilisant comme référence temporelle le passage par 1 V du front montant, correspondant au début de la période, comme montré dans la Figure II.38.b : les trois signaux passent par 1 V à 0 s. L’observation du front descendant du signal, ainsi que du front montant d’une nouvelle période, montre une excellente synchronisation entre les essais (variation < 1 ns), comme montré dans les Figure II.38.c et Figure II.38.d.

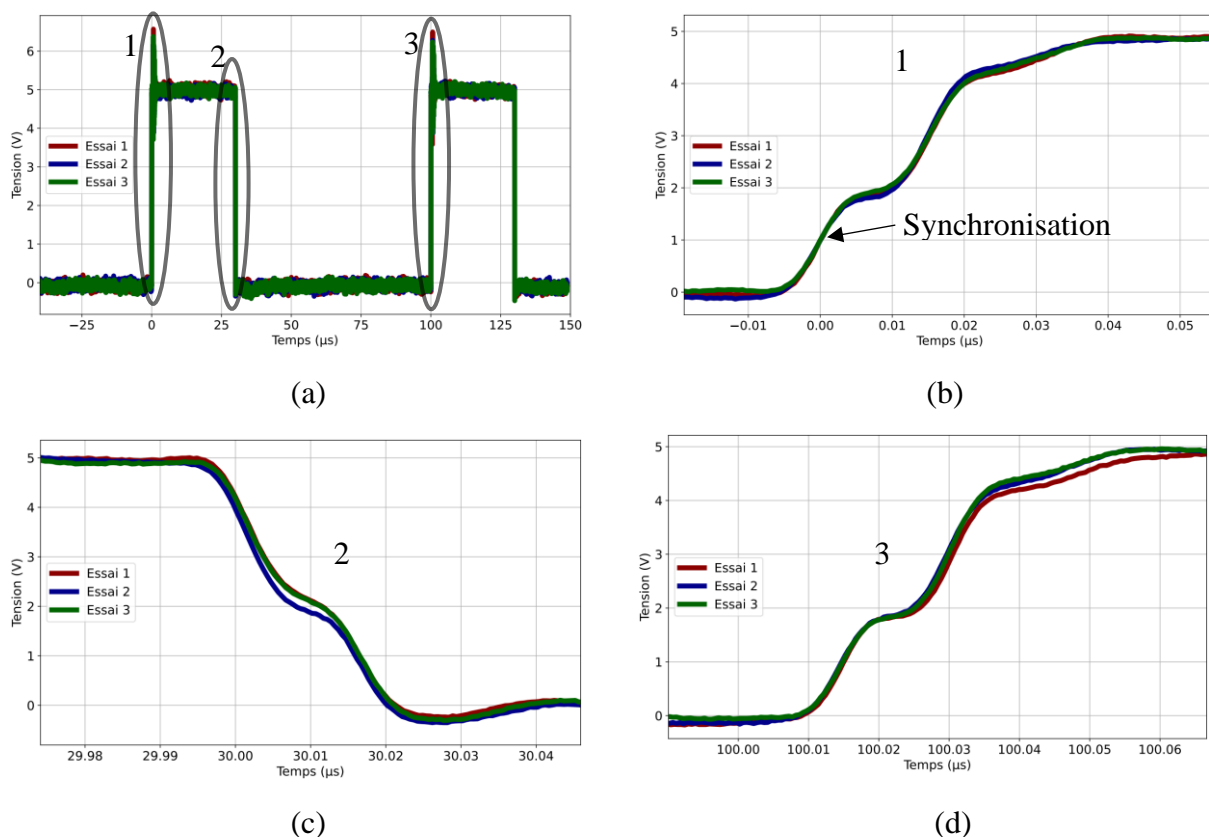


Figure II.38 : Signaux de sortie de la carte de commande lors des trois essais : (a) une période complète, (b) zoom sur le début de la période, (c) zoom sur la descente des signaux, (d) zoom sur le début d'une nouvelle période.

II.3.2.3 Détermination du “jitter” du “driver”

La carte “driver” utilisée est la carte “Arcel”, connue pour son faible “jitter”. Comme les signaux de sortie de la carte de commande sont bien synchronisés, les signaux de sortie du “driver” correspondant sont affichés sur une même Figure II.39.a, afin de détecter le “jitter” du “driver” entre essais. Chaque signal du “driver” est affiché en prenant comme référence temporelle le passage à 1 V du front montant du signal de commande correspondant.

L'observation des signaux du “driver” sur la Figure II.39.b présente une faible variation temporelle entre essais à la montée d'environ de 2 ns, et un retard d'environ 440 ns, détecté à 0 V, par rapport au signal de commande. La descente des signaux est bien alignée, comme montré sur la Figure II.39.c. L'étude par simulation du “jitter” du “driver” sur les spectres des tensions mesurées montre que ces “jitter” d'environ de 2 ns peuvent être considérés faibles par la suite.

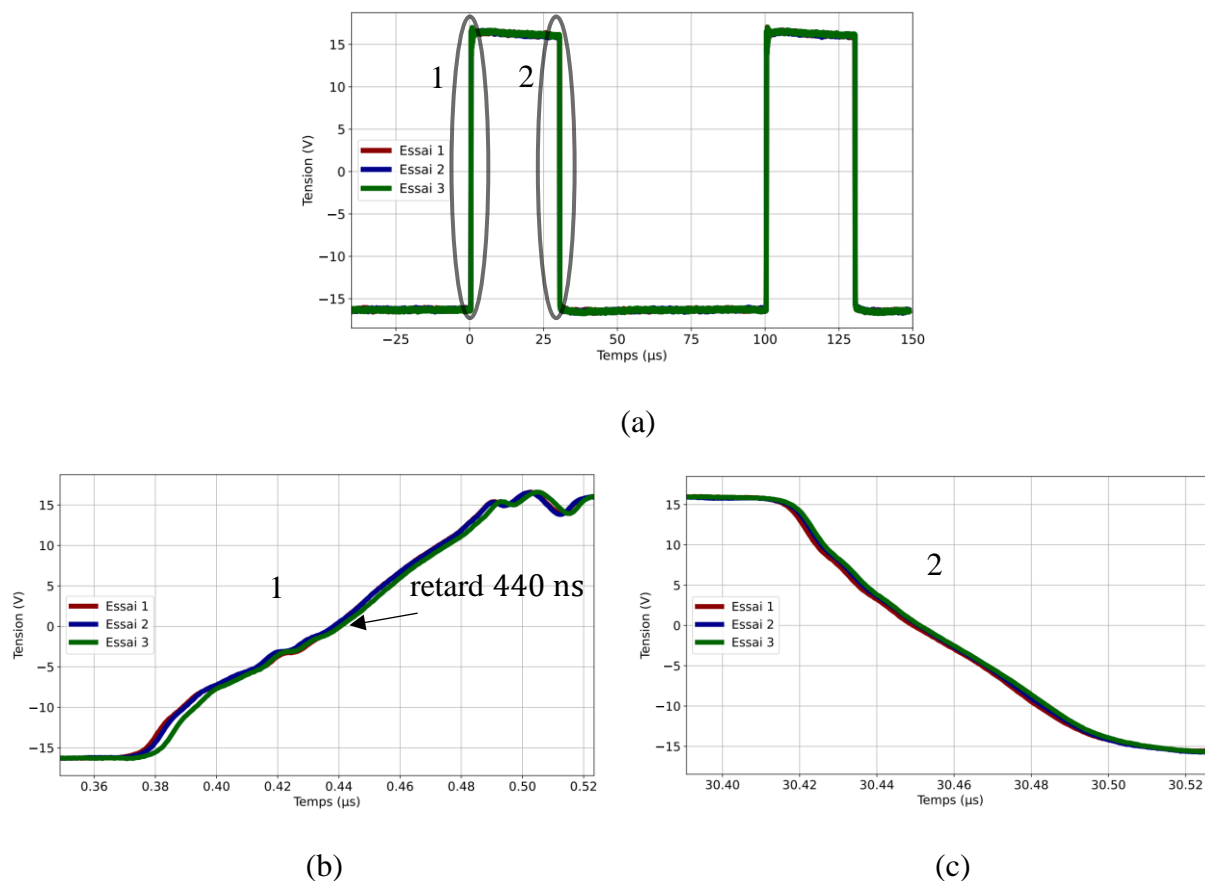
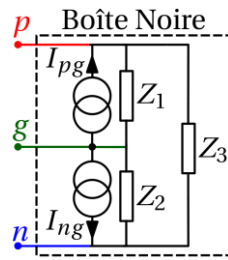


Figure II.39 : Signaux de sortie de la carte “driver” lors des trois essais : (a) une période complète, (b) zoom sur le début de la période, (c) zoom sur la descente des signaux.

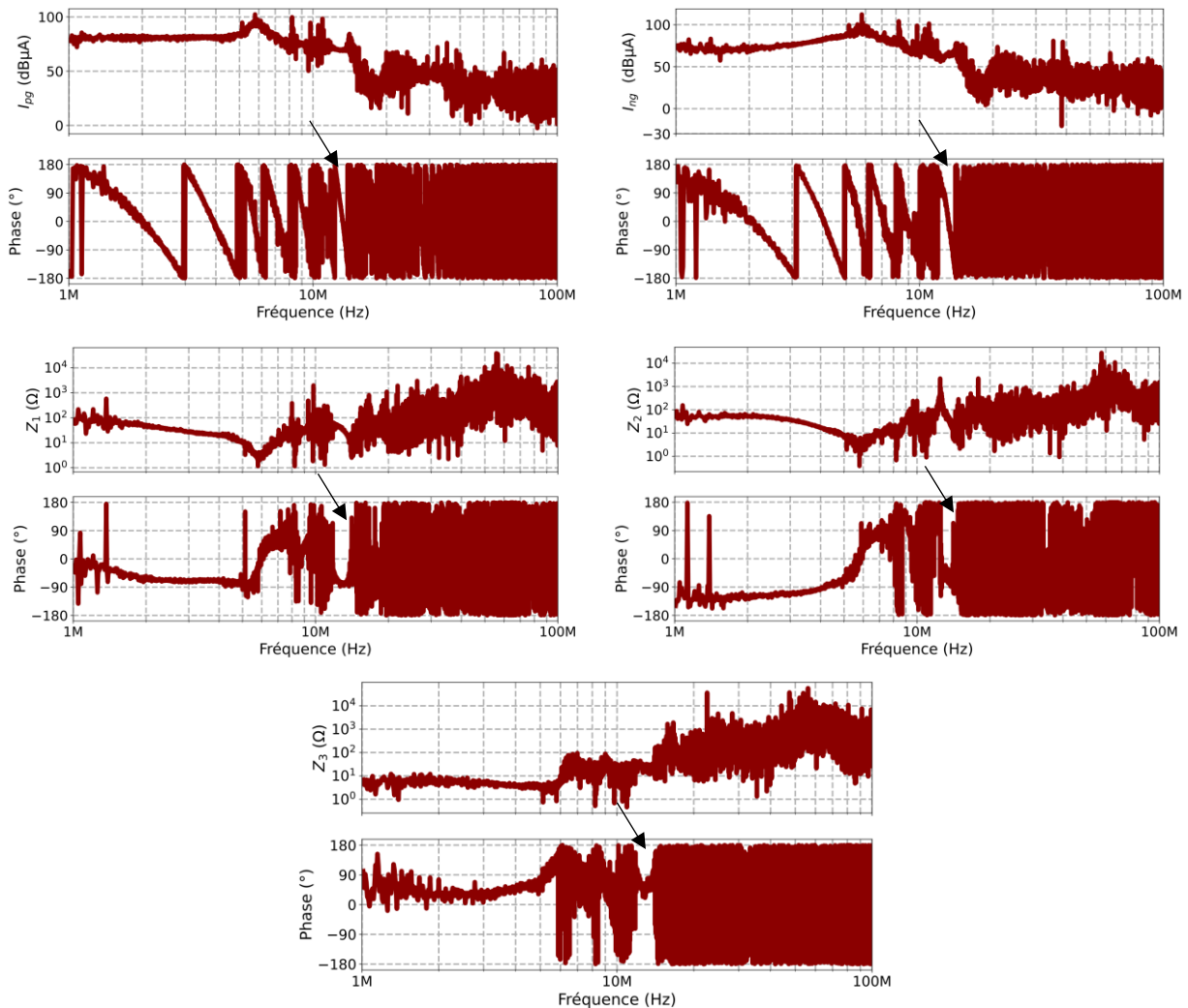
Dans cette partie, les trois essais qui servent à l'identification du modèle sont réalisées. Les bonnes conditions du signal de commande sont validées. Ainsi, que le faible “jitter” dans la carte “driver” est déterminé. Dans la suite, les paramètres du modèle seront déterminés et le modèle sera validé expérimentalement.

II.3.3 Détermination des paramètres du modèle boîte noire

Après résolution du système d'équations (II.19) à (II.27), les impédances du modèle sont identifiées, et sont transformées ensuite en triangle afin d'analyser les impédances de MD et de MC du modèle, comme illustré dans la Figure II.40.a. Les paramètres du modèle sont présentés sur la Figure II.40.b.



(a)



(b)

Figure II.40 : (a) Modèle boîte noire, (b) paramètres du modèle.

Les impédances du modèle présentent des variations discontinues des amplitudes et phases, ce qui reflète un système non-physique et qui montre que ce modèle est un modèle comportemental. Les variations de 1 MHz à 14 MHz peuvent être dues aussi au faible “jitter” détecté dans le “driver”, et dues également au bruit de mesure. Au delà de 14 MHz, on remarque que le bruit devient plus présent dans ces paramètres. Ce bruit peut correspondre à une amplification du bruit de mesure (Figure II.36), due à la résolution du système d'équations (II.19) à (II.27).

Dans cette partie, les paramètres du modèle boîte noire, sont identifiés à l'aide de la méthode proposée, à partir des mesures des courants de MD et de MC sur le banc expérimental. Les impédances équivalentes du “Système 1” sont identifiées à partir de mesures au “VNA” à 1-port, en utilisant un “BALUN”, dont l'importance a été précédemment démontrée. Les trois essais d'identification sont réalisés avec un signal de commande stable en sortie de la carte de commande, et un faible “jitter” au niveau du “driver”. Les courants des trois essais sont mesurés à l'aide de sondes de courant, dont l'impédance de transfert a été préalablement caractérisée.

Les impédances obtenues montrent des variations discontinues d'amplitude et de phase, conformément aux résultats issus des simulations. La section suivante est consacrée à la validation du modèle, en l'appliquant dans différentes configurations afin de tester sa robustesse.

II.3.4 Validation expérimentale du modèle boîte noire

Dans cette dernière partie du chapitre, le modèle boîte noire obtenu est validé à l'aide d'essais expérimentaux réalisés sur le banc dans différentes configurations, comme indiqué dans le Tableau II.3. Le modèle est alors appliqué en simulation fréquentielle, et ses résultats sont comparés aux perturbations mesurées sur le banc à l'aide de l'oscilloscope. En effet, l'oscilloscope est un passage obligé pour la mise en œuvre du modèle.

Tableau II.3 : Configurations d'application du modèle boîte noire.

	Application du modèle boîte noire	Mesure des perturbations sur le banc
Configuration 1	Simulation 1	Mesure 1
Configuration 2	Simulation 2	Mesure 2
Configuration 3	Simulation 3	Mesure 3

Ces configurations permettent de valider le modèle et de tester sa robustesse.

II.3.4.1 Configuration 1

La configuration 1 utilisée est la même configuration de l'identification du modèle (Figure II.29.a) afin d'en valider sa précision. Pour cet essai, les interrupteurs dans la boîte d'insertion de Z_{shunt} sont en état OFF, et donc les impédances Z_{shunt} n'étant pas insérées, ce qui constitue la même configuration d'identification de l'essai 1. Les courants de MD et de MC sont mesurés dans la boîte 2. Chacune des pinces de courant est reliée à un câble BNC, lui-même connecté à l'oscilloscope via une résistance de 50Ω , afin de protéger l'oscilloscope des éventuels pics de tension (Nous avons gardé son impédance interne réglée sur $1 M\Omega$). Les résultats, illustrés sur la Figure II.41, montrent une très bonne concordance entre les spectres des courants simulés et mesurés. Cette grande précision s'explique par le fait que le modèle reproduit exactement les courants mesurés lors de l'essai 1 d'identification. Les faibles écarts observés sur le courant de MD est attribué au remplacement des sondes passives de tension par des câbles BNC.

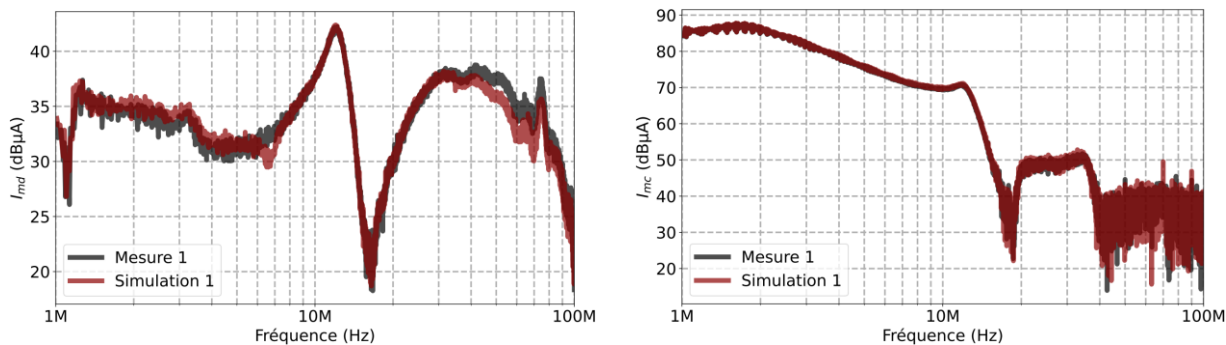


Figure II.41 : Envelopes des spectres des perturbations obtenues lors d'une application dans la même configuration de l'essai 1.

II.3.4.2 Configuration 2

Dans la configuration 2, la boîte d'insertion des impédances Z_{shunt} et la boîte 2 sont retirées, comme montré dans les Figure II.42.a et Figure II.42.b, formant un nouveau système, en amont de la chaîne conversion, appelé ci-après "Système 2". Les courants de MD et de MC sont mesurés à l'aide des sondes de courant connectées via des câbles BNC, dans la boîte 1. La Figure II.42.c montre une comparaison des spectres de courants de MD et de MC, mesurés par oscilloscope, avec et sans ces deux boîtes. Les faibles écarts observés entre ces courants définissent une faible modification de la configuration d'identification de l'essai 1, ce qui permet d'évaluer la réponse du modèle avec des légères modifications.

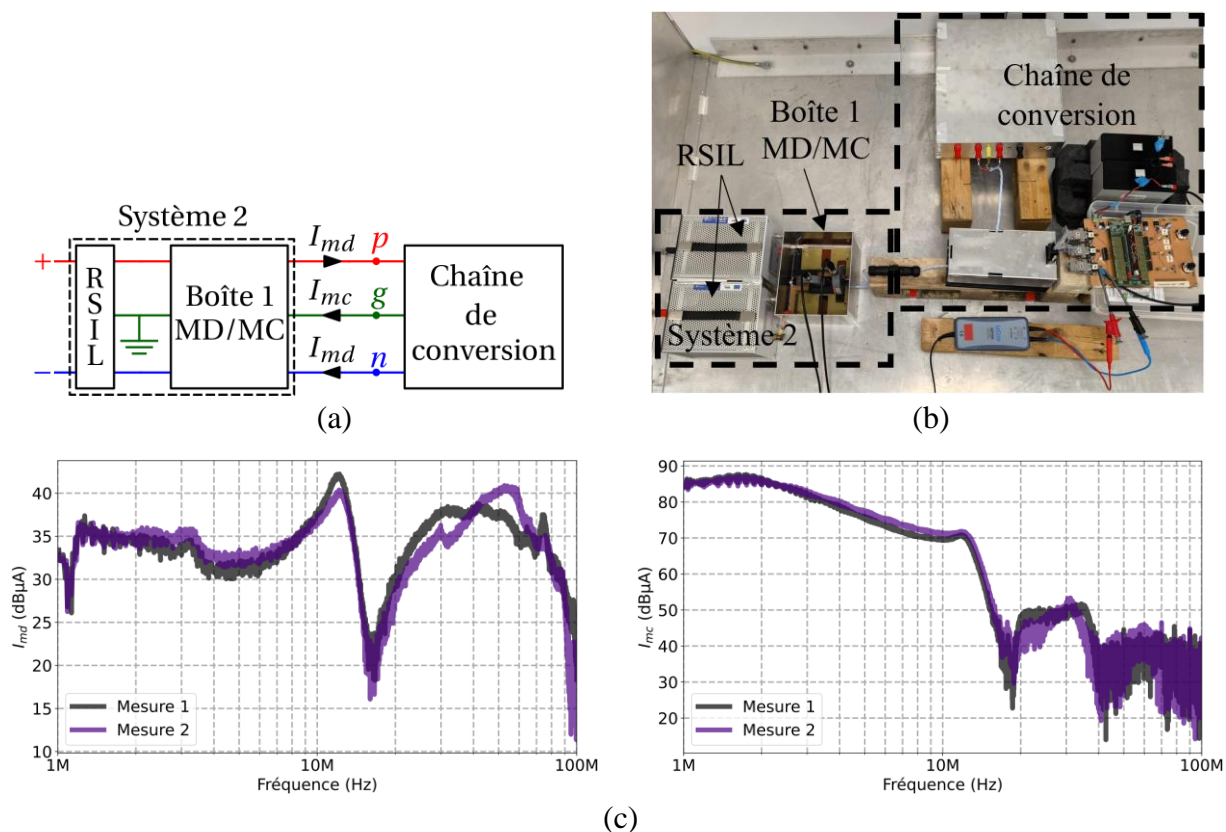


Figure II.42 : Application dans la configuration 2 : (a) schéma électrique. (b) photo du banc, (c) enveloppes des spectres des perturbations mesurées par oscilloscope.

Afin d'appliquer le modèle dans une simulation fréquentielle, le "Système 2" est modélisé par trois impédances équivalentes. La Figure II.43 présente les résultats du modèle pour les courants de MD et de MC. Le spectre du courant de MD présente des résultats acceptables jusqu'à 14 MHz, malgré qu'il présente une sensibilité particulière au bruit à cause de sa faible amplitude. Au-delà de 14 MHz, on remarque un manque de précision du modèle pour ce courant.

Le spectre du courant de MC présente une très grande précision jusqu'à 20 MHz, en remarquant que le bruit commence à affecter ces résultats à partir de 14 MHz. Au-delà de 20 MHz, on remarque un manque de précision du modèle.

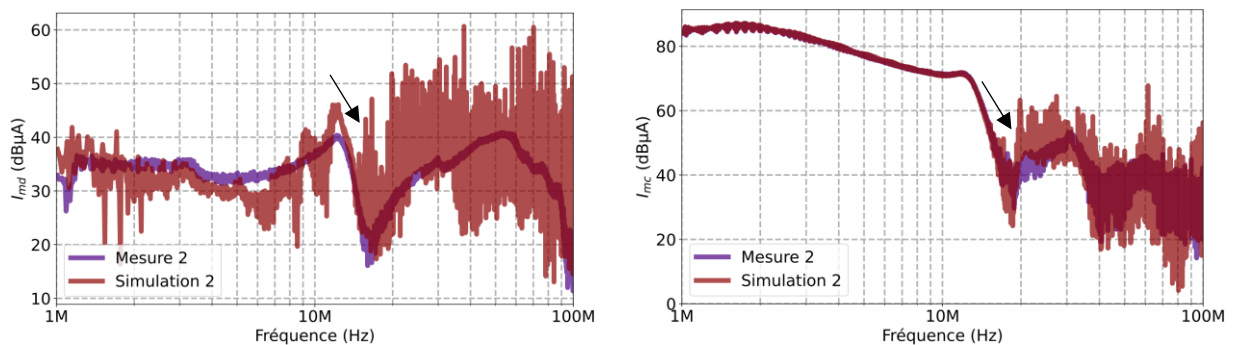


Figure II.43 : Enveloppes des spectres des perturbations obtenues lors d'une application dans la configuration 2.

II.3.4.3 Configuration 3

Dans la configuration 3, un câble de 3 conducteurs blindé de 17,4 m est inséré entre la chaîne de conversion et la boîte 1 de mesure des courants, dont le fil de terre est connecté au blindage, comme illustré sur les Figure II.44.a et Figure II.44.b. L'insertion de ce câble permet de modifier l'impédance vue par la chaîne de conversion par rapport à l'impédance de sortie du RSIL. En effet, l'impédance de MD de ce même câble de longueur 17 m présente de fortes résonances dans la bande fréquentielle de 1 MHz à 100 MHz (Figure I.20.b), ce qui peut modifier fortement l'impédance vue par la chaîne de conversion. La Figure II.44.c montre une comparaison des spectres des courants de MD et de MC, mesurés par oscilloscope, qui correspondent aux configurations 1 et 3. Le spectre du courant de MD est fortement modifié sur l'ensemble de la bande de fréquence, tandis que celui du courant de MC est significativement modifié entre 20 MHz et 30 MHz.

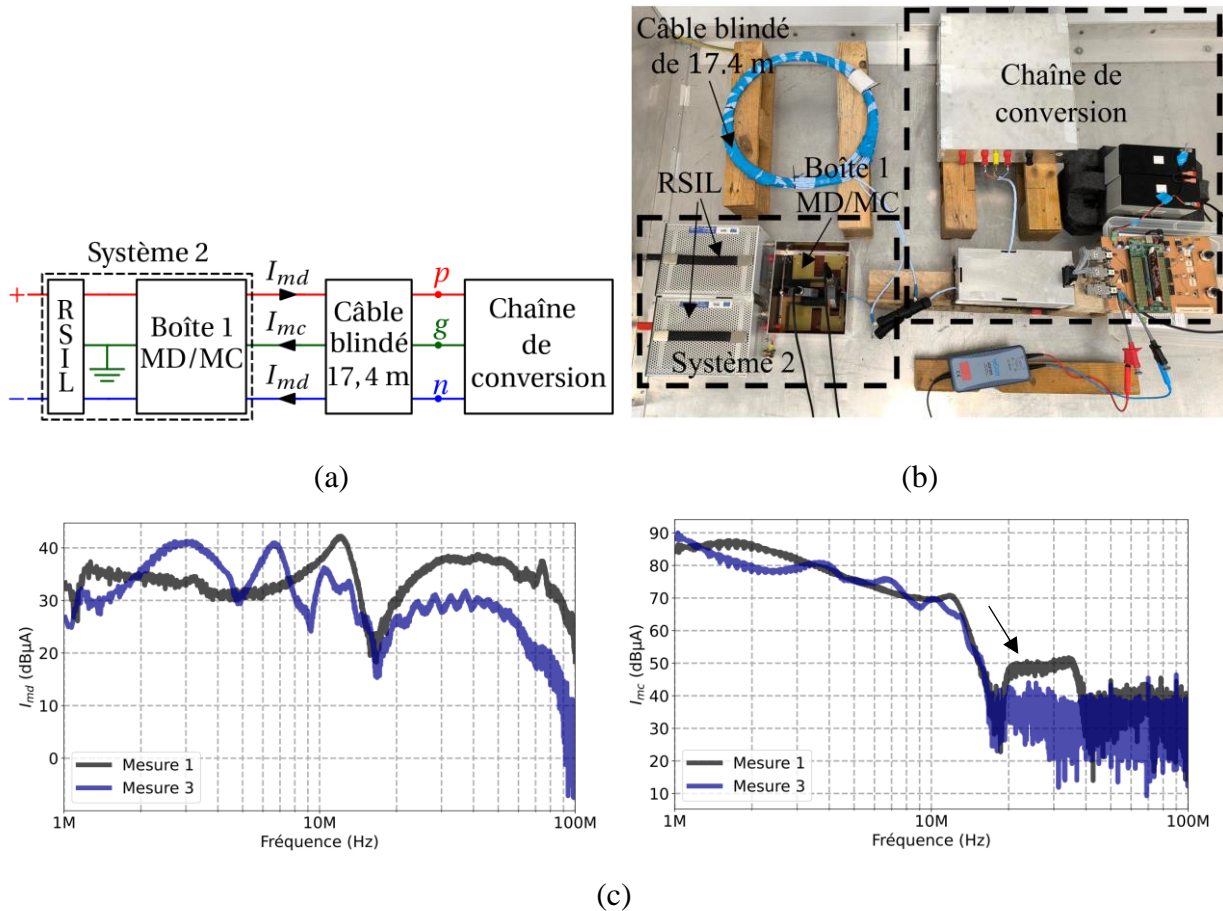


Figure II.44 : Application dans la configuration 3 : (a) schéma électrique. (b) photo du banc, (c) enveloppes des spectres des perturbations mesurées par oscilloscope.

Dans la simulation fréquentielle, le modèle de “Système 2” est utilisé, tandis que le câble inséré est modélisé à l’aide du modèle circuit. Chaque cellule de 10 cm du câble est modélisée, et l’ensemble du câble est ainsi obtenu par l’association en série de ces cellules, comme montré dans la Figure I.20 [68]. Le modèle du câble est valable jusqu’à 100 MHz. La Figure II.45 montre des écarts significatifs pour le courant de MD dès 1 MHz. En revanche, le courant de MC est prédit avec une bonne précision jusqu’à 14 MHz, avant que le bruit n’affecte les résultats.

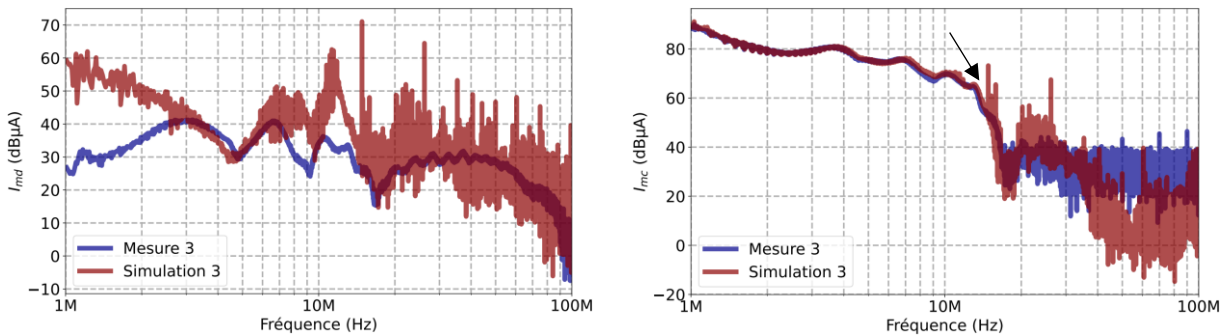


Figure II.45 : Enveloppes des spectres des perturbations obtenues lors d'une application dans la configuration 3.

Dans cette partie, le modèle est appliqué dans différentes configurations afin de le valider et de tester sa robustesse. Dans la partie suivante, l'influence des conditions d'identification sur le modèle, et également sur sa réponse, est évalué. Pour cette raison, un modèle boîte noire de la chaîne de conversion sera identifié dans des conditions d'identification différentes.

II.3.5 Influence des conditions d'identification

Afin d'évaluer expérimentalement l'influence des conditions d'identification sur le modèle, un modèle boîte noire est identifié à partir des essais 1, 2 et 4, en prenant l'essai 4 au lieu de l'essai 3, comme déjà montré dans l'organigramme (Figure II.30), et en résolvant le système d'équations (II.19) à (II.22), (II.24) à (II.27), et (II.31). Cette nouvelle identification est appelée ci-après "Identification 2". L'identification du modèle par les essais 1, 2 et 3 est appelée ci-après "Identification 1".

$$Z'_{L3-4} \cdot I_{L3-4} + Z'_{L2-4} \cdot I_{L2-4} = Z'_{3-4} \cdot I_{3-4} + Z'_{2-4} \cdot I_{2-4} \quad (\text{II.31})$$

II.3.5.1 Identification des paramètres

Après l'identification du modèle, la Figure II.46 montre des variations d'amplitude et de phase des sources de courant ainsi que des impédances entre les modèles issus des identifications 1 et 2.

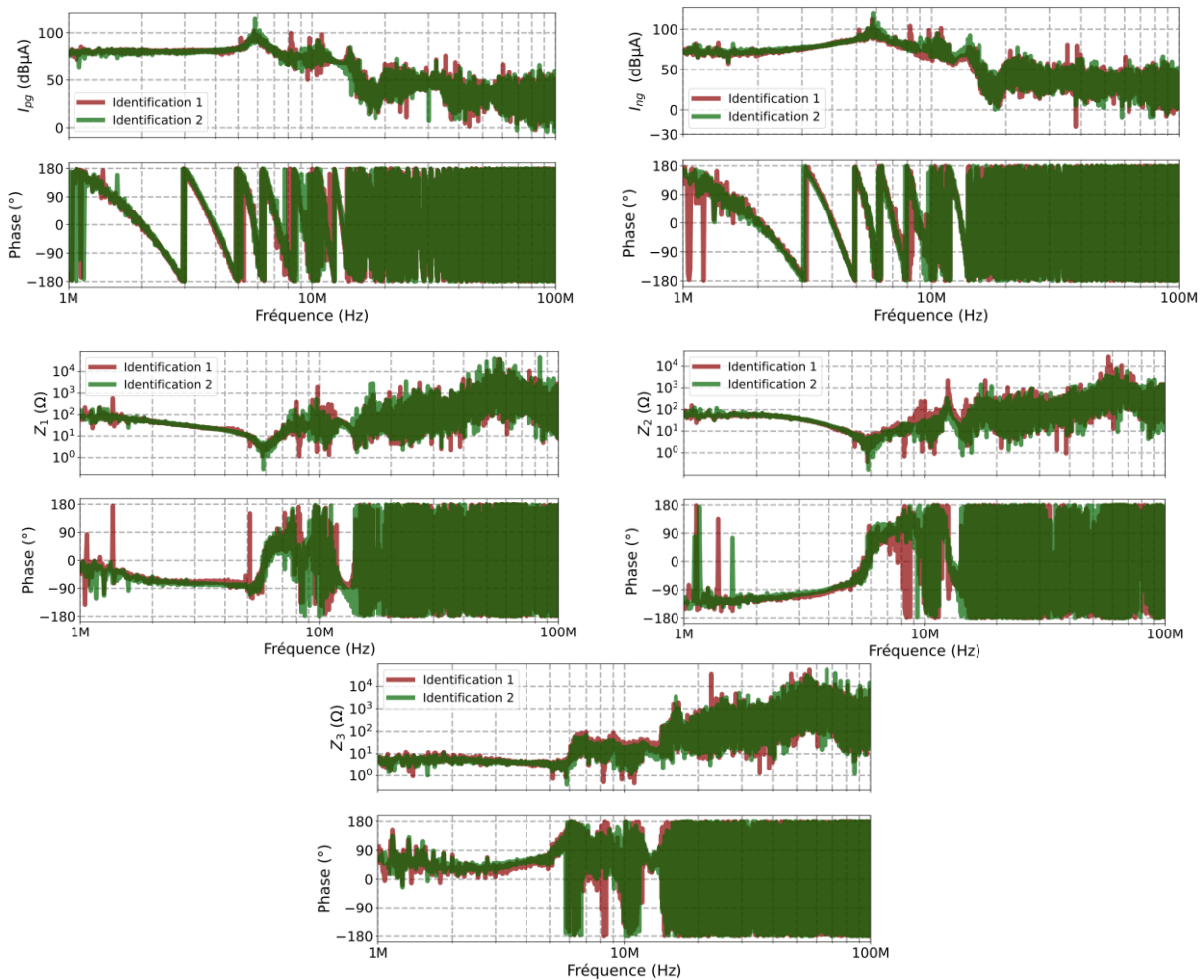


Figure II.46 : Paramètres des modèles boîte noire des identifications expérimentales 1 et 2.

Ces différences peuvent s’expliquer par la sensibilité du modèle à la position de Z_{shunt} , mais également par le bruit de mesure, et par le faible “jitter” du “driver”. Donc, on a deux modèles distincts pour un même système. Ainsi, il devient difficile de déterminer lequel des deux modèles est le plus fiable.

II.3.5.2 Validation avec insertion du câble

Dans la Figure II.47, l’application du modèle issu de l’identification 2, avec insertion du câble, (configuration 3, Figure II.44.a et Figure II.44.b), montre une réponse différente de celle du modèle de l’identification 1, avec une faible précision pour le courant de MD, montrant une sensibilité aux variations des conditions d’identification. Tandis que ce modèle donne une réponse très proche que celui de l’identification 1, avec une grande précision jusqu’à 14 MHz pour le courant de MC.

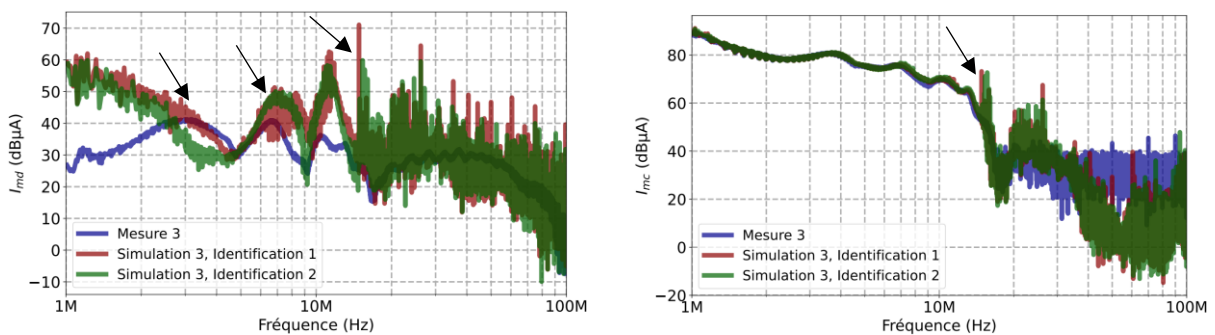


Figure II.47 : Enveloppes des spectres des perturbations des modèles des identifications 1 et 2 obtenues lors d’une application dans la configuration 3.

Dans cette partie, une nouvelle approche d’identification expérimentale du modèle boîte noire est proposée. Cette méthode consiste à mesurer les courants au lieu des tensions lors de l’identification. Le système en amont de la chaîne de conversion est modélisé par trois impédances équivalentes, ce qui simplifie la procédure d’identification, et qui garantit une précision lors de cette phase. Enfin, les paramètres du modèle sont identifiés, et le modèle est appliqué dans des différentes configurations afin de le valider et de tester sa robustesse. Les résultats, avec insertion d’un câble blindé de 17,4 m, montrent un manque de précision et une sensibilité au bruit pour le courant de MD. En revanche, ce modèle montre une bonne précision pour le courant de MC jusqu’à 14 MHz.

Conclusion

Dans ce chapitre, une étude du modèle boîte noire est présentée. Pour cela un circuit de test permettant la validation du modèle par simulation est défini. Ensuite, le modèle boîte noire de ce système a été identifié puis appliqué en simulation afin d’évaluer ses limites. Les résultats obtenus montrent que ce modèle est un modèle comportemental peu robuste, car il comporte des impédances qui ne reflètent pas le comportement réel du système, ceci est dû aux variations discontinues d’amplitudes et des phases. Ce modèle montre également une sensibilité à la position de Z_{shunt} , ce qui conduit à l’obtention de modèles distincts, et donc à des réponses différentes pour un même système. Par ailleurs, les décalages entre tensions mesurées lors de l’identification ont un impact négatif sur la précision de ce modèle.

Des améliorations ont été apportées à la méthode d'identification expérimentale du modèle boîte noire. Elles permettent de réaliser les essais d'identification dans le même point de fonctionnement du convertisseur grâce à l'utilisation d'une carte d'insertion de Z_{shunt} . Par ailleurs, l'identification du modèle à partir des mesures de courant de MD et de MC, effectuées à l'aide de sondes de courant passives, permet de réduire significativement le bruit dans le courant de MD fourni par ce modèle.

Finalement, les paramètres du modèle boîte noire sont identifiés expérimentalement avec la méthode proposée. Le système en amont du convertisseur est modélisé, par trois impédances équivalentes, identifiées par des mesures au "VNA", en utilisant un "BALUN". Les essais sont réalisés dans des conditions favorables en présence d'un signal stable de commande en sortie de la carte de commande et d'un faible "jitter" du "driver". La validation expérimentale du modèle dans différentes configurations a révélé une forte sensibilité du courant de MD au bruit de mesure, ce qui entraîne un manque de précision. En revanche, le courant de MC est prédit avec une meilleure précision, et est moins sensible aux conditions d'identification ainsi qu'au bruit. Cette étude montre que le modèle boîte noire n'est pas robuste. C'est pourquoi un modèle "TM – Boîte Grise" sera proposé et validé expérimentalement dans le chapitre suivant.

Chapitre III : Nouvelle méthode : modèle boîte grise

Sommaire du présent chapitre

Chapitre III : Nouvelle méthode : modèle boîte grise	86
Introduction	87
III.1 Identification et application du modèle par simulation	87
III.1.1 Identification des impédances pour un état stable de la cellule de commutation	89
III.1.2 Identification des impédances sur une période de commutation.....	92
III.1.3 Identification des sources de courant du modèle	97
III.1.4 Vérification du modèle dans la même configuration d'identification	97
III.1.5 Application du modèle dans une nouvelle configuration.....	98
III.2 Méthode des deux pinces de courant.....	99
III.2.1 Mise en œuvre de la méthode des deux pinces de courant.....	99
III.2.2 Validation de la méthode des deux pinces de courant	100
III.2.3 Amélioration de la méthode des deux pinces de courant	102
III.3 Méthode de mesure des impédances de la cellule de commutation lors des états ON/OFF du transistor	104
III.3.1 Mode à faible latence du “VNA”	105
III.3.2 Étude de l’influence de la fréquence du signal injecté.....	107
III.3.3 Réglage du retard <i>d</i> ₁	107
III.3.4 Réglage de la valeur de “IFBW”	108
III.3.4.1 Mesure avec l'IGBT-ON	108
III.3.4.2 Mesure avec l'IGBT-OFF	110
III.4 Identification expérimentale du modèle	111
III.4.1 Mesure des impédances sous tension avec la méthode des deux pinces de courant	111
III.4.2 Fonction “Averaging” du “VNA” sans utilisation de l'amplificateur	112
III.4.3 Fonction “Averaging” du “VNA” avec utilisation de l'amplificateur.....	114
III.4.4 Identification des impédances sur une période de commutation.....	115
III.4.5 Identification des sources de courant du modèle boîte grise.....	117
III.5 Validation expérimentale et étude de la robustesse du modèle boîte grise	118
III.5.1 Vérification dans la même configuration d'identification.....	118
III.5.2 Application dans une nouvelle configuration.....	119
Conclusion.....	119

Introduction

L'étude précédente a permis de mettre en évidence les limites et les contraintes expérimentales pour l'identification des paramètres du modèle boîte noire. Dans ce chapitre, nous présentons une nouvelle méthode de modélisation de type "Terminal Modeling" basée sur un modèle boîte grise. Ce modèle vise à prendre en compte la variation des chemins de propagation des perturbations conduites lorsque le convertisseur est en fonctionnement (sous tension). Il conserve la même structure que le modèle boîte noire, mais repose sur une méthode d'identification différente, qui permet d'obtenir un modèle plus physique. Cette nouvelle approche permettra d'améliorer la robustesse du modèle et sa capacité à prédire les courants de MD et de MC avec une meilleure précision.

Le chapitre est structuré en cinq parties :

- **Première partie** : La nouvelle méthode d'identification des paramètres du modèle boîte grise est présentée. Les impédances du modèle sont obtenues à partir des impédances mesurées sous tension pour les deux états stables de la cellule de commutation. Dans cette partie, le modèle est validé par simulation, et sa robustesse est testée.
- **Deuxième partie** : L'identification expérimentale du modèle nécessite la mise en œuvre de la méthode des deux pinces de courant permettant de mesurer les impédances sous tension. Cette méthode est tout d'abord expliquée et validée sur un banc hors tension.
- **Troisième partie** : Afin d'effectuer des mesures sous tension des impédances de la chaîne de conversion, une méthode de synchronisation du "VNA" avec le signal de commande de l'IGBT est décrite. Le réglage précis de certains paramètres du "VNA" permet d'assurer la synchronisation nécessaire à l'application de la méthode des deux pinces de courant pour l'identification des impédances pour un état stable (ON/OFF du transistor) de la cellule de commutation, pendant le fonctionnement du convertisseur.
- **Quatrième partie** : La méthode des deux pinces de courant est appliquée sur le banc expérimental en fonctionnement (sous tension), avec la méthode de synchronisation proposée. Les paramètres du modèle sont identifiés selon la méthode proposée.
- **Cinquième partie** : Le modèle est validé expérimentalement. Une étude de robustesse a été réalisée.

III.1 Identification et application du modèle par simulation

Dans cette partie, une nouvelle méthode est proposée pour identifier, par simulation, les paramètres du modèle "Terminal modeling" de type boîte grise, tout en conservant la même structure interne, composée de deux sources de courant et de trois impédances, comme montré dans la section I.4. Dans la suite, le modèle circuit utilisé dans la simulation est le même modèle présenté dans la Figure II.1. Le convertisseur fonctionne sous une tension de 300 V, et avec une fréquence de commutation de 10 kHz, un rapport cyclique α de 0,3, et un courant de charge I_c de 6 A. Le MOSFET (C3M0021120D de 1200 V, 81 A pour $T_c = 25^\circ$, 56 A pour $T_c = 100^\circ$) et la diode (UJ3D06560KSD de 650 V, 60 A pour $T_c = 140^\circ$), présentés dans la section I.2.1, sont utilisés. Il est à noter que pour présenter la méthode boîte grise par simulation, nous avons utilisé un MOSFET et pour la validation expérimentale nous avons une maquette disponible avec un IGBT.

Le modèle boîte grise est illustré dans la Figure III.1. I_{pg} et I_{ng} sont les sources du courant du modèle, et Z_{1-SW} , Z_{2-SW} , et Z_{3-SW} sont les impédances du modèle identifiées sur une période de commutation. L'identification de ces paramètres nécessite la connaissance de la structure du convertisseur ainsi que le rapport cyclique α , comme expliqué dans la suite.

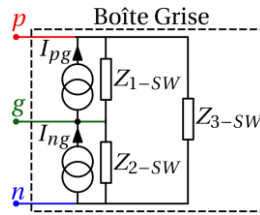


Figure III.1 : Structure du modèle boîte grise

L'organigramme, présenté dans la Figure III.2, montre la procédure d'identification d'un modèle boîte grise. La 1^{ère} étape consiste à mesurer, à chaque paire de bornes, (p,g) , (n,g) , et (p,n) , les impédances totales constituée à la fois des impédances du RSIL et de la chaîne de conversion, pour un état stable de la cellule de commutation. Ces mesures sont effectuées sous tension du bus DC, ce qui permet de prendre en compte les valeurs des capacités inter-électrodes des semi-conducteurs bloqués, en fonction de la tension à leurs bornes. En connaissant, les impédances du RSIL, les impédances du modèle peuvent être calculées pour un état stable de la cellule de commutation. Ensuite, une méthode est proposée pour obtenir les impédances du modèle Z_{1-SW} , Z_{2-SW} , et Z_{3-SW} sur une période de commutation, ce qui permet de prendre en compte le changement des états des semi-conducteurs. Enfin, les sources de courant du modèle, I_{pg} et I_{ng} , sont identifiées à partir d'un seul essai, sans insertion d'impédances externes.

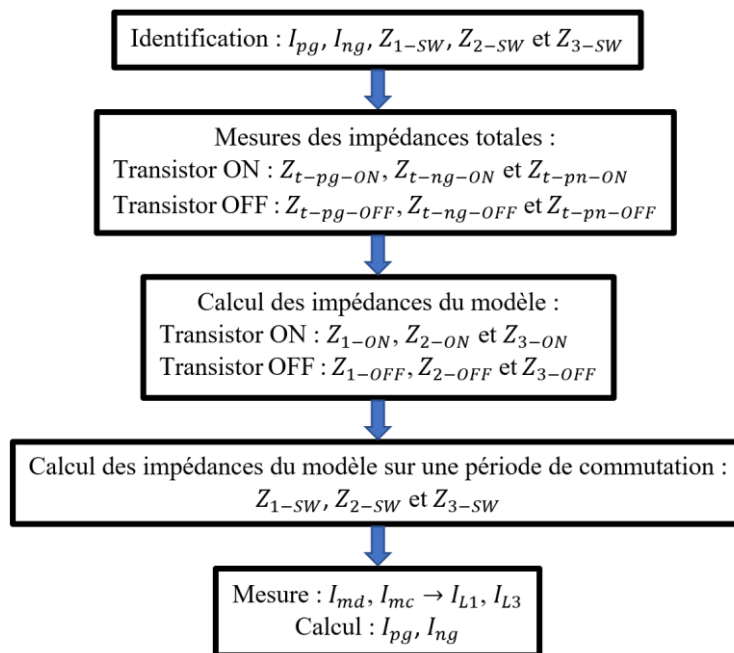


Figure III.2 : Organigramme de la méthode d'identification du modèle boîte grise.

Dans la suite, cette démarche présentée par l'organigramme (Figure III.2) sera expliquée en détails, et le modèle boîte grise sera identifié par simulation.

III.1.1 Identification des impédances pour un état stable de la cellule de commutation

La première étape de la méthode d'identification consiste à mesurer les impédances entre chaque paire de bornes du circuit : (p,g) , (n,g) , et (p,n) , lorsque le MOSFET est en état ON, comme montré dans la Figure III.3. Ces mesures sont réalisées avec la chaîne de conversion sous tension de 300 V. Pour que le MOSFET soit passant, la tension V_{GS} est polarisée en appliquant une tension de grille $V_g = 15$ V. Dans ces conditions, un courant de 20 A circule dans le MOSFET. Il se situe également dans la zone linéaire des caractéristiques $I_{DS} - V_{DS}$ du composant, ce qui garantit que la résistance $R_{DS(on)}$ du MOSFET reste identique à celle obtenue pour courant de charge de 6 A, comme montré dans la Figure I.13.a.

Afin d'obtenir l'impédance entre deux bornes en simulation, un générateur de tension sinusoïdale d'amplitude de 1 V est inséré entre ces deux bornes en faisant varier la fréquence de 1 MHz à 100 MHz. Ainsi, l'impédance mesurée $Z(f)$ est le rapport entre la tension et le courant généré par le générateur. Pour obtenir l'impédance entre les bornes (p,n) , à cause de la tension d'alimentation continue, une capacité de 100 μ F est mise en série avec le générateur de tension, afin d'éviter de court-circuiter la source d'alimentation DC.

Ainsi, lorsque le MOSFET est à l'état ON, le rapport tension sur courant (V/I) permet d'obtenir les impédances totales $Z_{t-pg-ON}$, $Z_{t-ng-ON}$, et $Z_{t-pn-ON}$, obtenues en connectant le générateur de tension respectivement entre les bornes (p,g) , (n,g) et (p,n) . Ces impédances comprennent à la fois l'impédance amont (RSIL) et l'impédance aval (convertisseur, câble et charge), vues en parallèle depuis les points de mesure.

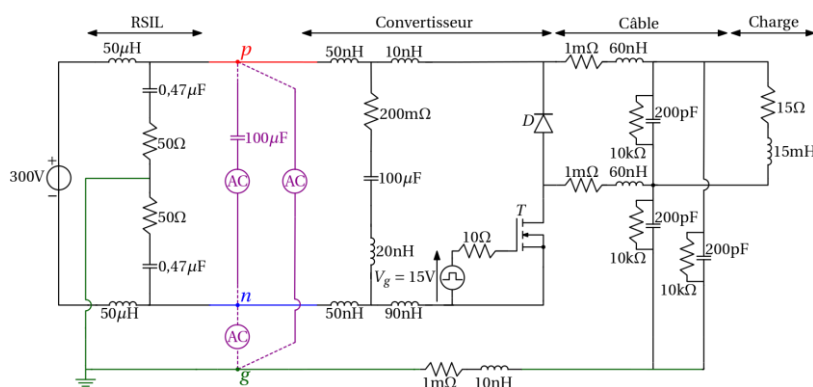


Figure III.3 : Configurations de mesure des impédances totales pour MOSFET ON.

Pour l'état OFF du MOSFET, la diode devient passante lorsque le MOSFET se bloque (la tension V_g est maintenue à 0 V). Afin de fixer la valeur du courant dans la charge I_c , une source de courant de 6 A est placée en parallèle avec la charge, comme montré dans la Figure III.4. Cette valeur correspond au courant traversant la charge pour un rapport cyclique $\alpha = 0,3$.

Ainsi, lorsque le MOSFET est à l'état OFF, le rapport tension sur courant (V/I) permet d'obtenir les impédances totales $Z_{t-pg-OFF}$, $Z_{t-ng-OFF}$, et $Z_{t-pn-OFF}$, obtenues en connectant le générateur de tension respectivement entre les bornes (p,g) , (n,g) et (p,n) .

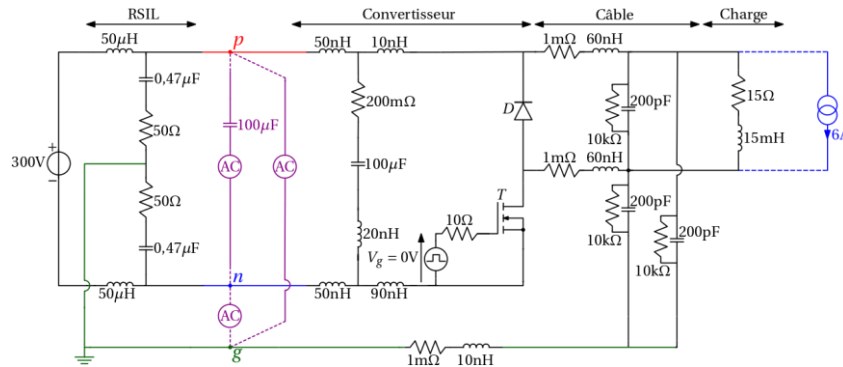


Figure III.4 : Configurations de mesure des impédances totales pour MOSFET OFF.

Lors de la mesure des impédances lorsque le MOSFET est en état ON, il est important de noter que, si la charge est dimensionnée pour un courant plus faible, associé à un rapport cyclique réduit, la bobine pourrait atteindre la saturation à 20 A, ce qui entraînerait une modification significative des impédances du système. En revanche, la mesure des impédances lorsque le MOSFET est en état OFF n'est réalisable qu'en simulation, notamment grâce à l'utilisation de la source de courant (Figure III.4). Ainsi, les configurations utilisées dans cette partie restent limitées au cadre de simulation. Toutefois, ces configurations ne sont pas directement applicables en expérimentation. Il sera donc nécessaire, par la suite, de développer des méthodes spécifiques tenant compte des contraintes expérimentales, comme expliqué dans la section III.3. L'objectif ici est avant tout de poser les bases de la méthode boîte grise et d'en démontrer la pertinence dans un environnement maîtrisé.

La Figure III.5 présente la démarche de la simplification du schéma équivalent du circuit pour obtenir le système d'équations (III.1) à (III.6), qui permet de calculer les impédances du modèle Z_{1-ON} , Z_{2-ON} et Z_{3-ON} à partir des impédances totales $Z_{t-pg-ON}$, $Z_{t-ng-ON}$, et $Z_{t-pn-ON}$, lorsque le MOSFET est en état ON. Les impédances Z_{RSIL-1} et Z_{RSIL-2} sont les deux impédances identiques du RSIL, chacune composée d'une résistance de 50 Ω en série avec une capacité de 470 nF, et l'impédance Z_L est l'inductance du RSIL de 100 μ H (Figure II.1).

Après résolution du système d'équations (III.1) à (III.6), les impédances du modèle Z_{1-ON} , Z_{2-ON} et Z_{3-ON} sont déterminées, lorsque le MOSFET est passant. Par la même démarche, les impédances du modèle Z_{1-OFF} , Z_{2-OFF} et Z_{3-OFF} sont déterminées, lorsque le MOSFET est bloqué.

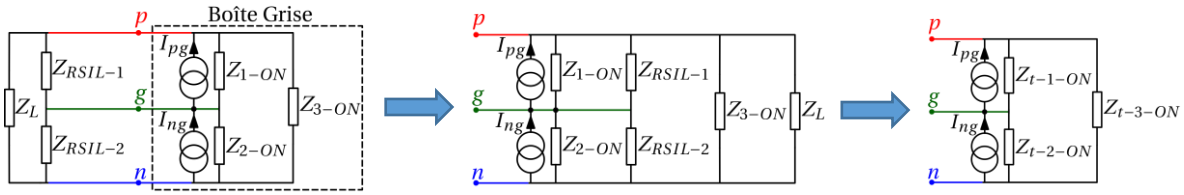


Figure III.5 : Démarche de simplification du schéma équivalent du circuit pour l'état ON du MOSFET.

$$Z_{t-pg-ON} = Z_c + Z_{t-1-ON} || (Z_{t-2-ON} + Z_{t-3-ON}) \quad (\text{III.1})$$

$$Z_{t-ng-ON} = Z_{t-2-ON} || (Z_{t-1-ON} + Z_{t-3-ON}) \quad (\text{III.2})$$

$$Z_{t-pn-ON} = Z_{t-3-ON} || (Z_{t-1-ON} + Z_{t-2-ON}) \quad (\text{III.3})$$

Avec Z_c l'impédance de la capacité insérée entre les bornes (p,n) , et :

$$Z_{t-1-ON} = Z_{1-ON} || Z_{RSIL-1} \quad (\text{III.4})$$

$$Z_{t-2-ON} = Z_{2-ON} || Z_{RSIL-2} \quad (\text{III.5})$$

$$Z_{t-3-ON} = Z_{3-ON} || Z_L \quad (\text{III.6})$$

Les impédances du modèle pour les deux états du MOSFET (ON/OFF) sont présentées dans la Figure III.6. On observe que les impédances du modèle varient selon l'état de la cellule de commutation, ce qui est dû au changement de la configuration du circuit (des éléments parasites du circuit). Lorsqu'un composant est passant, il se comporte comme une faible résistance. En revanche, lorsqu'un composant est bloqué, il se comporte comme une capacité : la capacité inter-électrode pour la diode, et la capacité de sortie pour le MOSFET, ces capacités étant fonction de la tension aux bornes du composant (Figure I.11 et Figure I.12.b).

On observe que, pour certaines fréquences, les phases de ces impédances dépassent $\pm 90^\circ$, ce qui indique que ces impédances sont de nature non-physique malgré qu'ils correspondent à des éléments passifs réels, comme montré dans [68]. Cela s'explique par le fait que la passivité doit être analysée au niveau des dipôles, c'est-à-dire entre deux bornes du modèle complet, comme montré dans la section III.1.2. Cependant, ces impédances montrent une continuité des courbes, pour leur amplitude et pour leur phase, car elle représente un système physique, contrairement aux impédances du modèle boîte noire (Figure II.7).

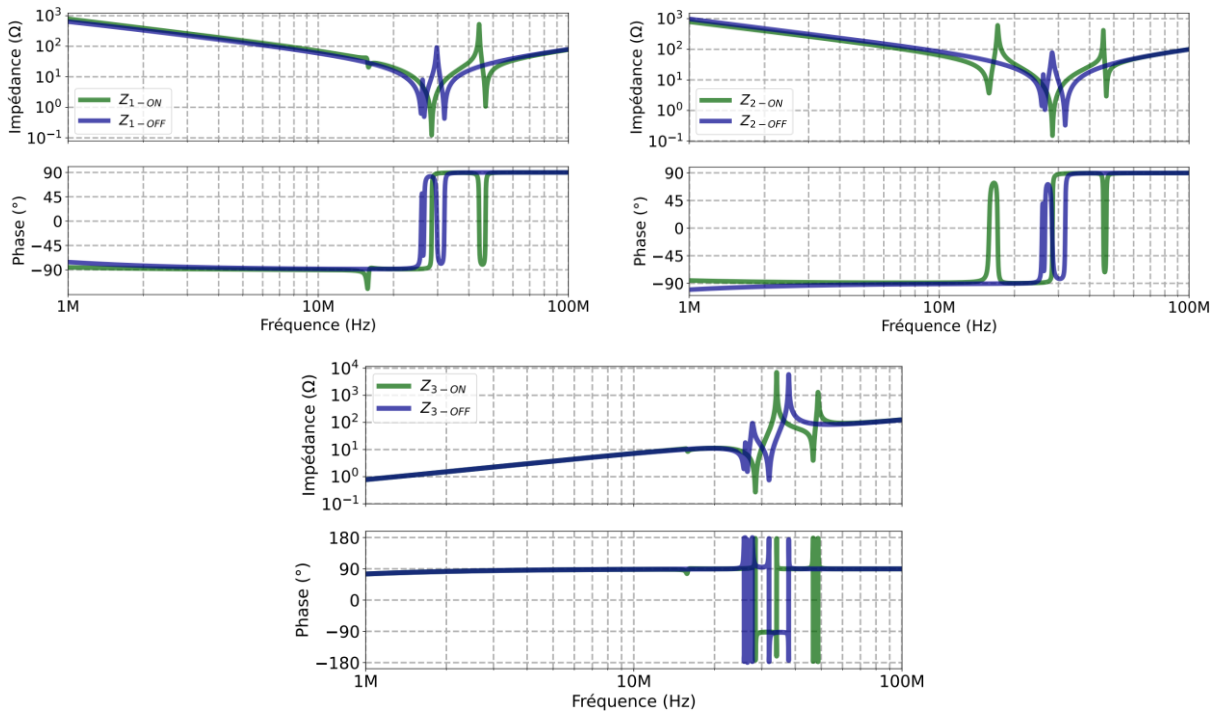


Figure III.6 : Évolution des impédances du modèle pour chaque état stable du MOSFET.

Dans cette partie, les impédances du modèle sont identifiées pour un état stable de la cellule de commutation. Dans la suite, une méthode est proposée afin d'identifier les impédances du modèle sur une période de commutation.

III.1.2 Identification des impédances sur une période de commutation

Dans cette partie, une méthode est proposée pour identifier les impédances du modèle Z_{1-SW} , Z_{2-SW} , et Z_{3-SW} sur une période de commutation. La Figure III.7 montre le signal $s(t)$, défini par l'équation (III.7), qui correspond au signal de commande du MOSFET.

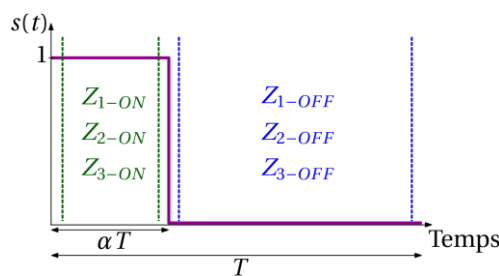


Figure III.7 : Signal $s(t)$.

$$\begin{aligned}
 s(t) &= 1 \quad \text{lorsque} \quad t < \alpha.T \\
 s(t) &= 0 \quad \text{lorsque} \quad t > (1 - \alpha).T
 \end{aligned}
 \tag{III.7}$$

Donc, lorsque $s(t) = 1$, le MOSFET est en état ON, et les impédances du modèle sont Z_{1-ON} , Z_{2-ON} , et Z_{3-ON} , et lorsque $s(t) = 0$, le MOSFET est en état OFF, et les impédances du modèle sont Z_{1-OFF} , Z_{2-OFF} , et Z_{3-OFF} . Dans la suite, il est nécessaire d'identifier les impédances du modèle boîte grise sur une période de commutation, Z_{1-SW} , Z_{2-SW} et Z_{3-SW} , en tenant compte de l'état de la cellule de commutation (Figure III.1).

Chacune des sources de courant du modèle, située entre deux bornes, est soumise à une impédance d'entrée du modèle qui correspond à ces deux bornes (aux terminaisons). Par exemple, la source de courant I_{pg} voit l'impédance d'entrée Z_{pg-SW} , donnée par l'équation (III.8).

$$Z_{pg-SW} = Z_{1-SW} || (Z_{2-SW} + Z_{3-SW}) \quad (III.8)$$

À cause du changement de l'état de la cellule de commutation, cette impédance Z_{pg-SW} doit prendre en compte les variations des impédances d'entrée entre les bornes (p,g) sur une période de commutation (Figure III.7). Donc, chaque courant $i_{pg}(t)$ qui correspond à une fréquence f est un signal sinusoïdal qui voit, sur une période de commutation T , deux impédances différentes, Z_{pg-ON} et Z_{pg-OFF} , présentées par les équations (III.9) et (III.10).

Avec :

$$Z_{pg-ON} = Z_{1-ON} || (Z_{2-ON} + Z_{3-ON}) \quad (III.9)$$

$$Z_{pg-OFF} = Z_{1-OFF} || (Z_{2-OFF} + Z_{3-OFF}) \quad (III.10)$$

Ces impédances sont respectivement les impédances d'entrée du modèle, entre les bornes (p,g) , lorsque le MOSFET est en état ON (durant $\alpha \cdot T$) et OFF (durant $(1 - \alpha) \cdot T$) (Figure III.7). Ces impédances d'entrée sont vues entre bornes, donc elles sont de nature physique, comme cela est montré dans la suite. Par conséquent, la tension $v_{pg}(t)$ de fréquence f , exprimée par l'équation (III.11), peut être assimilée à la somme des deux tensions $v_{pg-ON}(t)$ et $v_{pg-OFF}(t)$, de même fréquence f , en prenant en compte le signal $s(t)$.

$$v_{pg}(t) = v_{pg-ON}(t) \cdot s(t) + v_{pg-OFF}(t) \cdot (1 - s(t)) \quad (III.11)$$

Avec $v_{pg-ON}(t)$ et $v_{pg-OFF}(t)$ sont respectivement les tensions aux bornes des impédances d'entrée, Z_{pg-ON} et Z_{pg-OFF} .

Une représentation équivalente des impédances vues entre les bornes (p,g) sur une période de commutation est donnée sur la Figure III.8. Le commutateur $k(t)$ sert à changer l'impédance vue par le courant : il est à la position 1 quand $s(t) = 1$ et à la position 0 quand $s(t) = 0$ (III.7). La tension $v_{pg}(t)$ est la somme des deux tensions $v_{pg-ON}(t)$ et $v_{pg-OFF}(t)$ en fonction de l'état du

MOSFET, ce qui explique la mise en série des deux impédances Z_{pg-ON} et Z_{pg-OFF} , commutées par $k(t)$.

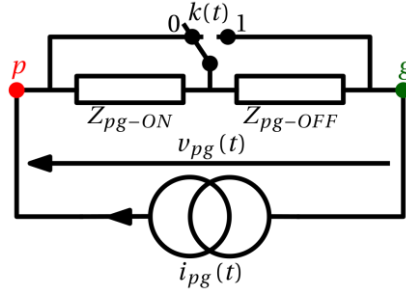


Figure III.8 : Représentation équivalente des impédances vues entre bornes (p,g) sur une période de commutation.

D'après l'équation (III.11), on a $v_{pg}(t) = v_{pg-ON}(t)$ pour une durée de $\alpha.T$, et $v_{pg}(t) = v_{pg-OFF}(t)$ pour une durée de $(1 - \alpha).T$. En domaine fréquentiel et sur une période de commutation, $V_{pg}(f)$ est l'interpolation linéaire entre les deux tensions $V_{pg-ON}(f)$ et $V_{pg-OFF}(f)$, selon le rapport cyclique α , comme présenté par l'équation (III.12).

$$V_{pg}(f) = V_{pg-ON}(f) \cdot \alpha + V_{pg-OFF}(f) \cdot (1 - \alpha) \quad (III.12)$$

L'impédance d'entrée du modèle boîte grise sur une période de commutation, Z_{pg-SW} , entre les bornes (p,g), est donc le rapport de tension $V_{pg}(f)$ sur $I_{pg}(f)$, ce qui donne une interpolation linéaire entre les deux impédances d'entrée Z_{pg-ON} et Z_{pg-OFF} selon le rapport cyclique α , comme présenté dans l'équation (III.13).

$$Z_{pg-SW}(f) = \frac{V_{pg}(f)}{I_{pg}(f)} = Z_{pg-ON}(f) \cdot \alpha + Z_{pg-OFF}(f) \cdot (1 - \alpha) \quad (III.13)$$

Par analogie, pour les bornes (n,g) :

$$Z_{ng-SW}(f) = \frac{V_{ng}(f)}{I_{ng}(f)} = Z_{ng-ON}(f) \cdot \alpha + Z_{ng-OFF}(f) \cdot (1 - \alpha) \quad (III.14)$$

Avec :

$$Z_{ng-ON} = Z_{2-ON} \parallel (Z_{1-ON} + Z_{3-ON}) \quad (III.15)$$

$$Z_{ng-OFF} = Z_{2-OFF} \parallel (Z_{1-OFF} + Z_{3-OFF}) \quad (III.16)$$

Par analogie, pour les bornes (p,n) :

$$Z_{pn-sw}(f) = \frac{V_{pn}(f)}{I_{pn}(f)} = Z_{pn-ON}(f) \cdot \alpha + Z_{pn-OFF}(f) \cdot (1 - \alpha) \quad (III.17)$$

Avec :

$$Z_{pn-ON} = Z_{3-ON} \parallel (Z_{1-ON} + Z_{2-ON}) \quad (III.18)$$

$$Z_{pn-OFF} = Z_{3-OFF} \parallel (Z_{1-OFF} + Z_{2-OFF}) \quad (III.19)$$

Donc, partant des équations, (III.9), (III.15) et (III.18), les impédances d'entrée du modèle, Z_{pg-ON} , Z_{ng-ON} et Z_{pn-ON} , sont calculées, pour MOSFET en état ON. Et partant des équations, (III.10), (III.16), et (III.19), les impédances d'entrée du modèle, Z_{pg-OFF} , Z_{ng-OFF} et Z_{pn-OFF} , sont calculées, pour MOSFET en état OFF. Finalement, les équations (III.13), (III.14), et (III.17) sont utilisées pour déterminer les impédances d'entrée du modèle boîte grise sur une période de commutation, Z_{pg-sw} , Z_{ng-sw} et Z_{pn-sw} .

La Figure III.9 montre l'évolution des impédances d'entrée du modèle lorsque le MOSFET est passant ou bloqué comparées aux impédances d'entrée sur une période de commutation, calculées par l'interpolation.

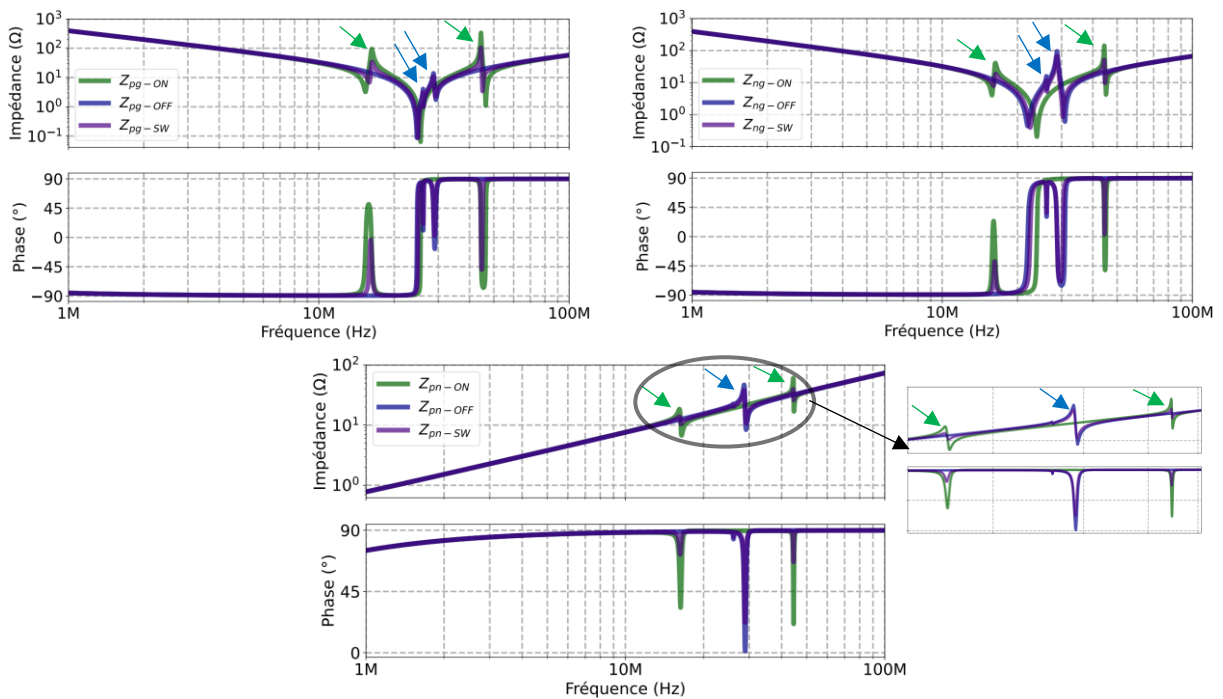


Figure III.9 : Évolution des impédances d'entrée du modèle pour un état stable du MOSFET et sur une période de commutation.

On remarque que les impédances d'entrée du modèle, lorsque le MOSFET est en état ON, présentent des fréquences de résonance identiques à celles des pics détectés sur les courants de MD et MC, en appliquant un fenêtrage sur la mise en conduction du MOSFET, comme présenté dans la section II.1.1.2. De même, les impédances d'entrée du modèle, lorsque le MOSFET est

en état OFF, présentent des fréquences de résonance identiques à celles des pics observés sur les courants de MD et MC, avec un fenêtrage appliqué sur le blocage du MOSFET.

Ces impédances d'entrée sont des impédances physiques, leur phase ne dépassant pas $\pm 90^\circ$. Par conséquent, l'interpolation de ces impédances de nature physique donne une impédance physique qui reproduit parfaitement les variations des impédances (amplitudes et phases) dues aux commutations à la fermeture et au blocage du MOSFET. Ceci peut être justifié par la modification des éléments parasites du circuit associés aux différents états des semi-conducteurs.

D'après le système d'équations (III.8), (III.20), et (III.21), les impédances du modèle boîte grise sur une période de commutation, Z_{1-sw} , Z_{2-sw} et Z_{3-sw} sont calculées, et présentées dans la Figure III.10. Ces impédances sont de nature non physique car à certaines fréquence les phases dépassent $\pm 90^\circ$, tout en donnant des impédances d'entrée physiques, vues entre chaque paire de bornes.

$$Z_{ng-sw} = Z_{2-sw} || (Z_{1-sw} + Z_{3-sw}) \quad (III.20)$$

$$Z_{pn-sw} = Z_{3-sw} || (Z_{1-sw} + Z_{2-sw}) \quad (III.21)$$

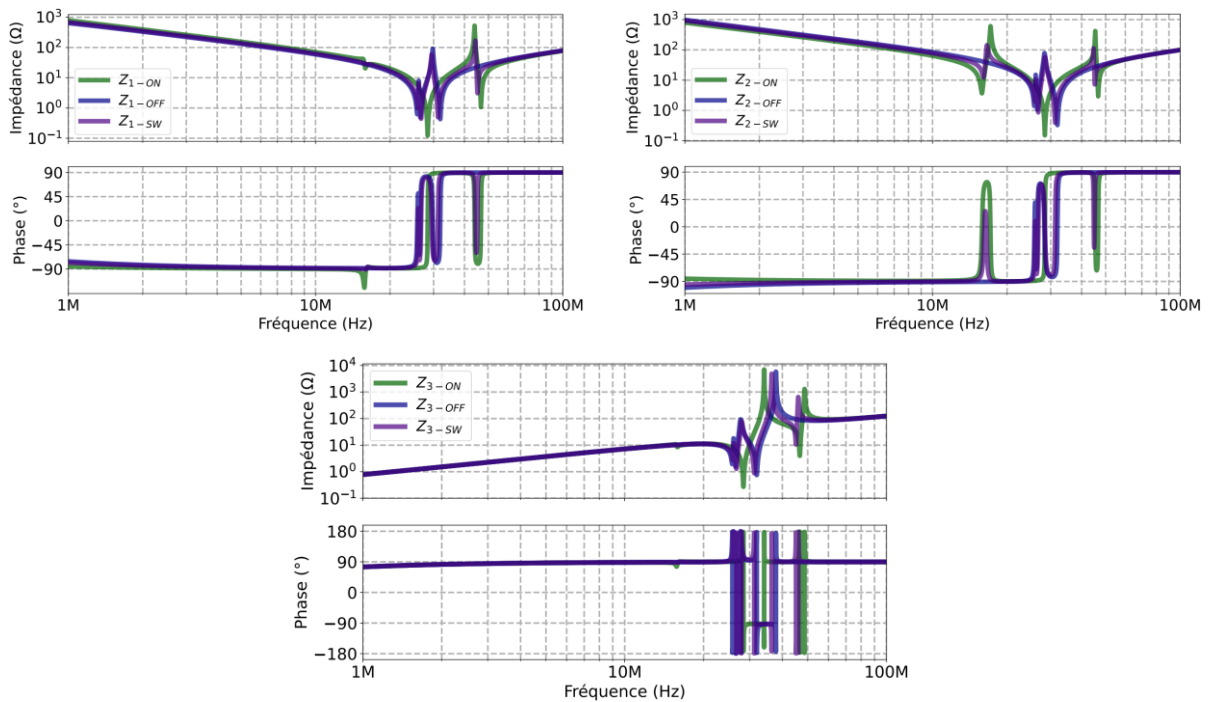


Figure III.10 : Évolution des impédances du modèle pour un état stable du MOSFET et sur une période de commutation.

Dans cette partie, les impédances du modèle sont identifiées sur une période de commutation. L'étape suivante consiste à identifier les sources de courant du modèle.

III.1.3 Identification des sources de courant du modèle

Après avoir détaillé la méthode d'identification des impédances du modèle sur une période de commutation, nous procédons à la détermination des sources de courant à l'aide d'un seul essai présenté sur la Figure III.11. Pour cela, nous mesurons les tensions V_{pg} et V_{ng} qui correspondent respectivement aux tensions entre bornes (p,g) et (n,g) , qui permettent d'établir les équations (III.22) et (III.23).

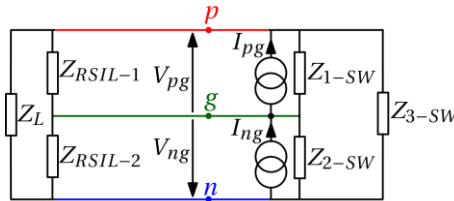


Figure III.11 : Identification des sources de courant du modèle boîte grise.

$$V_{pg} = \left(I_{pg} - \frac{V_{pg} - V_{ng}}{Z_{3-SW} || Z_L} \right) \cdot Z_{1-SW} || Z_{RSIL-1} \quad (III.22)$$

$$V_{ng} = \left(-I_{ng} + \frac{V_{pg} - V_{ng}}{Z_{3-SW} || Z_L} \right) \cdot Z_{2-SW} || Z_{RSIL-2} \quad (III.23)$$

Après résolution du système d'équations (III.22) et (III.23), les spectres des sources de courant du modèle sont obtenus, et présentées sur la Figure III.12. Ces sources de courant présentent des pics pour les mêmes fréquences que celles des résonances observées dans les impédances du modèle pour MOSFET en état ON et OFF.

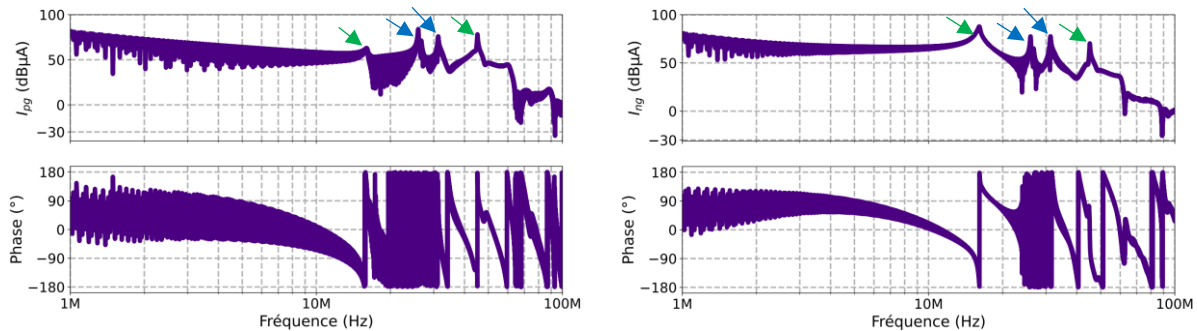


Figure III.12 : Spectres des sources de courant du modèle boîte grise.

III.1.4 Vérification du modèle dans la même configuration d'identification

Le modèle boîte grise ainsi obtenu est appliqué pour une étude en simulation en le connectant directement au RSIL, sans insertion d'un câble (mêmes conditions d'identification) (Figure II.8.a). La comparaison des résultats de simulation du modèle boîte grise et le modèle circuit, présentés sur la Figure III.13, montre une parfaite concordance entre les spectres des courants de

MD et de MC (Figure II.8.a). Ceci s'explique par le fait que le modèle est appliqué dans les mêmes conditions d'identification.

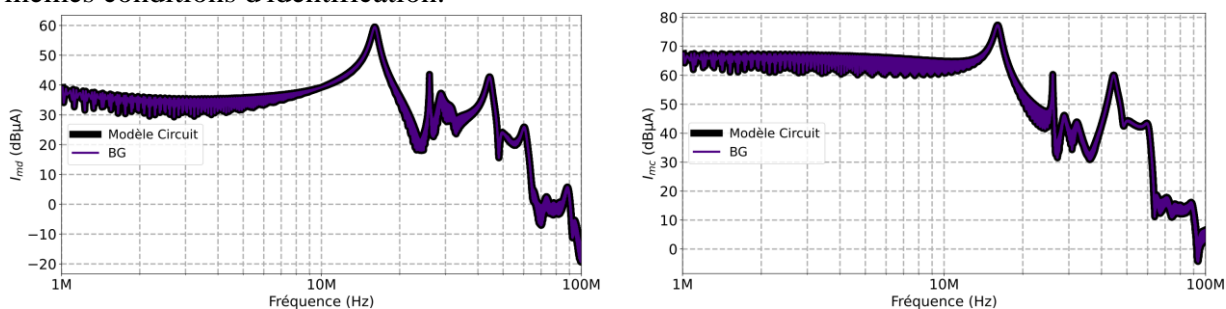


Figure III.13 : Enveloppes des spectres des courants MD et MC pour une application du modèle boîte grise dans la même configuration d'identification.

Afin d'étudier la robustesse du modèle boîte grise, il sera utilisé dans une nouvelle configuration.

III.1.5 Application du modèle dans une nouvelle configuration

Afin de tester la robustesse du modèle, celui-ci est appliqué en intégrant un modèle de câble à l'entrée de la chaîne de conversion, qui est le même modèle de câble utilisé dans la section II.1.4 (Figure II.9.a et Figure II.10.a). Les résultats de la Figure III.14 montre que le modèle boîte grise, en comparaison avec le modèle circuit, présente une bonne précision sur toute la bande de fréquence pour le courant de MC et jusqu'à 60 MHz pour le courant du MD. Cette amélioration, significative par rapport au modèle boîte noire, est due à l'identification des meilleures impédances dans le modèle boîte grise. Les spectres obtenus par le modèle boîte grise suivent ceux du modèle circuit, reproduisant avec précision les pics, ce qui peut être justifié par la nature physique du modèle obtenu. Au-delà de 60 MHz, la perte de précision observée pourrait être due aux faibles valeurs des courants de MD, susceptibles d'être affectées par des erreurs numériques de la simulation circuit.

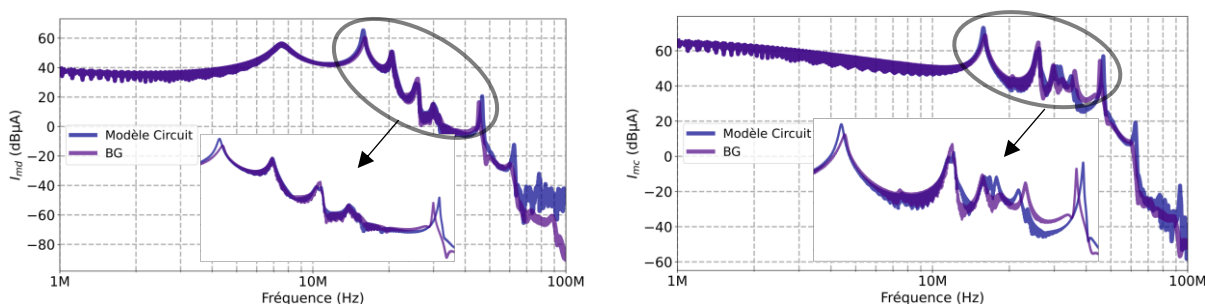


Figure III.14 : Enveloppes des spectres des courants MD et MC pour une application du modèle boîte grise dans une nouvelle configuration.

Dans cette partie, un nouveau modèle boîte grise est proposé. Les impédances du modèle sont identifiées sur une période de commutation, en s'appuyant sur les impédances déterminées pour les deux états stables de la cellule de commutation, et en tenant compte du rapport cyclique α . Les sources de courant du modèle sont identifiées à partir d'un seul essai. Ce modèle montre une grande robustesse et permet de prédire avec une très bonne précision les courants de MD et de MC de la chaîne de conversion qui serviront au dimensionnement des filtres CEM. Cette étape valide la démarche et l'intérêt du modèle boîte grise. Tandis que l'identification expérimentale du modèle boîte grise soulève un certain nombre de difficultés, qui seront abordées dans les

sections suivantes. L'une de ces difficultés réside dans la mesure des impédances sous tension, qui doit être réalisée à l'aide de la méthode des deux pinces de courant, expliquée dans la partie suivante, et appliquée au dispositif expérimental présenté précédemment dans la section II.2.1

III.2 Méthode des deux pinces de courant

La première étape de la méthode d'identification du modèle boîte grise nécessite la réalisation de mesures sous tension. Comme les instruments de mesure d'impédance, tels que le "VNA" ou l'analyseur d'impédance, ne supportent pas la tension du bus DC, la méthode améliorée des deux pinces de courant, présenté dans la section I.2.2.2, est retenue [19]. Dans cette partie, le principe de mise en œuvre de cette méthode sur le banc expérimental sera d'abord présenté. Ensuite, la méthode sera validée hors tension avant d'être appliquée sous tension, tout en cherchant à en améliorer la précision.

III.2.1 Mise en œuvre de la méthode des deux pinces de courant

Le dispositif de mesure se compose du "VNA" "Agilent Technologies E5071C", de la sonde d'injection de courant (CIP : current injection probe) "FCC : F-120-3", de la sonde de réception de courant (CRP : current reception probe) "FCC : F-35", d'une boucle de mesure, et d'un socle spécialement conçu pour stabiliser la géométrie du circuit, comme illustré à la Figure III.15. Le port 1 du "VNA" injecte de la puissance, et le port 2 reçoit la puissance. La boucle de mesure comprend un condensateur à film plastique métallisé en polypropylène, $C = 2 \mu\text{F}$, en série avec une résistance $R = 1 \Omega$. Le rôle du condensateur est d'annuler la composante continue, tandis que celui de la résistance est d'augmenter l'ESR du condensateur pour amortir les oscillations de commutation traversant cette boucle, qui pourraient altérer la précision des mesures. L'impédance inconnue Z_x à mesurer est connectée à la borne de la boucle de mesure (entre les points p_1 et p_2). Il est essentiel que la boucle de mesure présente une impédance suffisamment faible par rapport à l'impédance mesurée Z_x , afin de garantir une bonne précision, comme l'indique [26]. Pour cette raison, la valeur de la résistance doit être faible, et la capacité doit être choisie de manière à ce qu'elle ne soit ni trop faible, ce qui rendrait son impédance très élevée à partir de 1 MHz, ni trop élevée, car cela augmenterait son inductance série équivalente (ESL) et donc son impédance en hautes fréquences. Ce condensateur et cette résistance sont fixés dans une boîte "Boîte RC" afin de fixer la géométrie du circuit.

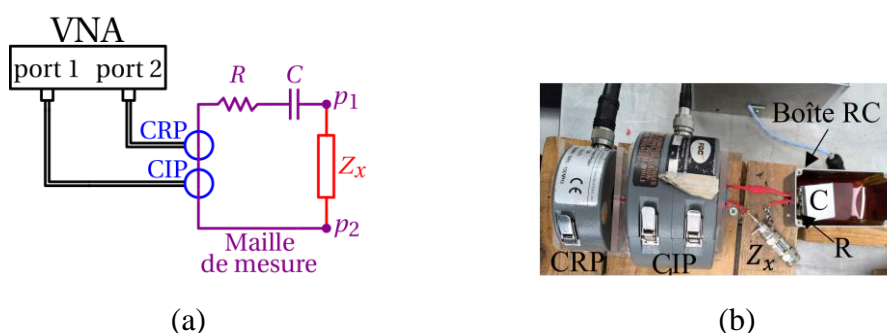


Figure III.15 : Dispositif de mesure de la méthode des deux pinces de courant : (a) schéma de connexion, (b) montage expérimental.

Afin de calibrer le dispositif de mesure entre les points p_1 et p_2 , trois essais sont effectués : circuit ouvert, court-circuit et chargée par une résistance de 50Ω , comme expliqué dans la section I.2.2.2 (Figure III.15.b). Cette phase d'étalonnage est cruciale pour garantir la précision

des mesures. Elle permet de définir le plan de mesure de l'impédance Z_x . Le "VNA" mesure le paramètre S21, et l'impédance Z_x est obtenue par calcul, via un passage par la matrice de calibration [19].

III.2.2 Validation de la méthode des deux pinces de courant

La méthode des deux pinces de courant est utilisée initialement sur le banc de test hors tension. Afin de valider cette méthode, les impédances du modèle boîte grise Z_1 , Z_2 , et Z_3 , obtenues par la méthode des deux pinces de courant, sont comparées à celles obtenues à partir des mesures directement réalisées avec un "VNA" en 1-port, en déconnectant le "Système 2" de la chaîne de conversion. Cette étape de validation permet de démontrer la précision de la méthode des deux pinces de courant en vue de son application lorsque le système est sous tension par la suite. Ainsi, pour obtenir les impédances du modèle boîte grise, trois essais sont réalisés en plaçant les pinces de courant dans les trois positions indiquées sur les Figure III.16.a et Figure III.16.b, et en les connectant entre les bornes comme illustré sur la Figure III.16.c.

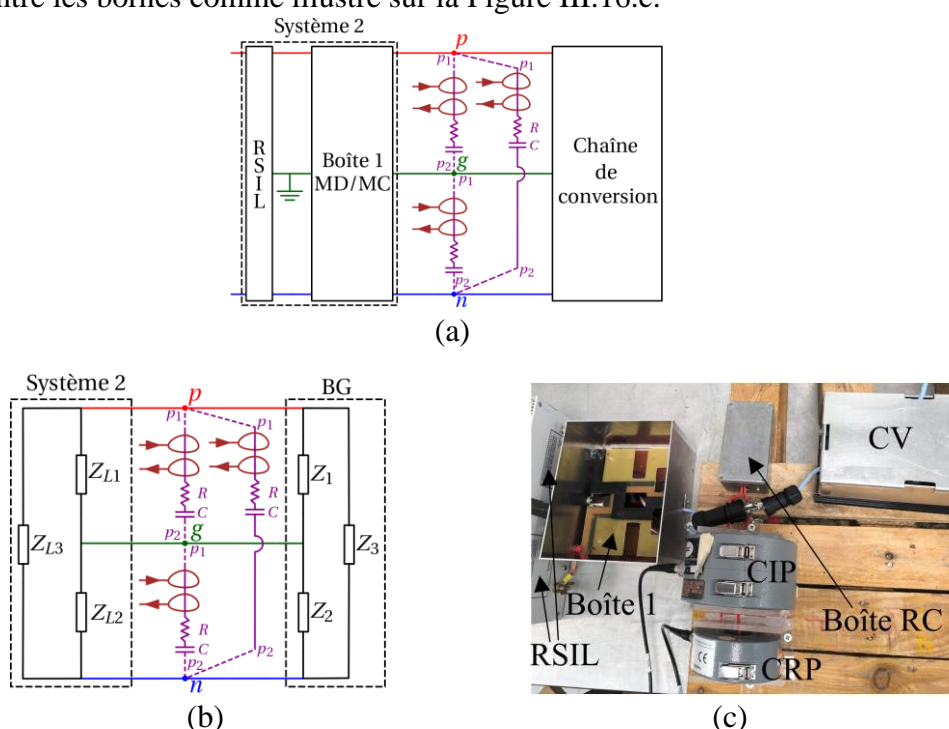


Figure III.16 : Trois positions d'application de la méthode des deux pinces de courant : (a) schéma électrique, (b) schéma de connexion, (c) montage expérimental.

Les impédances du "Système 2", Z_{L1} , Z_{L2} , et Z_{L3} , ont déjà été identifiées à l'aide du "VNA" 1-port avec "BALUN" dans la section II.3.4.2. Les impédances mesurées par la méthode des deux pinces de courant, Z_{t-pg} , Z_{t-ng} , et Z_{t-pn} , correspondent respectivement aux impédances totales mesurées entre les bornes (p,g) , (n,g) et (p,n) . À partir des équations (III.24) à (III.29), les impédances du modèle boîte grise sont calculées, et présentées dans la Figure III.17. La comparaison de ces résultats avec les impédances obtenues par des mesures au "VNA" sur 1-port, (réalisées après déconnexion du "Système 2" de la chaîne de conversion), met en évidence la précision de la méthode des deux pinces de courant. Les mesures "VNA" 1-port de la chaîne de conversion seule, sont effectuées sans l'utilisation d'un "BALUN". En effet, la chaîne est placée à 10 cm du plan de masse, de sorte que la terre du banc n'influence pas les mesures sur la bande fréquentielle étudiée. Toutefois, un bruit est observé dans ces impédances entre 1 MHz

et 2 MHz. Ce bruit est lié à l'utilisation des pinces, qui atténue la puissance reçue par le "VNA", malgré une puissance d'injection réglée au maximum à 10 dBm, et une bande passante de fréquence intermédiaire (IFBW : Intermediate Frequency Bandwidth) du "VNA" de 10 Hz. En effet, un "IFBW" de faible valeur permet de réduire le niveau du bruit dans les mesures du "VNA". La précision de la méthode des deux pinces de courant, en hautes fréquence, sera étudiée dans la suite après la réduction du bruit.

$$Z_{t-pg} = Z_{t-1} || (Z_{t-2} + Z_{t-3}) \quad (III.24)$$

$$Z_{t-ng} = Z_{t-2} || (Z_{t-1} + Z_{t-3}) \quad (III.25)$$

$$Z_{t-pn} = Z_{t-3} || (Z_{t-1} + Z_{t-2}) \quad (III.26)$$

Avec :

$$Z_{t-1} = Z_1 || Z_{L1} \quad (III.27)$$

$$Z_{t-2} = Z_2 || Z_{L2} \quad (III.28)$$

$$Z_{t-3} = Z_3 || Z_{L3} \quad (III.29)$$

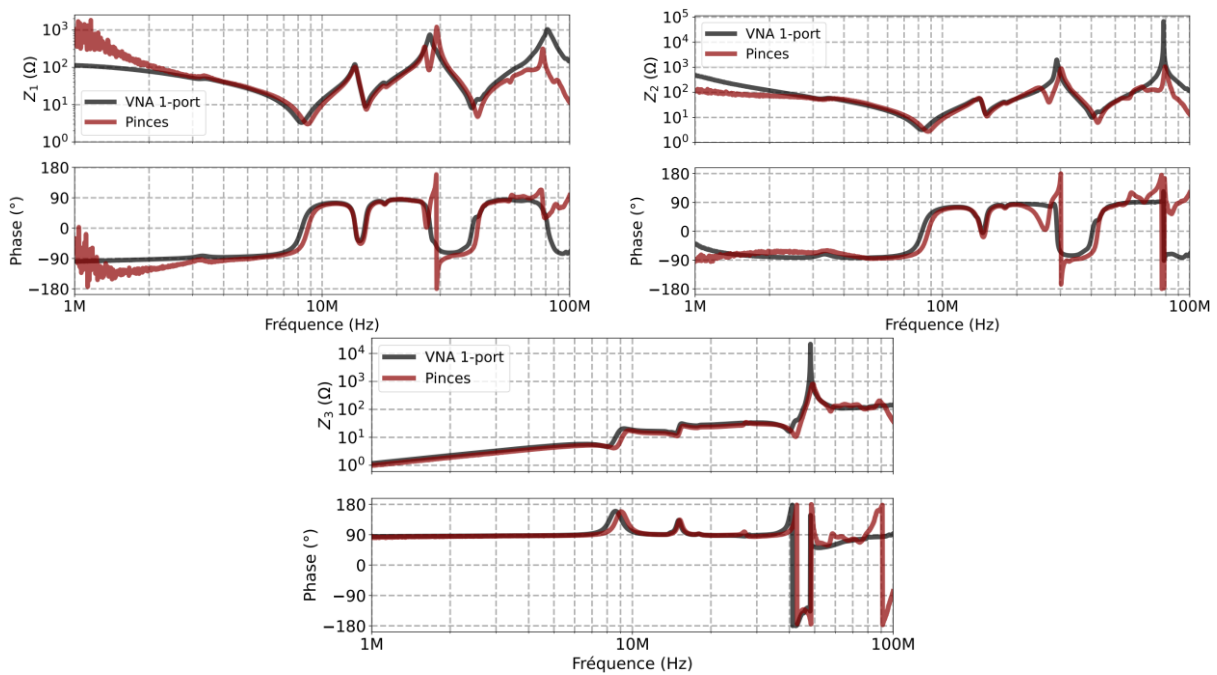


Figure III.17 : Évolution des impédances du modèle boîte grise obtenues hors tension par la méthode des deux pinces de courant et par des mesures à 1-port du "VNA" (sans "BALUN").

Afin de remédier à ce problème, nous proposons ajouter un amplificateur de puissance, pour augmenter la puissance injecter par le port 1, et augmenter ainsi la précision de la mesure au port 2.

III.2.3 Amélioration de la méthode des deux pinces de courant

Afin d'améliorer le rapport signal/bruit, un amplificateur "Amplifier Research MODEL 75A250A" est utilisé, et connecté au port 1, comme illustré dans la Figure III.18. Le rôle de cet amplificateur est d'augmenter la puissance injectée au port 1, et donc la puissance reçue par le port 2. Les trois essais de calibration sont alors répétés en présence de l'amplificateur, en raison du changement de configuration, et de l'augmentation de puissance, qui ne sont pas pris en compte par le "VNA". Pour cela, plusieurs mesures ont été réalisées avec des gains différents, augmentés progressivement. Le gain minimal permettant de supprimer le bruit observé dans les impédances du modèle a été retenu.

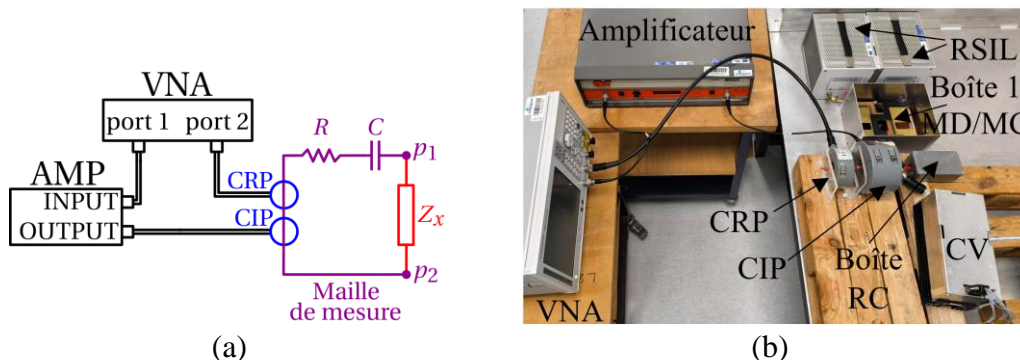


Figure III.18 : Configuration de mesure de la méthode des deux pinces de courant avec amplificateur : (a) schéma de connexion, (b) montage expérimental.

Afin de valider la méthode des deux pinces de courant en présence de l'amplificateur, les impédances totales, mesurées par cette méthode sont comparées à celles mesurées à l'aide d'un "VNA" 1-port avec "BALUN" dans la Figure III.19.

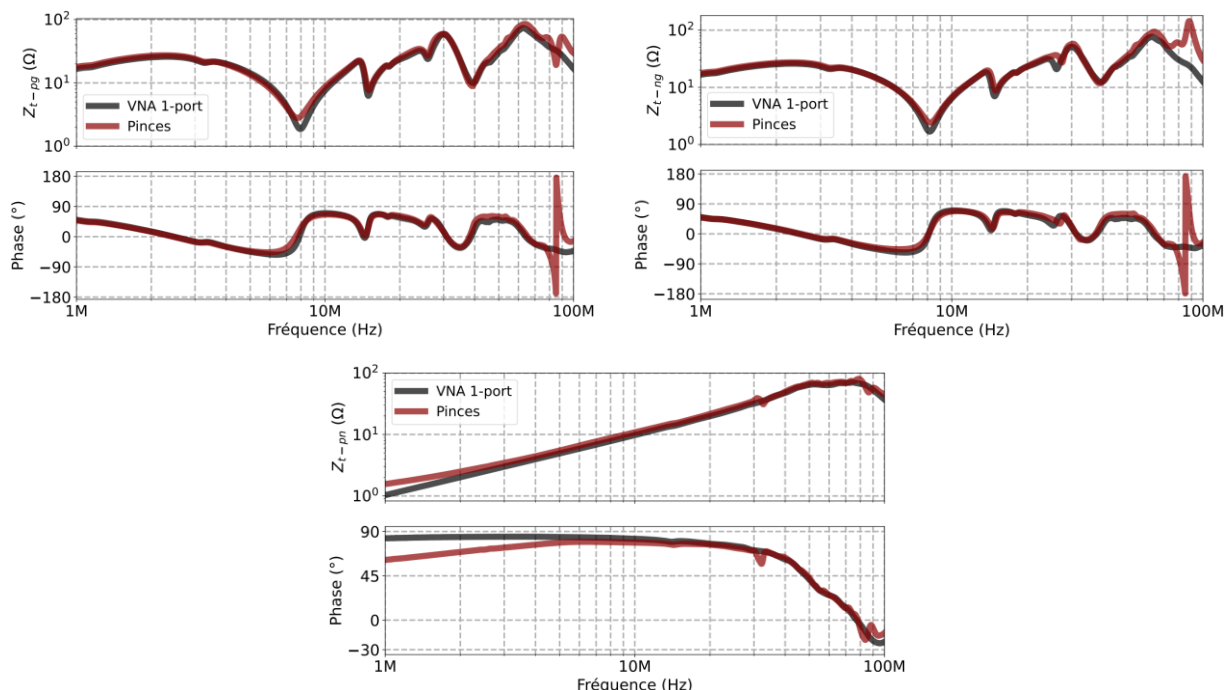


Figure III.19 : Évolution des impédances totales hors tension mesurées par la méthode des deux pinces de courant avec amplificateur et par mesures 1-port "VNA" avec "BALUN".

Ces résultats ne font l'objet d'aucun traitement numérique et permettent de valider la précision de cette méthode. Cette comparaison montre une très bonne précision sur les mesures de Z_{t-pg} , Z_{t-ng} , et Z_{t-pn} jusqu'à 80 MHz, 70 MHz et 100 MHz respectivement. Une légère erreur est observée sur Z_{t-pn} entre 1 et 5 MHz, attribuée à la faible valeur d'impédance mesurée sur cette plage, comparée à l'impédance du fil de la boucle de mesure, comme démontré dans [26].

En utilisant les équations (III.24) à (III.29), les impédances du modèle boîte grise sont calculées et présentées dans la Figure III.20. La comparaison de ces impédances avec celles obtenues par des mesures "VNA" 1-port (sans "BALUN"), montre une très bonne précision de la méthode des pinces de courant jusqu'à 70 MHz. Entre 1 et 2 MHz, la précision est améliorée à cause de la réduction du bruit, obtenue par l'augmentation du rapport signal/bruit grâce à l'utilisation de l'amplificateur. Une légère erreur est observée entre 1 et 5 MHz, en particulier pour l'impédance Z_2 , ce qui peut être lié à l'erreur présente dans Z_{t-pn} . D'autres écarts apparaissent également pour Z_1 et Z_2 autour de 30 MHz, ainsi que pour Z_3 autour de 50 MHz, sans qu'aucune erreur significative ne soit observée à ces fréquences pour Z_{t-pg} , Z_{t-ng} , et Z_{t-pn} . Cela peut être dû à une erreur numérique liée à la soustraction des admittances totales et des admittances du "Système 2", dont les valeurs sont proches à ces fréquences.

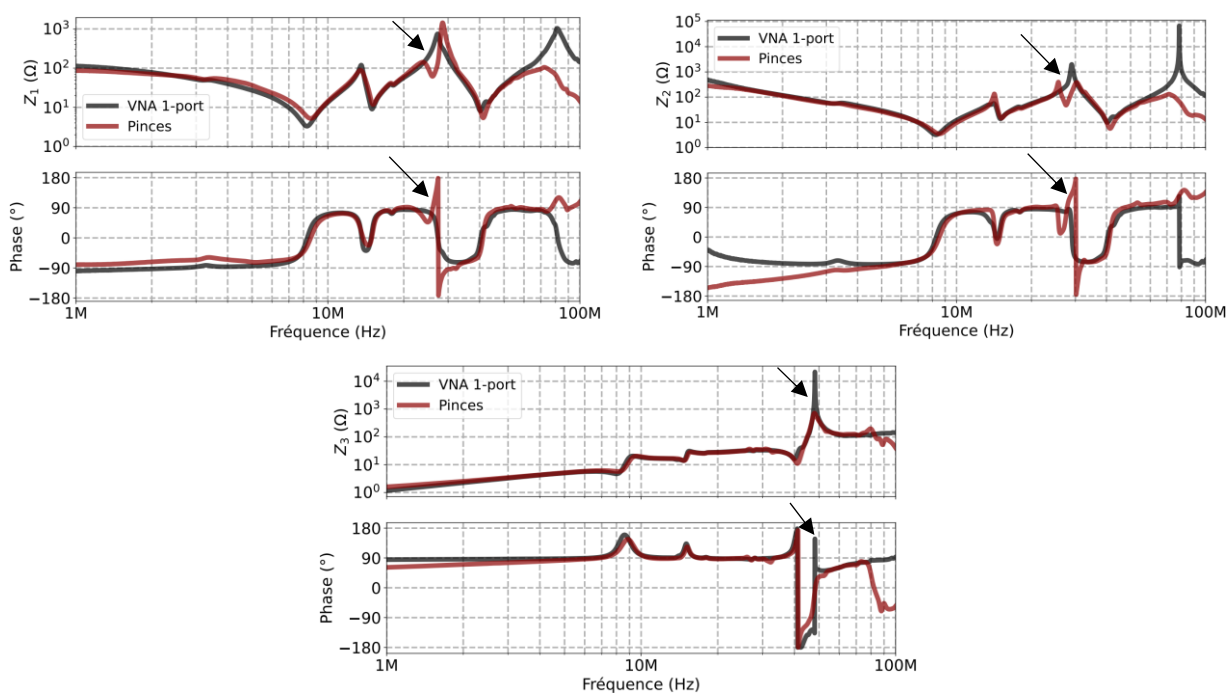


Figure III.20 : Évolution des impédances du modèle obtenues hors tension par la méthode des deux pinces de courant avec amplificateur et par mesures 1-port "VNA" (sans "BALUN").

Dans cette partie, la méthode des deux pinces de courant est validée sur le banc hors tension. Les résultats expérimentaux montrent une grande précision jusqu'à 70 MHz, elle sera par la suite utilisée pour effectuer des mesures sous tension.

La méthode boîte grise nécessite des mesures d'impédances sous tension, lorsque l'IGBT est en état ON ou OFF, comme expliqué dans la section III.1.1. Cependant, les configurations utilisées en simulation (Figure III.3 et Figure III.4) ne sont pas applicables en expérimentation. Pour mettre l'IGBT en état ON, la commande est configurée avec une tension continue de 15 V appliquée à sa grille. Cela peut entraîner la saturation de la bobine de la charge, ce qui modifie l'impédance de la chaîne de conversion. Dans le cas de l'IGBT en état OFF, la conduction de la diode nécessite l'ajout d'une source externe (tension ou courant) en parallèle avec la charge. Cette configuration introduit des éléments parasites supplémentaires (source et câbles ajoutés), altérant également l'impédance mesurée.

La solution retenue consiste à laisser le convertisseur fonctionner, et à réaliser les mesures à des instants précis de la période de commutation, lorsque l'IGBT est naturellement en état ON ou OFF. Cela représente un défi technique, car une synchronisation entre le "VNA" et le circuit de puissance est indispensable. La méthode de synchronisation développée est présentée dans la partie suivante.

III.3 Méthode de mesure des impédances de la cellule de commutation lors des états ON/OFF du transistor

Pour mesurer les impédances dans un état stable de la cellule de commutation, en tenant compte du rapport cyclique, les mesures par le "VNA" sont synchronisées avec le signal de commande de l'IGBT lorsque le convertisseur est en fonctionnement. La synchronisation du "VNA" est assurée en connectant le signal de commande de l'IGBT à l'entrée "Trigger-in" du "VNA". La gestion temporelle est assurée par la détection du front montant ou descendant de ce signal, permettant de mesurer respectivement les impédances correspondant aux états ON et OFF de l'IGBT avec un temps de mesure t_{mes} comme présenté sur la Figure III.21.

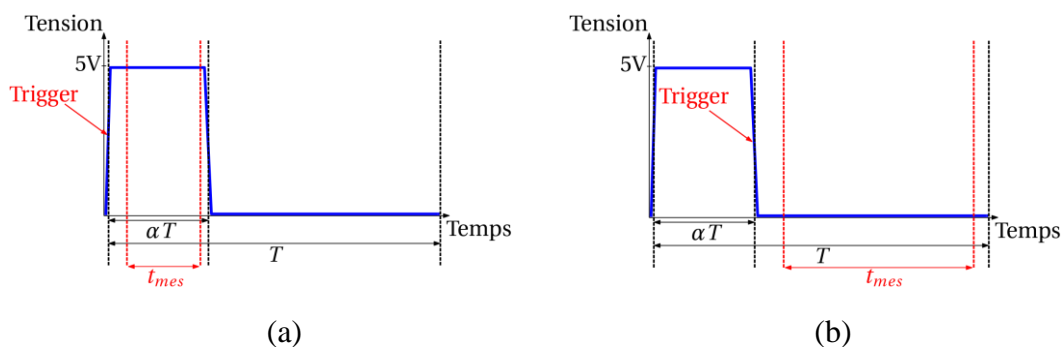


Figure III.21 : Synchronisation du "Trigger" du "VNA" avec le signal de commande de l'IGBT : (a) IGBT-ON, (b) IGBT-OFF.

À chaque détection, un point correspondant à une fréquence est mesuré. Le réglage est assuré par deux paramètres : le temps de retard ajouté d_1 , qui détermine le début de la mesure après ajout du retard fixe d_2 de $13 \pm 1 \mu\text{s}$, et la bande passante de fréquence intermédiaire (IFBW) du

“VNA”, qui fixe le temps de la mesure t_{mes} , comme illustré dans la Figure III.22.a. Le retard d_2 correspond au temps requis en interne par le “VNA” pour effectuer ses réglages. Une “IFBW” plus grande correspond à une moindre précision des mesures mais à un temps de mesure t_{mes} plus court. Il est donc avantageux d’avoir la “IFBW” la plus faible possible pour minimiser le bruit, tout en s’assurant que la “IFBW” corresponde à un temps de mesure t_{mes} pendant lequel la cellule de commutation reste dans son état stable.

Pour le premier point fréquentiel mesuré, le signal “Trigger-out” du “VNA” génère deux impulsions : la première indique le début de la mesure par le “VNA”, et la seconde indique la fin de cette mesure, comme montré dans le document [105] (Figure III.22.a). Pour les points fréquentiels suivants, une seule impulsion du “Trigger-out” est générée, indiquant uniquement la fin de la mesure. Ces impulsions permettent dans la suite d’ajuster correctement la valeur de “IFBW” et le temps de retard ajouté d_1 .

Pour effectuer ces réglages, le signal de commande de l’IGBT et le signal “Trigger-out” du “VNA” sont connectés respectivement aux voies 1 (C1) et 2 (C2) de l’oscilloscope, conformément au schéma de connexion présenté en Figure III.22.b.

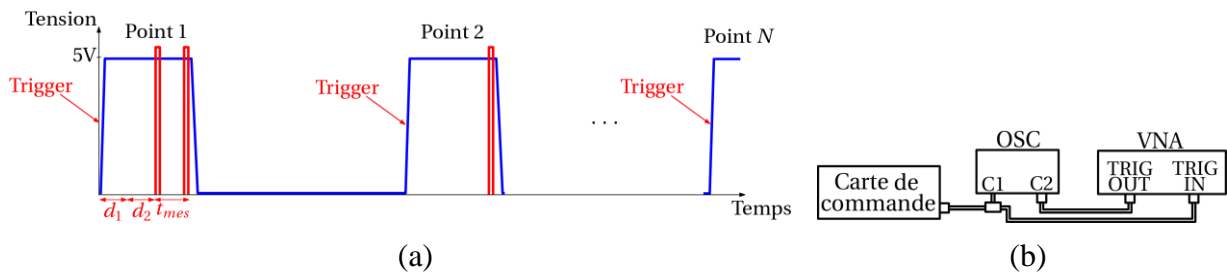


Figure III.22 : Méthode de synchronisation : (a) chronogramme montrant les délais de mesure, (b) configuration de mesure pour l’ajustement des paramètres du “VNA”.

Dans la suite, les paramètres du “VNA” permettant la synchronisation avec le signal de commande seront étudiés afin d’optimiser leur réglage pour obtenir une synchronisation précise. La démarche commencera par l’exploration des capacités du “VNA”, notamment en ce qui concerne le mode à faible latence, puis se poursuivra par l’analyse de l’influence de la fréquence du signal injecté par le “VNA” sur les délais internes d_2 et le temps de mesure t_{mes} . Enfin, un ajustement du retard de temps ajouté d_1 , ainsi qu’un réglage adapté de la “IFBW” pour les états ON et OFF de l’IGBT, seront réalisés.

III.3.1 Mode à faible latence du “VNA”

Afin d’étudier l’influence de l’activation du mode à faible latence sur le fonctionnement du “VNA”, des mesures sont effectuées en détectant le front montant, avec un premier choix de paramètres : $d_1 = 0$ et “IFBW” de 70 kHz. Lorsque le mode à faible latence est désactivé, le délai entre deux mesures successives devient trop important, comme illustré sur la Figure III.23.a. Dans un intervalle de temps allant de 0 à 10 000 μs , seulement quatre points fréquentiels sont mesurés. En revanche, avec le mode à faible latence activé, dans la Figure III.23.b, le “VNA” réalise quasiment une mesure à chaque impulsion reçue sur l’entrée “Trigger-in”. Cependant, la latence dans le “VNA” est principalement due à la présence d’un filtre chargé de supprimer le bruit dans le signal “Trigger-in”. Par conséquent, l’activation du mode à faible

latence désactive ce filtre, ce qui peut entraîner un déclenchement du “trigger” à cause du bruit. Ainsi, l’activation de ce mode nécessite des fronts de signal nets et exempts de bruit.

On observe néanmoins quelques périodes où aucune mesure n’est effectuée, suivies de deux impulsions consécutives de “Trigger-out”. Ce comportement, légèrement différent de ce qui est indiqué dans la documentation du “VNA”, ne résulte pas d’une répétition des mesures, mais s’explique par un intervalle de temps pendant lequel le “VNA” n’est pas encore prêt à effectuer une nouvelle mesure. Une fois ce délai écoulé, les mesures reprennent normalement. Donc, le mode à faible latence restera activé dans la suite de cette étude.

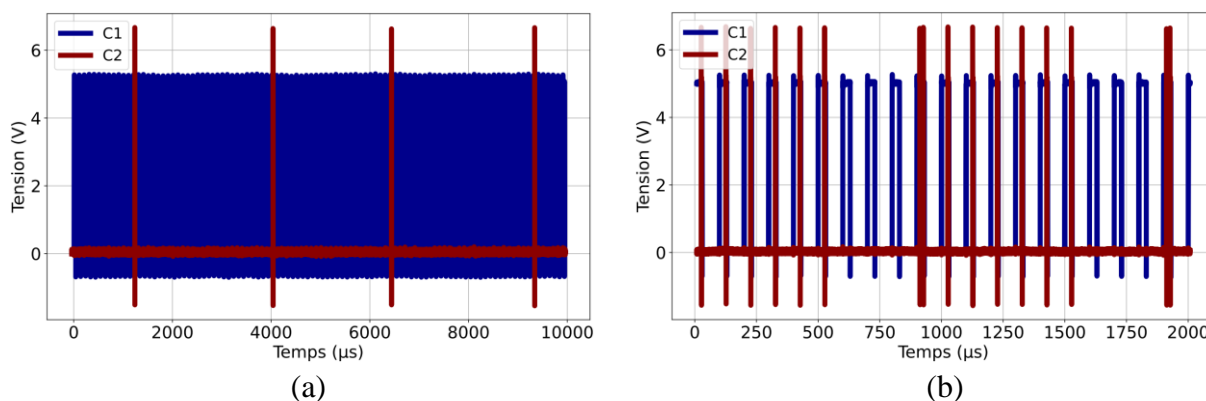


Figure III.23 : Signaux vus par oscilloscope pour le mode à faible latence du “VNA” : (a) mode désactivé, (b) mode activé.

Pour les mêmes réglages de d_1 et “IFBW”, avec mode à faible latence activé, on observe, sur la Figure III.24, un retard de l’impulsion “Trigger-out” indiquant le début de la mesure par rapport au front montant du signal issu de la carte de commande. Ce retard de $13 \mu\text{s}$ correspond au délai d_2 . L’impulsion “Trigger-out” signalant la fin de la mesure est liée à la valeur de “IFBW” fixée à 70 kHz. Cette impulsion se produit très près du front descendant du signal de sortie de la carte de commande. Il est donc nécessaire de prévoir une marge de sécurité, car de légères variations dans le moment de fin de mesure peuvent survenir d’une mesure à l’autre, notamment à cause du temps de réglage interne d_2 qui fluctue autour de $13 \mu\text{s}$ ($d_2 = 13 \pm 1 \mu\text{s}$). Cette précaution permet d’éviter que la commutation ait lieu avant la fin de la mesure, ce qui risquerait d’influencer les impédances mesurées. Pour cette raison, il est nécessaire d’ajuster avec précision le délai d_1 et la valeur de “IFBW” afin d’éviter ce problème.

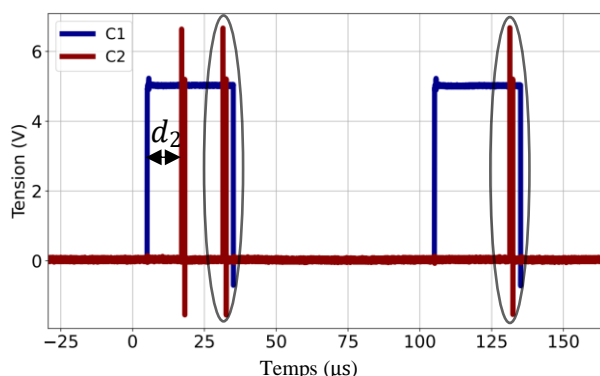


Figure III.24 : Signaux vus par oscilloscope pour $d_1 = 0$ et “IFBW” de 70 kHz.

Dans la partie suivante, nous allons tester si le retard interne d_2 ou le temps de mesure t_{mes} sont influencés par la fréquence du signal injecté par le “VNA” pour un point fréquentiel donné.

III.3.2 Étude de l’influence de la fréquence du signal injecté

Dans une première étape, il est nécessaire d’étudier l’influence de la fréquence du signal injecté par le “VNA” sur les délais d_2 et t_{mes} . Pour cela, deux essais sont réalisés pour $d_1 = 0$ et “IFBW” de 70 kHz : l’essai 1 et l’essai 2, consistant respectivement à effectuer des mesures sur un seul point fréquentiel à 1 MHz et à 100 MHz. En observant l’impulsion de “Trigger-out” indiquant la fin de mesure pour les essais 1 et 2, respectivement sur les Figure III.25.a et Figure III.25.b, on ne constate pas des grandes variations de cette impulsion par rapport au front descendant du signal de sortie de la carte de commande. Cependant, de légères variations peuvent être observées entre ces deux essais, mais elles ne sont pas dues à la fréquence du signal injecté. Elles sont liées au temps de retard interne d_2 , qui fluctue autour de 13 μs ($d_2 = 13 \pm 1 \mu\text{s}$). En effet, ces variations peuvent également apparaître au sein d’un même essai (Figure III.25.b). Cela indique que l’influence de la fréquence du signal injecté sur les délais d_2 et t_{mes} est trop faible pour être détectée.

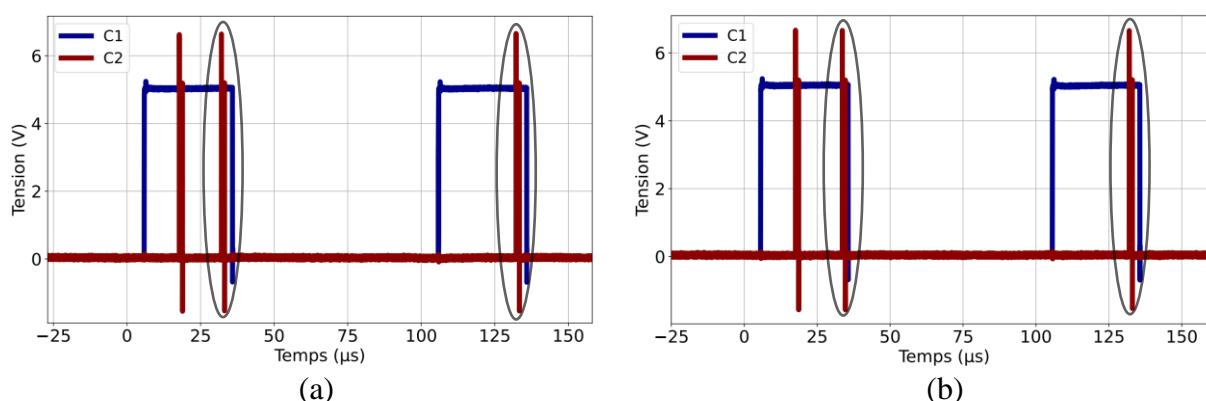


Figure III.25 : Signaux vus par oscilloscope pour fréquence du signal injecté par “VNA” de : (a) 1 MHz, (b) 100 MHz.

Après avoir montré que la fréquence du signal injecté n’a pas d’influence sur les délais d_2 et t_{mes} , il est alors possible de régler les deux paramètres d_1 et “IFBW” pour l’ensemble des points fréquentiels mesurés.

III.3.3 Réglage du retard d_1

Comme on l’a déjà présenté, le retard d_2 limite le temps de mesure t_{mes} , qui doit correspondre à une durée pendant laquelle l’état de la cellule de commutation reste stable. Pour cette raison, on conserve une valeur de “IFBW” de 70 kHz, et le délai de retard d_1 est réglé à 90 μs . Donc, par rapport au front montant de la première période du signal de sortie de la carte de commande, le début de mesure est retardé délibérément d’environ une période complète (la période $T = 100 \mu\text{s}$ et $d_1 = 90 \mu\text{s}$), afin de forcer le début de la mesure peu de temps après le front montant de la période suivante, comme illustré dans la Figure III.26.a.

La Figure III.26.b montre que le début de mesure est synchronisé aussi près que possible du front montant du signal de commande, tout en conservant une marge minimale pour éviter que les oscillations de la commutation ne perturbent les mesures, comme cela est expliqué dans la partie

suivante. Ainsi, cela laisse un temps suffisant entre la fin de la mesure et l’instant de commutation au blocage de l’IGBT. Ceci permet d’augmenter la durée de mesure t_{mes} en réduisant davantage la valeur de la “IFBW”, afin d’obtenir des mesures d’impédance plus précises. Ainsi, dans la suite, d_1 est maintenu à $90 \mu s$ pour les mesures d’impédance lorsque l’IGBT est à l’état ON ou OFF.

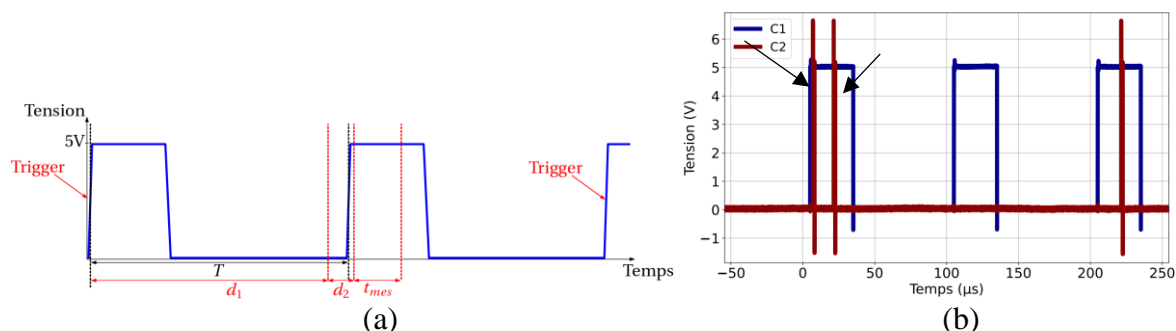


Figure III.26 : (a) Chronogramme montrant les délais de mesure pour IGBT ON. (b) Signaux vus par oscilloscope pour $d_1 = 90 \mu s$ et “IFBW” de 70 kHz pour IGBT ON.

III.3.4 Réglage de la valeur de “IFBW”

Après avoir fixé le délai $d_1 = 90 \mu s$, il est nécessaire de paramétrer la valeur de “IFBW” pour les mesures des impédances lorsque l’IGBT est en état ON ou OFF. Étant donné que le rapport cyclique est de 0,3, la cellule de commutation reste dans un état stable pendant les durées suivantes : $\alpha.T$ pour l’IGBT-ON et $(1 - \alpha).T$ pour l’IGBT-OFF. La “IFBW” doit donc être ajustée différemment pour chaque état. Dans la suite, on analyse l’influence de la valeur de la “IFBW” sur le temps de mesure t_{mes} , afin de choisir les valeurs les plus faibles possibles, tout en s’assurant que t_{mes} reste entièrement contenu dans l’état stable de la cellule.

III.3.4.1 Mesure avec l’IGBT-ON

Pour mesurer les impédances lorsque l’IGBT est à l’état ON, on règle $d_1 = 90 \mu s$ et la “IFBW” à 70 kHz. Avec la détection du front montant du signal de commande, on observe que le temps restant avant la commutation, soit après la fin de la mesure et jusqu’à l’instant $\alpha.T$, est relativement important (Figure III.26.b). Cela ouvre la possibilité de réduire davantage la “IFBW” afin d’allonger le temps de mesure t_{mes} et ainsi améliorer la précision des mesures. Deux essais supplémentaires ont été réalisés avec des “IFBW” de 50 kHz et 40 kHz, comme illustré respectivement dans les Figure III.27.a et Figure III.27.b. Pour “IFBW” de 50 kHz, le temps restant avant la commutation diminue par rapport à 70 kHz mais reste acceptable. En revanche, pour “IFBW” de 40 kHz, l’impulsion de “Trigger-out” indiquant la fin de mesure coïncide presque avec le front descendant du signal de commande, risquant d’inclure l’instant de commutation. Par conséquent, pour les mesures d’impédance lorsque l’IGBT est en état ON, les valeurs $d_1 = 90 \mu s$ et “IFBW” de 50 kHz sont retenues. Ce réglage garantit un temps de mesure suffisant tout en évitant l’inclusion de la phase de commutation, et en prenant en compte les légères variations du temps de fin de mesure.

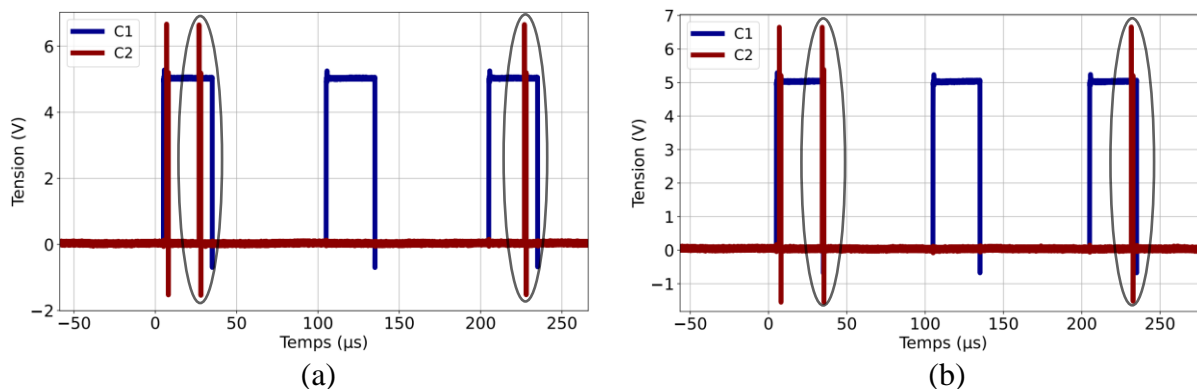


Figure III.27 : Signaux vus par oscilloscope pour $d_1 = 90 \mu\text{s}$ et “IFBW” de : (a) 50 kHz, (b) 40 kHz.

Afin d’observer le signal réellement perçu par le port 2 du “VNA” (port de réception) et de vérifier que les oscillations liées à la commutation lors de la mise en conduction de l’IGBT n’affectent pas les mesures, le câble de sortie de la pince de réception est connecté à la voie 3 de l’oscilloscope via une résistance de 50Ω , l’impédance d’entrée de l’oscilloscope étant réglée à $1 \text{ M}\Omega$, comme montré dans la Figure III.28.a. Pour mieux visualiser ces oscillations, le “VNA” est configuré pour injecter un signal à 1 MHz. La Figure III.28.b ainsi que les agrandissements présentés montrent le signal sinusoïdal de 1 MHz reçu par le port 2 du “VNA” ainsi que les oscillations dues à la commutation.

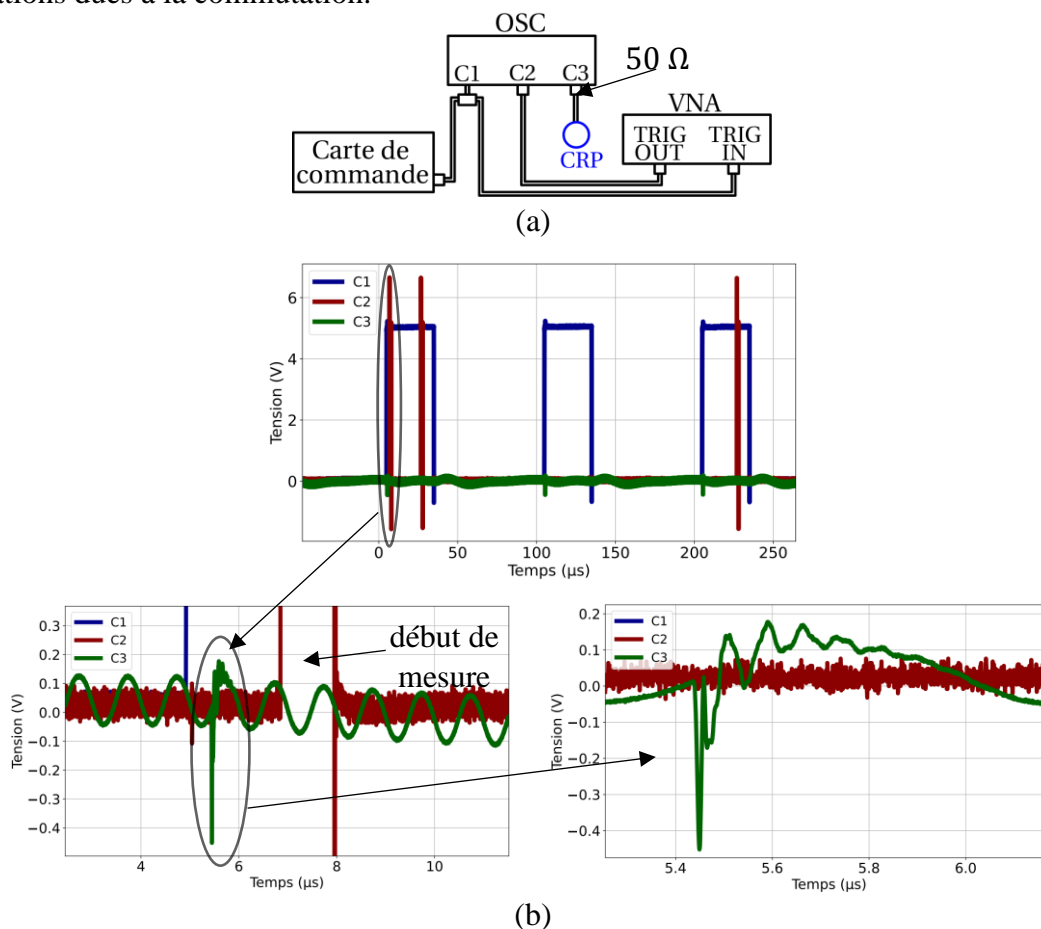


Figure III.28 : Signal vu par le port 2 du “VNA” pour IGBT-ON : (a) configuration de mesure, (b) comparaison avec les signaux de “Trigger-out” du “VNA” et de commande de l’IGBT.

Cependant, on remarque que l'impulsion de "Trigger-out" signalant le début de mesure est générée après la disparition des oscillations, garantissant ainsi qu'elles n'affectent pas les mesures.

III.3.4.2 Mesure avec l'IGBT-OFF

Pour mesurer les impédances lorsque l'IGBT est à l'état OFF, le délai d_1 est maintenu à $90 \mu\text{s}$, la "IFBW" est réglée à 20 kHz , et le "Trigger" détecte le front descendant du signal. Le choix de cette valeur de "IFBW" permet également de garantir un temps restant suffisant avant l'instant de commutation, comme montré dans la Figure III.29.

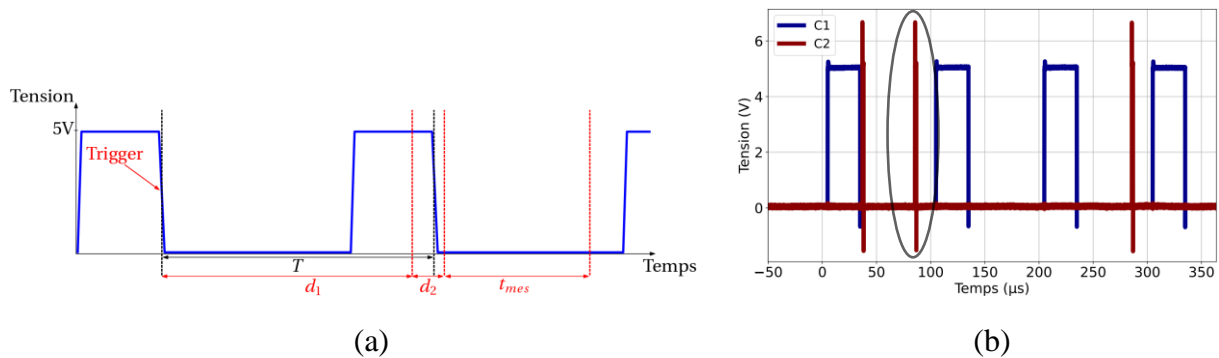


Figure III.29 : (a) Chronogramme montrant les délais de mesure pour IGBT-OFF. (b) Signaux vus par oscilloscope pour $d_1 = 90 \mu\text{s}$ et "IFBW" de 20 kHz .

En connectant la sortie de la pince de réception à la voie 3 de l'oscilloscope (Figure III.29.a), on observe qu'il n'y a pas d'oscillations dues au blocage de l'IGBT, mais seulement une légère déformation du signal sinusoïdal, comme montré dans la Figure III.30. Cependant, on remarque que l'impulsion de "Trigger-out" signalant le début de mesure est générée après la disparition de cette déformation, garantissant ainsi qu'elle n'affecte pas les mesures.

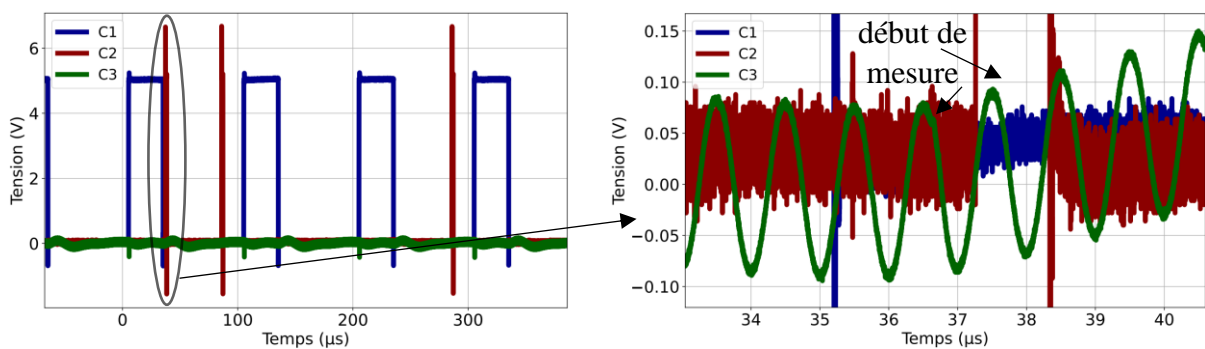


Figure III.30 : Comparaison du signal vu par le port 2 du "VNA" pour IGBT-OFF avec les signaux de "Trigger-out" du "VNA" et de commande de l'IGBT.

Dans cette partie, une méthode de synchronisation du “VNA” avec le signal de commande de l’IGBT est proposée. Cette synchronisation repose principalement sur deux paramètres : le retard ajouté d_1 et la “IFBW”. Les résultats, analysés à partir du signal “Trigger-out” du “VNA” et du signal de commande de l’IGBT, confirment que la synchronisation est correctement assurée, lorsque l’IGBT est à l’état ON ou OFF. Cela permet, par la suite, d’appliquer la méthode des deux pinces de courant avec les réglages définis afin d’identifier les impédances du modèle correspondant aux deux états de l’IGBT.

III.4 Identification expérimentale du modèle

Dans cette dernière partie de ce chapitre, le modèle boîte grise est identifié expérimentalement. Dans un premier temps, les impédances du modèle sont identifiées pour les états ON et OFF de l’IGBT, en appliquant la méthode des deux pinces de courant, et les réglages des paramètres du “VNA” de manière à garantir sa parfaite synchronisation avec le signal de commande de l’IGBT. Ensuite, les impédances du modèle sur une période de commutation sont déterminées par la méthode décrite dans la section III.1.2. Les deux sources de courant du modèle sont ensuite identifiées à partir d’un seul essai. Enfin, le modèle boîte grise obtenu est validé expérimentalement, et sa robustesse est étudiée.

III.4.1 Mesure des impédances sous tension avec la méthode des deux pinces de courant

La méthode des deux pinces de courant est appliquée au banc alimenté sous tension de 300 V. Trois essais sont réalisés en plaçant les pinces de courant aux trois positions déjà montrées (Figure III.16). La synchronisation des mesures des impédances entre bornes du banc pour les deux états de l’IGBT est assurée à l’aide de paramètres définis précédemment dans la section III.3. Lorsque l’IGBT est en état ON, les impédances totales $Z_{t-pg-ON}$, $Z_{t-ng-ON}$, et $Z_{t-pn-ON}$, sont mesurées respectivement entre les bornes (p,g) , (n,g) et (p,n) . Ces impédances comprennent à la fois l’impédance amont (RSIL) et l’impédance aval (convertisseur, câble et charge), vues en parallèle depuis les points de mesure. Lorsque l’IGBT est en état OFF, les impédances totales mesurées sont $Z_{t-pg-OFF}$, $Z_{t-ng-OFF}$, et $Z_{t-pn-OFF}$.

Il est à noter que les trois essais de calibration sont identiques à ceux présentés dans la section III.2.3, réalisés avec amplificateur et une “IFBW” de 10 Hz.

Les impédances Z_{L1} , Z_{L2} , et Z_{L3} du “Système 2”, sont préalablement obtenues, dans la section II.3.4.2, par des mesures hors tension avec “VNA” 1-port avec “BALUN”, après déconnexion du “Système 2” de la chaîne de conversion (Figure III.16.b). Donc, les impédances du modèle boîte grise pour IGBT en état ON, Z_{1-ON} , Z_{2-ON} , et Z_{3-ON} , sont calculées par le système d’équations de (III.24) à (III.29). La même démarche est effectuée pour obtenir les impédances du modèle, Z_{1-OFF} , Z_{2-OFF} , et Z_{3-OFF} , pour l’état OFF de l’IGBT.

La Figure III.31 présente les impédances du modèle pour les deux états de l'IGBT. On observe un bruit significatif, notamment pour Z_{1-ON} , Z_{1-OFF} , Z_{2-ON} , et Z_{2-OFF} dans la bande de 1 à 3 MHz, malgré l'utilisation d'un amplificateur avec le même gain qu'auparavant. Ce bruit est principalement dû aux valeurs relativement élevées de la "IFBW" (50 kHz pour les mesures en état ON de l'IGBT et 20 kHz pour celles en état OFF), comparées à celles utilisées pour les mesures de la méthode des deux pinces de courant hors tension ("IFBW" de valeur minimale de 10 Hz), pour lesquelles les impédances des modèles ne présentaient pas de bruit.

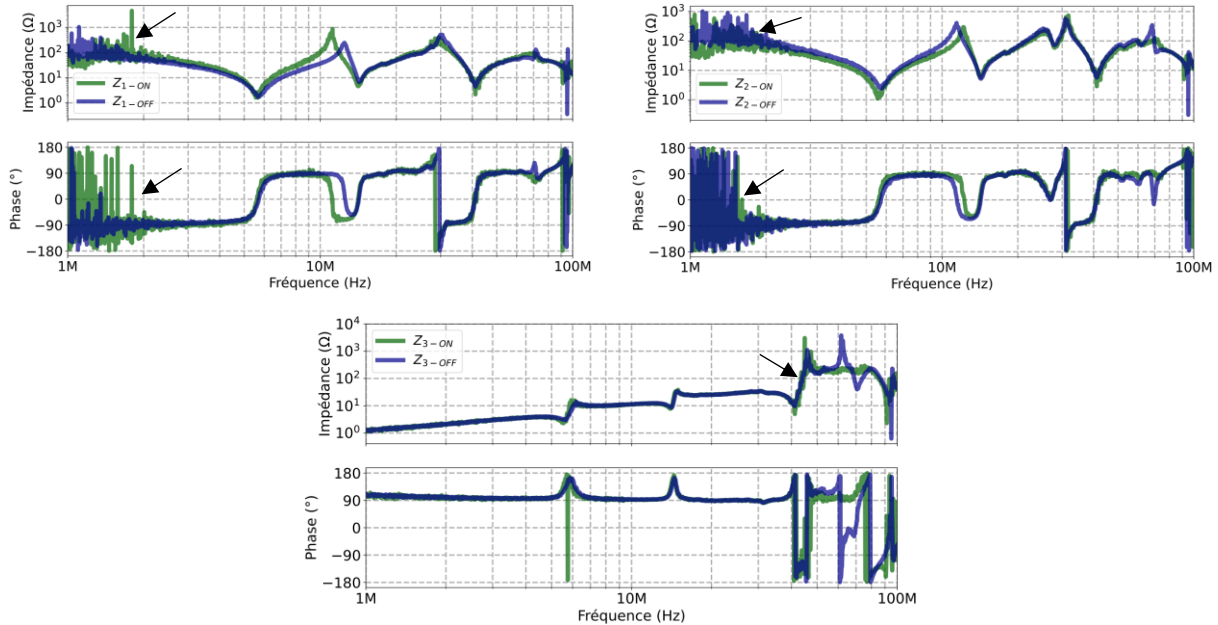


Figure III.31 : Évolution des impédances du modèle obtenues sous tension par la méthode des deux pinces de courant avec amplificateur pour un état stable de l'IGBT.

Comme l'amplificateur seul n'apporte pas plus de précision en basses fréquences, et afin d'améliorer la précision des mesures nous utilisons, dans la suite, la fonction "Averaging" du "VNA" sans et avec l'amplificateur.

III.4.2 Fonction "Averaging" du "VNA" sans utilisation de l'amplificateur

Afin de réduire le bruit en basses fréquences sans augmenter excessivement le gain de l'amplificateur, ce qui pourrait endommager le convertisseur, la fonction "Averaging" du "VNA" est utilisée. Cette fonction réalise un moyennage exponentiel selon l'équation (III.30).

$$A_n = \frac{S_n}{F} + \left(1 - \frac{1}{F}\right) \cdot A_{n-1} \quad (III.30)$$

Avec :

A_n : valeur moyennée à la n-ième mesure.

S_n : valeur n-ième mesurée.

F : facteur de moyennage.

Cette fonction permet de réduire les effets du bruit aléatoire sur les mesures, en répétant la mesure de chaque point fréquentiel N fois. Le “VNA” considère par défaut $F = N$. Ainsi, la valeur maximale $F = 999$ est choisie, ce qui correspond à 999 mesures pour chaque point fréquentiel. Cette opération revient à agréger les résultats d’un très grand nombre d’impulsions, similaires à celles présentées dans la Figure III.23.b, afin d’obtenir une moyenne représentative pour chaque fréquence mesurée. Pour cette raison, l’activation du mode à faible latence du “VNA” est important dans ce cas, afin de réduire le temps de mesure.

Il est important de noter que cette fonction était difficile à utiliser pour l’application de la méthode des deux pinces de courant sur le banc hors tension, car avec une “IFBW” de 10 Hz, le “VNA” prend un temps considérable pour effectuer plusieurs mesures sur l’ensemble des points fréquentiels, d’où l’importance d’utiliser un amplificateur dans ce cas.

Dans un premier temps, cette fonction est utilisée sans l’utilisation de l’amplificateur, afin d’évaluer si elle pouvait atténuer le bruit. Les impédances du modèle pour les états IGBT-ON et OFF, sont présentées dans la Figure III.32. Les impédances Z_{1-ON} , Z_{2-ON} , Z_{1-OFF} et Z_{2-OFF} restent bruitées entre 1 MHz et 3 MHz, tandis que l’impédance Z_{3-ON} est particulièrement bruitée autour de 1 MHz.

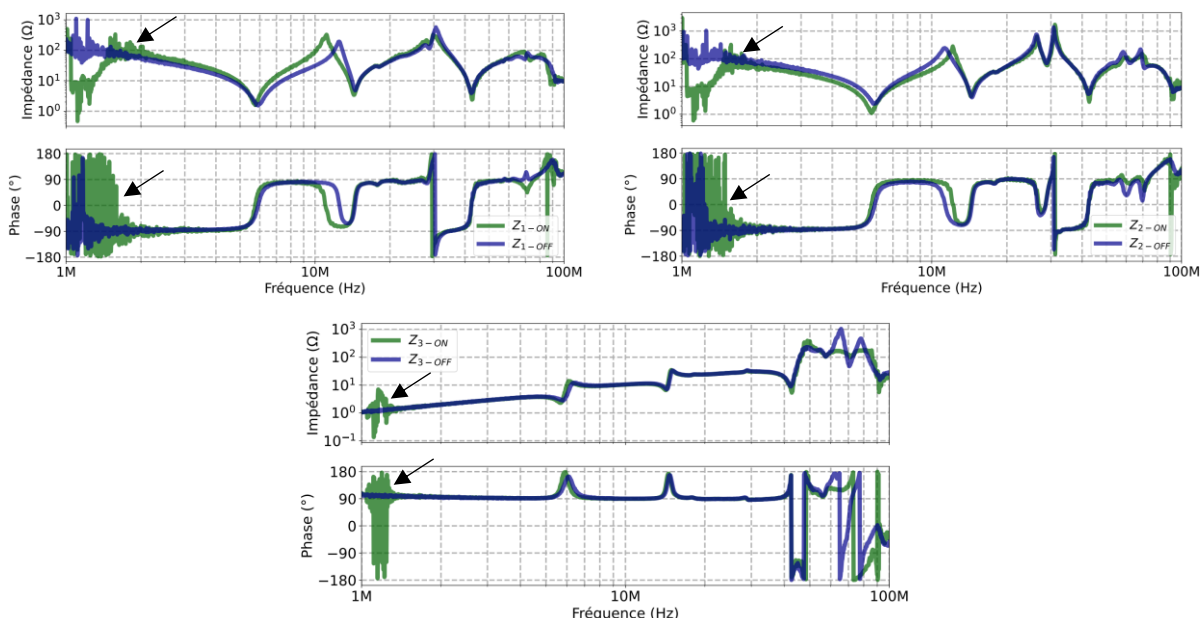


Figure III.32 : Évolution des impédances du modèle obtenues sous tension par la méthode des deux pinces de courant sans amplificateur, avec “Averaging” pour un état stable de l’IGBT.

III.4.3 Fonction “Averaging” du “VNA” avec utilisation de l'amplificateur

Dans cet essai, la fonction “Averaging” est utilisée avec un amplificateur de puissance ayant le même gain qu’auparavant. D'abord, les impédances totales $Z_{t-pg-ON}$, $Z_{t-ng-ON}$, et $Z_{t-pn-ON}$, sont mesurées respectivement entre les bornes (p,g) , (n,g) et (p,n) , lorsque l'IGBT est en état ON. Lorsque l'IGBT est en état OFF, les impédances totales mesurées sont $Z_{t-pg-OFF}$, $Z_{t-ng-OFF}$, et $Z_{t-pn-OFF}$. Ces impédances sont présentées dans la Figure III. 33. On remarque que ces impédances sont des impédances physiques, car leur phase ne dépasse pas $\pm 90^\circ$, sauf à certaines fréquences où un dépassement est observé. Cela s'explique par le manque de précision de la méthode de deux pinces de courant à ces fréquences. Donc, ces impédances sont physiques car elles sont vues entre deux dipôles.

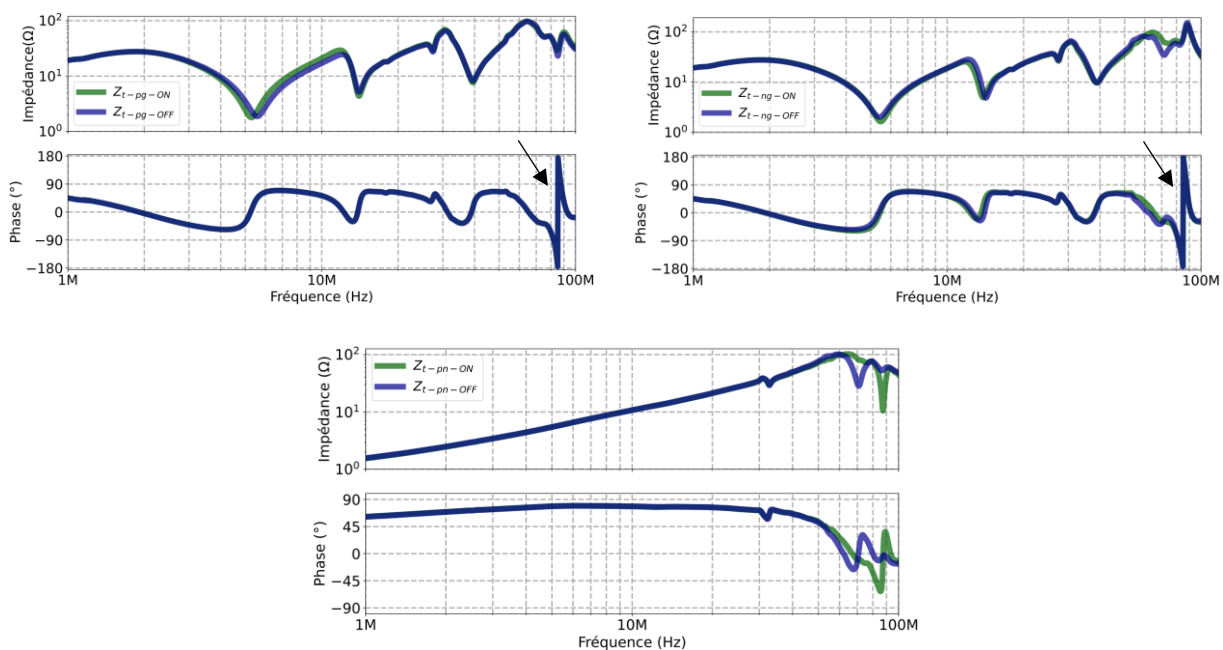


Figure III. 33 : Évolution des impédances totales pour un état stable de la cellule de commutation

Les impédances du modèle, pour les états IGBT-ON et OFF, présentées sur la Figure III.34, ne sont bruitées en basses fréquences. Cela peut être expliqué à la fois par l’augmentation du rapport signal/bruit grâce à l’amplificateur, et par la réduction des bruits restants par la fonction “Averaging”.

Sur la même Figure, les impédances du modèle calculées à partir des mesures hors tension par “VNA” 1-port (sans “BALUN”), entre les bornes de la chaîne de conversion en déconnectant le “Système 2” de la chaîne de conversion, sont comparées à celles calculées du modèle d’après des mesures sous tension par la méthode des deux pinces de courant. On remarque un décalage significatif de la première fréquence de résonance. Des différences sont également notées entre les impédances identifiées pour l’IGBT en états ON et OFF. Cela met en évidence l’importance d’effectuer les mesures sous tension, en tenant compte des variations d’impédance en fonction

des états de l'IGBT. Ces impédances tiennent compte du changement de la topologie du circuit en fonction de l'état de la cellule de commutation, et également des valeurs des capacités inter-électrodes de l'IGBT et de la diode en fonction de la tension d'alimentation.

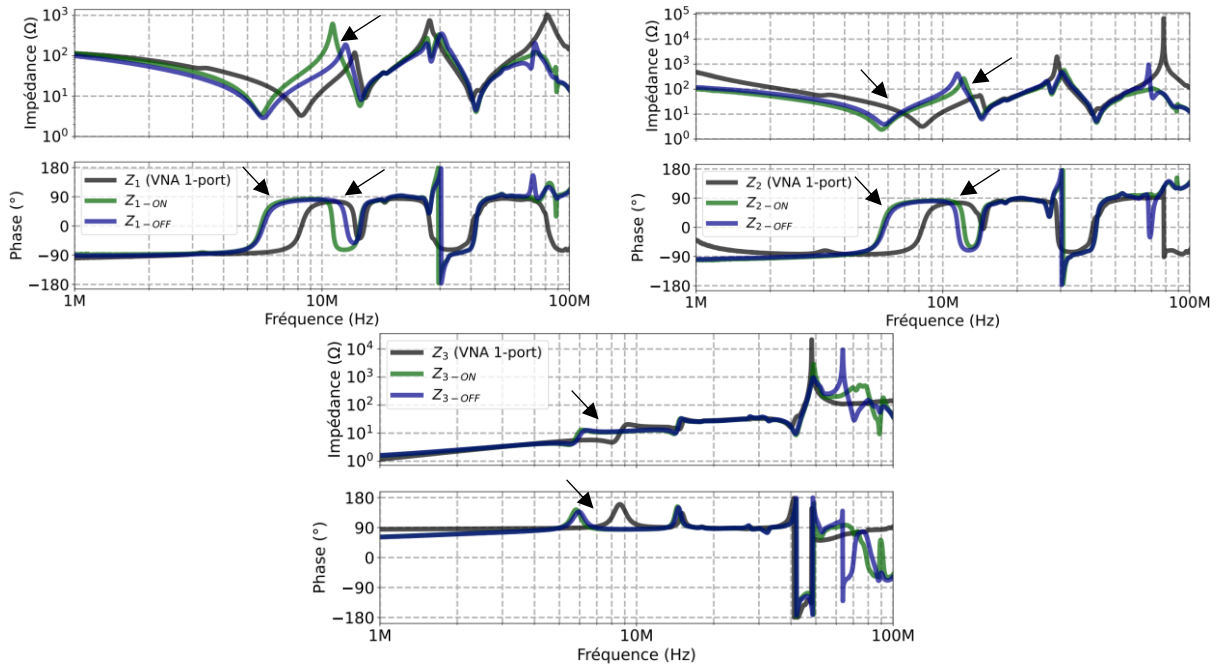


Figure III.34 : Évolution des impédances du modèle obtenues sous tension par la méthode des deux pinces de courant avec amplificateur et avec “Averaging” pour un état stable de la cellule de commutation, et comparaison avec celles obtenues par mesures 1-port “VNA” hors tension (sans “BALUN”).

III.4.4 Identification des impédances sur une période de commutation

L'étape suivante, présentée par l'organigramme (Figure III.2), consiste à calculer les impédances d'entrée du modèle, Z_{pg-ON} , Z_{ng-ON} , et Z_{pn-ON} , pour l'état ON de l'IGBT, selon les équations (III.9), (III.15) et (III.18). Et les impédances d'entrée du modèle, Z_{pg-OFF} , Z_{ng-OFF} et Z_{pn-OFF} , pour l'état OFF de l'IGBT, sont calculées selon les équations (III.10), (III.16), et (III.19). Finalement, les équations (III.13), (III.14), et (III.17) sont utilisées pour déterminer les impédances d'entrée du modèle boîte grise, Z_{pg-sw} , Z_{ng-sw} et Z_{pn-sw} , sur une période de commutation. Toutes ces impédances sont présentées sur la Figure III.35.

Ces résultats montrent de faibles écarts entre les états ON et OFF de l'IGBT, ce qui peut s'expliquer par des valeurs proches de la capacité inter-électrode de la diode et de la capacité de sortie de l'IGBT sous 300 V. Le dépassement de phase de $\pm 90^\circ$ autour de 30 MHz est dû à l'erreur numérique détectée précédemment (Figure III.20), tandis que les autres dépassements au-delà de 80 MHz sont liés au manque de précision de la méthode des deux pinces de courant à ces fréquences. Donc, ces impédances sont de nature physique car elles sont vues entre deux bornes.

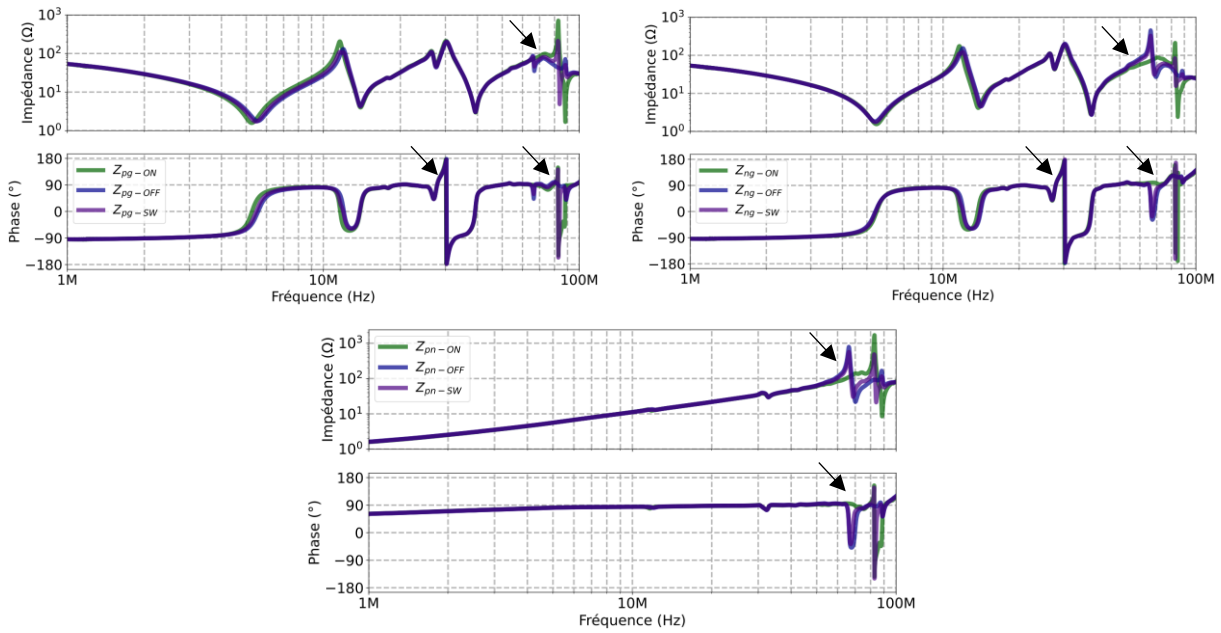


Figure III.35 : Évolution des impédances d'entrée du modèle pour un état stable de l'IGBT et sur une période de commutation.

Après avoir déterminé les impédances Z_{pg-SW} , Z_{ng-SW} , et Z_{pn-SW} , les impédances du modèle boîte grise sur une période de commutation, Z_{1-SW} , Z_{2-SW} , et Z_{3-SW} , sont calculées d'après le système d'équations (III.8), (III.20), et (III.21), et présentées sur la Figure III.36.

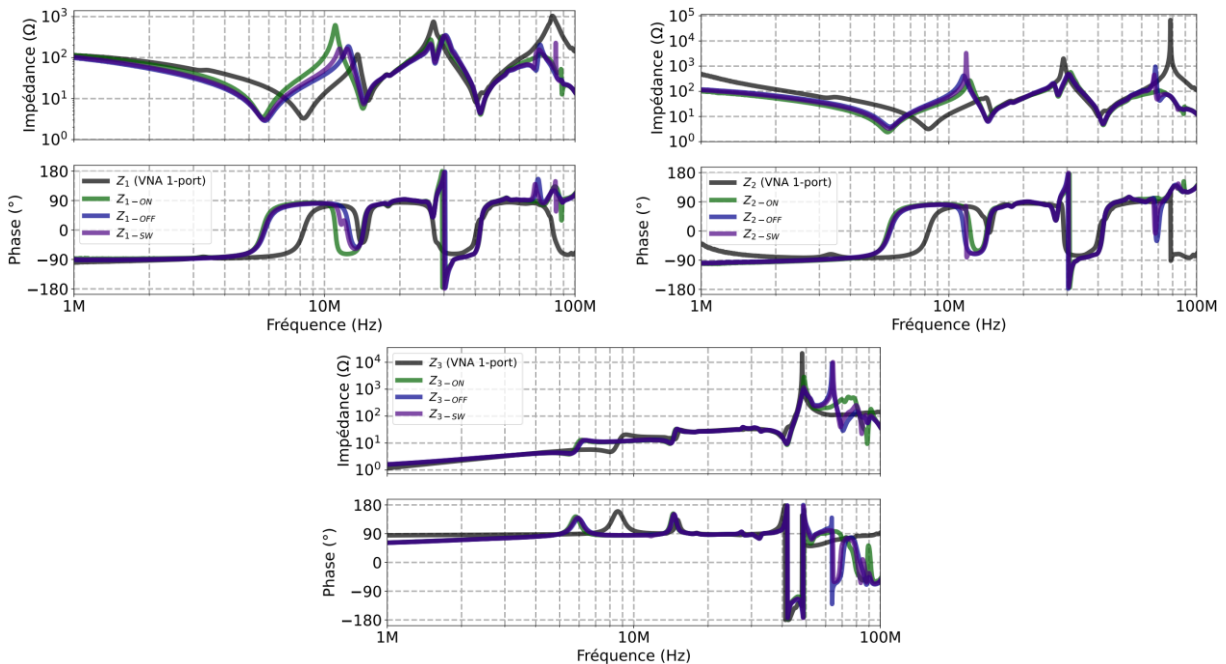


Figure III.36 : Évolution des impédances du modèle obtenues sous tension par la méthode des deux pinces de courant pour un état stable de la cellule de commutation et sur une période de commutation, et comparaison avec celles obtenues par mesures 1-port “VNA” hors tension (sans “BALUN”).

Une fois les impédances du modèle sur une période de commutation obtenues, l'étape suivante consiste à identifier les sources de courant du modèle.

III.4.5 Identification des sources de courant du modèle boîte grise

Après la transformation des impédances du "Système 2" et du modèle boîte grise en étoile, comme illustré dans la Figure III.37, on obtient le système d'équation (III.31) à (III.36). Les impédances Z'_{L1} , Z'_{L2} et Z'_{L3} sont les impédances en étoile du "Système 2". Les impédances Z'_{1-SW} , Z'_{2-SW} et Z'_{3-SW} sont les impédances en étoile du modèle sur une période de commutation. Les courants de MD et de MC sont déjà mesurés par la configuration 2, présentée dans la section II.3.4.2 (Figure II.42). Ensuite, les courants I_{L1} et I_{L3} sont calculés par les équations (II.1) et (II.2). Enfin, les sources de courants du modèle I_{pg} et I_{ng} sont calculées par le système d'équations (III.31) à (III.36), et présentées dans la Figure III.38.

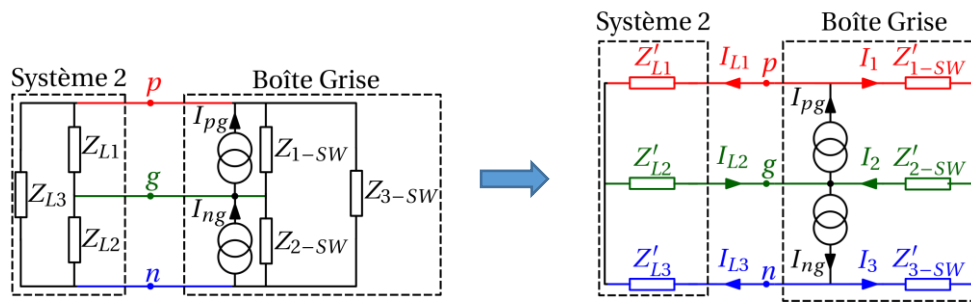


Figure III.37 : Schéma équivalent du banc avec modèle boîte grise.

$$Z'_{L1} \cdot I_{L1} + Z'_{L2} \cdot I_{L2} = Z'_{1-SW} \cdot I_1 + Z'_{2-SW} \cdot I_2 \quad (\text{III.31})$$

$$Z'_{L3} \cdot I_{L3} + Z'_{L2} \cdot I_{L2} = Z'_{3-SW} \cdot I_3 + Z'_{2-SW} \cdot I_2 \quad (\text{III.32})$$

Avec :

$$I_{L2} = I_{L1} + I_{L3} \quad (\text{III.33})$$

$$I_2 = I_1 + I_3 \quad (\text{III.34})$$

$$I_1 = I_{pg} - I_{L1} \quad (\text{III.35})$$

$$I_3 = I_{ng} - I_{L3} \quad (\text{III.36})$$

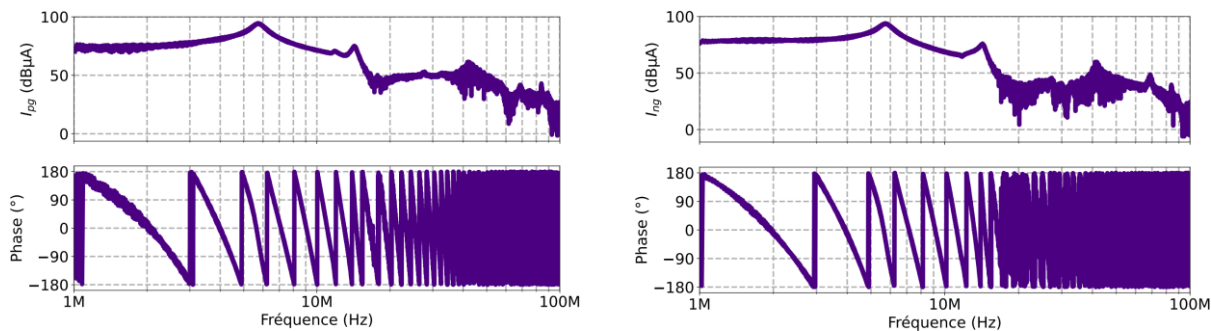


Figure III.38 : Sources du courant du modèle boîte grise.

Les paramètres du modèle boîte grise sont identifiés. L'étape suivante consiste à valider le modèle expérimentalement, et l'appliquer dans des différentes configurations afin de tester sa robustesse.

III.5 Validation expérimentale et étude de la robustesse du modèle boîte grise

Dans cette partie, et afin de valider le modèle obtenu, celui-ci est d'abord appliqué à la même configuration d'identification, puis dans une configuration différente, en insérant le câble blindé à l'entrée de la chaîne de conversion.

III.5.1 Vérification dans la même configuration d'identification

Le modèle est appliqué dans la même configuration d'identification de ses paramètres, qui est la configuration 2, présentée dans la section II.3.4.2 (Figure II.42.a et Figure II.42.b). La Figure III.39 montre que les spectres des courants de MD et MC prédits par le modèle sont superposés aux spectres mesurés, car le modèle reproduit exactement les spectres mesurés lors de son identification.

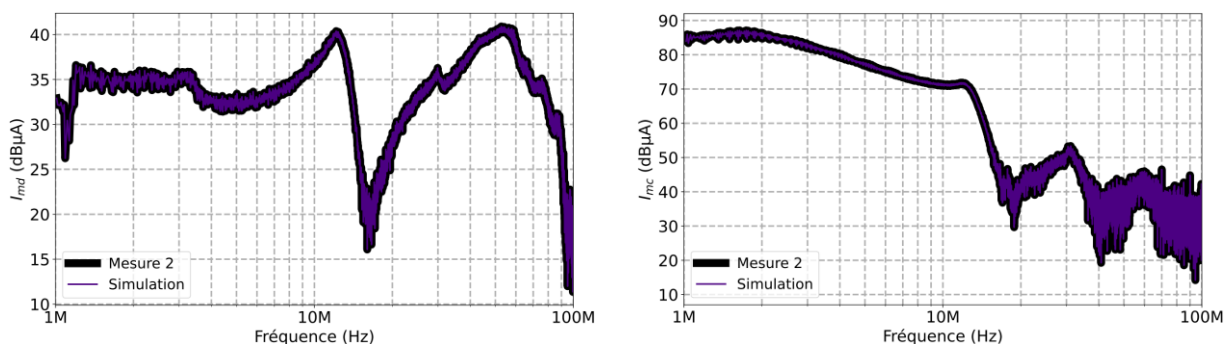


Figure III.39 : Vérification du modèle : enveloppes des spectres des perturbations pour une application du modèle boîte grise à la même configuration d'identification.

III.5.2 Application dans une nouvelle configuration

Afin de tester la robustesse du modèle, celui-ci est appliqué dans une configuration différente de celle d'identification, qui est la configuration 3, présentée dans la section II.3.4.3, où un câble blindé de 17,4 m est inséré à l'entrée de la chaîne de conversion (Figure II.44.a et Figure II.44.b). La comparaison des spectres des courants MD et MC mesurés et issus de la simulation avec le modèle boîte grise est présentée sur la Figure III.40. Avec le câble blindé inséré à l'entrée de la chaîne de conversion, les résultats montrent une précision acceptable pour le courant de MD jusqu'à 100 MHz, avec une erreur maximale atteignant 10 dB μ A à certaines fréquences. De plus, une bonne précision est observée pour le courant de MC jusqu'à 30 MHz. Au-delà de cette fréquence, les mesures sont affectées par le bruit de mesure de l'oscilloscope (malgré l'utilisation d'un oscilloscope de 12 bits). Ce niveau de précision élevé est dû au fait que le modèle boîte grise obtenu prend en compte l'influence de la tension sur les impédances mesurées, ainsi sur l'identification de ces impédances sur une période de commutation.

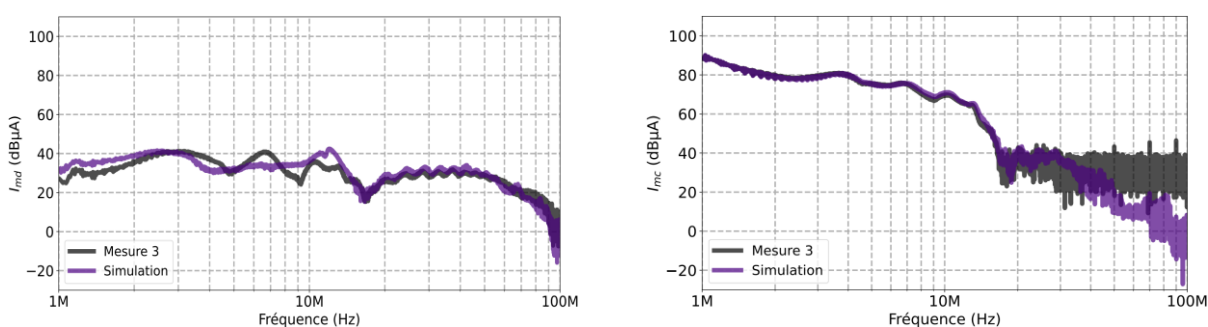


Figure III.40 : Étude de robustesse : enveloppes des spectres des perturbations pour une application du modèle boîte grise dans une nouvelle configuration.

Dans cette partie, les impédances du modèle boîte grise sont identifiées pour les deux états stables de la cellule de commutation. La fonction "Averaging" du "VNA" est utilisée avec l'amplificateur afin d'améliorer la précision des mesures. Les résultats obtenus mettent en évidence l'importance d'effectuer l'identification de ces impédances sous tension, ce qui permet d'obtenir un modèle robuste, capable de prédire avec une bonne précision les courants de MD et de MC, même en cas de forte modification de l'impédance à laquelle est raccordée la chaîne de conversion, réalisée ici par l'insertion d'un câble blindé de 17,4 m.

Conclusion

Dans ce chapitre, un nouveau modèle "Terminal Modeling" boîte grise est proposé. L'identification de ce modèle repose sur les mesures des impédances sous tension pour les deux états stables de la cellule de commutation. Cette approche permet de prendre en compte les variations des impédances en fonction de l'état de la cellule de commutation, et de la tension du bus DC.

La méthode proposée permet de déterminer les impédances du modèle boîte grise sur une période de commutation. Ces impédances reproduisent les résonances associées aux deux états stables de la cellule. Les deux sources de courant du modèle sont identifiées à partir d'un seul essai, ce

qui élimine les effets de “jitter” entre les essais, qui avaient été identifiés comme facteurs limitants pour l'identification du modèle boîte noire. La validation par simulation a confirmé sa robustesse, avec une bonne précision dans la prédiction des courants de MD et de MC.

La méthode des deux pinces de courant a été validée hors tension, avec une très bonne précision jusqu'à 70 MHz. Une méthode de synchronisation du “VNA” avec le signal de commande de l'IGBT a ensuite été proposée, via le réglage des paramètres du “VNA”, afin de permettre l'identification des impédances du modèle pour les deux états stables de la cellule de commutation.

La méthode des deux pinces de courant a ensuite été appliquée pour mesurer les impédances sous tension, en assurant la synchronisation du “VNA”. Les impédances du modèle ont ainsi été identifiées pour chaque état stable de la cellule de commutation, révélant l'importance de l'identification sous tension, notamment à travers le décalage observé de la première fréquence de résonance provoquée par le changement d'état de la cellule. Enfin, le modèle a été validé expérimentalement, et a montré une très grande robustesse en prédisant avec précision les courants de MD et de MC, y compris dans une nouvelle configuration où un câble blindé de 17,4 m est inséré à l'entrée de la chaîne de conversion.

Conclusion générale et perspectives

En raison des problèmes de convergence et des temps de calcul importants liés à la simulation dans le domaine temporel, la simulation dans le domaine fréquentiel a été retenue pour la modélisation des convertisseurs statiques. Cette approche nécessite cependant un modèle de type “TM” précis. C’est dans ce contexte que les travaux de cette thèse se sont concentrés sur des modèles “TM” boîte noire et boîte grise des convertisseurs statiques qui sont déjà réalisés. La finalité est de déterminer les impédances du système de conversion, avec précision, sur une large bande de fréquence, en vue d’une conception conforme aux exigences CEM.

Dans le premier chapitre est présenté un état de l’art des différentes méthodes de caractérisation des éléments actifs et passifs d’un système de conversion d’énergie. Cette étude a mis en évidence des difficultés rencontrées pour la détermination des paramètres des modèles CEM de large bande de fréquence. Pour cette raison, le modèle “Terminal modeling” d’une chaîne de conversion a été retenu pour cette étude. Ce modèle considère la chaîne de conversion comme une boîte noire ou une boîte grise, ce qui permet de réaliser des mesures entre bornes sans avoir à caractériser chaque composant individuellement.

Dans le deuxième chapitre, on a défini un circuit de test représentatif sur lequel le modèle proposé pourra être identifié et validé par simulation. Ensuite, on a identifié par simulation le modèle “Terminal modeling” boîte noire, en insérant une impédance externe Z_{shunt} lors de trois essais. Nous avons montré qu’il fournit des résultats précis lors d’une application dans la même configuration d’identification. Pour tester la robustesse de ce modèle, un modèle de câble a été inséré à l’entrée de la chaîne de conversion afin de modifier significativement la configuration de tests. Ce modèle a alors révélé des écarts des amplitudes comparées aux résultats issus du modèle circuit. Il a également montré une sensibilité à la position de l’impédance insérée Z_{shunt} , ainsi qu’une influence liée aux éventuels décalages temporels des signaux utilisés durant son identification. Nous avons amélioré la méthode d’identification expérimentale en réalisant une nouvelle boîte d’insertion de l’impédance Z_{shunt} , en modélisant le système en amont de la chaîne de conversion par trois impédances équivalentes, et en mesurant les courants au lieu des tensions comme proposée dans la littérature. Afin de minimiser les décalages temporels entre les signaux mesurés, le signal de la carte de commande a été stabilisé et la carte “driver” “Arcel”, présentant un faible “jitter”, a été utilisée. Le modèle a ensuite été identifié sur un banc expérimental comprenant un hacheur série, en mesurant les courants de MD et de MC lors des trois essais. Nous avons validé expérimentalement le modèle dans la même configuration d’identification, obtenant des résultats précis. Pour une configuration proche de celle pour l’identification, le modèle a montré une bonne précision sur le courant de MD et de MC, respectivement, jusqu’à 14 MHz et 20 MHz. Toutefois, une forte sensibilité au bruit a été observée sur le courant de MD. En revanche, pour une nouvelle configuration où un câble blindé de 17,4 m est inséré à l’entrée de la chaîne de conversion, le modèle conserve une bonne précision sur le courant de MC jusqu’à 14 MHz, mais une perte de précision est constatée pour le courant de MD.

Dans le troisième chapitre, nous avons proposé un nouveau modèle “TM” boîte grise, de nature proche des conditions de fonctionnement du système, car il repose sur les mesures des impédances sous tension de MD et de MC de la chaîne de conversion, obtenues pour un état stable de la cellule de commutation. Ce modèle prend en compte l’influence de la tension sur le composant bloqué. Cette méthode permet d’obtenir les impédances de MD et de MC de la chaîne

de conversion sur une période de commutation. Cette méthode est basée sur la détermination des impédances vues par les sources de courant du modèle durant une période, ce qui prend en compte la variation de l'état de la cellule de commutation. Nous avons identifié ce modèle par simulation, et les résultats obtenus dans une nouvelle configuration sont bien plus performants. Pour l'identification expérimentale, nous avons appliqué la méthode des deux pinces de courant afin de mesurer les impédances sous tension, après avoir validé cette méthode expérimentalement. Nous avons amélioré la précision de cette méthode en utilisant un amplificateur de puissance ainsi que la fonction "Averaging" du "VNA". La mesure des impédances sous tension, en fonctionnement du convertisseur, pour un état stable de la cellule de commutation, a nécessité la mise en place d'une nouvelle méthode de synchronisation de la mesure des impédances avec le signal de commande de l'IGBT, ainsi qu'un réglage précis des paramètres du "VNA". Nous avons identifié les sources de courant du modèle en mesurant les courants de MD et de MC, ce qui a permis de réduire efficacement le bruit dans les résultats et d'éviter le problème de "jitter" en réalisant un seul essai. Enfin, l'application du modèle sur le banc expérimental, dans une nouvelle configuration, en insérant câble blindé de 17,4 m à l'entrée de la chaîne de conversion, a démontré sa grande robustesse en prédisant avec précision le courant de MC jusqu'à 30 MHz, tout en tenant compte de la difficulté de validation au-delà de cette fréquence en raison du bruit de l'oscilloscope. Le modèle a également montré une bonne précision sur le courant de MD jusqu'à 100 MHz.

Une perspective importante de ces travaux concerne la modélisation du convertisseur seul, sans sa charge, en utilisant la méthode boîte grise. Ce modèle, de structure "Unterminated", permettra de prédire les perturbations tant à l'entrée qu'à la sortie du convertisseur, ce qui est particulièrement pertinent pour les normes aéronautiques. Ainsi, il est important, dans la suite, de mesurer les impédances de la chaîne de conversion durant la commutation, en utilisant la méthode de synchronisation du "VNA", afin d'étudier l'influence de la commutation sur ces impédances. On a remarqué que les impédances observées entre deux bornes d'un système présentent une nature physique dont la phase ne dépasse pas $\pm 90^\circ$. En revanche, pour ce même système, les impédances équivalentes montrent individuellement une nature non-physique, avec une phase dépassant $\pm 90^\circ$. Par conséquent, il est pertinent d'analyser finement ces impédances. Enfin, un filtre CEM sera dimensionné en utilisant un modèle boîte grise de la chaîne de conversion.

Références bibliographiques

- [1] « Panorama du marché français des véhicules électriques : statistiques et prévisions », *Virta*. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.virta.global/fr/marche-francais-vehicules-electriques-statistiques-predictions>
- [2] « Automotive GaN FETs Engineered for High Frequency and Robustness in HEV/EVs », *TEXAS INSTRUMENTS*. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.ti.com/document-viewer/lit/html/SSZT220>
- [3] « Datasheet NNBM 8126-A 890 », *SCHWARZBECK*. [En ligne]. Disponible sur: <https://schwarzbeck.de/Datenblatt/K8126A890.pdf>
- [4] M. MESSAOUDI, « Stratégie de modulation pour la réduction des perturbations conduites générées par un variateur de vitesse à redresseur MLI », Thèse, Université de Lille, 2015.
- [5] A. VIDET, « Variateur de vitesse à impact électromagnétique réduit : onduleur multiniveaux et nouvelles stratégies de modulation », Thèse, École Centrale de Lille, 2009.
- [6] J. L. Kotny, X. Margueron et N. Idir, « Coupling inductor models for EMI filters », in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Porto, Portugal: IEEE, nov. 2009, p. 4092-4097. doi: 10.1109/IECON.2009.5415099.
- [7] J. L. Kotny, T. Duquesne et N. Idir, « Design of EMI filters for DC-DC converter », in *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Lille, France: IEEE, sept. 2010, p. 1-6. doi: 10.1109/VPPC.2010.5729047.
- [8] J. L. Kotny, T. Duquesne et N. Idir, « EMI Filter design using high frequency models of the passive components », in *2011 IEEE 15th Workshop on Signal Propagation on Interconnects (SPI)*, Naples, Italy: IEEE, mai 2011, p. 143-146. doi: 10.1109/SPI.2011.5898860.
- [9] J. L. Kotny, T. Duquesne et N. Idir, « Filter design method for GaN-Buck converter taking into account of the common-mode propagation paths », in *2016 IEEE 20th Workshop on Signal and Power Integrity (SPI)*, Turin, Italy: IEEE, mai 2016, p. 1-4. doi: 10.1109/SaPIW.2016.7496297.
- [10] J.-L. Kotny, X. Margueron et N. Idir, « High frequency modeling method of EMI filters », in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, CA: IEEE, sept. 2009, p. 1671-1678. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316241.
- [11] J.-L. Kotny, X. Margueron et N. Idir, « High-Frequency Model of the Coupled Inductors Used in EMI Filters », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n° 6, p. 2805-2812, juin 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2175452.
- [12] J.-L. Kotny, T. Duquesne et N. Idir, « Influence of Temperature on the EMI Filter Efficiency for Embedded SiC Power Converters », in *2017 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Belfort: IEEE, déc. 2017, p. 1-6. doi: 10.1109/VPPC.2017.8330890.

- [13] J. L. Kotny, T. Duquesne et N. Idir, « Modeling and design of the EMI filter for DC-DC SiC-converter », in *2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Ischia, Italy: IEEE, juin 2014, p. 1195-1200. doi: 10.1109/SPEEDAM.2014.6872003.
- [14] C. Cuellar et N. Idir, « EMI filter design methodology taking into account the static converter impedance », in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*, Lappeenranta, Finland: IEEE, août 2014, p. 1-10. doi: 10.1109/EPE.2014.6910940.
- [15] B. ZAIDI, « Méthode d'optimisation du volume des bobines de mode commun pour la conception des filtres CEM », Thèse, Université de Lille, 2018.
- [16] F. SALOMEZ, « Modélisation des effets capacitifs des bobines simple couche et choix du matériau magnétique du noyau pour le dimensionnement des filtres CEM », Thèse, Université de Lille, 2022.
- [17] « Datasheet MOSFET C3M0021120D », *Wolfspeed*. [En ligne]. Disponible sur: https://assets.wolfspeed.com/uploads/2024/01/Wolfspeed_C3M0021120D_data_sheet.pdf
- [18] « Datasheet diode UJ3D06560KSD », *ONSEMI*. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.onsemi.com/download/data-sheet/pdf/uj3d06560ksd-d.pdf>
- [19] S. VIENOT, « Méthodes de modélisation CEM de l'électronique de puissance appliquées au domaine automobile », Thèse, Université de Lille, 2021.
- [20] V. Tarateeraseth, Bo Hu, Kye Yak See et F. G. Canavero, « Accurate Extraction of Noise Source Impedance of an SMPS Under Operating Conditions », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, n° 1, p. 111-117, janv. 2010, doi: 10.1109/TPEL.2009.2024675.
- [21] A. Chafi, N. Idir, A. Videt et H. Maher, « Design Method of PCB Inductors for High-Frequency GaN Converters », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, n° 1, p. 805-814, janv. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3000438.
- [22] C. Cuellar, N. Idir, A. Benabou et X. Margueron, « High frequency current probes for common-mode impedance measurements of power converters under operating conditions », in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lille, France: IEEE, sept. 2013, p. 1-8. doi: 10.1109/EPE.2013.6631983.
- [23] O. M. S. Sabo, L. Pace, J.-C. Le Bunetel, A.-S. Descamps, C. Batard et N. Idir, « Impedance measurement in operating conditions for PLC applications », in *2018 IEEE 22nd Workshop on Signal and Power Integrity (SPI)*, Brest, France: IEEE, mai 2018, p. 1-4. doi: 10.1109/SaPIW.2018.8401649.
- [24] K. Li, A. Videt et N. Idir, « Multiprobe Measurement Method for Voltage-Dependent Capacitances of Power Semiconductor Devices in High Voltage », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n° 11, p. 5414-5422, nov. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2013.2240016.

- [25] F. Hami, H. Boulzazen, F. Duval et M. Kadi, « Wideband impedance characterization and modeling of power electronic capacitors under high bias voltage variation », in *2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Gothenburg: IEEE, sept. 2014, p. 928-933. doi: 10.1109/EMCEurope.2014.6931036.
- [26] K. LI, « Caractérisation et Modélisation des Composants Semi-conducteurs à Grand Gap : Application aux convertisseurs HF », Thèse, Université de Lille, 2014.
- [27] R. Trois, G. Viscillo, G. Franco Volpi et S. A. Pignari, « Accurate prediction of conducted emissions in switch-mode power supplies for space applications », in *2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Rome, Italy: IEEE, sept. 2020, p. 1-6. doi: 10.1109/EMCEUROPE48519.2020.9245814.
- [28] M. Toure *et al.*, « Conducted EMI prediction using different levels of MOSFET models in a multi-physics optimizations context », in *2016 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, Marrakech & Bengrir, Morocco: IEEE, oct. 2016, p. 1-5. doi: 10.1109/CISTEM.2016.8066791.
- [29] E. Rondon-Pinilla, F. Morel, C. Vollaïre et J.-L. Schanen, « Modeling of a Buck Converter With a SiC JFET to Predict EMC Conducted Emissions », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 5, p. 2246-2260, mai 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2295053.
- [30] S. Negri, G. Spadacini, F. Grassi et S. A. Pignari, « Prediction of EMI Filter Attenuation in Power-Electronic Converters via Circuit Simulation », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 64, n° 4, p. 1086-1096, août 2022, doi: 10.1109/TEMC.2022.3165377.
- [31] S. Douzi, M. Tlig, J. Ben Hadj Slama et M. Kadi, « Simulation of conducted EMI in SiC MOSFET buck converters before and after aging », in *2016 7th International Conference on Sciences of Electronics, Technologies of Information and Telecommunications (SETIT)*, Hammamet, Tunisia: IEEE, déc. 2016, p. 171-176. doi: 10.1109/SETIT.2016.7939861.
- [32] C. Marlier, A. Videt, N. Idir, H. Moussa et R. Meuret, « Hybrid time-frequency EMI noise sources modeling method », in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lille, France: IEEE, sept. 2013, p. 1-9. doi: 10.1109/EPE.2013.6634675.
- [33] C. Marlier, A. Videt, N. Idir, H. Moussa et R. Meuret, « Modeling of switching transients for frequency-domain EMC analysis of power converters », in *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Novi Sad, Serbia: IEEE, sept. 2012, p. DS1e.1-1-DS1e.1-8. doi: 10.1109/EPEPEMC.2012.6397241.
- [34] S. Nagasawa, T. Tadakuma et K. Takahashi, « Simple Prediction Method for Impacts of Switching Characteristics on EMI Noise of a Three-phase PWM Inverter », in *2025 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Atlanta, GA, USA: IEEE, mars 2025, p. 2610-2615. doi: 10.1109/APEC48143.2025.10977170.
- [35] C. MARLIER, « Modélisation des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques pour des applications aéronautiques », Thèse, Université de Lille, 2013.

- [36] R. Zhong, Y. Chen, Z. Chen, C. Bi et A. Zhou, « Common-Mode Conducted EMI Prediction for Dual Active Bridge Converter Based on Unterminated Behavioral Model », *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 10, n° 6, p. 7205-7213, déc. 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2022.3208918.
- [37] B. Sun, R. Burgos et D. Boroyevich, « Common-Mode EMI Unterminated Behavioral Model of Wide-Bandgap-Based Power Converters Operating at High Switching Frequency », *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 7, n° 4, p. 2561-2570, déc. 2019, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2888604.
- [38] H. Pulakhandam et S. Bhattacharya, « System-Level Common-Mode EMI Analysis for Drive Applications Using Unterminated Behavioral EMI Models », in *2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Phoenix, AZ, USA: IEEE, juin 2021, p. 2357-2363. doi: 10.1109/APEC42165.2021.9487202.
- [39] L. Wan *et al.*, « Un-terminated Black-Box EMI Models of Power Converters Driven by Random Modulation Strategies », in *2022 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC Europe*, Gothenburg, Sweden: IEEE, sept. 2022, p. 758-763. doi: 10.1109/EMCEurope51680.2022.9901160.
- [40] W. Zhou, X. Pei, Y. Xiang et Y. Kang, « A New EMI Modeling Method for Mixed-Mode Noise Analysis in Three-Phase Inverter System », *IEEE Access*, vol. 8, p. 71535-71547, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2983084.
- [41] H. M. Rebolz, S. Tenbohlen et W. Köhler, « Time-Domain Characterization of RF Sources for the Design of Noise Suppression Filters », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 51, n° 4, p. 945-952, nov. 2009, doi: 10.1109/TEMC.2009.2031909.
- [42] M. Foissac, JI. Schanen, G. Frantz, D. Frey et C. Vollaire, « System simulation for EMC network analysis », in *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Fort Worth, TX, USA: IEEE, mars 2011, p. 457-462. doi: 10.1109/APEC.2011.5744636.
- [43] J. Meng, W. Ma, Q. Pan, Z. Zhao et L. Zhang, « Noise Source Lumped Circuit Modeling and Identification for Power Converters », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, n° 6, p. 1853-1861, déc. 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.885129.
- [44] B. Kerrouche, M. Bensetti et A. Zaoui, « New EMI Model With the Same Input Impedances as Converter », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 61, n° 4, p. 1072-1081, août 2019, doi: 10.1109/TEMC.2018.2854970.
- [45] Qian Liu, Fei Wang et D. Boroyevich, « Modular-Terminal-Behavioral (MTB) Model for Characterizing Switching Module Conducted EMI Generation in Converter Systems », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, n° 6, p. 1804-1814, nov. 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.882903.
- [46] F. A. Kharanaq, A. Emadi et B. Bilgin, « Modeling of Conducted Emissions for EMI Analysis of Power Converters: State-of-the-Art Review », *IEEE Access*, vol. 8, p. 189313-189325, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3031693.

- [47] B. Czerniewski, J.-L. Schanen, H. Chazal, P. Zanchetta et C. F. D. Freitas, « Identification and Validation of a Non Symmetrical System Level EMC Model for Power Electronics Converter », in *2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Vancouver, BC, Canada: IEEE, oct. 2021, p. 2859-2865. doi: 10.1109/ECCE47101.2021.9595780.
- [48] A. C. Baisden, D. Boroyevich et F. Wang, « Generalized Terminal Modeling of Electromagnetic Interference », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 46, n° 5, p. 2068-2079, sept. 2010, doi: 10.1109/TIA.2010.2058836.
- [49] R. Trincherro, I. S. Stievano et F. G. Canavero, « Enhanced Time-Invariant Linear Model for the EMI Prediction of Switching Circuits », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 62, n° 5, p. 2294-2302, oct. 2020, doi: 10.1109/TEMC.2019.2959121.
- [50] G. Frantz, D. Frey, J.-L. Schanen et B. Revol, « EMC models of power electronics converters for network analysis », in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lille, France: IEEE, sept. 2013, p. 1-10. doi: 10.1109/EPE.2013.6634349.
- [51] G. Frantz, D. Frey, J. L. Schanen, B. Revol, H. Bishnoi et P. Mattavelli, « EMC models for power electronics: From converter design to system level », in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, CO, USA: IEEE, sept. 2013, p. 4247-4252. doi: 10.1109/ECCE.2013.6647267.
- [52] A. Gahfif, P. E. Levy, M. Ali, M. Berkani et F. Costa, « EMC “Black Box” model for unbalanced power electronic converters », in *2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Barcelona, Spain: IEEE, sept. 2019, p. 957-962. doi: 10.1109/EMCEurope.2019.8872075.
- [53] Q. Liu, F. Wang et D. Boroyevich, « Conducted-EMI Prediction for AC Converter Systems Using an Equivalent Modular–Terminal–Behavioral (MTB) Source Model », *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 43, n° 5, p. 1360-1370, 2007, doi: 10.1109/TIA.2007.904435.
- [54] A. Gahfif, F. Costa, P.-E. Levy, M. Berkani, B. Revol et M. Ali, « Conducted Noise Investigation for IMS Based GaN HEMT Power Module by Black Box Model », in *2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Rome, Italy: IEEE, sept. 2020, p. 1-3. doi: 10.1109/EMCEUROPE48519.2020.9245757.
- [55] A. Pérez, A.-M. Sánchez, J.-R. Regué, M. Ribó, P. Rodríguez-Cepeda et F.-J. Pajares, « Characterization of Power-Line Filters and Electronic Equipment for Prediction of Conducted Emissions », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 50, n° 3, p. 577-585, août 2008, doi: 10.1109/TEMC.2008.926891.
- [56] M. Foissac, J.-L. Schanen et C. Vollaire, « “Black box” EMC model for power electronics converter », in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, CA: IEEE, sept. 2009, p. 3609-3615. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316113.
- [57] M. Amara, C. Vollaire, M. Ali et F. Costa, « Black Box EMC Modeling of a Three Phase Inverter », in *2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*, Amsterdam: IEEE, août 2018, p. 642-647. doi: 10.1109/EMCEurope.2018.8485007.

- [58] L. Wan *et al.*, « Assessment of Validity Conditions for Black-Box EMI Modelling of DC/DC Converters », in *2021 IEEE International Joint EMC/SI/PI and EMC Europe Symposium*, Raleigh, NC, USA: IEEE, juill. 2021, p. 581-585. doi: 10.1109/EMC/SI/PI/EMCEurope52599.2021.9559274.
- [59] H. Bishnoi, A. C. Baisden, P. Mattavelli et D. Boroyevich, « Analysis of EMI Terminal Modeling of Switched Power Converters », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n° 9, p. 3924-3933, sept. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2190100.
- [60] M. Jin et M. Weiming, « A New Technique for Modeling and Analysis of Mixed-Mode Conducted EMI Noise », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, n° 6, p. 1679-1687, nov. 2004, doi: 10.1109/TPEL.2004.836630.
- [61] G. FRANTZ, « Approche système pour l'étude de la compatibilité électromagnétique des réseaux embarqués », Thèse, Université de Grenoble, 2015.
- [62] A. 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 », Thèse, Université Paris-Saclay, 2022.
- [63] M. AMARA, « Maîtrise des Emissions Conduites des Electroniques de Puissance », Thèse, École Centrale de Lyon, 2019.
- [64] M. FOISSAC, « Méthodologie d'analyse CEM conduite d'un réseau multiconvertisseurs », Thèse, Université de Grenoble, 2012.
- [65] S. PEARSON et A. LAPRADE, « Tips and tricks to get more out of your SPICE models », *Proc. Fairchild Power Seminar*, p. A-63-A-74, 2007.
- [66] A. Frikha, M. Bensetti, H. Boulzazen et F. Duval, « Influence of PCB and Connections on the Electromagnetic Conducted Emissions for Electric or Hybrid Vehicle Application », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, n° 5, p. 1841-1844, mai 2013, doi: 10.1109/TMAG.2013.2242440.
- [67] M. MOREAU, « Modélisation haute fréquence des convertisseurs d'énergie : application à l'étude des émissions conduites vers le réseau », Thèse, École Centrale de Lille, 2009.
- [68] C. Marlier, A. Videt et N. Idir, « NIF-Based Frequency-Domain Modeling Method of Three-Wire Shielded Energy Cables for EMC Simulation », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 57, n° 1, p. 145-155, févr. 2015, doi: 10.1109/TEMC.2014.2359514.
- [69] F. Costa et G. ROJAT, « CEM en électronique de puissance », *Techniques de l'Ingénieur*, vol. 2, n° D3290, 1999.
- [70] J.-L. Kotny et N. Idir, « Time domain models of the EMI sources in the variable speed drives », in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Atlanta, GA: IEEE, sept. 2010, p. 1355-1360. doi: 10.1109/ECCE.2010.5618276.
- [71] J. C. Le Bunetel, D. Gonzalez, A. Arias et J. Gago, « A case study of design improvement based on EMI simulation », *2007 Compatibility in Power Electronics*, Gdansk, Poland, 2007.

- [72] S. Ohn *et al.*, « Three-Terminal Common-Mode EMI Model for EMI Generation, Propagation, and Mitigation in a Full-SiC Three-Phase UPS Module », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, n° 9, p. 8599-8612, sept. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2883714.
- [73] T. J. Donnelly, S. D. Pekarek, D. R. Fudge et N. Zarate, « Thévenin Equivalent Circuits for Modeling Coupled Common/Differential-Mode Behavior in Power Electronic Systems », *IEEE Open J. Power Energy*, vol. 8, p. 377-388, 2021, doi: 10.1109/OAJPE.2021.3116099.
- [74] A. Ramanujan, F. Lafon et P. Fernández-López, « Practical implementation of conducted EMI noise modeling of switching devices time and frequency-domain approaches », *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2013.
- [75] M. Jin et M. Weiming, « Power Converter EMI Analysis Including IGBT Nonlinear Switching Transient Model », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, n° 5, p. 1577-1583, oct. 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.882009.
- [76] J.-C. Crebier et J.-P. Ferrieux, « PFC Full Bridge Rectifiers EMI Modeling and Analysis—Common Mode Disturbance Reduction », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, n° 2, p. 378-387, mars 2004, doi: 10.1109/TPEL.2003.823190.
- [77] K. Takahashi, T. Ibuchi et T. Funaki, « Noise-Source Model for Frequency-Domain EMI Simulation of a Single-Phased Power Circuit », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 63, n° 3, p. 772-782, juin 2021, doi: 10.1109/TEMC.2020.3022887.
- [78] D. Gonzalez, J. Gago et J. Balcells, « New simplified method for the simulation of conducted emi generated by switched power converters », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, n° 6, p. 1078-1084, déc. 2003, doi: 10.1109/TIE.2003.819675.
- [79] J. Meng, W. Ma, Q. Pan, L. Zhang et Z. Zhao, « Multiple Slope Switching Waveform Approximation to Improve Conducted EMI Spectral Analysis of Power Converters », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 48, n° 4, p. 742-751, nov. 2006, doi: 10.1109/TEMC.2006.882859.
- [80] H. H. Sathler, B. Cougo, J.-P. Carayon, F. Costa et D. Labrousse, « Modeling of Common-Mode Voltage Source for Multilevel Inverter Topologies », in *2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Rome, Italy: IEEE, sept. 2020, p. 1-3. doi: 10.1109/EMCEUROPE48519.2020.9245681.
- [81] A. N. Lemmon, A. D. Brovont, C. D. New, B. W. Nelson et B. T. DeBoi, « Modeling and Validation of Common-Mode Emissions in Wide Bandgap-Based Converter Structures », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, n° 8, p. 8034-8049, août 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2963883.
- [82] D. Jiaqi, Y. Ru, L. Zuolian, Y. Hong et J. Hai, « Modeling and analysis of conducted EMI on flyback converter using power management IC with chaotic suppression EMI », in *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*, Lyon, France: IEEE, sept. 2020, p. 1-10. doi: 10.23919/EPE20ECCEurope43536.2020.9215761.

- [83] L. Ran, J. C. Clare, K. J. Bradley et C. Christopoulos, « Measurement of conducted electromagnetic emissions in PWM motor drive systems without the need for an LISN », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 41, n° 1, p. 50-55, févr. 1999, doi: 10.1109/15.748137.
- [84] C. Seng, J. Seo, W. Kim et H. Cha, « High-Frequency Equivalent Circuit Model for Common-Mode Noise of Buck Converter », in *2021 24th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Gyeongju, Korea, Republic of: IEEE, oct. 2021, p. 228-231. doi: 10.23919/ICEMS52562.2021.9634528.
- [85] E. Gubia, P. Sanchis, A. Ursua, J. Lopez et L. Marroyo, « Frequency Domain Model of Conducted EMI in Electrical Drives », *IEEE Power Electron. Lett.*, vol. 3, n° 2, p. 45-49, juin 2005, doi: 10.1109/LPEL.2005.848730.
- [86] F. Giezendanner, J. Biela, J. W. Kolar et S. Zudrell-Koch, « EMI Noise Prediction for Electronic Ballasts », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, n° 8, p. 2133-2141, août 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2046424.
- [87] M. S. S. Nia, P. Shamsi et M. Ferdowsi, « EMC Modeling and Conducted EMI Analysis for a Pulsed Power Generator System Including an AC–DC–DC Power Supply », *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 48, n° 12, p. 4250-4261, déc. 2020, doi: 10.1109/TPS.2020.3035640.
- [88] Z. Wang, S. Wang, P. Kong et F. C. Lee, « DM EMI Noise Prediction for Constant On-Time, Critical Mode Power Factor Correction Converters », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n° 7, p. 3150-3157, juill. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2182059.
- [89] S. Zhang, Q. Lin, Y. Noge, M. Shoyama, E. Takegami et G. M. Dousoky, « Developed Common Mode Noise Modeling Approach for DC-DC Flyback Converters », *IEEE Lett. on Electromagn. Compat. Pract. and Appl.*, vol. 2, n° 4, p. 147-151, déc. 2020, doi: 10.1109/LEMCPA.2020.3021833.
- [90] J.-C. Le Bunetel et D. Gonzalez, « Design of power supply in function of EMI assessment », in *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Vigo, Spain: IEEE, juin 2007, p. 2540-2543. doi: 10.1109/ISIE.2007.4375007.
- [91] J. Qu, Q. Zhang, Y. Wang et S. Cui, « Conducted EMI Investigation of a SiC-Based Multiplexing Converter for EV/PHEV », *IEEE Access*, vol. 9, p. 58807-58823, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3072976.
- [92] X. Chen, W. Chen, X. Yang, Y. Ren et L. Qiao, « Common-Mode EMI Mathematical Modeling Based on Inductive Coupling Theory in a Power Module With Parallel-Connected SiC MOSFETs », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, n° 6, p. 6644-6661, juin 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3046658.
- [93] P. Kong, Y. Jiang et F. C. Lee, « Common Mode EMI Noise Characteristics of Low-Power AC–DC Converters », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n° 2, p. 731-738, févr. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2162100.
- [94] T. J. Donnelly, S. D. Pekarek, D. Fudge et N. Zarate, « Characterization of Common/Differential-Mode Behavior in Power Electronic Systems », in *2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Phoenix, AZ, USA: IEEE, juin 2021, p. 170-177. doi: 10.1109/APEC42165.2021.9487398.

- [95] J. C. Le Bunetel *et al.*, « Application of Simulation of Conducted EMI in AC-DC Power Converters to EMI Optimal Design », in *EMC Europe 2006 Barcelona, International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Barcelona, Spain: IEEE, sept. 2006, p. 1-5. doi: 10.23919/EMC.2006.10813233.
- [96] S. Brehaut, M. O. El Bechir, J.-C. Le Bunetel, D. Magnon et A. Puzo, « Analysis EMI of a PFC on the band pass 150kHz-30MHz for a reduction of the electromagnetic pollution », in *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04.*, Anaheim, CA, USA: IEEE, 2004, p. 695-700. doi: 10.1109/APEC.2004.1295895.
- [97] M. Liu, J. Liu et X. Wang, « An Intuitive and Accurate EMI Model for a Modular Multilevel Converter », in *2020 IEEE International Conference on Information Technology, Big Data and Artificial Intelligence (ICIBA)*, Chongqing, China: IEEE, nov. 2020, p. 1337-1342. doi: 10.1109/ICIBA50161.2020.9276914.
- [98] H. Suryanarayana, S. Narasimhan, M. Mobarrez et A. Kadavelugu, « A simplified approach to CM modeling of a Vienna rectifier for electromagnetic compliance », in *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, New Orleans, LA, USA: IEEE, mars 2020, p. 1445-1449. doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124160.
- [99] Y. Xiang, X. Pei, W. Zhou, Y. Kang et H. Wang, « A Fast and Precise Method for Modeling EMI Source in Two-Level Three-Phase Converter », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, n° 11, p. 10650-10664, nov. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2891120.
- [100] S. Brehaut, J. C. Le Bunetel, D. Magnon et A. Puzo, « A conducted EMI model for an industrial power supply full bridge », in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, Aachen, Germany: IEEE, 2004, p. 3227-3231. doi: 10.1109/PESC.2004.1355351.
- [101] Y. Liu, S. A. Sebo, R. Caldecott, D. G. Kasten et S. E. Wright, « Modeling of converter transformers using frequency domain terminal impedance measurements », *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 8, n° 1, p. 66-72, janv. 1993, doi: 10.1109/61.180320.
- [102] M. HOSOYA, « The Simplest Equivalent Circuit of a Multi-Terminal Network », n° 70, p. 1-10, 2000.
- [103] M. HOSOYA, « The Straightforward Expansion of Helmholtz-Thévenin Theorem to Multi-Terminal Networks », *Bull. College Sci., Univ. Ryukus*, n° 71, p. 39-45, 2001.
- [104] « Datasheet ADP305 », *LECROY*. [En ligne]. Disponible sur: <https://cdn.teledynelecroy.com/files/pdf/adp3xx-probes-datasheet.pdf>
- [105] « Manual VNA », *Agilent Technologies E5071C*. [En ligne]. Disponible sur: <https://helpfiles.keysight.com/csg/e5071c/index.htm>