



**HAL**  
open science

# Contribution à la modélisation prédictive CEM d'une chaîne d'entraînement

Naraindranath Doorgah

► **To cite this version:**

Naraindranath Doorgah. Contribution à la modélisation prédictive CEM d'une chaîne d'entraînement. Autre. Ecole Centrale de Lyon, 2012. Français. NNT : 2012ECDL0065 . tel-00838823

**HAL Id: tel-00838823**

**<https://theses.hal.science/tel-00838823>**

Submitted on 14 Oct 2013

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

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

Thèse de l'Université de Lyon  
Délivrée par l'École Centrale de Lyon  
Spécialité: Génie Electrique

Soutenue publiquement le 14 décembre 2012

Par

**Mr Naraindranath DOORGAH**

**Contribution à la modélisation prédictive CEM d'une  
chaîne d'entraînement**

École Doctorale d'Électronique, Électrotechnique, Automatique

Composition du Jury

<b>Monsieur Rami Kahoul</b>	Examineur
<b>Monsieur Jean-Luc SCHANEN</b>	Rapporteur
<b>Madame Anne LOUIS</b>	Rapporteur
<b>Monsieur Christian VOLLAIRE</b>	Directeur de these
<b>Monsieur François COSTA</b>	Directeur de thèse



# Table des matières

<b>Table des matières</b>	<b>2</b>
<b>Table des figures</b>	<b>6</b>
<b>1 La CEM et l’avion plus électrique</b>	<b>11</b>
1.1 Introduction . . . . .	13
1.2 Contexte de l’étude : l’avion plus électrique . . . . .	14
1.2.1 Historique de l’évolution de l’énergie électrique embarquée . . . . .	14
1.2.1.1 L’architecture 3H [6] . . . . .	16
1.2.1.2 Évolution vers une architecture plus électrique . . . . .	17
1.2.1.3 Exemple de système électrique . . . . .	18
1.2.2 Et la CEM dans tout ça ? . . . . .	20
1.2.2.1 Les sources de perturbations . . . . .	21
1.2.2.2 Les mesures normatives . . . . .	22
1.2.2.3 La rôle de la simulation en CEM . . . . .	24
1.3 Objectif de la thèse . . . . .	25
<b>2 État de l’art des méthodes de modélisation associées à la simulation des perturbations conduites</b>	<b>28</b>
2.1 Introduction . . . . .	30
2.2 La simulation fréquentielle et les techniques de modélisation associées	31
2.2.1 Modélisation type “boîte noire” . . . . .	31
2.2.2 L’identification des chemins de propagations et des sources de perturbations . . . . .	36
2.2.2.1 La méthode quadripolaire . . . . .	36
2.2.2.2 Les chemins de propagation . . . . .	39
2.2.2.3 La source de perturbation . . . . .	41
2.3 Simulation temporelle . . . . .	46
2.3.1 Les modèles des interrupteurs de puissance . . . . .	47
2.3.1.1 Modèles physiques . . . . .	47
2.3.1.2 Modélisation comportementale d’un interrupteur de puissance . . . . .	52

2.3.2	La simulation d'un hacheur série . . . . .	53
2.3.3	Modèles de câble existants . . . . .	56
2.3.3.1	Couplages dans un câble . . . . .	56
2.3.3.2	Modèles de câble existants . . . . .	56
2.4	Choix du type de simulation . . . . .	59
2.5	Conclusion . . . . .	61
<b>3</b>	<b>La modélisation des différents sous-systèmes</b>	<b>64</b>
3.1	Introduction . . . . .	66
3.2	Présentation du banc expérimental . . . . .	66
3.3	Modélisation du module de puissance . . . . .	69
3.3.1	Modélisation de la diode Schottky SiC . . . . .	69
3.3.2	Modélisation de l'interrupteur de puissance . . . . .	72
3.3.3	Modélisation des éléments parasites du module . . . . .	75
3.3.3.1	Rappel sur la méthode PEEC . . . . .	75
3.3.3.2	Modélisation des différentes inductances parasites avec INCA3D . . . . .	76
3.3.3.3	Caractérisation des éléments capacitifs . . . . .	78
3.3.3.4	Modélisation de la capacité du bus DC . . . . .	79
3.3.4	Validation de l'onduleur de puissance . . . . .	81
3.4	Modélisation des câbles de puissance . . . . .	86
3.4.1	Topologie du câble utilisé . . . . .	87
3.4.2	Modélisation à partir de mesures : Extraction des paramètres primaires . . . . .	88
3.4.2.1	Extraction des résistances et inductances de phase et de blindage . . . . .	88
3.4.2.2	Extraction des capacités entre phase et blindage . . . . .	91
3.4.2.3	Extraction des capacités entre phase . . . . .	92
3.4.2.4	Extraction des mutuelles entre phase . . . . .	93
3.4.2.5	Extraction de la mutuelle entre phase et blindage . . . . .	93
3.4.2.6	Comparaison entre modèle et mesure . . . . .	94
3.4.3	Modélisation prédictive du câble . . . . .	97
3.4.3.1	Modélisation 2-D du câble . . . . .	97
3.4.3.2	Comparaison entre modèle et mesure . . . . .	104
3.5	Modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent . . . . .	108
3.5.1	Modélisation de la partie fonctionnelle de la machine . . . . .	110
3.5.1.1	Modèle électrique de la machine . . . . .	110
3.5.1.2	Equations mécanique du moteur . . . . .	110
3.5.2	Comportement haute fréquence de la machine . . . . .	112
3.6	Conclusion . . . . .	120
<b>4</b>	<b>Validation du modèle</b>	<b>123</b>

4.1	Introduction . . . . .	125
4.2	Validation en impédance . . . . .	126
4.3	Validation en utilisant la méthode BCI . . . . .	127
4.3.1	Caractérisation d'une sonde de courant . . . . .	127
4.3.1.1	Première méthode . . . . .	127
4.3.1.2	Deuxième méthode de caractérisation de la sonde de courant . . . . .	131
4.3.2	L'essai BCI . . . . .	134
4.3.2.1	Montage utilisé . . . . .	134
4.3.2.2	Les essais . . . . .	135
4.3.2.3	Simulation Saber . . . . .	136
4.3.2.4	Comparaison et validation . . . . .	137
4.3.3	Conclusion . . . . .	142
4.4	Validation des grandeurs électriques . . . . .	142
<b>5</b>	<b>Conclusion générale et perspectives</b>	<b>151</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>156</b>
<b>6</b>	<b>Annexe</b>	<b>162</b>



# Table des figures

1.1	Evolution de la puissance électrique embarquée[4]	14
1.2	Architecture du réseau d'énergie d'un biréacteur actuel 3H constitué de trois circuits hydrauliques ainsi qu'un réseau électrique AC et DC	16
1.3	Architecture type du réseau d'énergie d'un biréacteur « plus électrique » 2H+2E	18
1.4	ETRAS utilisés dans la nacelle de l'A380	19
1.5	Topologie assimilée de l'ETRAS	19
1.6	Exemple d'évolution des grandeurs électriques dues à un hacheur série (Simulation SPICE). En haut : courant haché en entrée du hacheur, en bas : tension hachée en sortie du hacheur	22
1.7	Mesure des émissions conduites selon la DO-160E	23
1.8	Evolution des coûts CEM en fonction du temps sur une phase de développement produit[7]	24
2.1	Modélisation type boîte noire d'un convertisseur Boost	32
2.2	Résultats obtenus sur un convertisseur Boost en utilisant le Terminal Model	35
2.3	Réseau de matrices 2 ports utilisé dans la méthode quadripolaire	36
2.4	Méthode d'extraction des différents termes du quadripole	37
2.5	Mesure du courant de mode commun à différent endroits sur l'ETRAS	38
2.6	Modélisation d'un moteur en utilisant un modèle comportemental	40
2.7	Modélisation prédictive des éléments parasites dans un module de puissance	41
2.8	Représentation d'une cellule de commutation	42
2.9	Signal temporel et représentation fréquentielle	43
2.10	Modélisation des fronts de commutation par un ensemble de fonctions linéaires par parties	44
2.11	Fonction de transfert	44
2.12	Calcul de la fonction de transfert	46
2.13	Représentation symbolique de la diode et la caractéristique d'une diode	47
2.14	Sens de circulation du courant suivant la polarisation	49
2.15	Le courant dans une diode en phase de blocage	50
2.16	Structure physique d'un IGBT et sa modélisation de base	51



2.17	Comparaison entre le modèle et la mesure des caractéristiques électriques d'un JFET modélisé avec Saber Model Architect . . . . .	53
2.18	Montages utilisés . . . . .	54
2.19	Tensions obtenues aux bornes du MOSFET à la mise en conduction . . . . .	54
2.20	Spectres des tensions . . . . .	55
2.21	Comparaison entre la simulation fonctionnelle et orientée CEM . . . . .	55
2.22	Couplage capacitif dans un câble blindé . . . . .	56
2.23	Variation du courant dans un conducteur en fonction de la fréquence . . . . .	58
2.24	Modèle de câble avec représentation des différent couplages existants . . . . .	59
3.1	Synoptique du dispositif de banc de test . . . . .	67
3.2	Banc CEM utilisé . . . . .	69
3.3	Module Saber diode tool . . . . .	70
3.4	Caractéristique I-Vd . . . . .	71
3.5	Capacité de jonction en fonction de la tension . . . . .	71
3.6	Modèle détaillé de l'IGBT Saber Model Architect . . . . .	73
3.7	Utilisation de model architect pour renseigner le modèle . . . . .	73
3.8	Validation des temps de montée et descente . . . . .	74
3.9	Contour fermée avec un courant I . . . . .	76
3.10	Identification des éléments parasites existants . . . . .	77
3.11	Modélisation 3D du substrat de puissance . . . . .	78
3.12	Substrat de puissance utilisé . . . . .	78
3.13	Valeurs des différents capacités obtenues . . . . .	79
3.14	Modèle CEM de la capacité de bus DC . . . . .	80
3.15	Mesure de l'impédance de la capacité du bus DC . . . . .	80
3.16	Comparaison entre la mesure et le modèle . . . . .	81
3.17	Modèle circuit de l'onduleur . . . . .	82
3.18	Convertisseur de puissance. . . . .	82
3.19	Impédances de l'onduleur vue côté réseau(mesure en bleue et modèle en rose) en fonction de la fréquence . . . . .	83
3.20	Validation des impédances du module vu côté charge en fonction de la fréquence . . . . .	84
3.21	Montage pour la validation du modèle de notre onduleur . . . . .	85
3.22	Comparaison entre le modèle et la mesure de la tension aux bornes d'un IGBT . . . . .	86
3.23	Topologie du câble utilisé . . . . .	87
3.24	Modèle de câble utilisé . . . . .	88
3.25	Mesure de l'impédance d'une phase du câble de 2m . . . . .	89
3.26	Mesure résistance et inductance de blindage de 2m . . . . .	90
3.27	Mesure de la capacité blindage sur le câble de 2m . . . . .	91
3.28	Mesure capacité phase pour le câble de 2m . . . . .	92
3.29	Mesure mutuelle entre phase sur le câble de 2m . . . . .	93

3.30	Mesure mutuelle entre phase et blindage sur le câble de 2m . . . . .	94
3.31	Comparaison entre modèle et mesure pour câble de 2m . . . . .	95
3.32	Validation pour le câble de 10m . . . . .	96
3.33	Calcul de la capacité inter-phase . . . . .	97
3.34	Calcul des capacités entre isolants . . . . .	98
3.35	Différentes représentations d'un blindage . . . . .	99
3.36	Extraction de l'impédance de ligne . . . . .	101
3.37	Impédance d'un conducteur du câble . . . . .	101
3.38	Evolution de la résistance de phase en fonction de la fréquence et du rayon du domaine . . . . .	102
3.39	Evolution de l'inductance propre en fonction de la fréquence et du rayon du domaine . . . . .	103
3.40	Évolution de l'inductance apparente en fonction de la fréquence et du rayon du domaine . . . . .	104
3.41	Circuit représentant le comportement haute fréquence du câble . . . . .	105
3.42	Résistance de phase . . . . .	106
3.43	Inductance de phase . . . . .	106
3.44	Comparaison entre FEMM(en noir) et mesure pour le câble de 10m . . . . .	107
3.45	Couplages pouvant exister dans une machine . . . . .	109
3.46	Les enroulements de la MSAP . . . . .	111
3.47	Structure en PI . . . . .	112
3.48	Bornier machine synchrone . . . . .	112
3.49	Première mesure . . . . .	113
3.50	Deuxième mesure . . . . .	113
3.51	Les impédances de mode commun et différentielle calculées . . . . .	115
3.52	Impédance de mode commun du moteur . . . . .	116
3.53	Représentation circuit du modèle en PI . . . . .	117
3.54	Comparaison entre le modèle et la mesure pour l'impédance de mode commun . . . . .	118
3.55	Comparaison entre le modèle et la mesure pour l'impédance de mode différentiel . . . . .	119
3.56	Modèle complet d'une phase moteur . . . . .	120
4.1	Mesure $Z_{pp}$ . . . . .	127
4.2	Boucle pour déterminer l'impédance de transfert de la sonde de courant FCC-51 . . . . .	128
4.3	Impédance de la boucle( $dB\Omega$ ) en fonction de la fréquence . . . . .	128
4.4	Montage pour la caractérisation de la sonde de courant . . . . .	130
4.5	Comparaison entre l'impédance de transfert mesurée(en rouge) et les don- nées constructeur issue de la datasheet(en bleue) . . . . .	131
4.6	Montage pour caractérisation d'une sonde de courant . . . . .	132
4.7	Chemins de propagation du courant en dessous de 100kHz . . . . .	133

4.8	Montage pour test BCI . . . . .	135
4.9	Banc d'essai pour BCI . . . . .	136
4.10	Modèle haute fréquence du RSIL . . . . .	137
4.11	Comparaison entre la mesure et la simulation de la tension aux bornes d'un RSIL en fonction de la fréquence(MHz) . . . . .	138
4.12	Comparaison entre les résultats mesurés et simulés du courant de mode commun en entrée du moteur en fonction de la fréquence(MHz) . . . . .	139
4.13	Comparaison entre les résultats mesurés et simulés du courant dans une des phases du moteur en fonction de la fréquence(MHz) . . . . .	140
4.14	Comparaison des résultats de mesure et des simulations pour VPS . . . . .	141
4.15	Comparaison des résultats de mesure et des simulations pour VPP . . . . .	141
4.16	Mesure du courant de mode commun . . . . .	143
4.17	Courant de mode commun de côté du bus DC pour le câble de 2m (en rouge la mesure et en noir la simulation) . . . . .	144
4.18	Courant de mode commun en sortie du convertisseur avec un câble de 2m . . . . .	144
4.19	Courant de mode commun côté bus DC avec le câble de 10m . . . . .	145
4.20	Mesure de l'impédance de la charge résistive utilisée (en bleue) en fonction de la fréquence . . . . .	146
4.21	Mesure sur la chaine de traction avec le câble de 2m . . . . .	147
4.22	Comparaison entre la mesure et la simulation . . . . .	148
6.1	Schéma du montage de validation de l'IGBT . . . . .	164
6.2	Extraction de l'impédance de ligne . . . . .	165
6.3	Mesures obtenus à partir de la simulation pour une phase . . . . .	165
6.4	Montage utilisé pour la validation de la chaine de traction . . . . .	167
6.5	Mesure $Z_{pp}$ . . . . .	167
6.6	Mesure $Z_{pn}$ . . . . .	168
6.7	Mesure $Z_{pg}$ . . . . .	168
6.8	Mesure $Z_{np}$ . . . . .	169
6.9	Mesure $Z_{nn}$ . . . . .	169
6.10	Mesure $Z_{ng}$ . . . . .	170
6.11	Mesure $Z_{gp}$ . . . . .	170
6.12	Mesure $Z_{gn}$ . . . . .	171
6.13	Mesure $Z_{gg}$ . . . . .	171
6.14	Les enroulements moteur avec la charge de 10 Ohms . . . . .	172
6.15	Première mesure d'impédance entre deux phases . . . . .	173
6.16	Deuxième mesure d'impédance entre une phase moteur et le châssis . . . . .	174



# Chapitre 1

## La CEM et l'avion plus électrique



## 1.1 Introduction

LE monde de l'avionique est en perpétuelle évolution. L'idée d'avoir un avion plus électrique, il y'a quelques décennies de cela pouvait être considérée comme utopique mais de nos jours, cet objectif devient de plus en plus accessible. Dans une perspective de réduction des coûts et du poids des systèmes embarqués, la substitution des actionneurs pneumatiques et hydrauliques par des actionneurs électromécanique est à l'étude. Le groupe Safran travaille dans ce sens. L'introduction de ces types de systèmes implique d'utiliser de plus en plus de convertisseurs d'électroniques de puissance. Toutefois, les systèmes électroniques intégrés rendent certains systèmes vulnérables à leur environnement électromagnétique et à des perturbations générées par l'électronique de puissance des systèmes voisins. Les interactions entre des sous-systèmes et leurs environnements peuvent être critiques. Afin d'être en mesure de fonctionner correctement, les systèmes devront obéir à des normes strictes de Compatibilité Électromagnétique(CEM) [1].

L'objectif de ce premier chapitre est de décrire plus précisément le contexte dans lequel s'inscrit notre travail et de présenter la démarche de notre étude. La première partie de ce chapitre est consacrée à l'avion plus électrique et à la présentation des atouts de la source d'énergie électrique. Nous dressons notamment un bilan des

évolutions technologiques récentes apportées à l'avion, et qui sont à l'origine d'un accroissement d'intérêt pour la compatibilité électromagnétique. La deuxième partie sera dédiée à l'analyse CEM et aux normes aéronautiques associées. La dernière partie portera sur l'intérêt de la compréhension et de la prédiction ces phénomènes. Enfin, nous parlerons des objectifs de ce travail.

## 1.2 Contexte de l'étude : l'avion plus électrique

Pourquoi avoir un avion plus électrique ? La hausse de prix du carburant, les nombreuses contraintes environnementales ainsi que les besoins en puissance électrique de plus en plus importants (Figure 1.1) [2] sont certainement les facteurs qui poussent l'industrie aéronautique à aller dans ce sens. Afin de faire face à ces enjeux, l'avion plus électrique est une des solutions retenues par l'ensemble de l'industrie. Au jour d'aujourd'hui nous sommes toujours dépendants du kérosène comme source primaire d'énergie au sein d'un avion mais les actionneurs pneumatiques et hydrauliques actuels sont peu à peu remplacés par ceux fonctionnant à base d'énergie électrique. Dans la suite nous allons donner une brève historique des évolutions qu'il y a eu à bord de l'avion.

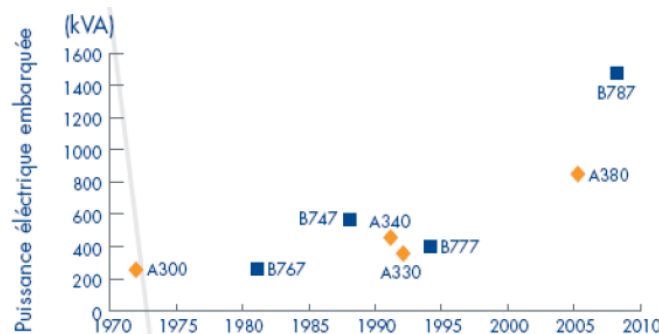


FIGURE 1.1: Evolution de la puissance électrique embarquée[4]

### 1.2.1 Historique de l'évolution de l'énergie électrique embarquée

Le premier vol moyen courrier recensé dans la littérature est le vol du CARAVELLE SE 210 le 27 mai 1955. Cet avion, pouvant transporter 80 passagers, consommait



une puissance électrique d'environ 27kW et avait une distribution électrique en 28V continu pour l'alimentation du réseau de bord. La CARAVELLE utilisait essentiellement de l'énergie mécanique et hydraulique pour ses commandes de vol. A bord de ces avions sont présentes des machines à courants alternatifs pouvant tourner à des vitesses élevées. Or, à puissance égale, la masse est très approximativement inversement proportionnelle à la fréquence d'utilisation. Par exemple, il est possible de gagner 80% sur la masse d'un alternateur si celui-ci tourne huit fois plus vite (rapport entre 50 et 400Hz). C'est aussi la première fois qu'est apparu le réseau triphasé 115V/200V-400Hz pour l'alimentation de ces charges importantes. Cette architecture permet des gains considérables au niveau du poids. A la fin des années 80, la puissance consommée par un A320 était de 300kVA. La grande innovation dans cet aéronef fut l'électrification des commandes de vol. L'énergie hydraulique et pneumatique reste toujours très présente dans les actionneurs. Ces avions sont dotés d'une architecture réseau dite de "3H".

## 1.2.1.1 L'architecture 3H [6]

## Le réseau hydraulique

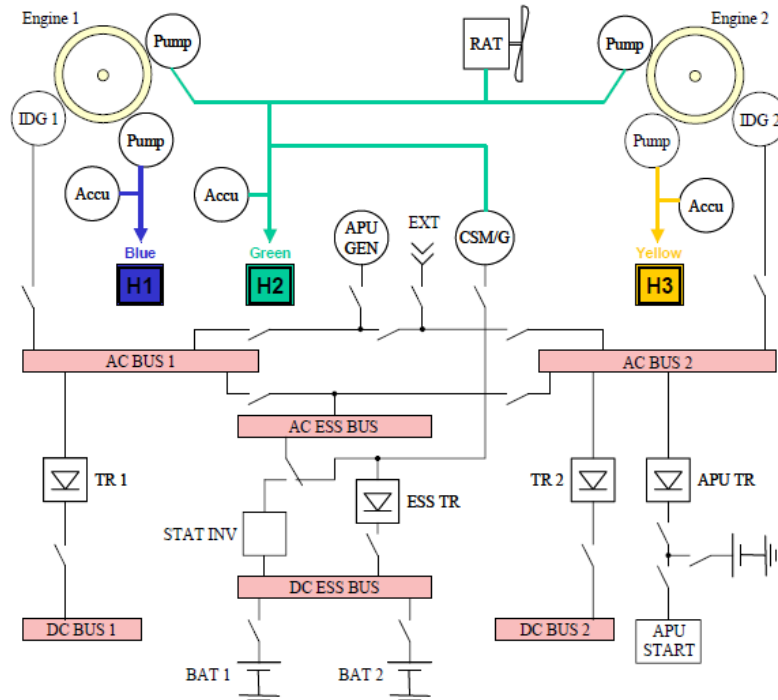


FIGURE 1.2: Architecture du réseau d'énergie d'un biréacteur actuel 3H constitué de trois circuits hydrauliques ainsi qu'un réseau électrique AC et DC

La plupart des avions actuels disposent de trois circuits hydrauliques (H1 à H3) pour actionner les freins, les volets, les becs, les gouvernes et les trains d'atterrissage. De cette manière, nous avons trois circuits indépendants (Figure 1.2) limitant ainsi les pannes au sein du système. La génération de l'énergie hydraulique est obtenue grâce à des pompes entraînées par les compresseurs hautes pressions des réacteurs (EDP :Engine Driven Pump). Comme circuit de secours, il existe la RAT (Ram Air Turbine), une éolienne, qui va se déployer et ainsi entraîner une des pompes hydrauliques permettant de pressuriser un des 3 circuits hydrauliques.

### Le réseau électrique

A bord de l'avion il existe un réseau alternatif (triphase 115/200V -400Hz) et un réseau continu (28V). Le courant alternatif est principalement utilisé pour l'alimentation des systèmes à forte consommation alors que le courant continu, considéré comme le réseau secondaire, est utilisé pour l'alimentation des petits consommateurs d'énergie tels que les lampes en cabine ou les écrans personnels.

L'énergie électrique est générée par les IDG (Integrated Drive Generator) chacun permettant la génération électrique normale en 115/200 V AC. Le générateur est entraîné en rotation par le compresseur haute pression, tout comme la pompe hydraulique. Chaque générateur alimente un des bus alternatifs principaux (AC BUS). Il n'y a pas de mise en parallèle des générateurs et donc ça implique que les deux bus ne sont jamais connectés (réseaux non-synchrones). Par contre, il est possible de relier les deux bus si jamais une panne survient sur l'un des deux IDG. Cette tension est ensuite abaissée puis redressée, à l'aide de TRU (Transformer Rectifier Unit), afin d'obtenir le réseau continu de 28V.

Il existe d'autres sources d'énergie électrique qui sont indépendante de l'IDG. Comme sources auxiliaires, il y a :

- Des batteries : Elles sont utilisées pour la mise sous tension de l'avion et qui peuvent être utilisées comme alternative en cas d'urgence sur plusieurs minutes.
- Un APU (Auxiliary Power Unit) : Il permet la génération d'air pour le démarrage des moteurs en autonome. Il intervient pour la plupart des démarrages dans les aéroports actuellement.
- Un CSM/G (Constant Speed Motor/ Generator) : Ce générateur de secours est utilisé en cas de pertes des générateurs principaux. Il est couplé soit à un circuit hydraulique ou à la RAT, dépendant de l'avion et du type de panne. Le CSM permet de générer de l'électricité en 115/200V-400Hz mais reste limité en termes de puissance car il ne peut produire que quelques kVA.

#### 1.2.1.2 Évolution vers une architecture plus électrique

L'électricité offre des avantages non-négligeables par rapport à l'hydraulique. La génération, la distribution et l'utilisation de l'énergie électrique sont plus aisées, car

elle est plus facilement maîtrisable que l'énergie hydraulique ou pneumatique. De plus, les avancées en électronique de puissance permettent des conversions d'énergie électriques fiables, très performantes et avec un rendement élevé. Les actionneurs électriques actuels associés à leur électronique de puissance offrent aussi une grande souplesse de contrôle.

L'AIRBUS A380 est le tout premier avion à voir des fonctions, assurées dans le passé par le circuit hydraulique, être prises en charge par de l'énergie électrique. Dans cet avion, l'utilisation de l'énergie électrique est passée à 800kW, soit 200kW par réacteur. Dans la nouvelle architecture avion, l'un des trois circuits hydrauliques principaux de la topologie "3H" est remplacé par un circuit de secours électrique pour finalement avoir une architecture "2E+2H" (Figure 1.3 ). En enlevant le circuit hydraulique, une partie de la tuyauterie utilisée pour les transferts de l'énergie sous forme de fluide sera supprimée. Ce faisant, ceci contribue à une réduction du poids de l'avion.

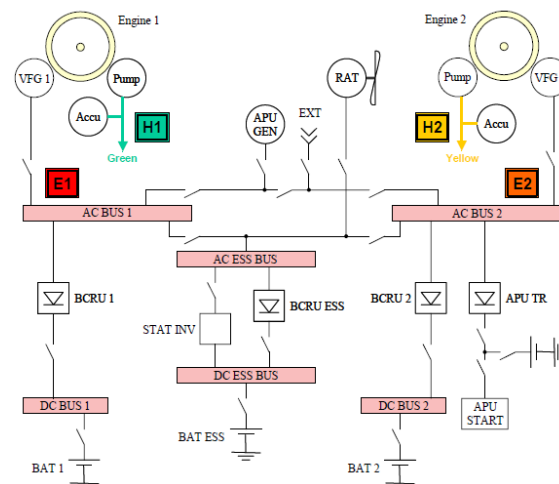


FIGURE 1.3: Architecture type du réseau d'énergie d'un biréacteur « plus électrique » 2H+2E

### 1.2.1.3 Exemple de système électrique

Un exemple d'actionneur électrique est l'inverseur de poussée *Electrical Thrust Reverser Actuation System* (ETRAS). Ce système, novateur, commande l'inversion de poussée tout en permettant de s'affranchir de la présence du circuit hydraulique dans la zone critique du moteur. Il est utilisé sur l'Airbus A380 et développé par HISPANO-

SUIZA en partenariat avec HONEYWELL. Ce système à vitesse variable, alimenté par un réseau de 115 V, 400 Hz, est composé d'un redresseur à diodes pour la conversion de courant de l'AC à DC, d'un câble blindé, d'un onduleur à *Modulation de Largeur d'Impulsion* (MLI) triphasé DC / AC et d'un moteur synchrone triphasé. La figure ci-dessous représente l'ETRAS.

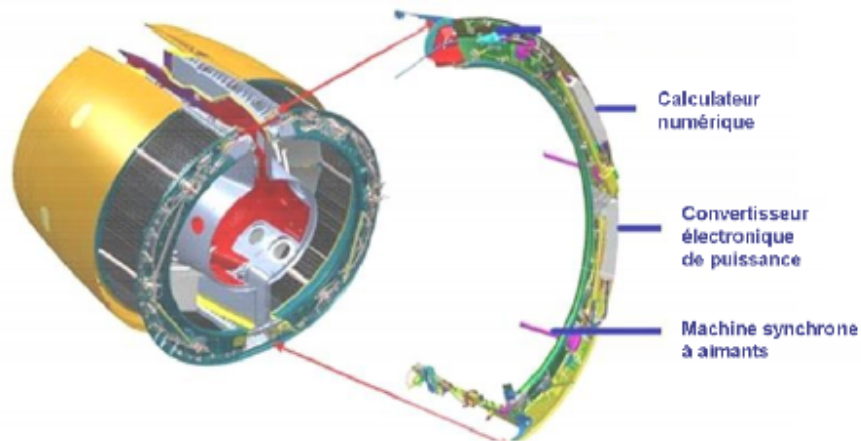


FIGURE 1.4: ETRAS utilisés dans la nacelle de l'A380

La configuration globale du système peut être représentée par la figure suivante :

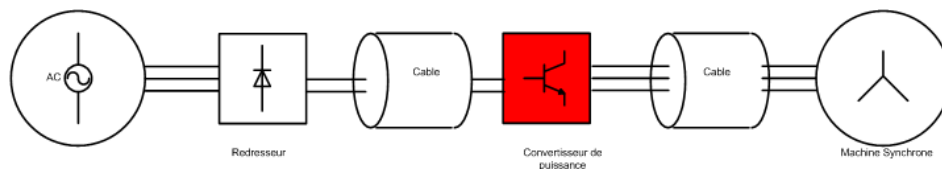


FIGURE 1.5: Topologie assimilée de l'ETRAS

Force est de constater l'omniprésence de l'électronique de puissance dans ce système. Or cette évolution de la puissance embarquée n'est pas sans inconvénients. En effet, l'ensemble des équipements électriques doivent fonctionner ensemble, sans se perturber les-uns les-autres. C'est l'objet de la *compatibilité électromagnétique*.

### 1.2.2 Et la CEM dans tout ça ?

Le principe de la CEM est de permettre le fonctionnement correct et optimal de tout système électrique en présence des autres, chacun étant au point de fonctionnement nominal, sans émettre de perturbations non supportables par les appareils environnants. Chaque système électrique ou électronique émet des perturbations CEM. Il existe deux types de perturbations. Il y a les perturbations dites rayonnées et les perturbations conduites.

Chaque équipement électrique émet des ondes électromagnétiques et chacun a une sensibilité par rapport à ces ondes. Dans le cas de l'avion, les ondes électromagnétiques peuvent provenir des antennes relai (téléphonie), de la foudre,...etc ou des équipements au sein même de l'aéronef. Ces ondes peuvent induire un courant parasite sur le réseau de bord de l'avion et ce courant, potentiellement, aller perturber le bon fonctionnement d'un ou de plusieurs équipements à bord de l'avion. Un dysfonctionnement d'un équipement sur un avion pendant la phase de vol peut conduire à des conséquences non désirables. Il est donc essentiel de prendre en considération cet aspect de la CEM. Les effets des champs électromagnétiques ne seront pas abordés dans le cadre de ce travail mais il est intéressant d'en faire mention. Dans ce travail nous traiterons l'étude perturbations dites "conduites".

Les perturbations conduites sont des courants "parasites" générés par un équipement sur le réseau de bord d'un avion et qui vont aller nuire au bon fonctionnement d'un autre équipement sur le même réseau. Ces dernières années, il a été montré [8] que la principale cause des perturbations conduites est les semi-conducteurs avec commutations à vitesse élevée. Ceux-ci génèrent d'importantes variations de courants et de tensions ( $\frac{dv}{dt}$  et  $\frac{di}{dt}$ )[3]. Les imperfections du système (variation non-maîtrisées diverses impédances des sous-systèmes en fonction de la fréquence, couplages inductifs et capacitifs...etc) donnent lieu à des chemins d'écoulement qui peuvent avoir des effets indésirables sur le fonctionnement normal du système.

Dans l'industrie, en général, il existe des normes pour réguler le niveau d'émission de perturbation que peut générer un équipement ainsi que le niveau qu'il peut en recevoir (l'immunité aux perturbations). Ces normes CEM ont pour objectif d'assurer la qualité de prestation de ces équipements, la capacité à pouvoir fonctionner en présence d'autres équipements et d'écarter le risque de dysfonctionnement. Pour l'aéronautique nous sommes concernés, dans le domaine civil, principalement par la D0-160.

Pour la partie perturbation conduit, la gamme de fréquence visée est de 150kHz à 30MHz. Les normes interviennent généralement en phase de validation du produit. Il est donc essentiel de pouvoir identifier les différentes imperfections du systèmes le plus tôt possible en phase de développement et ainsi agir sur les causes. Un aspect important à ne pas négliger dans cette démarche est la source de perturbations ;

### 1.2.2.1 Les sources de perturbations

On peut distinguer deux catégories de sources de perturbations électromagnétiques :

- Les sources de perturbations d'origine naturelles, dont la foudre, les décharges électrostatiques...
- Les sources de perturbations liées à l'activité humaine.

Dans cette étude nous allons nous intéresser à la deuxième cause. Afin d'adapter l'énergie produite par une source aux besoins d'un appareil (niveau de tension, de courant, AC, DC,...) , des convertisseurs de puissance sont utilisés. Ces convertisseurs sont composés de semi-conducteurs utilisés en commutation. Ils basculent brusquement entre les états ouvert et fermé de façon naturelle ou commandée. Ces changements d'état, vont générer d'importantes et de rapides variations de tension et de courant, comme illustré sur la figure 1.6. Ces variations sont susceptibles d'engendrer des perturbations hautes fréquences [3]. Imaginons que notre hacheur doit alimenter un ordinateur quelconque. Le fait d'avoir cette surtension, liée finalement aux imperfections du circuit, peut venir détruire si celle-ci n'avait pas été calculé avant la réalisation du convertisseur. Sur le réseau électrique de l'avion, si notre hacheur a une masse commune avec d'autres équipements, il va aussi perturber l'aspect fonctionnel de ceux-ci si pendant la phase de conception des autres équipements, l'aspect immunité, aux perturbations électriques, de l'équipement électronique n'a été pris en compte. En temps qu'équipementier, nous n'allons pas interroger tous les autres équipementiers afin de mettre les protections suffisantes sur nos cartes électroniques. Il existe des normes qui permettent de réguler le niveau de perturbations qu'un système peut recevoir et qu'il peut émettre. Ces normes CEM ont aussi tendance à couvrir un spectre de plus en plus large en fréquence car chaque équipement sur un avion aura sa propre gamme de fréquence pour le fonctionnement.

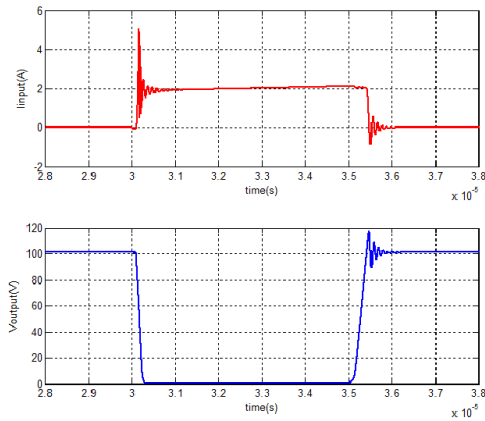


FIGURE 1.6: Exemple d'évolution des grandeurs électriques dues à un hacheur série (Simulation SPICE). En haut : courant haché en entrée du hacheur, en bas : tension hachée en sortie du hacheur

### 1.2.2.2 Les mesures normatives

Il existe quelques normes en aéronautique telles que la MIL-STD, ou la DEF-STAN mais à HISPANO-SUIZA étant principalement équipementier des avions civils nous allons nous concentrer sur la norme DO-160E. Cette norme couvre un large spectre de spécifications sur des phénomènes tels que la foudre, les variations de température, l'humidité...etc. afin d'assurer le bon fonctionnement de l'aéronef.

Dans le cadre de ce travail, nous nous intéresserons qu'aux perturbations conduites générées par les convertisseurs de puissance. Nous n'aborderons pas les phénomènes de susceptibilité et d'émissions rayonnées.



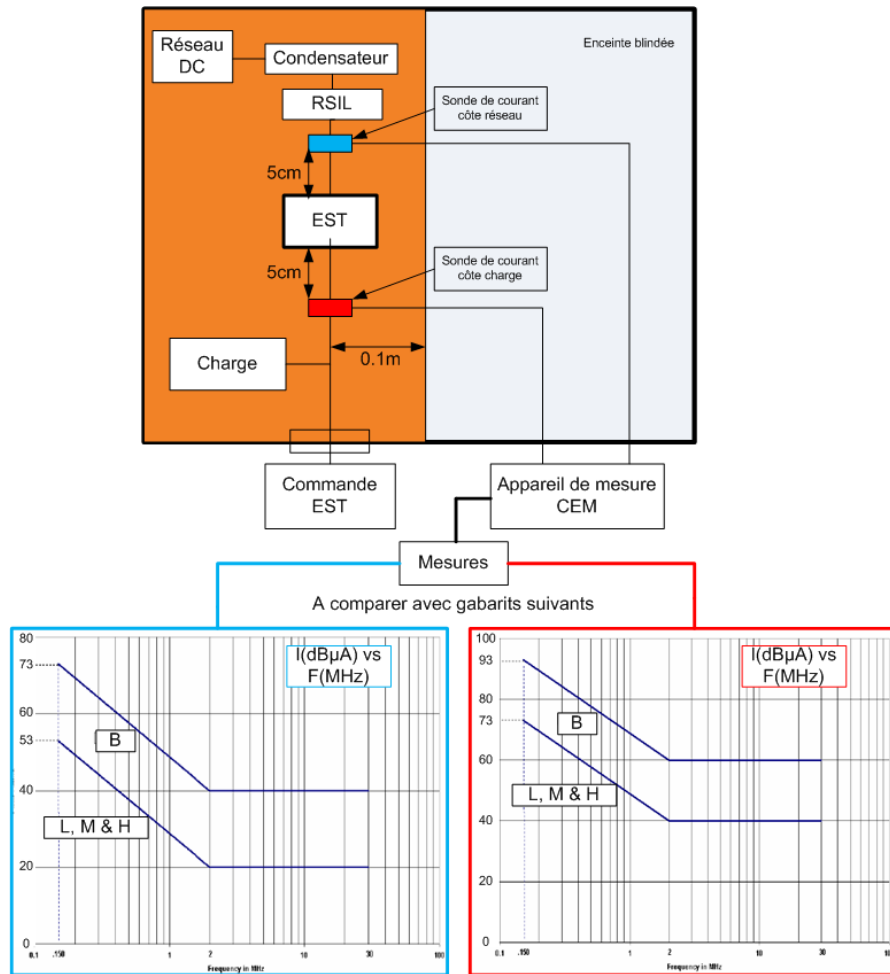


FIGURE 1.7: Mesure des émissions conduites selon la DO-160E

La mesure des émissions conduites d'un équipement se fait sous certaines conditions. L'EQUIPEMENT SOUS TEST (EST) est placé dans la configuration de la Figure 1.7. En entrée de l'EST, du côté du réseau DC, un RÉSEAU STABILISÉ D'IMPÉDANCE DE LIGNE est placé afin, dans un premier temps, d'isoler le réseau des perturbations de MC et MD qui peuvent provenir de l'EST et dans un deuxième temps pour maintenir une impédance de fermeture constante vis-à-vis des perturbations haute fréquence provenant de l'équipement. Le système est placé en condition de fonctionnement à un point de fonctionnement donné et le courant est mesuré en entrée et sortie du système. Ces grandeurs électriques sont ensuite comparées aux gabarits proposés par la norme.

### 1.2.2.3 La rôle de la simulation en CEM

Actuellement, afin de quantifier le niveau de bruit CEM dans les systèmes, il est nécessaire d'avoir un prototype. Les essais CEM sont ensuite faits et suivant les résultats, il y a deux possibilités ; soit les résultats obtenus sont conformes aux attentes des normes, auquel cas les processus de fabrication peuvent être lancés, ou le cas le plus défavorable qui nécessite de redimensionner le filtre. Cette étape est non sans conséquence sur le lancement d'un produit.

Effectivement l'ingénieur CEM devra retravailler la topologie de son filtre passif suite à des contre mesures CEM classiques. Le filtre n'est, souvent, pas la seule variable de l'équation à retravailler. Dans certains cas, il est nécessaire de modifier le routage des cartes électroniques ou le circuit magnétique du système. Ces étapes retarderont le lancement du produit et ce n'est pas la meilleure approche pour optimiser la CEM dans un système. Si l'ingénieur avait un modèle virtuel de son système durant la phase de conception, il aurait eu une plus large marge de manœuvre. Il aurait pu intervenir dans un premier temps sur le dimensionnement des différents sous-systèmes et par la suite faire une meilleure optimisation du filtre. Par conséquent, il est nécessaire de construire un modèle du dispositif concerné afin de simuler les émissions conduites du système comme le montre la Figure 1.8. La simulation ne nous permettra pas, cependant, de nous affranchir de l'étape des tests CEM mais diminuera considérablement le temps nécessaire et le coût.

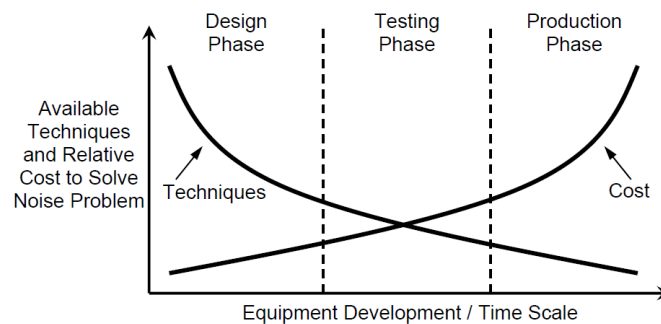


FIGURE 1.8: Evolution des coûts CEM en fonction du temps sur une phase de développement produit[7]

### 1.3 Objectif de la thèse

L'objectif de ce travail est de construire un outil pour ingénieur facilement paramétrable et implémentable afin de prédire la CEM en phase amont de développement d'un produit. Cet outil nous permettra de quantifier les émissions conduites dans une chaîne d'entraînement, représentatif d'un équipement sur avion, de façon prédictive afin de pouvoir optimiser les phénomènes CEM par rapport aux diverses normes. Il serait, ainsi, intéressant de communiquer les modèles des équipement à l'avionneur pour qu'il puisse analyser l'impact de notre système sur l'avion et vice versa.

L'électronique prend de plus en plus d'importance dans l'industrie. Elle permet une bonne gestion de l'énergie au sein d'un système électrique conduisant à une économie au niveau de la consommation d'énergie. Néanmoins, elle est source de génération de perturbation CEM. Il est important pour un industriel de pouvoir prédire le comportement de son équipement pour ensuite prévoir d'éventuelles solutions correctives. Dans notre cas, il est impératif d'avoir un modèle, sur toute la plage de fréquence couvert par la D0-160, qui puisse reproduire le comportement de l'équipement. L'intérêt d'avoir un tel outil est qu'il pourra être utilisé, par l'industriel durant les phases de conception d'un produit, comme aide à la conception. Ainsi avant même de faire un filtre, il pourra agir au niveau du routage des ces différents cartes électronique, du module de puissance ou même de l'agencement des composants sur la carte électronique.

Afin d'arriver à ce résultat, nous allons dans un premier temps faire un état de l'art des techniques de modélisation et simulation existantes. Ainsi, nous pourrons nous faire une idée des différentes solutions qui peuvent nous intéresser et améliorer celles-ci pour nous aider dans notre démarche. Une fois que nous avons choisi la méthode de simulation et de modélisation, nous passerons sur l'étape de la définition de système que nous allons étudier et des protocoles de modélisation associés à chaque sous-système de notre équipement. Nous modéliserons ainsi les différents chemins de propagation de nos perturbations CEM, les diverses sources de perturbations (la partie électronique) ainsi que l'impédance de chacun en fonction de la fréquence.

Finalement, une fois que tous nos modèles sont obtenus, nous procéderons à la validation du modèle par rapport au système choisi. La validation se fera d'un point de vue électrique pour la partie source de perturbation et une validation des divers chemins de propagation aussi bien que l'impédance globale du modèle suite à l'association des

divers sous-systèmes.



## Chapitre 2

# État de l'art des méthodes de modélisation associées à la simulation des perturbations conduites



## 2.1 Introduction

EN CEM, deux philosophies différentes de simulation peuvent être identifiées ; la simulation temporelle et la simulation fréquentielle. La simulation dans le domaine temporel se réfère à des simulations dans un environnement circuit où la simulation donne des aspects fonctionnels et avec l'utilisation de transformées de Fourier(FFT), les spectres des grandeurs intéressantes peuvent être obtenus. La simulation dans le domaine fréquentiel est quant à elle une simulation orientée CEM où les spectres des grandeurs électriques sont calculés directement. Ce chapitre est consacré à un état de l'art de ces simulations avec les méthodes de modélisation associées. Nous discuterons ensuite de la pertinence de ces méthodes par rapport à notre problématique.



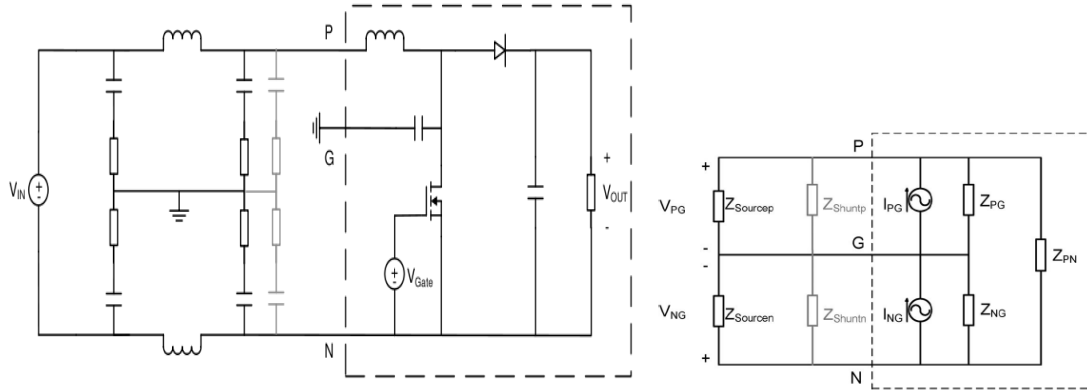
## 2.2 La simulation fréquentielle et les techniques de modélisation associées

La simulation fréquentielle est une approche généralement utilisée pour la détermination des perturbations de MC et de MD à des endroits spécifiques de l'Équipement Sous Test (EST). Comme le nom l'indique, c'est de la simulation dans le domaine fréquentiel. Nous avons donc besoin de connaître le comportement fréquentiel (impédance, spectre de courant...etc.) du produit. L'aspect fonctionnel n'est pas pris en compte.

En électronique de puissance, ce genre de simulation implique une linéarisation du fonctionnement du convertisseur en remplaçant les interrupteurs de puissance par des sources équivalentes de tension ou de courant. Ainsi, il est nécessaire d'avoir une bonne représentation des chemins de propagation ainsi que des sources de bruit. Pour un ingénieur CEM, ça permettra par exemple d'avoir un outil pouvant aider, suite à des mesures normatives sur un équipement, à réaliser un filtre CEM. Nous allons voir quelques représentations utilisées par cette simulation dans cette section.

### 2.2.1 Modélisation type "boîte noire"

Le "Terminal modeling"[9] est une approche de modélisation de type boîte noire. Le principe ici est de dire que nous ne nous préoccupons pas du ce que contient notre équipement. Nous allons donc considérer que les entrées et les sorties de celui-ci. Il faudra ensuite modéliser notre équipement, qui contient des interrupteurs de puissance et donc des circuits non-linéaires, par un circuit linéaire avec des sources équivalentes représentant les parties électroniques. Cette approche a été utilisée à la base afin de faire du dimensionnement de filtre sur des systèmes déjà connus.



(a) Représentation du convertisseur

(b) Convertisseur représenté par un réseau d'éléments linéaires et des sources équivalentes de Norton

FIGURE 2.1: Modélisation type boîte noire d'un convertisseur Boost

Prenons le cas d'un convertisseur Boost. L'objectif ici est de remplacer ce circuit non-linéaire, à un point de fonctionnement donné, par un circuit linéaire (Figure 2.1b) ainsi que des sources de perturbations équivalentes. Nous avons un système à 3 ports ; les ports du bus DC et la masse. Dans le cas où il y a trois ports, il faut, au minimum, trois impédances et deux sources de courant ou de tension [12], tous en fonction de la fréquence. Afin de trouver ces différents éléments, six mesures de tension ( $V_{PG}$ ,  $V_{NG}$ ) sont nécessaire en fonctionnement :

1. Mesure de la tension  $V_{PG}$  et  $V_{NG}$  pour le cas où il n'y a pas d'impédance d'atténuation
2. Mesure de la tension  $V'_{PG}$  et  $V'_{NG}$  pour le cas où les impédances d'atténuation, connues, sont  $Z'_{Shuntp}$  et  $Z'_{Shuntg}$
3. Mesure de la tension  $V''_{PG}$  et  $V''_{NG}$  pour le cas où les impédances d'atténuation, connues, sont  $Z''_{Shuntp}$  et  $Z''_{Shuntg}$

Au final nous nous retrouvons avec un système de six équations avec 5 inconnus à résoudre.

$$V_{PG} = \left( I_{PG} - \frac{V_{PG} - V_{NG}}{Z_{PN}} \right) * Z_{PG} \parallel Z_{Sourcep} \quad (2.1)$$

$$V_{NG} = \left(-I_{NG} + \frac{V_{PG} - V_{NG}}{Z_{PN}}\right) * Z_{NG} \| Z_{Sourcecn} \quad (2.2)$$

$$V'_{PG} = \left(I_{PG} - \frac{V'_{PG} - V'_{NG}}{Z_{PN}}\right) * Z_{PG} \| Z_{Sourcecp} \| Z'_{Shuntp} \quad (2.3)$$

$$V'_{NG} = \left(-I_{NG} - \frac{V'_{PG} - V'_{NG}}{Z_{PN}}\right) * Z_{NG} \| Z_{Sourcecn} \| Z'_{Shuntn} \quad (2.4)$$

$$V''_{PG} = \left(I_{PG} - \frac{V''_{PG} - V''_{NG}}{Z_{PN}}\right) * Z_{PG} \| Z_{Sourcecp} \| Z''_{Shuntp} \quad (2.5)$$

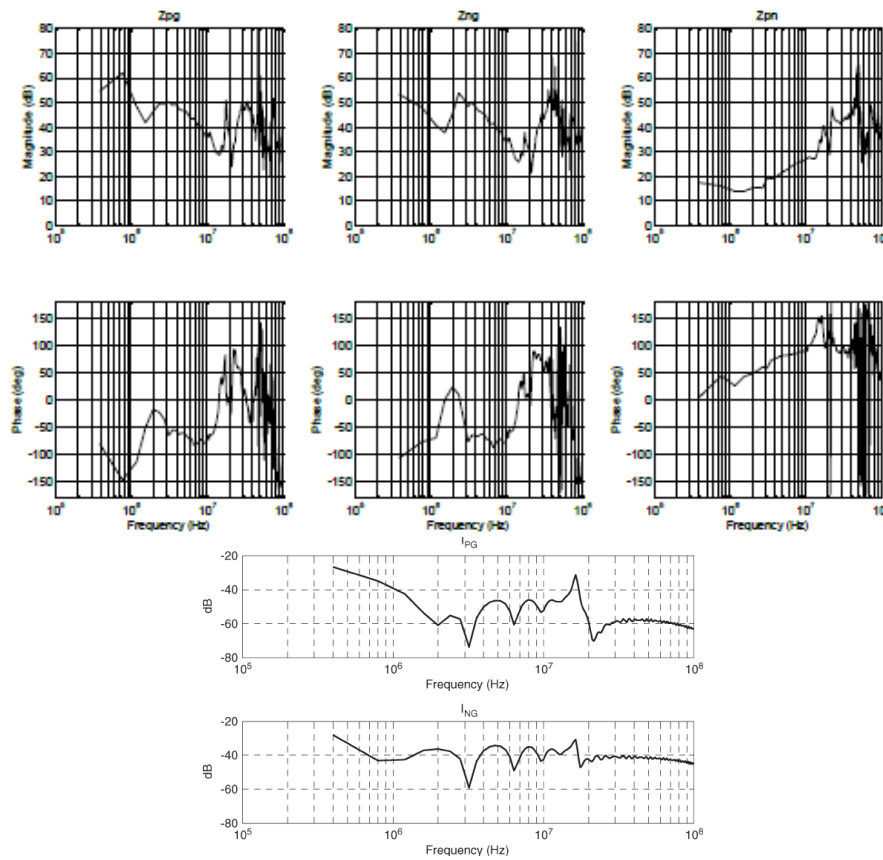
$$V''_{NG} = \left(-I_{NG} - \frac{V''_{PG} - V''_{NG}}{Z_{PN}}\right) * Z_{NG} \| Z_{Sourcecn} \| Z''_{Shuntn} \quad (2.6)$$

En utilisant par exemple la fonction de résolution des équations *lsqnonlin* sous Matlab, nous arrivons à résoudre ces équations pour ainsi retrouver les sources équivalentes de Norton et les impédances équivalentes.

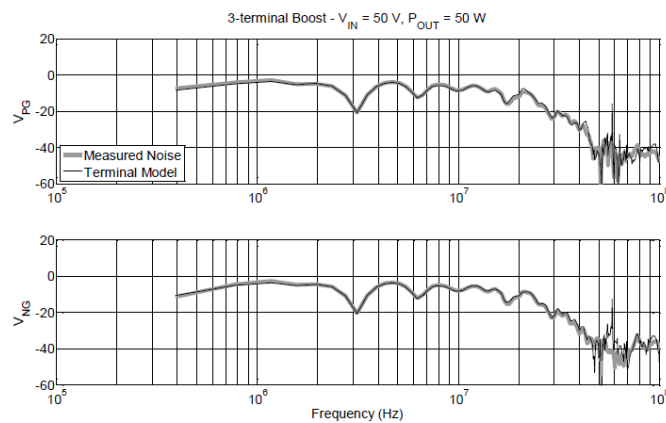
Une fois toutes ces informations disponibles le courant de mode commun et de mode différentiel peuvent être déterminés, dans un environnement Matlab©, au niveau des bornes d'entrées. Le modèle validé expérimentalement peut alors être utilisé pour prédire l'atténuation que doit amener le filtre avec une précision accrue. Cette approche de modélisation a été validée expérimentalement sur des systèmes tels qu'un convertisseur élévateur DC-DC et un bras d'onduleur au moins jusqu'à 50MHz (Figure 2.2).

Le *Terminal Model*, facilement implémentable et peu onéreux en temps de calcul, reste un très bon outil pour dimensionner des filtres. Typiquement un industriel, qui a développé un prototype de son équipement mais qui n'arrive pas à tenir les normes CEM à son point de fonctionnement nominal, utilisera cette technique de modélisation et la simulation associée pour dimensionner et valider son filtre CEM. Bien évidemment cette méthode ne permettra que la validation dans un environnement numérique. Il n'existe pas de degré de liberté sur la possibilité de paramétrer les valeurs des composants du filtre. Dans le meilleur des cas, nous devons utiliser un modèle circuit du filtre pour le paramétrer et ensuite extraire sa matrice impédance. Ainsi celle-ci pourra être implémentée dans le modèle.

Ce type de modèle présente un autre désavantage majeur : il n'est valable que pour le point de fonctionnement auquel ont été faites les mesures. Un changement des conditions de fonctionnement nécessite de déterminer à nouveau les différentes sources et impédances équivalentes. Il faut savoir que sur un équipement avec un actionneur à vitesse variable ou même un équipement avec de l'électronique présentera une consommation en énergie et donc en courant plus important au démarrage. Qui dit courant important dit aussi perturbation CEM importante. Ce cas de figure n'est pas pris en compte dans le cas de cette technique de modélisation. Avec cette simulation nous ne pouvons pas non plus déterminer l'écoulement des perturbations conduites au sein du systèmes. Afin de pouvoir éventuellement déterminer ces grandeurs, il est impératif de représenter les différents chemins de propagations ainsi que les sources de perturbations localisées.



(b) Impédance équivalente et source équivalente de Norton obtenue



(c) Comparaison entre tension de bus calculée et mesurée

FIGURE 2.2: Résultats obtenus sur un convertisseur Boost en utilisant le Terminal Model

## 2.2.2 L'identification des chemins de propagations et des sources de perturbations

Lors du dimensionnement d'un système, il est essentiel de prédire les courants perturbateurs à différents endroits du système. Considérons une chaîne de traction avec une association onduleur, câble et moteur semblable à l'ETRAS. Dans ce système, il est nécessaire de connaître le courant en sortie du convertisseur, côté moteur, afin de déterminer le rayonnement des câbles [41] ou les variations de tension ( $\frac{dv}{dt}$ ) afin de déterminer l'impact que cela peut avoir sur les enroulements et isolants du moteur [49, 48, 51, 47, 50]. La méthode quadripolaire est un exemple de ce type de représentation.

### 2.2.2.1 La méthode quadripolaire

La méthode quadripolaire [14] consiste à modéliser une association de sous-systèmes sous formes matricielles. L'approche choisie, appelée «réseau à deux ports», est basée sur des mesures spécifiques de la tension de mode commun générée par le convertisseur, et des impédances équivalentes de MC de chaque composant du système, qui est représenté par un réseau à deux ports associé à une matrice d'impédance  $[Z]$ .

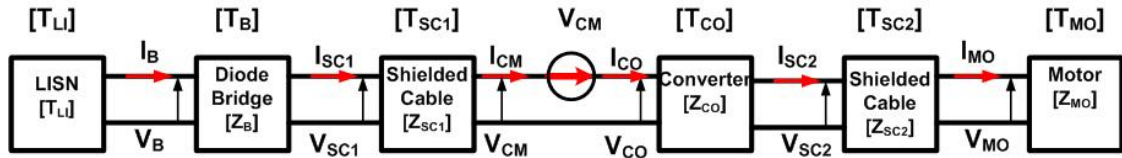


FIGURE 2.3: Réseau de matrices 2 ports utilisé dans la méthode quadripolaire

Cette approche a été développée afin de calculer le courant de mode commun à différents endroits dans la chaîne de puissance et ainsi évaluer son impact. Chaque sous-système est considéré comme une "boîte noire" avec deux ports d'entrée et de sortie. Trois mesures sont nécessaires pour caractériser chacun d'eux.

Considérons un convertisseur de puissance triphasé. Afin de mesurer les différentes impédances de mode communs, les ports d'entrée et sortie sont court-circuités entre eux et suivant les termes souhaités la mesure est faite d'un côté ou de l'autre du système (Figure 2.4).

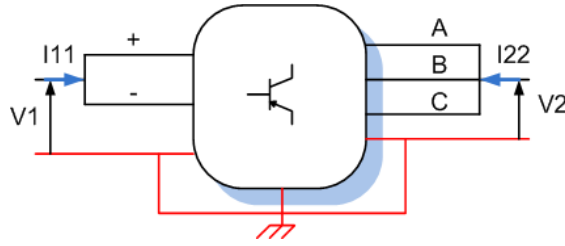


FIGURE 2.4: Méthode d'extraction des différents termes du quadripole

Les tensions aux bornes du quadripôle peuvent être exprimées comme ceci :

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (2.7)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (2.8)$$

où les termes en  $Z$  constituent les termes de la matrice impédance.

$Z_{11}$  est obtenue lorsque la sortie est laissée ouverte et la mesure d'impédance est effectuée à l'entrée. Pour  $Z_{22}$ , les mêmes étapes sont répétées, avec cette fois l'entrée étant ouverte et la mesure se faisant du côté opposé. Selon la taille de l'objet, il est souvent difficile de faire la mesure  $Z_{12}$ . Les ports de sortie sont court-circuités et une mesure,  $Z_{CC}$ , se fait à partir de l'autre côté. A partir de cette mesure une estimation de  $Z_{12}$  peut être faite. Cette méthode est applicable à chaque sous-système. Les matrices  $[Z]$  obtenues sont transformées en matrices de transfert  $[T]$  afin de simplifier le calcul des courants de mode commun à chaque niveau du système lors de la mise en cascade des quadripôles. Il reste à caractériser la source de perturbation. Ici la tension homopolaire, en sortie du convertisseur (du côté moteur) est mesurée puis injectée dans le modèle de la chaîne complète.

Cette approche de modélisation simple, efficace et polyvalente nous permet donc d'estimer les courants et tensions de MC à différents endroits du système dans le domaine fréquentiel (Figure 2.5). La comparaison avec les résultats expérimentaux montre la validité du modèle sur une large gamme de fréquences. Ce type de modèle peut ensuite être utilisé pour les études de sensibilité afin de trouver des solutions pour réduire les perturbations de MC. Toutefois, pour ce type de modélisation, nous avons besoin de notre équipement ou du moins un modèle représentatif du matériel mis en place. Les limites de ce modèle est qu'il ne prend pas en compte le mode différentiel du système et donc la conversion du mode différentiel au mode commun

n'est pas modélisée. La méthode Modular Terminal Behavioral (MTB) [15] avec une représentation peu différente permet de prendre en compte le mode différentiel tout en calculant la source de perturbation à partir de mesures avec un protocole d'extraction lourd. Avec la méthode quadripolaire, nous constatons qu'il est nécessaire de prendre en compte les chemins de propagation ainsi que les impédances des différents sous-systèmes afin de pouvoir déterminer correctement les perturbations conduites à différents niveaux du système.

Ces deux méthodes de modélisation fréquentielle nous permettent de déterminer l'écoulement des courants perturbateurs au sein même d'un équipement. Nous avons ainsi agi sur les différents sous-systèmes afin de pouvoir éventuellement les optimiser. Cependant comme pour le modèle précédent, nous sommes toujours dépendants d'un prototype pour construire ce modèle ou avoir un modèle fin de nos divers sous-systèmes. Dans la prochaine partie, nous allons approfondir les aspects de chemin d'écoulement des perturbations ainsi que la modélisation des différents éléments faisant partie d'un actionneur à vitesse variable.

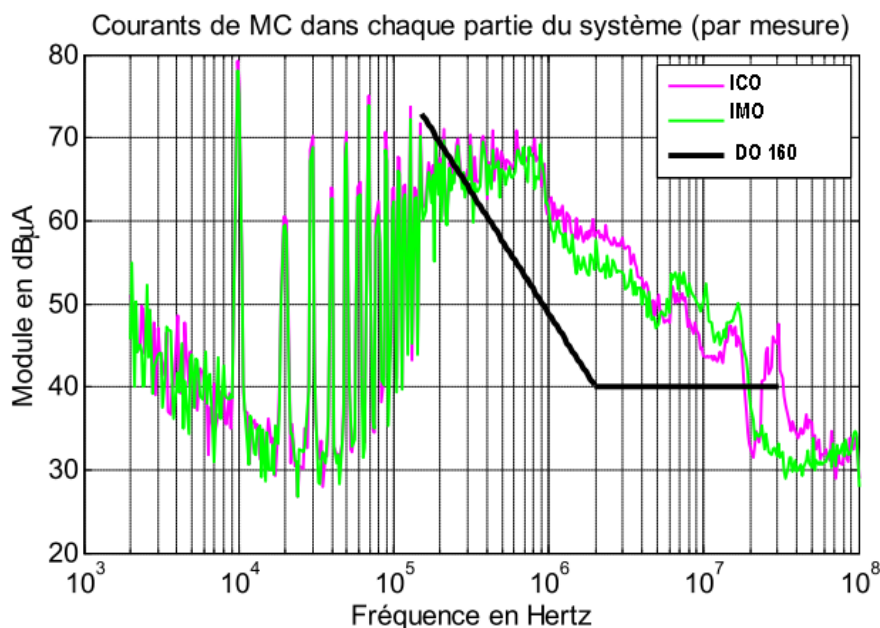


FIGURE 2.5: Mesure du courant de mode commun à différent endroits sur l'ETRAS



### 2.2.2.2 Les chemins de propagation

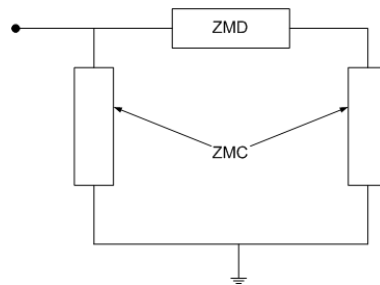
Une première approche a été proposée : la méthode quadripolaire où les chemins de MC sont clairement identifiés et ainsi il est possible d'obtenir la répartition des courants de MC dans le système. Pour le moment, le système a été considéré de manière assez globale. Mais intéressons nous de plus près à ce qui se passe à l'intérieur de ces différents sous-systèmes.

Prenons l'exemple d'un module de puissance ; il est constitué d'un certains nombres de composants, brasés sur un substrat, qui sont reliés entre eux par des pistes. Ces pistes constituent des inductances parasites pour les courants qui y circulent. Entre les fils de *bondings*, il y a un couplage inductif alors qu'entre les pistes et le dissipateur thermique du module, il y a un couplage capacitif. Ces chemins d'écoulement ne sont pas représentés dans une représentation type boîte noire. Or le fait de connaître ces courants peut impacter sur le routage du module durant la phase de conception. Il est donc important de les représenter dans la modélisation de ces structures. Jusqu'à présent, les différentes simulations exposées se sont faites sous formes matricielles et les chemins de propagation à l'intérieur de chaque système ne sont pas identifiés. Une alternative à cette représentation est de faire de la modélisation "circuit". Ces modèles peuvent être construits à partir de mesures ou de façon prédictive.

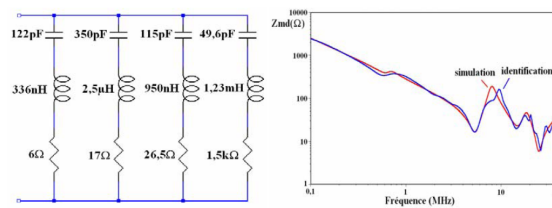
### Protocole de mesure pour faire de la modélisation

Grâce aux mesures d'impédance et de grandeurs électriques sur un équipement nous pouvons réaliser deux types de modèles : modèle comportemental et physique. Un modèle comportemental, comme son nom l'indique, a pour but de reproduire le comportement d'un système, que ce soit en régime statique ou dynamique. Ici, nous n'avons pas besoin de comprendre comment fonctionne le système mais plutôt le considérer comme une boîte noire. Pour le modèle comportemental, il faut d'abord identifier une topologie circuit. Une fois que ce choix a été fait, les mesures sont faites de telle sorte à ce que l'on obtienne les différents éléments du circuit. A titre d'exemple Yannick Weens, dans sa thèse [44], utilise un modèle en PI (figure 2.6a) afin de modéliser un moteur. Ainsi à partir de cette topologie, une extraction des impédances de mode commun et différentielle est faite. Il faut noter que les différents couplages qui peuvent exister dans le moteur sont ramenés à ces deux impédances. Les mesures sont ensuite retranscrites sous forme circuit en utilisant des logiciels de *fitting* tels

que APLAC© ou IdEM© tout en définissant le circuit voulu (figure 2.6b). Dans le cas présent, nous sommes toujours dépendants du matériel. Regardons maintenant les modélisations prédictives.



(a) Topologie du modèle en PI pour une phase moteur



(b) A gauche : Circuit équivalent choisi pour l'impédance de MD et à droite le résultat obtenu après *fitting*

FIGURE 2.6: Modélisation d'un moteur en utilisant un modèle comportemental

### Modélisation prédictive des chemins d'écoulement

Revenons sur le module de puissance. Les éléments indésirables identifiés, tandis qu'ils résonnent les uns avec les autres, créent des oscillations à des fréquences élevées (supérieures à 10 MHz). La modélisation de ces éléments devient donc indispensable, vu l'étendue de la norme aéronautique. Pour être en mesure de prédire de tels éléments, des outils tels que Q3Dextractor et InCa3D peuvent être utilisés. InCa3D utilise la méthode Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) [34] pour le calcul de l'inductance d'une géométrie donnée alors que Q3D Extractor peut être utilisé pour extraire les inductances et capacités en utilisant la Méthode des Moments (MoM) [37, 38]. Dans le prochain chapitre nous détaillerons cet aspect qui, par ailleurs, peut être transposé dans le domaine fréquentielle sous forme d'une matrice d'impédance.

Ici, nous nous affranchissons du matériel physique et la géométrie en 3-D permet d'avoir une estimation des diverses inductances et capacités parasites de notre équipement. Ces outils sont très pratique en phase amont d'un projet et permettent ainsi d'affiner les divers dimensions pour permettre de réduire les phénomènes parasites pouvant nuire au bon fonctionnement. Maintenant que nous avons vu les différents types de modélisation pour les chemins de propagation, nous allons aborder la modélisation des sources de perturbation.

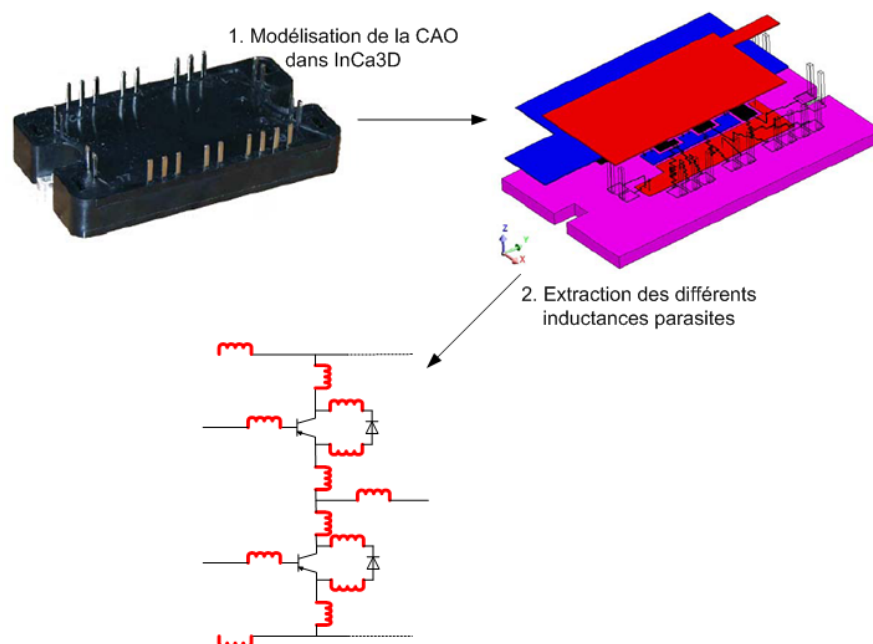


FIGURE 2.7: Modélisation prédictive des éléments parasites dans un module de puissance

### 2.2.2.3 La source de perturbation

Nous avons précédemment vu que la source de perturbation est la cellule de commutation du convertisseur de puissance. Ces perturbations sont dues aux variations rapides de tension et de courant dans la cellule de commutation. Une approche simple de modélisation de la source de perturbations est de la modéliser par des sources équivalentes de courant et de tension, comme nous le montre la figure 2.8. La précision de la représentation des variations des grandeurs électriques déterminera la validité fréquentielle du modèle.

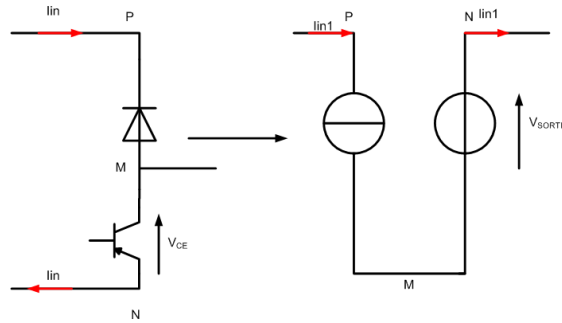


FIGURE 2.8: Représentation d'une cellule de commutation

### Modélisation trapézoïdale de la source de perturbation

L'évolution des courants et tensions traversant le convertisseur de puissance peut être, en première approximation, représentée par un trapèze. Dans cette configuration, les choix des pentes est déterminant. En effet, le spectre généré est directement lié à celle-ci. L'objectif ici est de modéliser les perturbations dans le domaine fréquentiel à partir d'une période du signal.

La matrice représentant l'impédance de mode commun, pour le modèle quadripolaire, peut être prédit pour certains des sous-systèmes, mais la source de bruit doit être mesurée. Certaines approches ont été tentées dans le passé pour être en mesure de prédire cette source sans grand succès [8, 15]. On peut calculer les coefficients de la transformée de FOURIER de cette fonction (avec  $T$  la période,  $\alpha$  le rapport cyclique et  $A$  l'amplitude) :

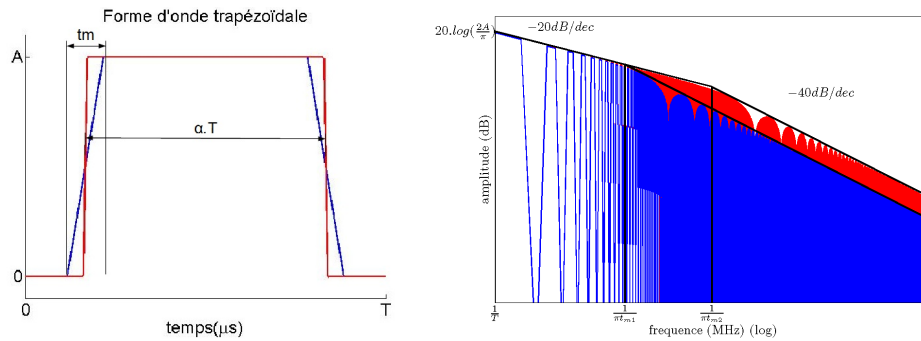
$$f(t) = A.\alpha + \sum C_n.\cos\left(\frac{n.2.\pi}{T}.t + \varphi_n\right) \quad (2.9)$$

avec

$$C_n = 2.A.\alpha.\left|\text{sinc}(n.\pi.\alpha)\right|.\left|\text{sinc}\left(n\pi\frac{t_m}{T}\right)\right| \quad (2.10)$$

Nous constatons que plus la fréquence de commutation est élevée, plus le spectre d'émissions sera décalé vers les fréquences élevées. Or, une montée en fréquence de commutation permet d'avoir des signaux de sortie des convertisseurs plus propres. La figure 2.9 nous montre l'impact du temps de commutation sur le spectre d'émission de perturbations. Nous avons, en rouge et en bleu, deux signaux trapézoïdaux de temps de commutation très différents ( $t_{sw_{bleu}} = 10.t_{sw_{rouge}}$ ). Nous observons que la pulsation à partir de laquelle l'amplitude du spectre décroît à  $-40.dB/dec$  est bien

repoussée d'un facteur 10 pour la courbe rouge, par rapport à la courbe bleue (selon l'équation 2.10). Cependant cette modélisation est trop idéalisée et ne permet pas une validité fréquentielle suffisante.



(a) Signal trapézoïdale représentant l'évolution de la tension de sortie d'un dal hacheur série (b) Représentation fréquentielle du signal trapézoïdal

FIGURE 2.9: Signal temporel et représentation fréquentielle

### Modélisation “Multiple-Slope”

Afin de se rapprocher de la réalité, une seconde étape serait de modéliser les fronts de commutation par un ensemble de fonctions linéaires par parties [16](Figure 2.10). La méthode consiste à identifier les différentes pentes à partir d'une mesure de commutation à la mise en conduction et au blocage sur un hacheur et créer un ensemble de sources de perturbations associé. Cette méthode est plus contraignante que la précédente mais elle permet d'avoir une meilleure précision. Les résultats obtenus, dans le cadre d'un hacheur, sont concordants jusqu'à environ une dizaine de mégahertz. Cette méthode nécessite de relever de manière précise les formes d'onde des différentes grandeurs électriques pour chaque point de fonctionnement. Dans le cadre d'un onduleur le point de fonctionnement varie au cours du temps rendant ce processus fastidieux [46]. Nous allons illustrer une méthode qui remédie à ce problème dans la suite

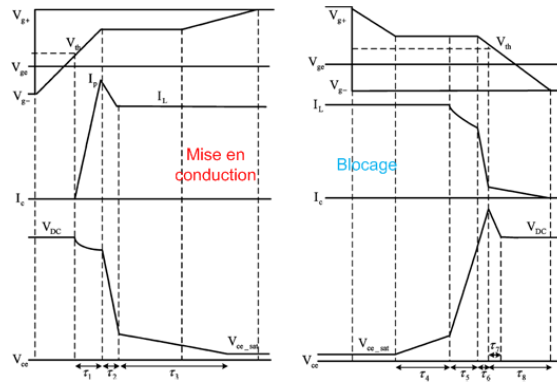


FIGURE 2.10: Modélisation des fronts de commutation par un ensemble de fonctions linéaires par parties

### Modélisation de la source de bruit par fonction de transfert

Denis Labrousse propose un modèle de comportement d'une cellule de commutation [17] qui prend directement en compte la cellule de commutation dans son ensemble, sans chercher à séparer chaque composant. Il dit que la tension de sortie d'un composant de puissance peut être exprimée comme un produit d'une fonction de transfert ( $TF_v$ ), qui représente tous les éléments dans l'environnement de l'appareil, et sa fonction de commutation ( $F_{sw}$ ) dans le domaine fréquentiel (Figure 2.11).

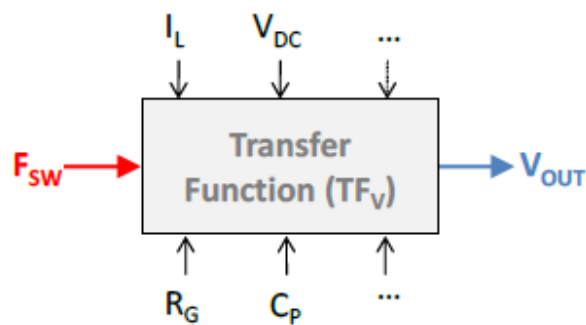


FIGURE 2.11: Fonction de transfert

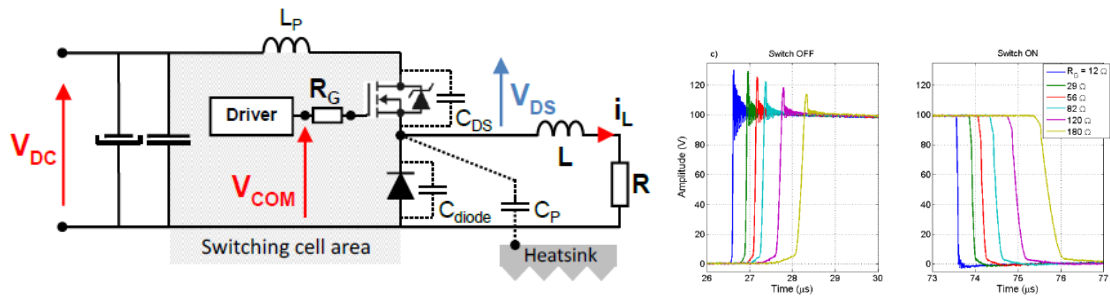
A partir de ce concept, l'auteur modélise un convertisseur Buck (cf Figure 2.12a) . Pour ce faire, il fait l'hypothèse qu'il peut exprimer sa tension de sortie en fonction

de sa résistance de grille( $R_g$ ), de  $F_{sw}$  et de  $TF_v$ . Afin de valider cette approche, il fait une mesure temporelle de tension pour différentes valeurs de  $R_g$  sur une période de commutation. Il passe ensuite en fréquentiel pour exprimer ces grandeurs choisies par l'expression suivante :

$$V_{DS}(p) = TF_v(p).F_{sw}(p).V_{DC} \quad (2.11)$$

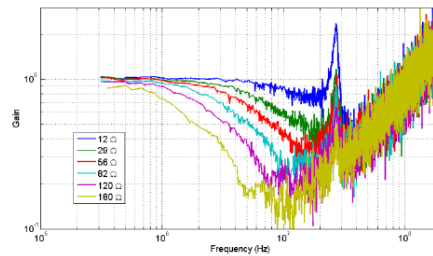
Connaissant les différentes grandeurs électriques et  $F_{sw}$ , la fonction est déterminée. Cette fonction de transfert est par la suite déterminée en fonction de la résistance de grille. En ayant cette fonction pour une valeur de  $R_g$ , il est démontré que celle-ci peut être utilisée pour prédire la tension pour les autres valeurs de résistance. La philosophie de cette approche est de dire que pour un point de fonctionnement donné, avec un modèle fin d'un interrupteur de puissance, il est possible de déterminer une fonction de transfert. Cette fonction de transfert pourra être exprimée selon un ou plusieurs paramètres environnants du système. A partir de ça, nous pouvons prédire la source de bruit.

Pour le moment, cette approche de modélisation a été utilisée sur un MOSFET et devra donc être approfondie pour voir sa validité sur d'autres composants de puissance ou d'autres facteurs variables dans la mise en place. Afin d'utiliser cette méthode pour faire de la modélisation prédictive, il faut un modèle assez précis du composant de puissance dans le domaine temporel.



(a) Convertisseur Buck utilisé

(b) Acquisition temporelle des tensions aux bornes du MOSFET



(c)  $TF_v$  mesuré

FIGURE 2.12: Calcul de la fonction de transfert

### 2.3 Simulation temporelle

En électronique de puissance, pendant la phase de conception, des modèles circuit sont souvent utilisés pour les aspects fonctionnels. La simulation circuit donne un rapide aperçu des différentes grandeurs électriques d'un montage à moindre risque. Certains simulateurs circuit tels que Saber© ou SPICE© offrent même la possibilité de simuler et la partie analogique et la partie numérique d'un montage.

Ces modèles peuvent être basés sur la physique des sous-systèmes différents ou peuvent simplement être des modèles comportementaux. Comme précédemment, il est nécessaire de bien identifier toutes les voies de propagation des émissions conduites. Dans cette section nous allons continuer de détailler les approches de modélisation de la source de bruit car c'est la partie critique pour une modélisation prédictive en électronique de puissance.



## 2.3.1 Les modèles des interrupteurs de puissance

### 2.3.1.1 Modèles physiques

Qui dit chaîne de conversion d'énergie dit forcément électronique de puissance. Dans cette section nous allons regarder ce qui se passe dans ces composants de puissance pendant leur phase de fonctionnement. Dans le cadre de ce travail, nous allons utiliser un convertisseur de puissance à IGBT. Nous verrons donc le mode de fonctionnement d'une diode de puissance ainsi qu'un IGBT.

La diode est un composant de puissance non commandable constituée d'une jonction PN. Elle a pour but d'écrêter une tension et donc faire du redressement (figure 2.13). Elle est aussi utilisée en parallèle d'un interrupteur de puissance pour assurer la fonction de roue libre.

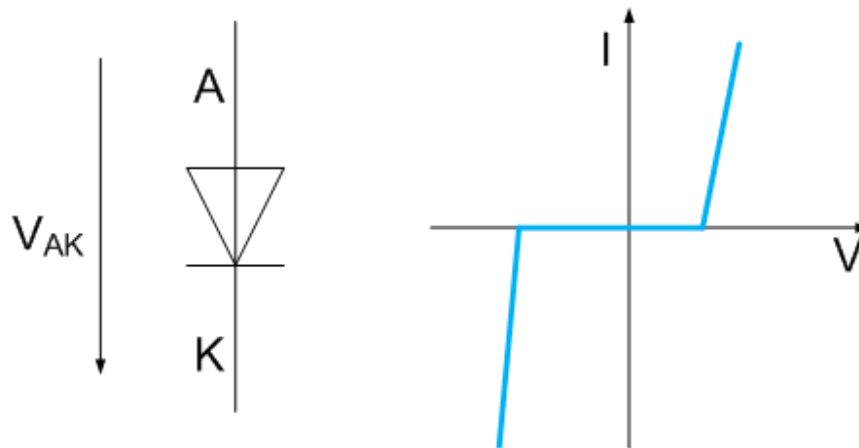


FIGURE 2.13: Représentation symbolique de la diode et la caractéristique d'une diode

Dans la littérature, il existe plusieurs types de modèle de diode [22, 20, 23, 19]. Nous avons les macros modèles qui sont des modèles circuits représentant le comportement de la diode en fonctionnement. Ce type de modèle ne prend pas en considération les phénomènes physiques qui peuvent intervenir au sein même du composant. Ces modèles sont généralement utilisés pour faire des simulations basiques et fonctionnelles. Nous avons aussi les modèles basés sur la physique du composant. Donc là ce sont les équations du semi-conducteur qui seront pris en compte. Il est donc essentiel de comprendre le déplacement des particules chargés au sein même du composant

et de les retraduire sous forme d'équations. Avant cette étape, il est nécessaire de comprendre son fonctionnement.

Les deux zones de la jonction de diode sont chargées : La zone P est chargée positivement et la zone N, négativement. La jonction crée donc une barrière de potentiel qui, suivant le type de diode, peut être située entre 0,3V et 1V, empêchant ainsi le passage des électrons de la région N à la région P. Ainsi pour que la diode puisse conduire, il faut appliquer une tension positive afin de s'affranchir de cette barrière de potentiel et ainsi laisser passer le courant. L'expression [21] donnant le courant, en polarisation directe, dans le composant est le suivant :

$$I = I_s * \exp\left(\frac{V_{AK}}{n * u_T}\right) \quad (2.12)$$

avec :

$I_s$  : Le courant de saturation

$V_{AK}$  : La tension aux bornes de la diode

$n$  : Le coefficient d'émission

$u_T$  : Le potentiel thermique

Cette équation n'est valable que si la tension aux bornes de la diode est supérieure à la tension de seuil de la diode. En polarisation inverse (blocage de la diode), il existe un faible courant qui passe cependant. Dès que nous appliquerons la tension, la hauteur de la barrière de potentiel tend à augmenter mais dans la pratique, ça n'empêchera pas les électrons de se déplacer.

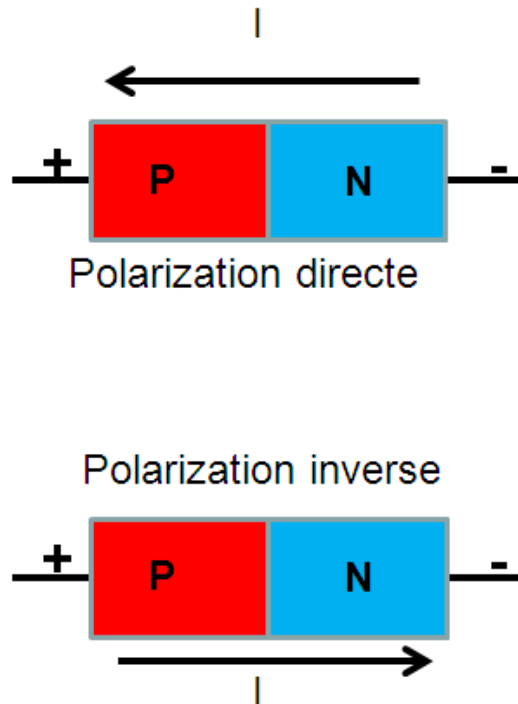


FIGURE 2.14: Sens de circulation du courant suivant la polarisation

La mise en conduction de la diode est souvent considérée comme étant instantanée alors que pour le blocage reste plus complexe. Lors de la phase de conduction, des charges sont accumulées dans la diode. Au blocage, ces charges doivent être évacuées. Cette charge se traduira sous forme d'un courant inverse pendant un court instant avant le blocage effectif de la diode. Ce phénomène, caractérisé par un temps de recouvrement  $T_2$  et une pointe de courant  $I_{RM}$  est considérée comme le recouvrement inverse. Le taux de décroissance  $\frac{di}{dt}$  du courant depuis la conduction jusqu'à  $I_{RM}$  ne dépend pas de la diode mais des composants avoisinants. La diode doit être dimensionnée de sorte à limiter les variations de courant lors du retour à courant nul après le passage par  $I_{RM}$  afin d'éviter des surtensions dommageables sur l'inductance de la maille de conduction.

Ce courant de recouvrement correspond à des pertes au niveau de la diode. Il existe néanmoins des solutions pour réduire, voire éliminer ce phénomène. Nous avons la

technologie Schottky [24] où nous avons une jonction métal et une jonction semi-conducteur. Grâce à celle-ci, ce temps de recouvrement est quasi-nul. La technologie SiC permet aussi de réduire ce phénomène.

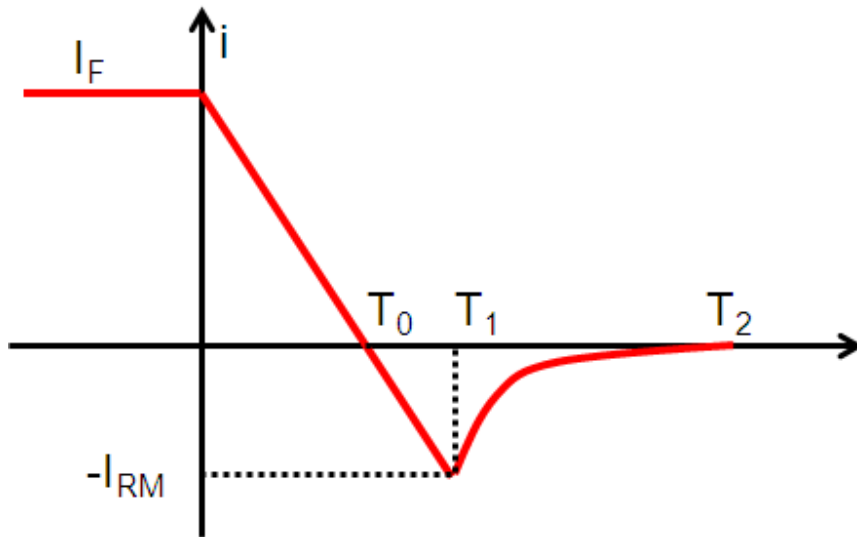


FIGURE 2.15: Le courant dans une diode en phase de blocage

Les avantages qu'offre cette technologie font qu'on tend à l'utiliser de plus en plus en électronique de puissance [32, 33]. Le principal intérêt de cette technologie est la réduction du temps de commutation. Ainsi avec ces commutations rapides nous réduisons les pertes par commutation. Au niveau thermique, le SiC présente une conductivité thermique relativement plus importante que la technologie Si. Donc, ceci contribue à une diminution en taille du système de refroidissement. Avec cette technologie, nous nous affranchissons aussi du recouvrement inverse du courant dans la diode. Par contre le SiC coûte relativement cher et nécessite donc d'avoir des modèles précis de son comportement afin de réduire le nombre d'essais pour réaliser le composant. Concernant notre onduleur, nous avons une diode SiC. Donc pas de recouvrement. Il sera nécessaire de bien retranscrire le comportement statique de la diode (l'évolution de capacité en fonction de la tension à ses bornes, etc.) ainsi que les caractéristiques dynamiques. Dans notre cellule de commutation, nous avons aussi un IGBT.

Dans la littérature, il existe plusieurs modèles mathématiques de l'IGBT [18, 25, 26,

29, 30]. Prenons le modèle de Hefner[27]. Ce modèle purement mathématique est basé sur la physique des semi-conducteurs. Il a été évalué en régime dynamique et statique, dans les deux cas par rapport à la température de l'environnement et a été validé expérimentalement. Pour développer ce type de modèle, il faut parfaitement maîtriser la structure interne du composant, ainsi que les phénomènes qui régissent l'évolution des grandeurs physiques qui nous intéressent. Comme le montre la figure 2.16, l'IGBT est constitué d'un *transistor à effet de champ* (MOSFET), en rouge, et de deux transistors bipolaires en bleu et en orange. L'association des deux transistors forme un thyristor, qui ne doit pas être amorcé, sous peine de ne plus en contrôler la fermeture (phénomène de « *latch-up* » de l'IGBT). Les fabricants ont donc fait en sorte que le transistor bipolaire NPN (en orange) n'entre pas en conduction. C'est pourquoi, nous ne le considérons pas pour modéliser l'IGBT.

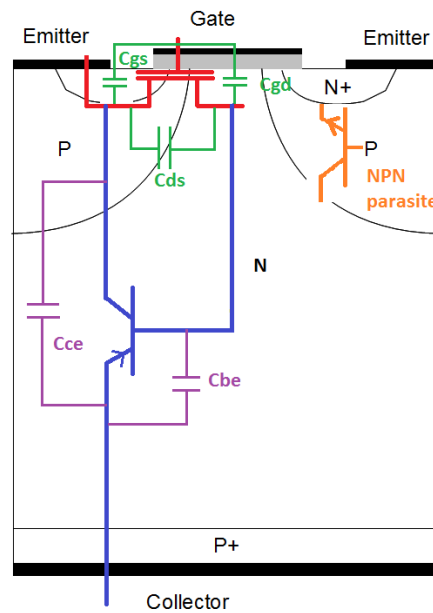


FIGURE 2.16: Structure physique d'un IGBT et sa modélisation de base

Une analyse de la structure interne de l'IGBT nous permet également d'identifier les capacités présentes dans les modèles :

- Pour le MOSFET ce sont les capacités en vert sur la figure 2.16
  - La capacité  $C_{gs}$  est composée de la capacité d'oxyde de grille en parallèle avec la capacité de métallisation de l'émetteur. Cette capacité n'est pas liée à une

jonction, elle ne dépend donc pas de la tension appliquée à ses bornes.

- La capacité  $C_{gd}$  est composée de la capacité d'oxyde de grille en série avec une capacité de jonction.
- La capacité  $C_{ds}$  est composée de deux capacités de jonction en série.
- Pour le transistor à jonction, ce sont les capacités en violet sur la figure 2.16
  - la capacité  $C_{be}$  est confondue avec  $C_{ds}$  du MOSFET.
  - la capacité  $C_{bc}$  est composée d'une capacité de jonction en série avec la capacité de métallisation collecteur.
  - la capacité  $C_{ce}$  est composée de deux capacités de jonction en série.

Hormis  $C_{GE} = C_{gd}$ , les capacités sont toutes constituées d'une capacité de jonction. Cette propriété physique leur donne une grande évolution en fonction de la tension qui leur est appliquée. Il est possible de calculer la valeur d'une capacité de jonction ( $C_j$ ) en fonction de la tension ( $V$ ) qui lui est appliquée [53] :

$$C_j(V) = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V}{V_j}\right)^M} \quad (2.13)$$

Les paramètres [ $C_{j0}$ ,  $V_j$ ,  $M$ ] sont à déterminer soit à partir de mesures, soit à partir de données constructeur. Nous constatons donc, que l'évolution des différentes capacités avec la tension est non-linéaire. Pour une faible tension de jonction, nous aurons une grande capacité, qui va diminuer lorsque la tension croît. Ces paramètres ne sont pas facilement disponibles auprès des datasheets des fabricants et ont souvent besoin d'expérimentation pour leur extraction. La procédure doit être répétée pour chaque modèle. En raison de la complexité du modèle, les questions de convergence peuvent être rencontrées lors de la tentative d'une simulation d'onduleur triphasé associé à un modèle CEM d'un harnais et d'un moteur.

### 2.3.1.2 Modélisation comportementale d'un interrupteur de puissance

Les premiers modèles d'IGBT ont été basés purement sur la physique et comme indiqué dans la partie précédente, il y a un nombre important de paramètres à prendre en compte. Comme l'extraction de ces différents paramètres nécessite des campagnes de mesures importantes avec certains d'entre eux quasiment impossible à obtenir, les modèles qui ne tiennent pas compte des mécanismes physiques ont commencé à voir le jour. Ces modèles [18] montrent généralement peu de problèmes de convergence.

Un modèle simple de comportement pour le calcul est donné par Saber Model Architect Tool. Il génère un modèle de niveau-1 qui est bien adapté pour l'analyse des commutations et des pertes de puissance de composants d'électronique de puissance. Cet outil nécessite, en entrée, que les caractéristiques statiques et dynamiques du composant. Les différents éléments non-linéaires tels que les capacités entre l'anode, le cathode et la grille, obtenus à partir des datasheet, sont également bien représentés (Figure 2.17). Dans le chapitre suivant nous allons détailler l'utilisation de ce modèle.

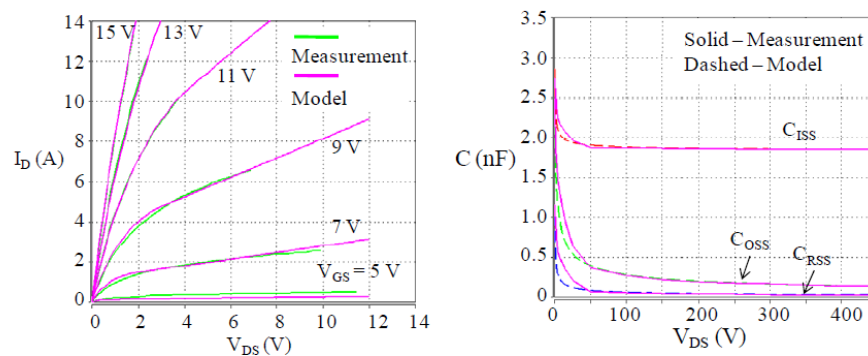


FIGURE 2.17: Comparaison entre le modèle et la mesure des caractéristiques électriques d'un JFET modélisé avec Saber Model Architect

### 2.3.2 La simulation d'un hacheur série

Contrairement aux simulations fréquentielles qui sont généralement rapides et robustes, la simulation dans un environnement circuit, suivant la complexité du montage, peut être confrontée à des problèmes de convergences et de temps de calcul. Dans un simulateur circuit, les modèles des semi-conducteurs considèrent les non-linéarités des composants. En régime transitoire de ces simulations, avec les transitions rapides de ces composants, nous pouvons avoir une certaine discontinuité dans l'équation globale représentant le système. Or les algorithmes de résolution des logiciels comme Saber© ou PSPICE© considèrent que cette équation doit être continue. Il devient donc difficile pour ces algorithmes de trouver des approximations, dès le départ, qui soient proches de la solution. Les non-linéarités du circuit quant à eux ralentissent considérablement les temps de simulations à cause des approximations de départ de ces mêmes algorithmes.

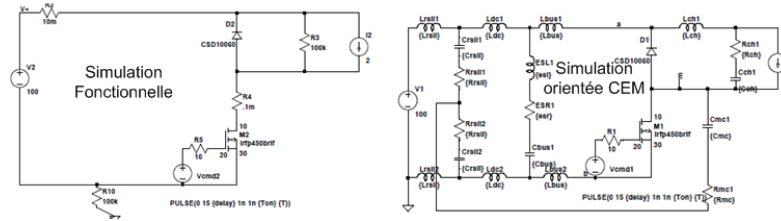


FIGURE 2.18: Montages utilisés

Prenons le cas d'un hacheur série. Nous avons simulé ce système avec un composant comportemental, un MOSFET dans notre cas, dans LTSpice© en considérant l'aspect fonctionnel uniquement et ensuite la partie CEM. Ici, l'objectif est de montrer comment la finesse du modèle joue sur le temps de calcul. Comme nous pouvons le constater sur la Figure 2.21, l'écart en terme de temps de simulation est conséquent. Au niveau de la forme d'onde temporelle, la pente de commutation du montage avec l'interrupteur idéal n'est pas bien représentée. Or comme nous pouvons le constater sur la réponse fréquentielle, la représentation fine de celle-ci permet d'avoir une meilleure réponse à partir de quelques MHz.

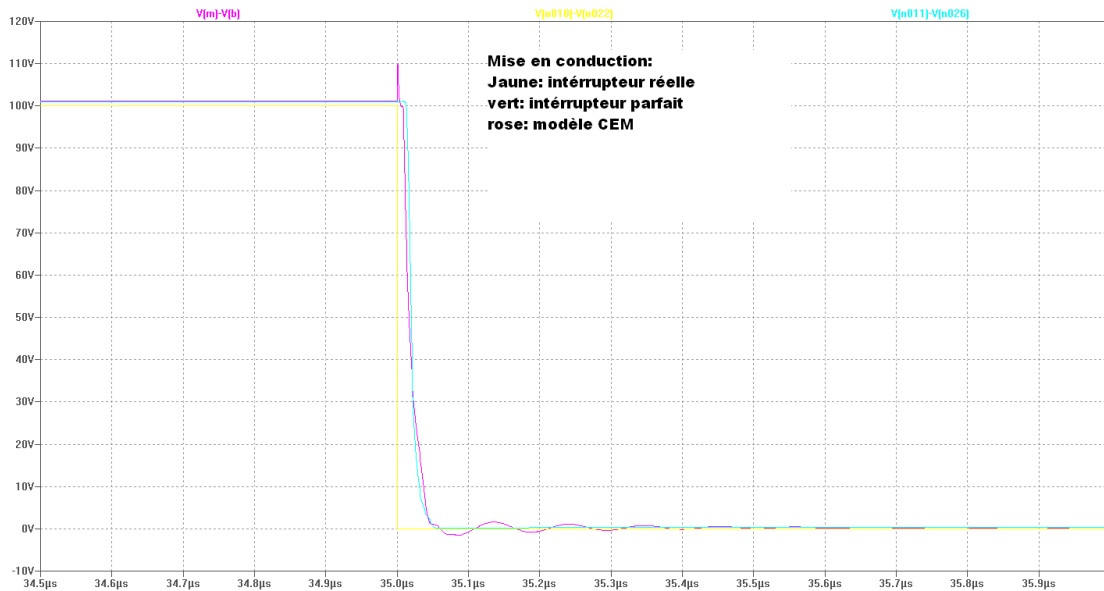


FIGURE 2.19: Tensions obtenues aux bornes du MOSFET à la mise en conduction



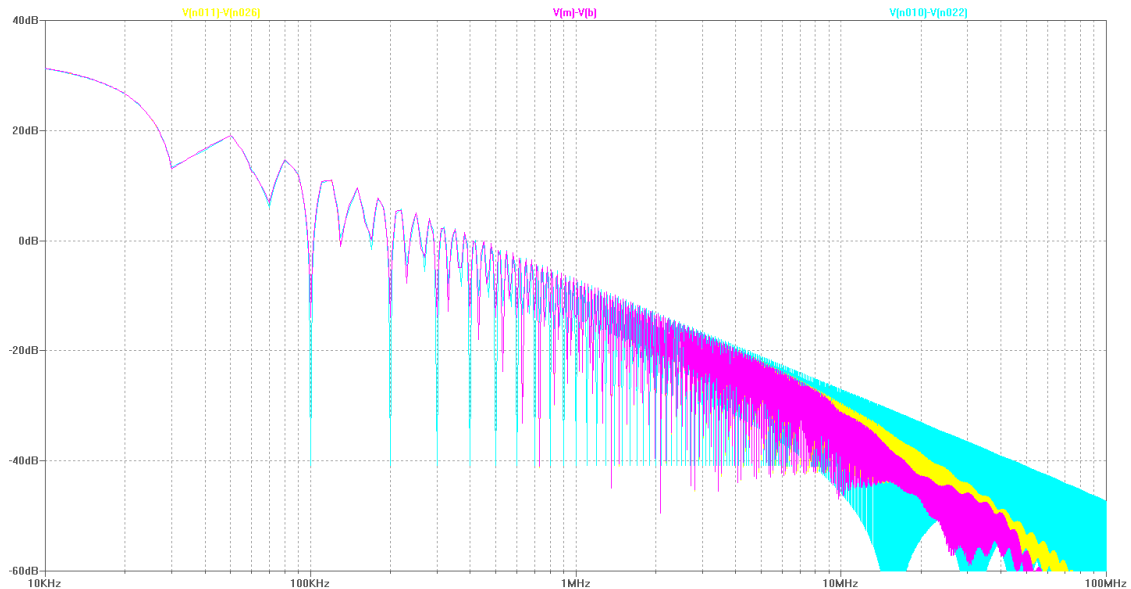


FIGURE 2.20: Spectres des tensions

Le fait de rajouter les éléments parasites au montage précédent permettrait de l'améliorer. Au delà d'une dizaine de MHz, nous pouvons voir la contribution de ces couplages parasites. Comme discuté précédemment, il est prépondérant de bien modéliser les chemins de propagation des perturbations. Cependant l'impact sur le temps de calcul est considérable.

Simulation	Temps de simulation pour 100µs
Interrupteur idéal	quelques secondes
Interrupteur réel	4 minutes
Interrupteur réel CEM	~10 minutes

FIGURE 2.21: Comparaison entre la simulation fonctionnelle et orientée CEM

### 2.3.3 Modèles de câble existants

Tout en utilisant l'IGBT comme semi-conducteur dans un module de puissance, il est prévu d'avoir une fréquence de commutation élevée avec un temps de montée de tension, pour 400V, aussi bas que 100ns. Les tensions de dépassement peuvent atteindre deux fois la valeur de la tension du bus DC. Ces changements rapides créent des haute  $\frac{dv}{dt}$  importants qui apparaissent aux bornes des enroulements du moteur. Ceux-ci peuvent avoir des effets néfastes sur l'isolant moteur et de roulement. En outre, des phénomène de réflexion existent dans le câble avec possibilité d'avoir des tensions plus élevées que prévu sur la ligne. Il est donc essentiel d'avoir un bon modèle du harnais.

#### 2.3.3.1 Couplages dans un câble

Afin de réduire les émissions rayonnée de longs câbles fournis par les tensions élevées avec des  $\frac{dv}{dt}$  importants, les câbles en sortie du convertisseur sont blindés. Le blindage est relié à ses deux extrémités aux châssis des divers équipements pour assurer un effet blindage efficace. Cependant, cela crée un couplage capacitif à la terre via les capacités entre les conducteurs et le blindage, comme indiqué sur la figure 2.22. Cet effet est particulièrement important parce que le câble est long : la valeur typique de  $C_{shield}$  est de l'ordre de 30 à 100pF / m, selon le câble de matériaux isolants et sa section transversale.

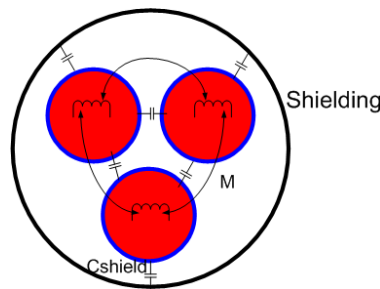


FIGURE 2.22: Couplage capacitif dans un câble blindé

#### 2.3.3.2 Modèles de câble existants

Les premiers modèles des câbles ont vu le jour à la fin du 19e siècle. Dans la théorie des circuits linéaires, on considère qu'une ligne de transmission, à deux conducteurs,

a quatre coefficients électriques : la résistance R, l'inductance L, la capacité C et la conductance G, tous par unité de longueur sur la ligne. Basé sur équations de Maxwell, Heaviside exprima la tension de ligne V (x) et le courant I (x) sous la forme suivante :

$$\partial V(x)/\partial x = -(R + j\omega L)I(x) \quad (2.14)$$

$$\partial I(x)/\partial x = -(G + j\omega C)V(x) \quad (2.15)$$

En dérivant les deux équations :

$$\partial^2 V(x)/\partial x^2 = \gamma^2 V(x) \quad (2.16)$$

$$\partial^2 I(x)/\partial x^2 = \gamma^2 I(x) \quad (2.17)$$

Avec :

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.18)$$

et l'impédance caractéristique est donnée par :

$$Z_0 = \sqrt{\left(\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}\right)} \quad (2.19)$$

A partir de (2.14), (2.15), (2.16), (2.16), les relations suivantes peuvent être déduites :

$$V(x) = V^+ e^{-j\gamma x} + V^- e^{+j\gamma x} \quad (2.20)$$

$$I(x) = \frac{1}{Z_0} (V^+ e^{-j\gamma x} - V^- e^{+j\gamma x}) \quad (2.21)$$

L'impédance de ligne peut être exprimé de la façon suivante :

$$Z(x) = \frac{V(x)}{I(x)} = Z_0 \frac{V^+ e^{-j\gamma x} + V^- e^{+j\gamma x}}{V^+ e^{-j\gamma x} - V^- e^{+j\gamma x}} \quad (2.22)$$

A x=0 l'impédance de ligne est considérée comme étant Z<sub>L</sub> . En remplaçant x=0 dans (2.22) :

$$Z_L = Z(0) = \frac{V(0)}{I(0)} = Z_0 \frac{V^+ + V^-}{V^+ - V^-} \quad (2.23)$$

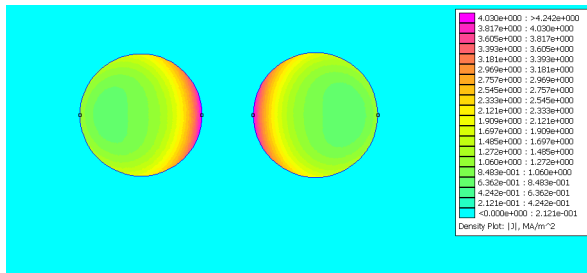
Considérant le rapport  $\frac{V^-}{V^+}$  comme étant égale à K et déduisant K en terme de Z<sub>0</sub> et Z<sub>L</sub> de (2.23) :

$$K = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.24)$$

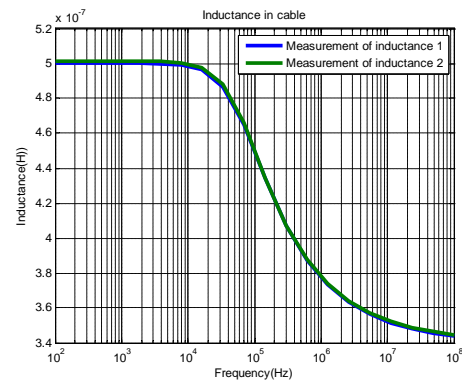
L'impédance d'entrée d'une ligne sans perte à un point  $l$  peut être déduite en remplaçant (2.24) dans (2.22) :

$$Z(x) = \frac{V(x)}{I(x)} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \gamma x}{Z_0 + jZ_L \tan \gamma x} \quad (2.25)$$

Ainsi, les équations des télégraphistes donnent une solution simple et immédiate pour l'impédance d'un câble. Toutefois, ce modèle reflète un cas idéal. Dans les câbles il y a des pertes et des phénomènes physiques dépendants de la fréquence, tels que l'effet de peau et l'effet de proximité qui ont des conséquences non négligeables sur les paramètres primaires[41]. Nous allons voir l'influence de ces phénomènes en faisant une modélisation en éléments finis d'une paire de fils.



(a) Répartition du courant dans deux conducteurs avec le même courant circulant dans le sens opposé



(b) Inductance mesurée

FIGURE 2.23: Variation du courant dans un conducteur en fonction de la fréquence

Sur le figure 2.23b nous constatons une évolution de l'inductance du conducteur en fonction de la fréquence. Celle-ci diminue en fonction de la fréquence car nous avons un courant qui a une tendance à circuler proche de la surface du conducteur dès que nous augmentons la fréquence de celui-ci. Ainsi nous avons la surface du contour fermé, par rapport à la circulation du courant, qui diminue et comme cette surface diminue, nous avons la valeur de l'inductance qui diminue aussi. Il existe certains modèles qui tiennent compte de ces effets [44, 45] mais nous allons considérer le modèle réalisé par Maxime Moreau[42]. Dans ce modèle 2.24, il identifie tous les couplages inductifs et capacitifs via des mesures et de ces mesures, il construit son modèle..

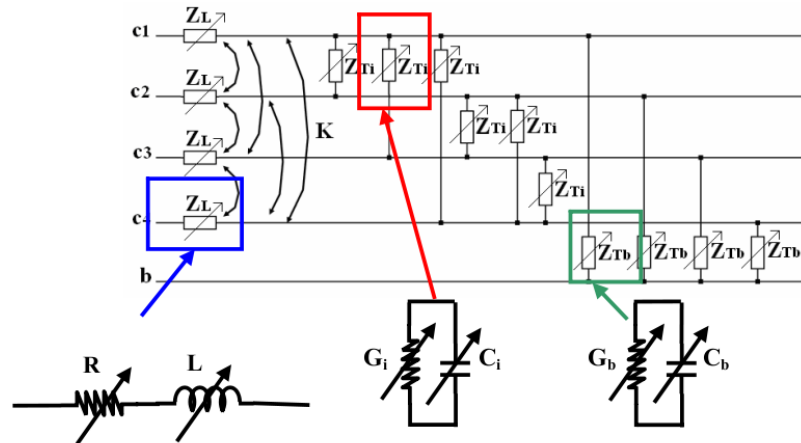


FIGURE 2.24: Modèle de câble avec représentation des différents couplages existants

Dans ce modèle, le blindage est considéré comme un conducteur parfait. Pour les câbles aéronautique, le blindage est utilisé comme un conducteur pour tout retour de courant. Y. Weens tente une approche prédictive de la modélisation de certains de ces éléments en utilisant une méthode des éléments finis (FEM) à base de logiciels. Il a été démontré que, pour 100kHz fréquences plus élevées, la plupart des courants de mode commun de retour à travers l'écran. Donc, il est nécessaire de modéliser le blindage comme conducteur. Dans ce travail, un harnais triphasé doit être modélisés en utilisant trois différentes méthodes de prédiction à partir des données des fabricants et seront être comparés aux mesures.

## 2.4 Choix du type de simulation

Au cours de ce chapitre, nous avons vu certaines simulations existantes en CEM. Pour les simulations orientées CEM, nous pouvons commencer à un niveau macroscopique où le système est considéré comme étant une boîte noire et le fait de le linéariser nous donne un montage avec des sources équivalentes de Norton ainsi que des impédances équivalentes. Cette représentation ne permet pas de voir ce qui se passe à l'intérieur

du système et est limitée par les conditions de fonctionnement. Avec la méthode quadripolaire, les chemins d'écoulement des perturbations ainsi que la source de bruit de MC sont représentés. Les différents quadripôles peuvent être renseignés soit par des mesures sur un système physique soit par simulation sur certaines parties (câble). La source est mesurée. Cette simulation permet d'obtenir les grandeurs CEM à différents endroits. Néanmoins le point bloquant reste la prédiction du bruit généré par la cellule de commutation.

Dans la littérature, des alternatives sont proposées comme par exemple la considération du bruit de la cellule de commutation comme étant un trapèze à pente constante ou variable. Ces méthodes de modélisation donnent des résultats qui sont bons pour quelques MHz mais pas suffisant pour modéliser un onduleur. Un modèle très prometteur est proposé par Denis Labrousse dans sa thèse. Il considère que la source de perturbation peut être modélisée en fonction des facteurs environnants comme, par exemple, la résistance de grille, des capacités composants, etc., et des ordres de commandes. Cependant, cette méthode nécessite d'avoir le montage physiquement présent afin de faire des mesures de tensions. Afin d'avoir un bon modèle de source, il faut se tourner vers de la simulation temporelle.

La simulation temporelle implique d'avoir une bonne connaissance du système. Cela signifie la modélisation des éléments actifs et passifs et les différentes interconnexions. Avec les nouveaux outils basés sur les méthodes telles que la FEM (Finite Element Method), MoM ou la méthode PEEC et des solveurs circuit améliorés, il devient plus facile de déterminer des modèles de circuits équivalents des différents sous-systèmes. Des modèles fins de composants d'électronique de puissance existent et ont été validés avec l'ensemble expérimentalement. La modélisation circuit offre aussi la possibilité d'avoir une bonne représentation visuelle de l'ensemble du système. L'avantage d'utiliser un modèle de circuit est la simplicité de paramétrer la simulation mise en place à la différence des modèles orientés CEM déjà présentés et d'avoir un même modèle pour différents points de fonctionnement. Toutefois, l'un des principaux inconvénients de la simulation circuit est la durée des simulations. La phase transitoire peut durer très longtemps pour atteindre le régime permanent en raison de la non linéarité de certains éléments et des modèles complexes des systèmes à modéliser.

Le tableau suivant résume les avantages et inconvénients des différentes simulations discutées précédemment :

	<b>Simulation temporelle</b>	<b>Simulation fréquentielle</b>
<b>Prédiction source de perturbation</b>	Modèle physique et comportemental à partir de données constructeurs	Pas de prédiction de source sans l'équipement
<b>Robustesse</b>	Problème de convergence	Pas de problème de convergence
<b>Temps de simulation</b>	Très long	Rapide
<b>Représentation</b>	Modélisation sous forme circuit	Modélisation sous forme matricielle
<b>Type de simulation</b>	Simulations fonctionnelles et CEM	Simulation orientée CEM uniquement

TABLE 2.1: Comparaison entre la modélisation circuit et la simulation orientée CEM

## 2.5 Conclusion

Notre principale préoccupation est d'avoir un outil qui nous permet de reproduire le comportement de notre produit en phase amont (*phase pre-design*) d'un projet. Ainsi avec cet outil nous pourrions faire un dimensionnement de nos filtres CEM. Nous recherchons un outil pour ingénieur qui soit facilement paramétrable et facile d'utilisation. Dans le cadre d'un projet industriel, l'ingénieur ne peut pas se permettre d'avoir plusieurs prototypes afin de valider ces composants par exemples. Au niveau des composants passifs, il peut éventuellement se permettre de faire des caractérisations et ensuite en faire des modèles, que ce soit circuit ou matrice d'impédance. La difficulté est de pouvoir représenter le comportement des composants dynamiques ou non-linéaires tels que les interrupteurs de puissance ou des actionneurs.

Les simulations fréquentielles orientées CEM sont très attractives avec leur efficacité relative et un temps de simulation faible. Mais cette solution ne répond pas à nos critères. Ici, nous sommes limités au niveau de la prédiction de la source de perturbation. Le besoin d'avoir une source de bruit prédictive est fondamentale dans notre démarche. La simulation circuit, bien que plus longue en temps de simulation et pouvant avoir des problèmes de convergences, offre un bon compromis pour notre

problématique. Les modèles circuits offrent aussi un réel avantage dans le monde de l'aéronautique. Les avionneurs font leurs modèles de réseau de bord ainsi que les équipements à bord avec des logiciels circuit type Saber. En tant qu'équipementier, nous pouvons donc facilement échanger nos modèles avec les constructeurs et ainsi prévoir l'impact que nos équipements dans l'aéronef, que ce soit au niveau CEM ou fonctionnel. Ce-faisant nous pouvons corriger d'éventuelles erreurs très tôt en phase de développement. Par conséquent, la modélisation sera faite sous forme circuit. Dans le chapitre suivant, nous décrirons le banc d'essai utilisé et les différents modèles utilisés.





## Chapitre 3

# La modélisation des différents sous-systèmes



### 3.1 Introduction

DANS ce chapitre nous allons, dans un premier temps, présenter le banc d'essai utilisé dans le cadre de ce travail. Ce banc nous permettra de mieux comprendre les différents phénomènes de propagation des perturbations. Par la suite, nous allons décrire les différents modèles mis en place afin de représenter le comportement CEM et fonctionnel de ce banc.

### 3.2 Présentation du banc expérimental

Nôtre démarche de modélisation prédictive doit obligatoirement passer par une phase de validation. Avant de commencer la phase de modélisation, il est nécessaire de définir ce que nous allons modéliser. L'idée est donc de prendre la définition technique et l'architecture d'un produit existant (ETRAS) et de l'adapter en fonction des besoins actuels et futurs. Ainsi, nous nous sommes, par exemple, placés dans la configuration des réseaux de bord HVDC (High Voltage Direct Current) avec comme tensions d'alimentation à 540V.

Dans le cadre de nos validations, nous nous placerons dans la configuration des essais normatifs avec des RSIL (Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne) faisant l'interface entre notre système et l'équipement. Pour notre onduleur de puissance, nous avons pris le convertisseur de puissance issu du projet européen MOET (More Open Electrical Technologies) [57] et développé par le groupe Safran. Finalement pour le câble, nous avons pris des câbles de la société Labinal et pour le moteur, une machine synchrone à aimant permanent pouvant délivrer une puissance équivalente à celle de notre équipement.

Ce banc, qui est dédié à la mesure des perturbations électromagnétiques conduites, comprend donc les éléments suivants :

- Un générateur DC AMREL-SPS 1000V, 20A
- 2 RSILs conformes à la norme DO-160
- Un convertisseur comprenant un onduleur 1200V/ 25A et ses *drivers*, commandé par une interface temps réel dédiée(DSPACE).
- Un câble blindé de longueur variable (2m ou 10m) avec les conducteurs de taille 18 selon la norme AWG (American Wire Gauge)
- Un moteur synchrone double étoiles à aimants permanents de 2kW

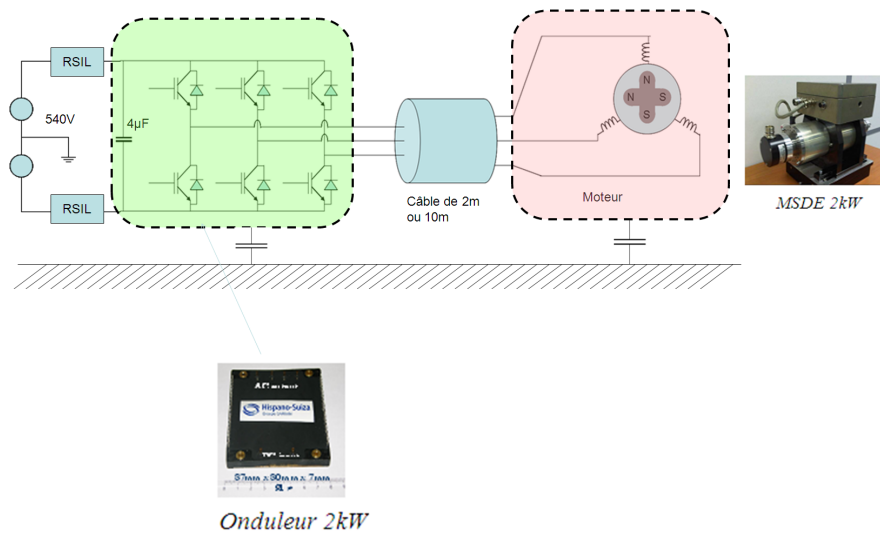


FIGURE 3.1: Synoptique du dispositif de banc de test

Le convertisseur permet de piloter la Machine Synchrone double étoiles à Aimant Permanent(MSAP) en régulant, avec une stratégie de commande vectorielle, les courants

triphasés en sortie de l'onduleur. Ce dernier est source de perturbations électromagnétiques de part les commutations rapides des interrupteurs de puissance. Dans notre application, ce sont les composants (IGBT + diode), et plus précisément le bras d'onduleur qui représente cette source. Le point milieu d'un bras d'onduleur est un potentiel variable, correspondant à plus et moins la tension de bus continu, pour un onduleur classique dont les commutations sont rapides (autour de 1V/ns). Associé à des capacités parasites présentes entre les conducteurs et la masse mécanique dans le module de puissance, le câble et le moteur, ce potentiel variable induit des courants de Mode Commun.

Le MSAP a ses deux étoiles liées uniquement par les inductances mutuelles des bobines. Le principal intérêt de cette machine est la possibilité de fonctionner en mode dégradé. Ainsi, en cas de coupure d'un onduleur ou bien de défaillance de composants de l'un des onduleurs, l'étoile restante alimentée assure alors seule la fonction motrice. La fiabilité du système motorisé par cette MSAP double étoiles est alors fortement accrue. Dans le cadre de nos travaux, nous nous limiterons à une seule étoile.

Notre banc CEM (figure 3.2) ne dispose pas d'une charge pour notre machine. Pour nos essais, nous devons retrouver notre point de fonctionnement sur le bus HVDC (4-5A). Pour ce faire, une solution est de simuler la puissance active consommée sur le réseau d'alimentation. Afin de pouvoir consommer de la puissance active sur le réseau, il est nécessaire de dissiper cette puissance par l'ajout de résistances en série avec les bobines moteur et connectées en étoile. Ces dernières dissiperont les pertes actives  $R \cdot I_{moteur}^2$  qui seront consommées sur le réseau DC.

Pour nos essais en conduit, nous allons nous placer dans la configuration proposée par la norme DO-160. Ainsi, en entrée du convertisseur, côté réseau DC, nous avons placé deux RSIL conformes à la norme afin d'isoler le réseau de l'équipement sous test car sur celui-ci peuvent exister des perturbations de mode commun et différentiel. Au lieu de placer notre équipement à 2m du RSIL, comme préconisé par la norme DO-160 (figure 3.2), nous l'avons placé à 1m. La distance de 5cm au dessus du plan a été respectée pour le câble. La grande différence par rapport aux essais normatifs est qu'ici, les tests n'ont pas été faits dans une chambre anéchoïque. Ceci implique donc que nous ne sommes pas protégés par rapport aux rayonnements électromagnétiques des systèmes avoisinants qui peuvent venir perturber le banc d'essais et donc les différentes mesures des grandeurs conduites.

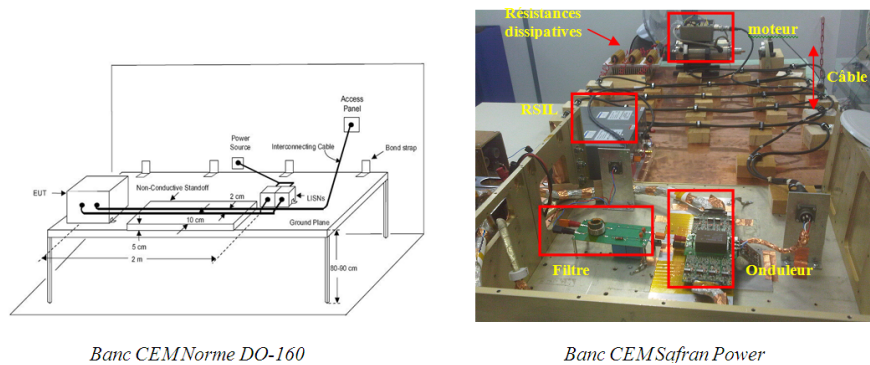


FIGURE 3.2: Banc CEM utilisé

Dans le cadre de ce travail, la démarche sera de fournir des protocoles de modélisation pouvant reproduire le comportement de ce banc à partir des données constructeur . Pour ce faire il est nécessaire d’avoir un modèle de chaque sous-système. Le choix de faire de la modélisation circuit ayant été fait dans le chapitre précédent, nous allons détailler dans la suite une méthodologie pour modéliser chaque partie du système.

### 3.3 Modélisation du module de puissance

Le convertisseur utilisé dans la chaîne d’entraînement est un convertisseur 2kW, quatre bras, à IGBT. Dans ce convertisseur, nous avons la partie dédiée à la commande (MLI vectorielle symétrique), les drivers, un module de puissance multicouches avec des IGBT et diodes à la surface et une capacité de bus DC de 4μF. Dans cette partie, nous allons nous intéresser au module de puissance et à la capacité de découplage.

#### 3.3.1 Modélisation de la diode Schottky SiC

La diode antiparallèle est une diode SiC 1200V, 20A provenant du fournisseur CREE. Comme nous avons vu dans le précédent chapitre, nous sommes ici en présence d’une diode avec une capacité de commutation rapide par rapport à la diode Si avec comme autre gros avantage, l’absence de courant de recouvrement. Dans notre approche de

modélisation, nous proposons un modèle simplifié et comportemental qui reprend les caractéristiques statiques du composant.

Pour réaliser le modèle de cette diode, nous donc avons utilisé l'outil Saber Power Diode Tool. Cet outil utilise les caractéristiques statiques de la diode ainsi que les données sur la capacité de jonction. Ces données sont souvent accessibles à partir des *datasheet* des composants mais peuvent aussi être déterminées. Dans le cas présent les données ont été prises dans la fiche technique du composant.

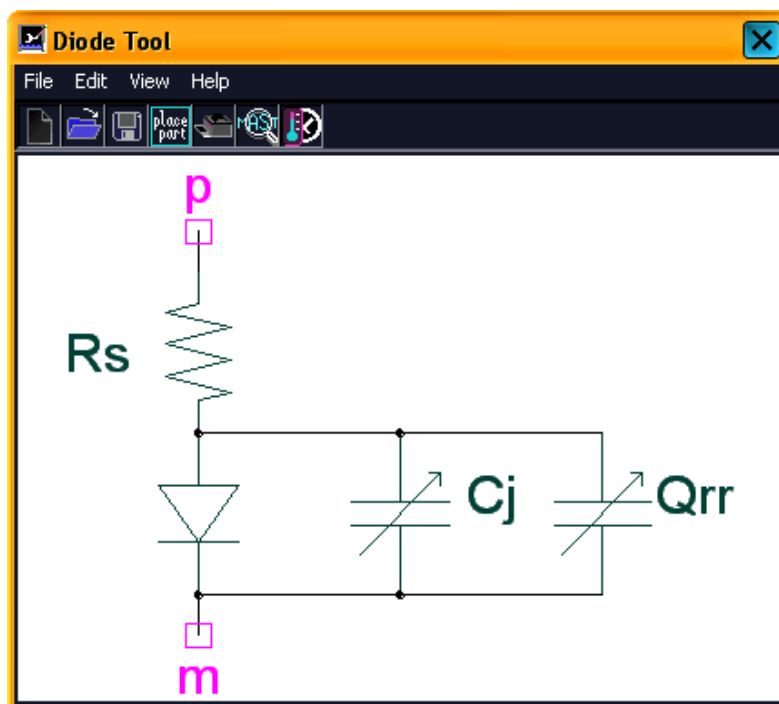


FIGURE 3.3: Module Saber diode tool

Sur la figure 3.3, la diode idéale en série avec la résistance  $R_s$  représente les caractéristiques de recouvrement direct de la diode, la capacité  $C_j$  représente le comportement de la capacité de jonction en fonction de la tension et  $Q_{rr}$ , les caractéristiques de recouvrement en inverse. Dans notre cas, la diode n'a pas de recouvrement inverse et donc nous renseignerons le modèle pour ce cas avec un courant nul.

Les figures suivantes montrent et les caractéristiques de la *datasheet* et les courbes simulées.



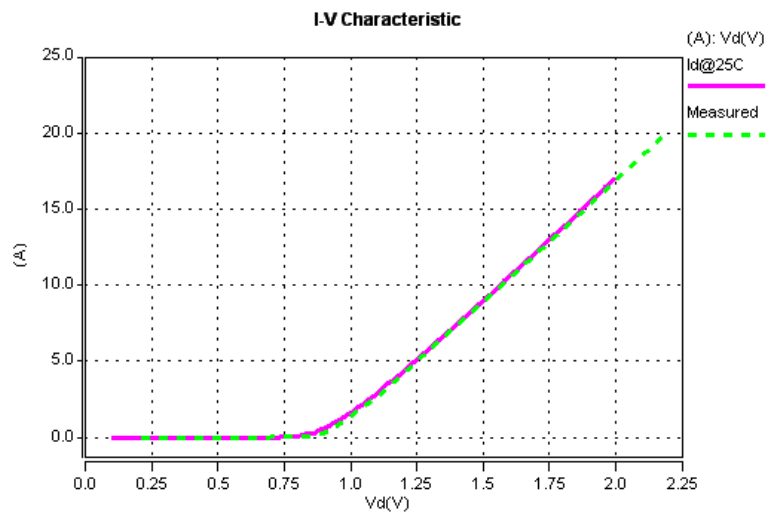


FIGURE 3.4: Caractéristique I-Vd

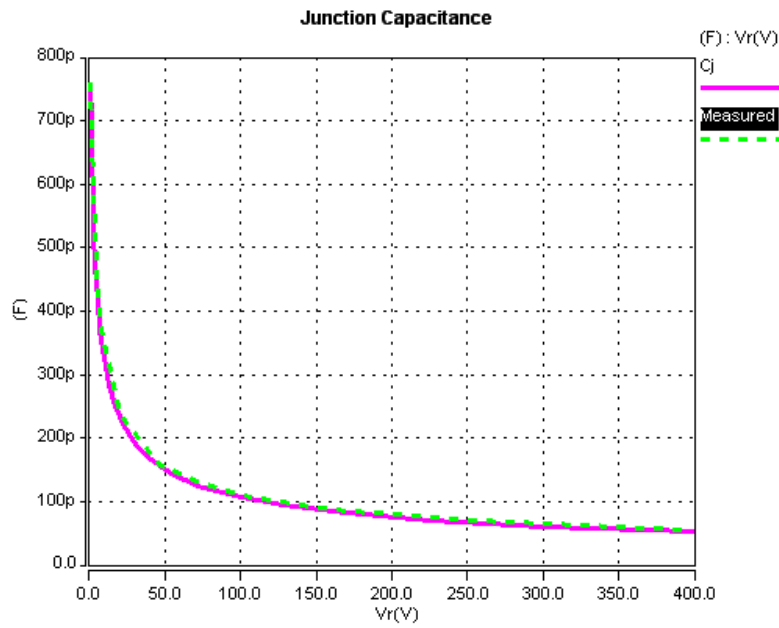


FIGURE 3.5: Capacité de jonction en fonction de la tension

### 3.3.2 Modélisation de l'interrupteur de puissance

Dans le chapitre précédent, nous avons vu qu'il existe différents types de modèles d'IGBT. Dans la littérature, le modèle circuit considéré comme le plus proche de la réalité reste le modèle de Hefner. Ce modèle étant très complexe, il devient difficile de simuler un onduleur de puissance à cause des divers problèmes de convergences, de temps de calcul fastidieux et d'un certain nombre de paramètres nécessitant une importante campagne de caractérisation du composant. De ce fait, nous nous sommes orientés vers un modèle comportemental du composant qui peut être renseigné de façon assez rapide et qui reprend certaines caractéristiques du composant, permettant ainsi une bonne représentativité des fronts de commutation.

Le modèle choisi est un modèle proposé par l'outil IGBT Model Architect du logiciel Saber (figure 3.6). Dans cet outil, nous devons rentrer, tout comme pour le Power Diode Tool, les caractéristiques statiques de l'IGBT ; l'évolution des différents capacités non-linéaire en fonction de la tension  $V_{CE}$ , le courant de queue en fonction du temps, le courant collecteur  $I_C$  en fonction de la tension aux bornes de l'IGBT et  $I_C$  en fonction de la tension grille émetteur (figure 3.7).

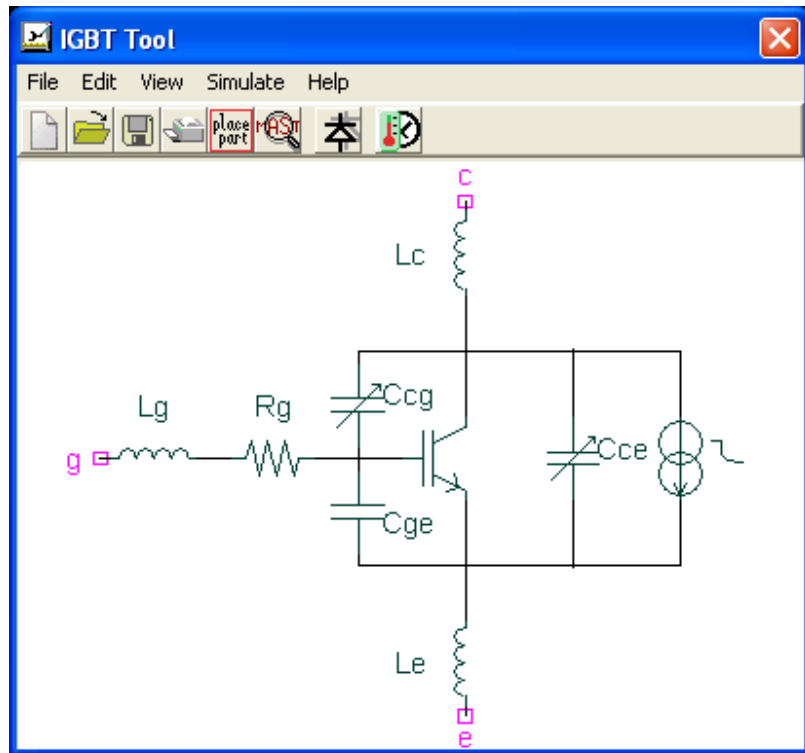


FIGURE 3.6: Modèle détaillé de l'IGBT Saber Model Architect

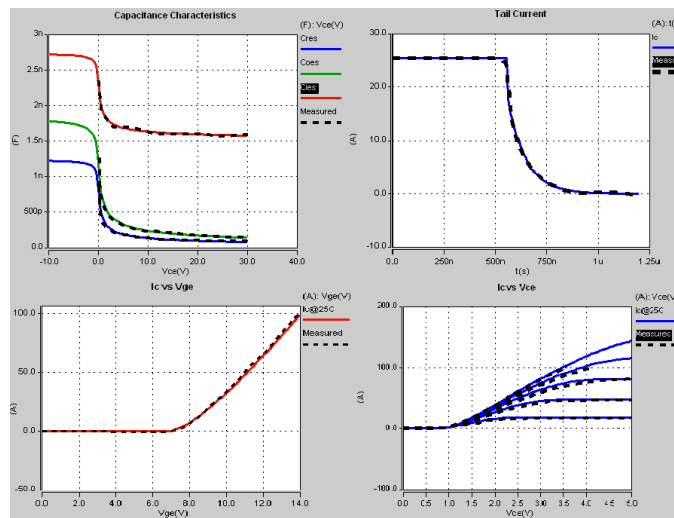


FIGURE 3.7: Utilisation de model architect pour renseigner le modèle

Afin de valider ce modèle, nous avons mis en place le montage test proposé par la

datasheet du composant (voir Annexe 1.A). Sur le hacheur série, nous avons bloqué l'IGBT du haut et mis en parallèle une charge inductive de 1mH en série avec une résistance de  $24\Omega$  afin d'obtenir un courant de 25A dans le circuit.

Sur la figure 3.8 nous avons les résultats de simulation de la mise en conduction et du blocage de l'IGBT. Le temps de mise en conduction est de 26ns alors que pour le blocage ce temps est de 77ns. Ceux-ci correspondent aux ordres de grandeurs proposés par la datasheet qui est de 20ns pour l'amorçage alors que pour le blocage, celui-ci est de 95ns. Ceci représente 23% d'écart entre la réalité et le modèle au niveau du blocage du composant et 30% pour la mise en conduction. Ces écarts, pour un modèle comportemental, restent acceptables.

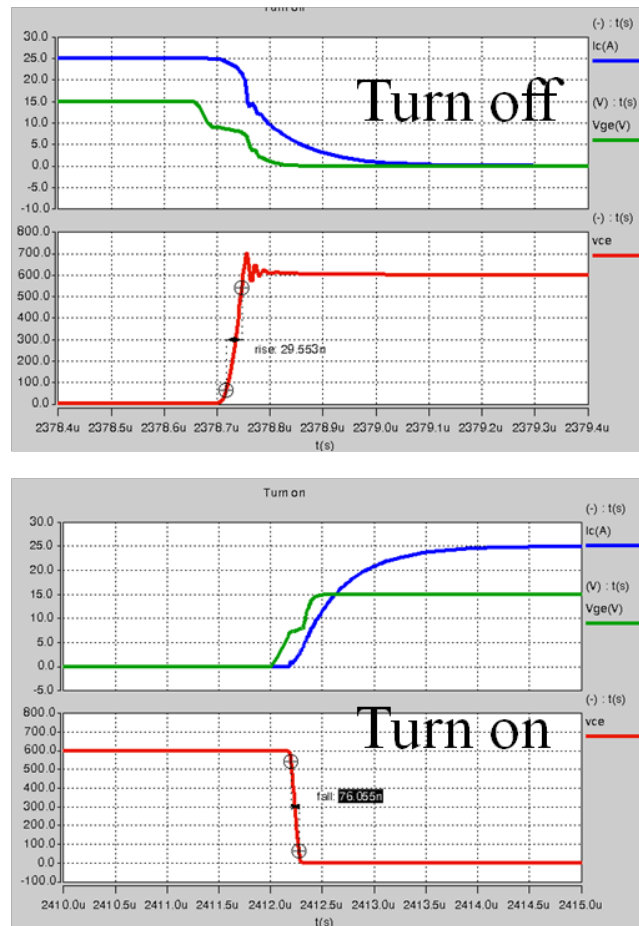


FIGURE 3.8: Validation des temps de montée et descente

Une fois ces modèles validés, il faut considérer l'environnement où seront placés ces

composants. Dans le cas présent, les composants sont placés sur le substrat de puissance à l'intérieur du module. Il y a des pistes conductrices pour la transmission de puissance. Or, ces pistes ont une certaine impédance à ne pas négliger, surtout en haute fréquence (à partir de quelques MHz).

### 3.3.3 Modélisation des éléments parasites du module

Dans cette section, nous allons décrire comment faire l'extraction des inductances parasites à partir de la méthode PEEC (Partial Element Equivalent Circuit). Afin de mieux comprendre cette méthode, une brève introduction est faite. Par la suite, il y aura une méthode pour la caractérisation des différentes capacités pouvant nuire au bon fonctionnement du système.

#### 3.3.3.1 Rappel sur la méthode PEEC

Cette méthode a été introduite par A.Ruehli [34]. Basée sur une formulation analytique exacte, elle consiste à extraire des inductances et résistances [54] à partir de la géométrie d'un objet.

La méthode PEEC utilise le concept d'inductance pour le calcul de l'inductance d'une géométrie donnée. Prenons l'exemple d'un contour fermé. Ici, l'inductance partielle de la boucle est donnée par l'expression suivante :

$$L = \frac{1}{I} \oint_C \vec{A} \cdot d\vec{r} \quad (3.1)$$

Avec :

A étant le potentiel vecteur

C étant le contour fermé

I étant le courant dans la boucle

Cette équation n'est valable que dans le cas où la densité de courant est constante dans la boucle et qu'aucun matériau magnétique n'est présent dans la zone du champ créé par la boucle de courant.

Prenons l'exemple d'une boucle rectangulaire simple où le contour  $C = X_1 \cup X_2 \cup X_3 \cup X_4$

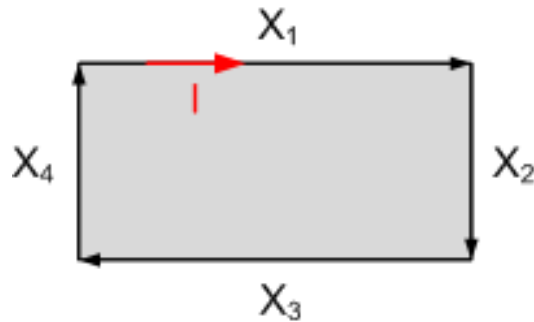


FIGURE 3.9: Contour fermée avec un courant I

L'inductance est donnée par l'expression suivante :

$$L = \frac{1}{I} \left[ \int_{X_1} \vec{A}_1 \cdot d\vec{r} + \int_{X_2} \vec{A}_2 \cdot d\vec{r} + \int_{X_3} \vec{A}_3 \cdot d\vec{r} + \int_{X_4} \vec{A}_4 \cdot d\vec{r} \right] \quad (3.2)$$

Le potentiel vecteur du contour peut être exprimé comme étant la somme des potentiels vecteurs de chaque côté :

$$\vec{A} = \vec{A}_1 + \vec{A}_2 + \vec{A}_3 + \vec{A}_4 \quad (3.3)$$

L'expression suivante nous donne donc l'inductance de la boucle :

$$L = \frac{1}{I} \sum_{a=1}^4 \sum_{b=1}^4 \int_{X_a} \vec{A}_b \cdot d\vec{r} \quad (3.4)$$

Cette équation nous donne l'inductance d'un contour fermé. Ce principe peut être appliqué à un ensemble de contours fermés. Donc, pour une géométrie quelconque, en utilisant la méthode PEEC et un maillage approprié, les inductances peuvent être calculées.

### 3.3.3.2 Modélisation des différentes inductances parasites avec INCA3D

Pour faire de l'extraction des éléments résistifs et inductifs de notre module de puissance, nous avons fait appel au logiciel InCa3D, logiciel édité par la société CEDRAT. Ce logiciel utilise la méthode PEEC afin de calculer ces différents éléments. Le principe est de rentrer la géométrie en 3D dans le logiciel et de définir des boucles.

Avant de faire une modélisation 3-D du module de puissance, il est important de bien identifier toutes les inductances parasites présentes. Le module de puissance que nous avons possèdè un bras de freinage. Celui-ci n'est pas utilisé dans le cadre de nos travaux mais offre, néanmoins, un chemin supplémentaire pour l'écoulement des perturbations. Il ne doit pas être négligé. La figure 3.10 nous montre ainsi les différentes inductances pouvant exister.

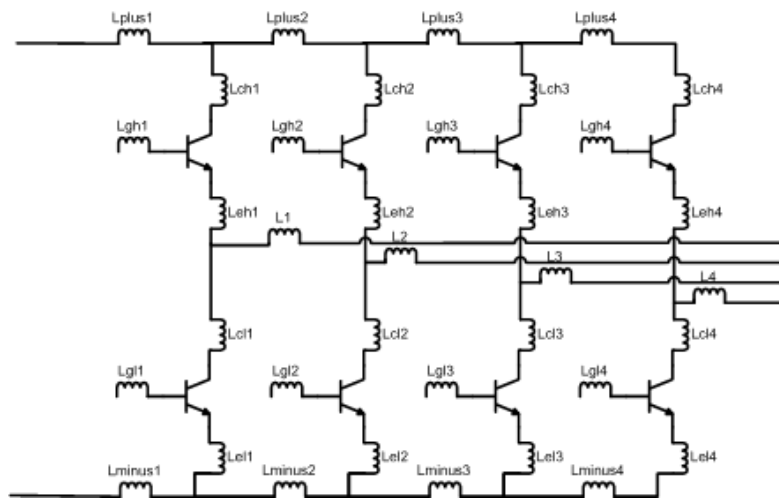


FIGURE 3.10: Identification des éléments parasites existants

Le module de puissance utilisé dans le cadre de cette étude a la particularité d'avoir plusieurs couches conductrices et une absence de bus bar à la surface. Ceci avait pour objectif d'augmenter la fiabilité du module. Effectivement, par retour d'expérience il a été constaté que dans les environnements à températures élevées, la principale cause de défaillance était liée aux brasures des bus bars qui ne tenaient plus. Le deuxième objectif de cette technologie était de réduire toutes les inductances parasites pouvant exister au niveau de la distribution de puissance au sein du module. Ainsi, toute transmission de puissance se fait en intra-module. Les couches, faisant partie du chemin de propagation des courants, ont donc été modélisées en prenant en considération les via inter-couches. Une fois tous ces paramètres pris en compte, la modélisation et le calcul sont faits en utilisant le logiciel INCA3D (figure 3.11).

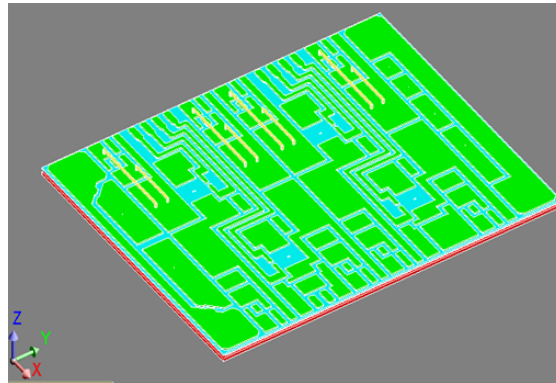
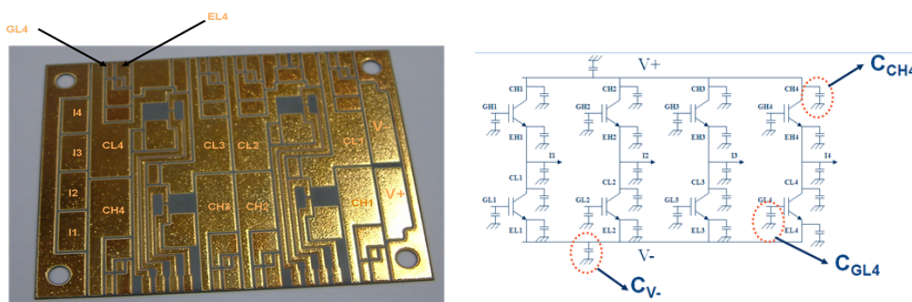


FIGURE 3.11: Modélisation 3D du substrat de puissance

Ces inductances, couplées avec des capacités parasites intra-module font apparaître des perturbations haute fréquence au niveau des grandeurs électriques

### 3.3.3.3 Caractérisation des éléments capacitifs

Comme mentionné précédemment, ce module est un module multicouche. De multiples couches conductrices sont présentes ainsi que 2 couches isolantes qui créent localement des capacités parasites. Il est essentiel de caractériser ces capacités car celles-ci peuvent résonner avec les différentes inductances parasites et ainsi perturber les signaux de commande ou de puissance. Afin de caractériser ces différents éléments parasites nous avons mis en place une procédure d'extraction de ces paramètres. Celle-ci consiste à faire des mesures d'impédance entre chaque piste conductrice et le plan de masse du substrat de puissance.



(a) Substrat de puissance utilisé

(b) Synoptique du substrat avec les différentes capacités parasites

FIGURE 3.12: Substrat de puissance utilisé



Les valeurs suivantes ont été obtenues :

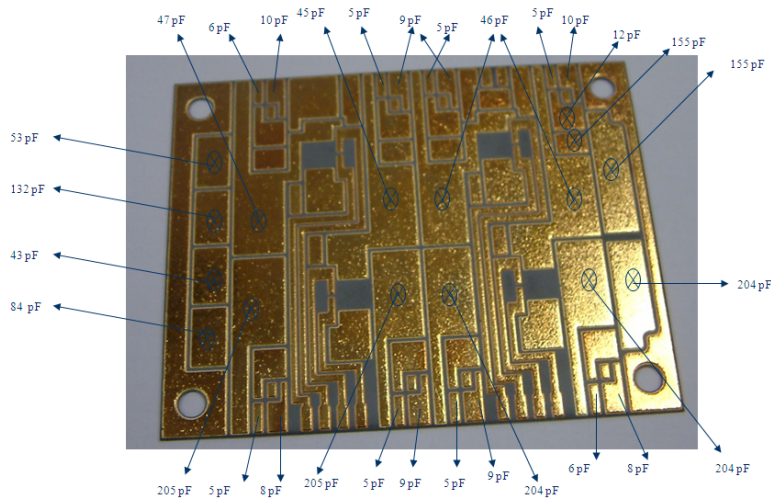


FIGURE 3.13: Valeurs des différents capacités obtenues

Les valeurs des capacités de la partie haute du module sont plus importantes que celles du bas. Ceci s'explique par le fait que la couche reliant le bus DC aux collecteurs des composants du haut a une surface plus importante. La capacité étant proportionnelle à la surface, nous avons donc une plus grande capacité.

Afin de compléter le modèle de l'onduleur, il faut aussi considérer la capacité du bus DC. Celle-ci est utilisée pour maintenir une tension constante aux bornes du module et pour empêcher les chutes de tensions lors des phases de commutations des interrupteurs de puissance.

### 3.3.3.4 Modélisation de la capacité du bus DC

La capacité de découplage du module de puissance a une valeur de  $4\mu\text{F}$ . Pour faire une modélisation CEM, il est essentiel de considérer son *Equivalent Series Inductance* (ESL) et son *Equivalent Series Resistance* (ESR) car ceux-ci ont une influence non-négligeable sur l'impédance du sous-système en haute fréquence. Le modèle équivalent du composant considéré sera un circuit RLC en série.

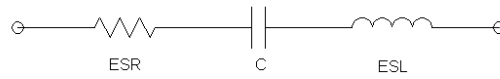


FIGURE 3.14: Modèle CEM de la capacité de bus DC

Afin de déterminer les différents éléments parasites de la capacité, une mesure d'impédance est faite.

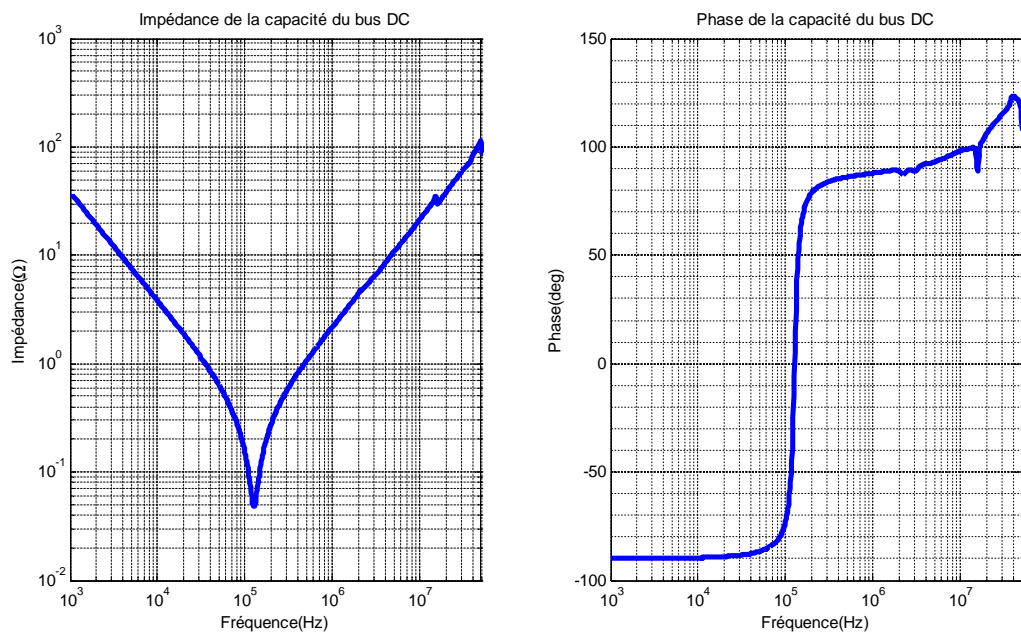


FIGURE 3.15: Mesure de l'impédance de la capacité du bus DC

Par rapport à cette mesure les valeurs obtenues sont :

$C : 4,199\mu\text{F}$

$ESL : 374\text{nH}$

$ESR : 46,10\text{m}\Omega$

Sur la figure 3.16, nous voyons qu'il existe une bonne corrélation entre la mesure et le modèle. En haute fréquence, il existe une certaine disparité entre la mesure de la phase et le modèle. Ces écarts peuvent être expliqués par le comportement des broches de cette capacité. Nous ne tiendrons pas compte de ces différences dans notre modélisation.

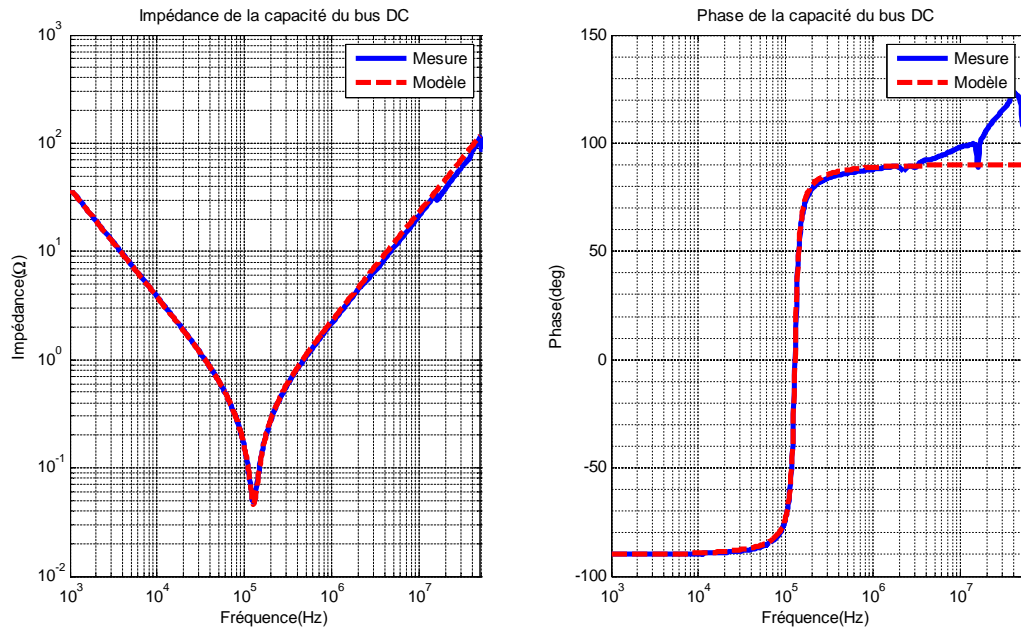


FIGURE 3.16: Comparaison entre la mesure et le modèle

### 3.3.4 Validation de l'onduleur de puissance

Une fois toutes ces modélisations effectuées, nous avons procédé à deux validations ; une en terme d'impédance et une deuxième d'un point de vue électrique. Pour les validations en impédances, nous avons effectué des mesures en petit signaux en utilisant l'impédancemètre HP4294 et ensuite des mesures sous Saber (figure 3.17). Plusieurs mesures ont été effectuées en mode commun et différentiel.

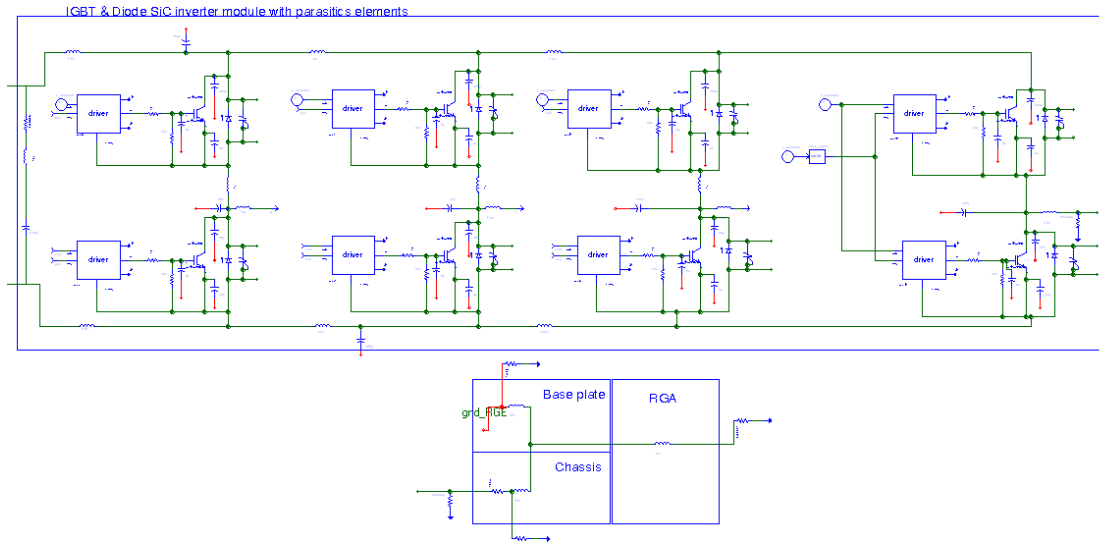


FIGURE 3.17: Modèle circuit de l'onduleur

La mesure d'impédance a d'abord été faite en entrée du convertisseur. Pour nos mesures, nous avons donc considéré trois ports (figure 3.18) : P (Positif), N (Négatif) et G (le châssis). La borne S représente la masse mécanique (boîtier du convertisseur) du convertisseur. Celle-ci a une certaine impédance par rapport au plan de masse *RGA* (Real Ground of Aircraft) qui fait partie du chemin d'écoulement des perturbations conduites et qui a été modélisée.

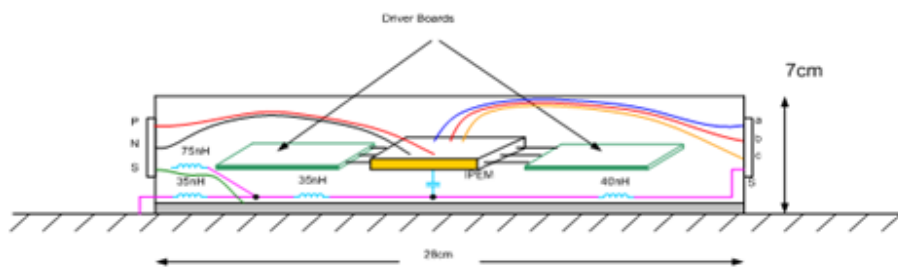


FIGURE 3.18: Convertisseur de puissance.

Ainsi, nous aurons une matrice 3x3 pour nos impédances (figure 3.19).  $Z_{PP}$  et  $Z_{NN}$  nous donne l'impédance de mode commun du convertisseur par rapport à *RGA*. Nous voyons bien le comportement capacitif qui résulte des différentes capacités en parallèle (capacité du bus, capacité des IGBT et de la diode et capacités parasites du substrat de puissance). Cette capacité résonne avec l'inductance globale (276nH) de

mode commun du convertisseur. Comme nous pouvons le voir ces impédances sont peu différentes des impédances de mode commun relatives au boîtier. Ceci s'explique par la très faible valeur de l'inductance (25nH) devant l'inductance MC du module.

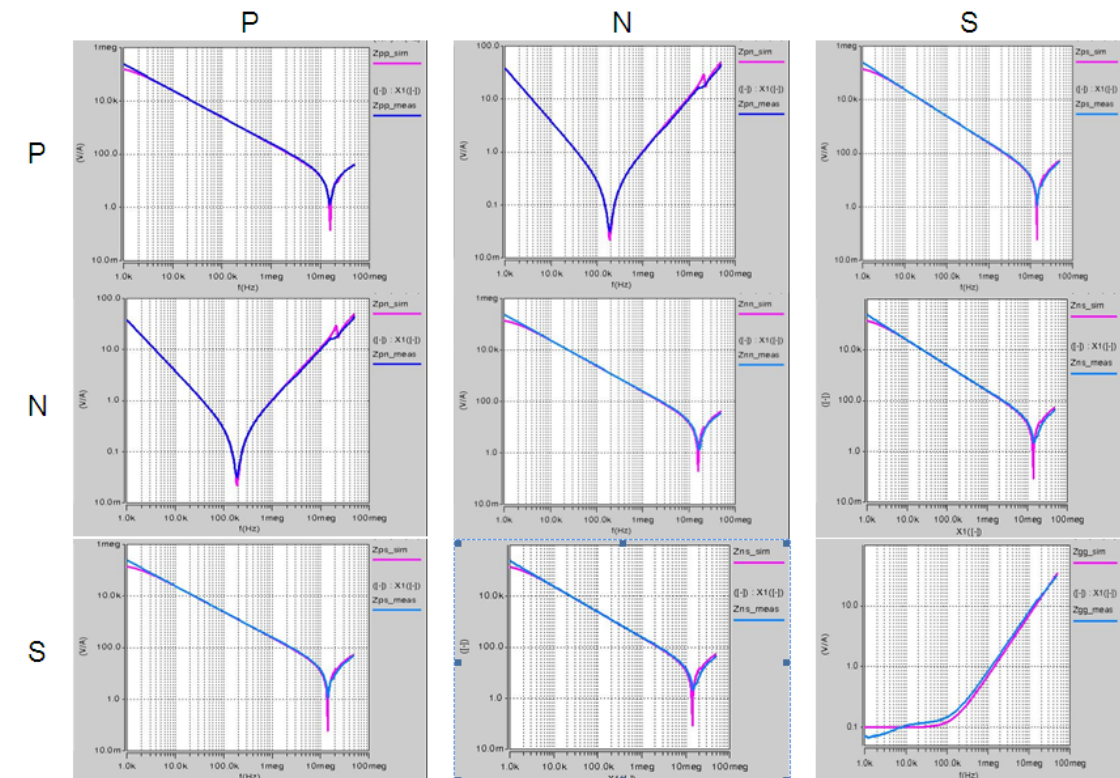


FIGURE 3.19: Impédances de l'onduleur vue côté réseau(mesure en bleue et modèle en rose) en fonction de la fréquence

Pour la sortie, nous avons quasiment les mêmes profils d'impédance qu'en entrée (figure 3.20). La capacité de mode commun est la même mais nous avons une inductance MC plus importante. Cela s'explique par le fait qu'en sortie de module nous avons des longueurs de fil de 15cm faisant apparaître une inductance de 60nH par phase.

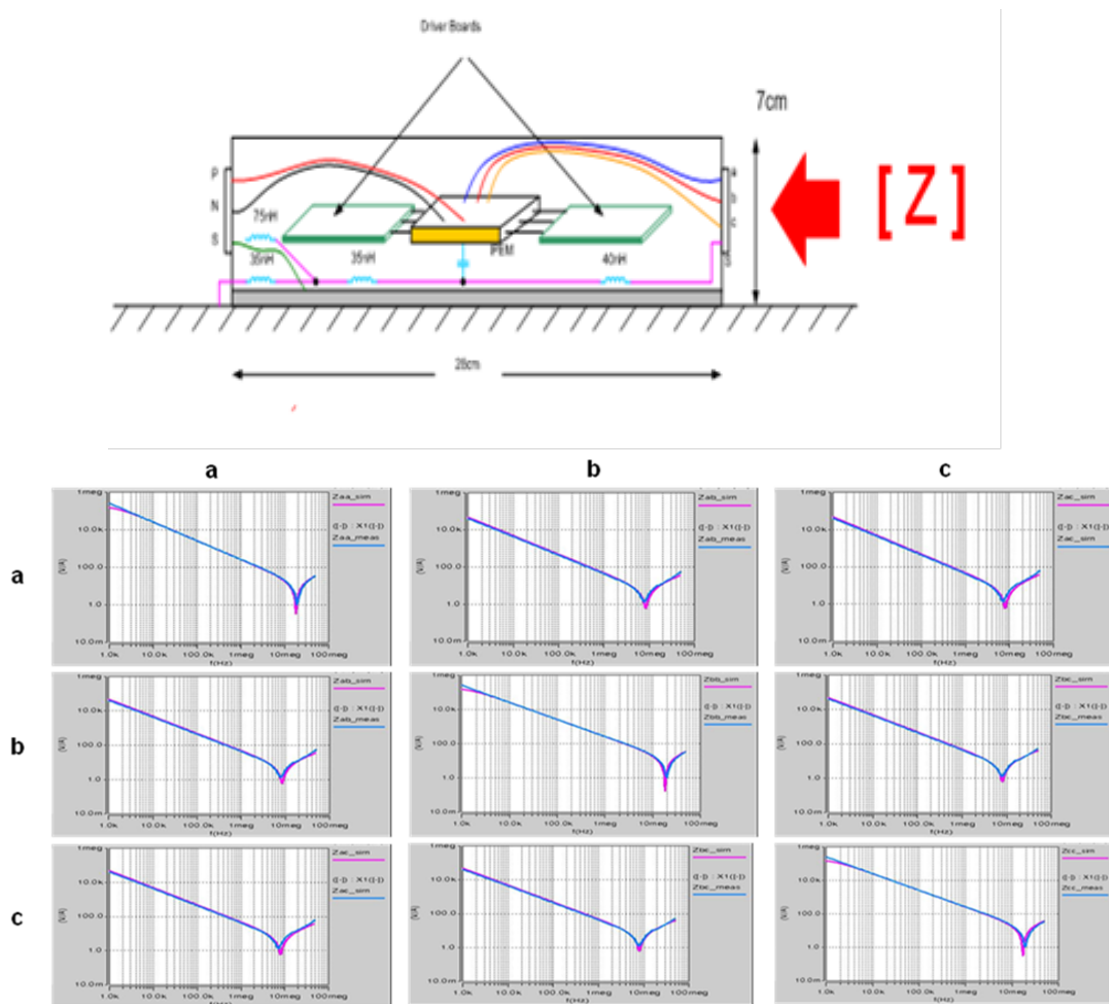


FIGURE 3.20: Validation des impédances du module vu côté charge en fonction de la fréquence

Le deuxième aspect à traiter est le modèle de l'onduleur d'un point de vue électrique. Afin de faire cette validation, nous avons mis en place le montage de la figure 3.21. Dans cette configuration, il y aura le premier bras de l'onduleur qui sera contrôlé. Afin de relier les charges résistives à la sortie de l'onduleur, nous avons pris trois fils de 1m chacun. Tous ces éléments ont été caractérisés afin de faire un modèle circuit.

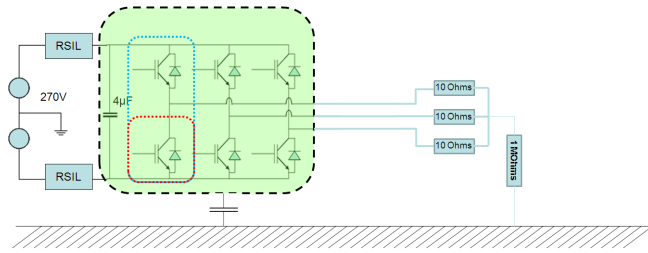


FIGURE 3.21: Montage pour la validation du modèle de nôtre onduleur

Nous nous sommes placés dans la configuration suivante pour nôtre validation :

Tension d'alimentation : 270V

Courant de ligne : 4A

Fréquence de découpage des composants de puissance : 15kHz

Fréquence électrique pour simuler la vitesse du moteur dans nôtre commande : 50Hz

Ainsi nous avons fait une mesure du spectre de tension  $V_{CE}$  aux bornes de l'IGBT du bas sur le premier bras (composant encerclé en rouge sur la figure 3.21 ). Par la suite, un modèle circuit des fils reliant l'onduleur à sa charge ainsi qu'un modèle circuit de la charge ont été créés. Une comparaison a été faite entre la mesure et la simulation (figure 3.22). La comparaison nous indique que nôtre modèle de composant de puissance est valable sur toute la gamme de fréquence de la norme DO-160. Nous pouvons considérer que ce modèle est conforme à la mesure de 1kHz à 50 MHz, ce qui est largement suffisant par rapport à nos attentes. Ce test a donc permis de valider les chemins de propagation sur nôtre substrat de puissance ainsi que nôtre source de bruit.

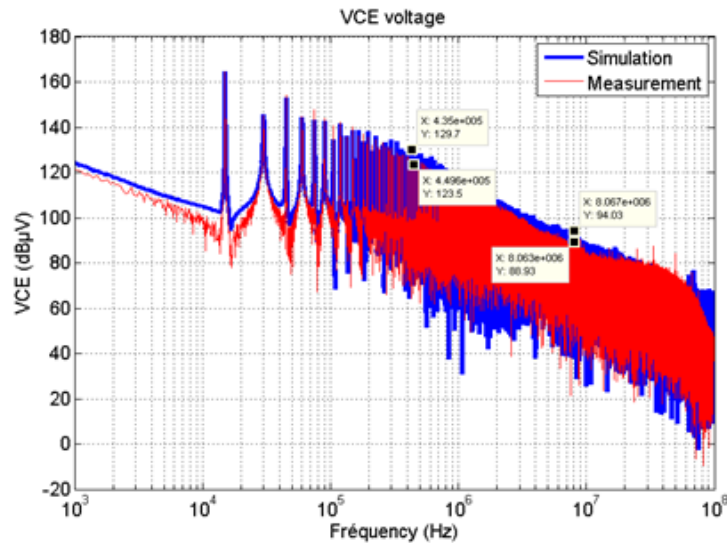


FIGURE 3.22: Comparaison entre le modèle et la mesure de la tension aux bornes d'un IGBT

### 3.4 Modélisation des câbles de puissance

Un élément essentiel dans un avion est le câble de puissance car il en existe plusieurs kilomètres à bord. Les câbles de puissance ont une influence considérable sur la CEM. Au niveau de la propagation du signal, en termes de mode différentiel, il peut avoir une altération du signal initial essentiellement dû aux résonances qui peuvent exister entre les inductances et capacités de ligne. Ce-faisant, des surtensions peuvent apparaître aux extrémités des câbles et ainsi endommager les enroulements de la machine. Il est donc nécessaire de protéger le moteur. Des couplages peuvent aussi exister entre les conducteurs et le blindage ou le châssis de l'équipement, dans lequel il est situé, faisant ainsi apparaître des courants de mode commun. L'objectif de cette section est de donner une méthodologie pour prédire, pour la gamme de fréquence allant de 10kHz à une cinquantaine de MHz, les paramètres primaires d'un câble tri filaire blindé, à partir de données constructeurs.

Dans un premier temps, nous allons identifier un modèle à utiliser pour notre câble et puis mettre en place un protocole pour l'extraction des divers paramètres primaires



de celui-ci. Par la suite nous appliquerons ce protocole sur un câble réel afin de le valider. Une fois validé, cette méthode d'extraction de paramètres sera appliquée à une méthode prédictive de modélisation pour obtenir ces mêmes paramètres primaires.

### 3.4.1 Topologie du câble utilisé

Le câble utilisé pour nos essais a la topologie suivante :

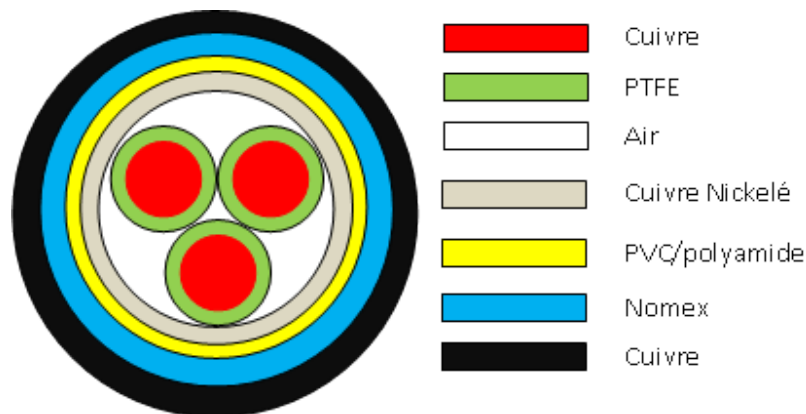


FIGURE 3.23: Topologie du câble utilisé

Les caractéristiques du câble sont :

- Toron tri filaire blindé
  - Conducteur 18AWG
  - Épaisseur isolant :0.21mm
  - longueur de 2m et de 10m
- Double blindage avec les blindages reliés aux extrémités du câble.

La taille des câbles est définie selon la norme AWG [13]. La formule suivante peut-être utilisée pour trouver le rayon  $r$  des câbles de jauge  $n$  :

$$r = 6,35 * 10^{-3} * 92^{\frac{36-n}{39}} \quad (3.5)$$

Dans le cadre nos travaux, nous allons faire l'hypothèse que les deux blindages qui sont en court-circuit aux extrémités du câble peuvent être assimilés à un blindage avec une résistance équivalente. Le blindage est responsable du retour de la plupart des courants de mode commun (>95%)[14] de la machine à la source de perturbation.

Donc il est essentiel de le considérer comme un conducteur. Le modèle circuit visé pour la suite de nos études est le suivant :

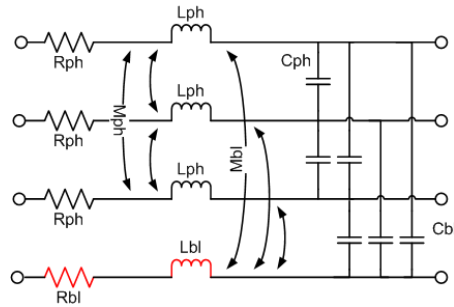


FIGURE 3.24: Modèle de câble utilisé

### 3.4.2 Modélisation à partir de mesures : Extraction des paramètres primaires

Avant de faire un modèle prédictif, il est nécessaire de valider notre protocole d'extraction de paramètres ainsi que le modèle ciblé. Dans cette partie, la procédure d'extraction est détaillée ainsi que la validation avec les mesures sur le câble de 2m.

#### 3.4.2.1 Extraction des résistances et inductances de phase et de blindage

Pour la mesure de la résistance et de l'inductance des fils du câble, une mesure d'impédance à l'aide d'un impédancemètre est faite entre l'entrée et la sortie de chacun. Avec cette configuration, nous faisons l'hypothèse que les diverses capacités, offrant finalement un chemin plus impédant, ne viennent pas altérer cette mesure. La mesure faite est obtenue en bleue sur la figure 3.25. En basse fréquence, nous pouvons relever la valeur DC de la résistance de phase,  $R_{PH}$ . Au-delà de 50KHz, le comportement inductif prend le dessus.

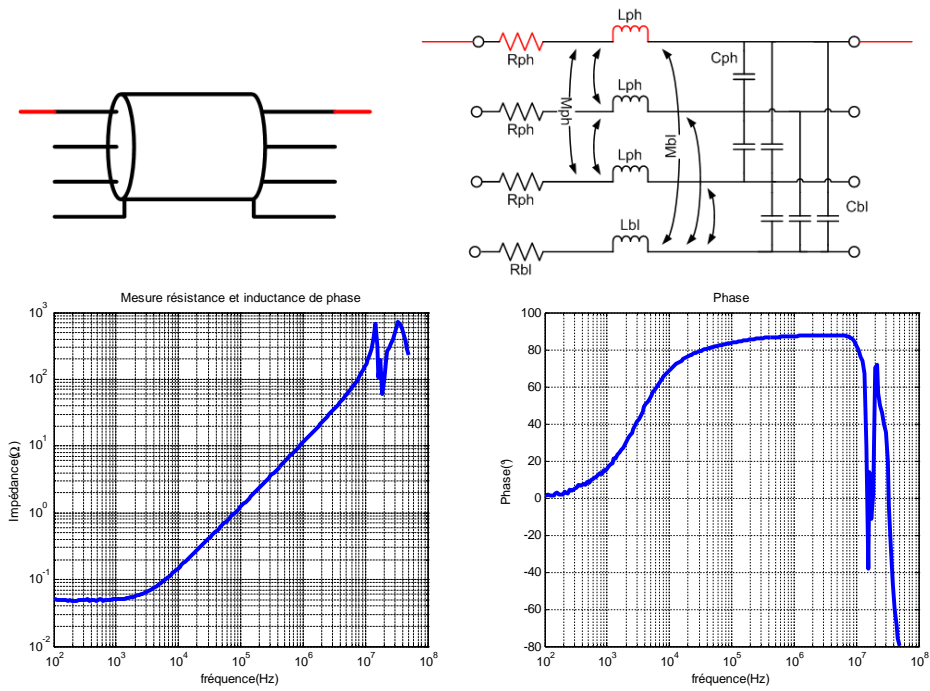


FIGURE 3.25: Mesure de l'impédance d'une phase du câble de 2m

A partir de cette fréquence, nous pouvons extraire la valeur de l'inductance.

$$Z_{MES} = R_{PH} + jL_{PH}\varpi \quad (3.6)$$

La même procédure a été utilisée pour la résistance ( $R_{BL}$ ) et l'inductance( $L_{BL}$ ) de blindage.

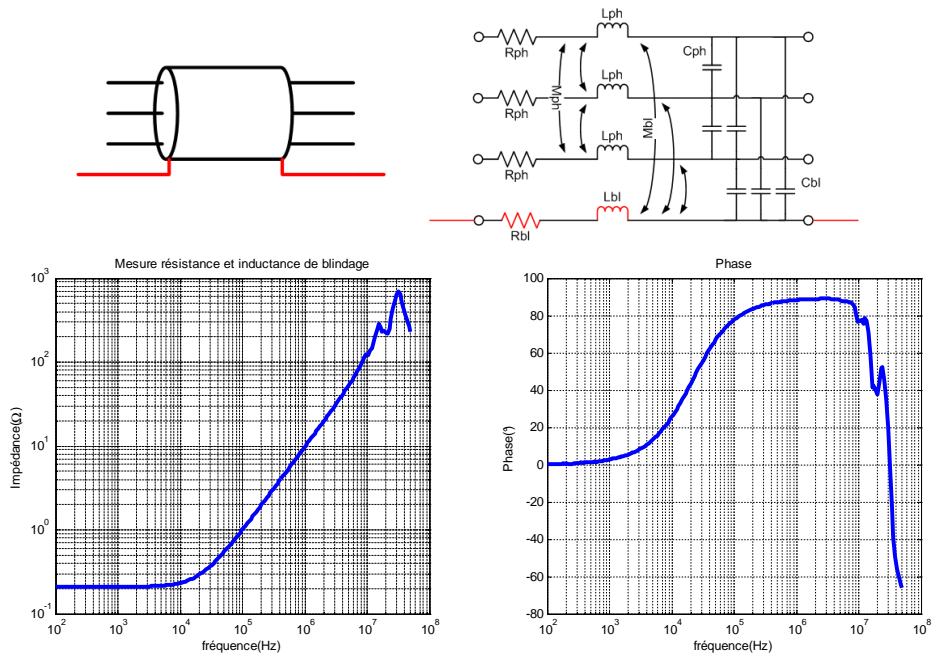


FIGURE 3.26: Mesure résistance et inductance de blindage de 2m

Sur ces deux mesures, à partir de 10MHz nous pouvons voir un comportement capacitif. A ce moment, les capacités interphases ou entre les fils et le blindage ne sont plus négligeables. Avoir une mesure propre des inductances devient très compliqué. L'objectif étant de valider notre protocole de mesure, nous n'allons pas approfondir ce point.

3.4.2.2 Extraction des capacités entre phase et blindage

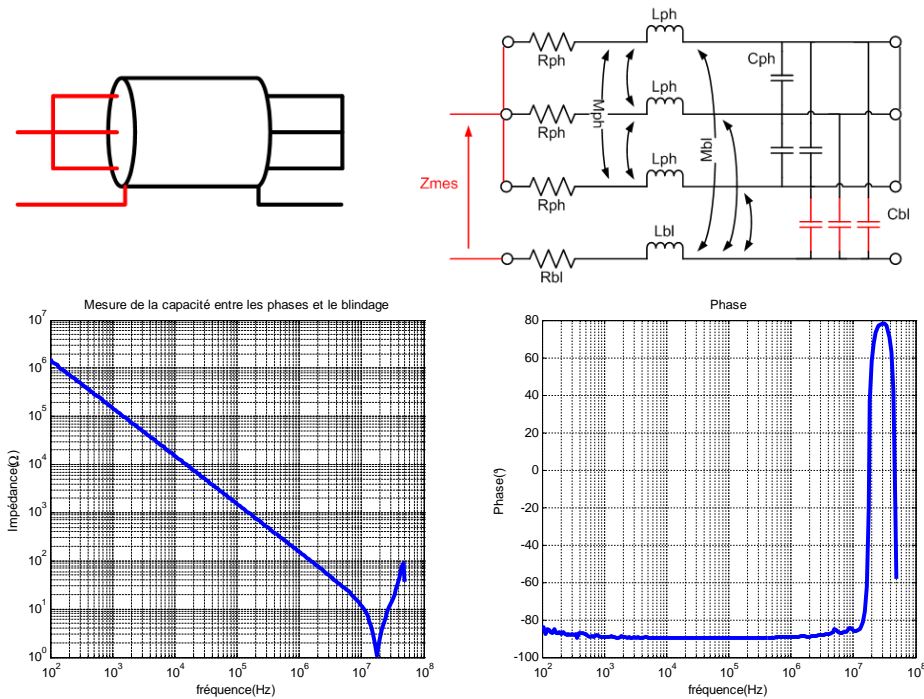


FIGURE 3.27: Mesure de la capacité blindage sur le câble de 2m

Afin de faire cette mesure, il est nécessaire de court-circuiter les capacités interphase afin que celles-ci n'interfèrent pas dans la mesure. Le court-circuit est réalisé grâce à un connecteur, où les trois phases sont reliées, sur chaque extrémité du câble.

Pour cette mesure, nous pouvons considérer que la composante capacitive est dominante (phase  $\approx -90^\circ$ ) pour des fréquences élevées. Ainsi :

$$Z_{MES} \approx \frac{1}{j * 3C_{BL}\omega} \quad (3.7)$$

Il y a une résonance à environ 20MHz. Celle-ci est due à l'inductance de phase et donc inévitable pour une mesure sur un impédancemètre. Nous allons, comme précédemment, considérer la valeur de la capacité du blindage,  $C_{BL}$  à la même fréquence que pour le calcul des inductances.

### 3.4.2.3 Extraction des capacités entre phase

La capacité entre phase et blindage connue, nous pouvons maintenant déterminer la capacité inter-phase  $C_{PH}$ . Pour ce faire, nous allons court-circuiter deux phases avec le blindage et faire une mesure d'impédance entre le court-circuit et la phase restante comme sur la figure suivante :

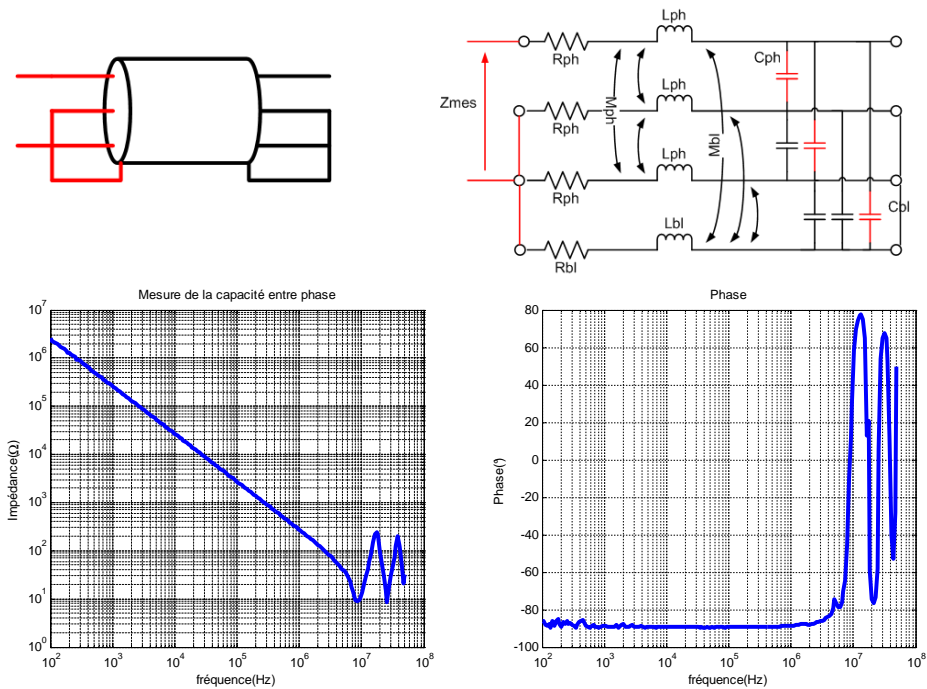


FIGURE 3.28: Mesure capacité phase pour le câble de 2m

Nous allons une nouvelle fois faire l'hypothèse que l'impédance mesurée est la contribution des capacités. L'impédance mesurée peut donc être exprimée selon l'équation suivante :

$$Z_{MES} \approx \frac{1}{j * (2C_{PH} + C_{BL})\omega} \quad (3.8)$$

### 3.4.2.4 Extraction des mutuelles entre phase

Afin de mesurer la mutuelle entre phase  $M_{PH}$ , les conducteurs et le blindage sont court-circuités d'un côté et la mesure d'impédance est faite entre deux phases de l'autre côté.

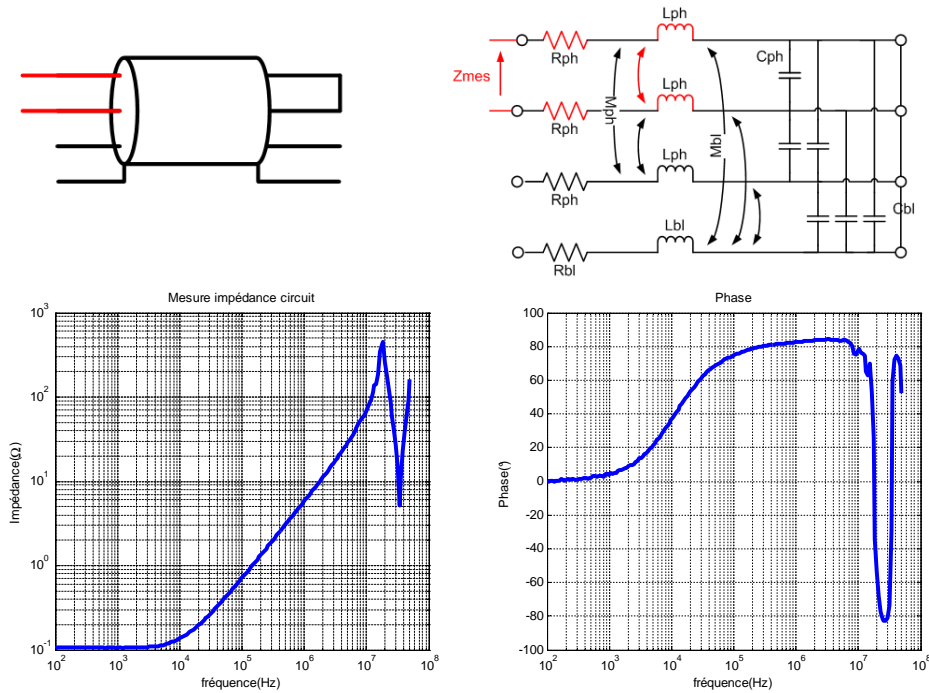


FIGURE 3.29: Mesure mutuelle entre phase sur le câble de 2m

Connaissant la résistance et l'inductance de phase, la mutuelle entre phase peut être extraite à partir de l'expression suivante :

$$Z_{MES} = 2(R_{PH} + jL_{PH}\omega) - 2jM_{PH}\omega \quad (3.9)$$

### 3.4.2.5 Extraction de la mutuelle entre phase et blindage

Pour déterminer l'inductance mutuelle entre les phases et le blindage  $M_{BL}$ , une mesure d'impédance est cette fois-ci faite entre une phase et le blindage toute en maintenant la sortie en court-circuit.

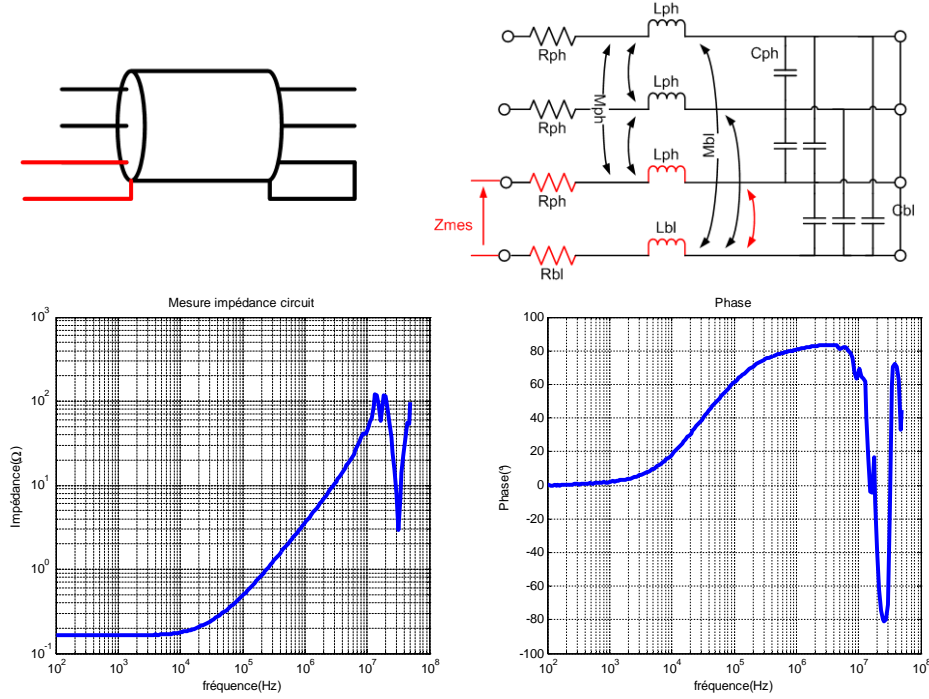


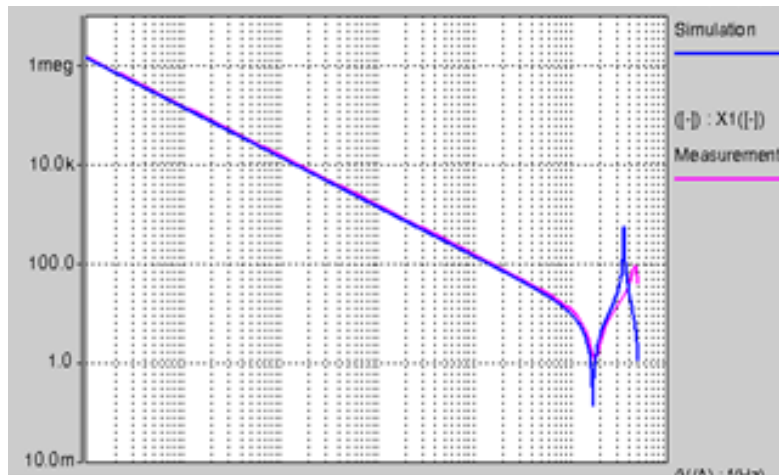
FIGURE 3.30: Mesure mutuelle entre phase et blindage sur le câble de 2m

$$Z_{MES} = (R_{PH} + jL_{PH}\omega) + (R_{BL} + jL_{BL}\omega) - 2jM_{BL}\omega \quad (3.10)$$

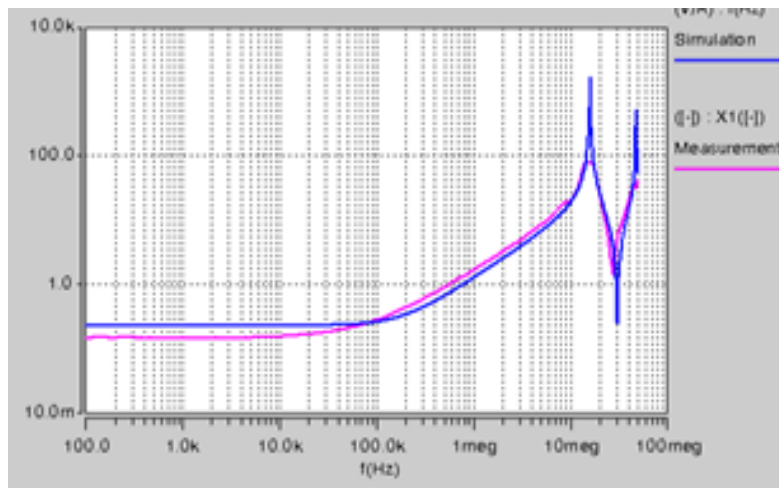
### 3.4.2.6 Comparaison entre modèle et mesure

Les différentes mesures nous ont permis d'avoir les différents paramètres linéiques du câble de 2m. Afin de modéliser un câble, il est nécessaire de considérer une association de tronçons très petits devant la longueur d'onde ( $\leq \lambda/10$ ) afin de rester dans un état stationnaire ou quasi-stationnaire [14]. Pour le cas présent, avec une fréquence maximale de 50MHz, nous avons une longueur d'onde de 6m impliquant un tronçon de 60cm. Pour des raisons de commodité et une facilité de calcul des paramètres, nous avons pris un tronçon à 20cm. Donc pour le câble de 2m, nous avons 10 tronçons associés. Afin de comparer la validité du modèle, deux mesures ont été effectuées ; une mesure en court-circuit et une en circuit ouvert (figure 3.31)



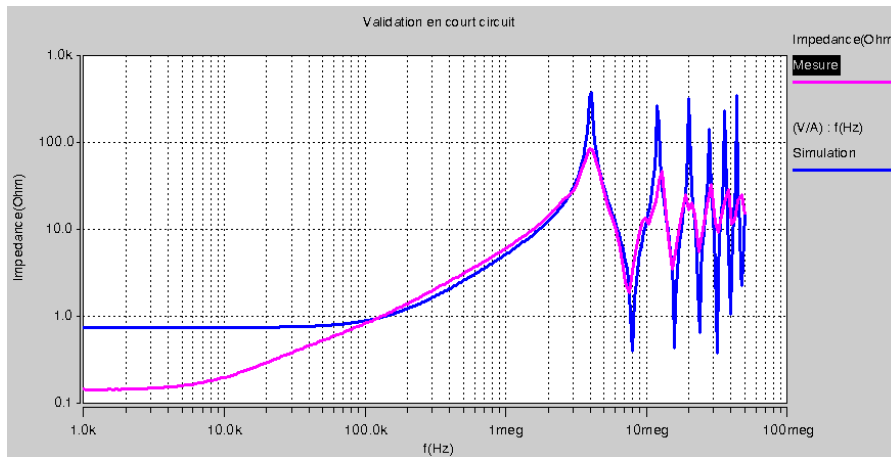


(a) Comparaison entre la mesure et le modèle en circuit ouvert

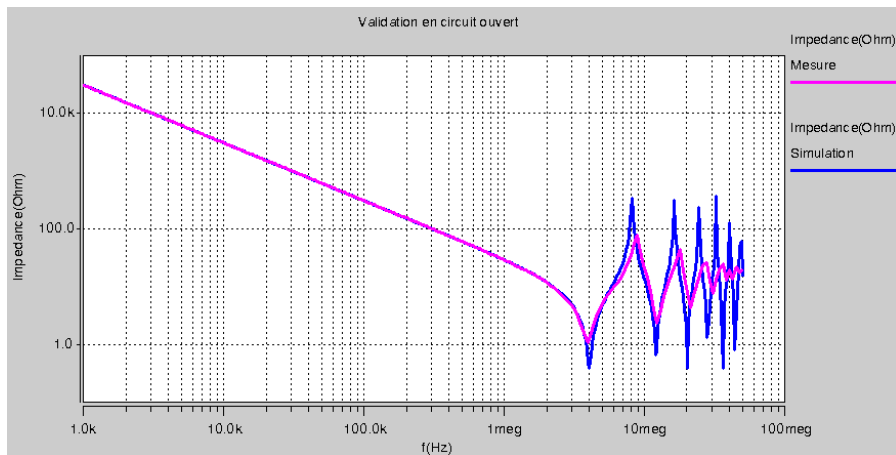


(b) Comparaison entre la mesure et le modèle en court circuit

FIGURE 3.31: Comparaison entre modèle et mesure pour câble de 2m



(a) Validation en court-circuit



(b) Validation en circuit ouvert

FIGURE 3.32: Validation pour le câble de 10m

Ce modèle simplifié nous permet de retrouver le profil des impédances en circuit ouvert et court-circuit. Mais ce modèle ne tient pas compte de l'évolution des paramètres primaires en fonction de la fréquence. Dans un premier temps, il y a les effets de Peau et de proximité qui ne sont pas pris en compte et ainsi aux fréquences de résonance il y a des écarts pouvant aller jusqu'à  $2k\Omega$  à 30MHz. De plus, l'évolution des paramètres tels que les inductances et capacités linéiques n'ont pas été pris en compte. Sur le câble de 10m, nous voyons qu'en haute fréquence il existe des écarts

conséquents au niveau des fréquences de résonance entre le modèle et la mesure. Afin d'être en mesure de retrouver ces fréquences, il faudrait diminuer l'inductance globale du circuit. Il est donc nécessaire d'inclure le comportement de l'inductance en fonction de la fréquence afin de valider notre modèle. Pour ce faire nous allons nous orienter vers une modélisation 2D prédictive du câble.

### 3.4.3 Modélisation prédictive du câble

Dans cette section, une modélisation de câble sera faite en utilisant un logiciel éléments finis. Dans un premier temps, une résolution en champs électrique permettra d'extraire les différents éléments capacitifs. Suite à ça, nous une formulation magnétodynamique pour le calcul des diverses inductances et résistances.

#### 3.4.3.1 Modélisation 2-D du câble

Nous avons déjà établi un protocole pour l'extraction des divers paramètres primaires de notre câble blindé. Cette méthode d'extraction de paramètres sera utilisée sur un modèle 2-D utilisant les éléments finis. Nous allons faire dans un premier temps une résolution dite électrostatique afin de déterminer les diverses capacités qui peuvent exister. Par la suite une résolution en magnétodynamique permettra d'obtenir l'évolution des divers inductances en fonction de la fréquence. Enfin, une validation sera faite avec les mesures sur câble.

#### Extraction des capacités : mesure de la capacité entre phase

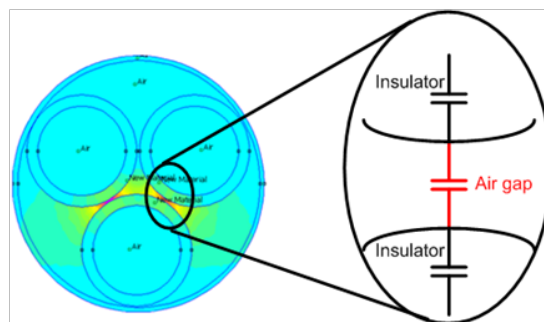


FIGURE 3.33: Calcul de la capacité inter-phase

Afin de déterminer la capacité interphase du câble, nous avons considéré deux conducteurs en parallèle. FEMM ne permettant pas le contact entre deux surfaces, les isolants des deux câbles sont séparés. Deux mesures seront nécessaires afin d'extraire la valeur de cette capacité. Dans un premier temps, les conducteurs seront mis à 0V et 1V respectivement. Pour le domaine d'étude du problème, nous avons mis le potentiel du blindage à 0V.

L'énergie électrostatique est calculée dans le domaine et à partir de cette énergie, la valeur de la capacité peut être calculée à partir de la relation 3.11.

$$E = \frac{1}{2}CV^2 \quad (3.11)$$

Grâce à la résolution de cette équation, nous avons la capacité suivante, entre deux conducteurs, qui est obtenue :

$$C = \frac{C_{air} * C_{isolant}}{2 * C_{air} + C_{isolant}} \quad (3.12)$$

La deuxième mesure consiste à trouver la valeur de la capacité entre les différents isolants. Le potentiel de la surface extérieur de l'isolant est mis à 1V pour les deux premiers câbles et 0V pour le dernier. La capacité est à nouveau calculée.

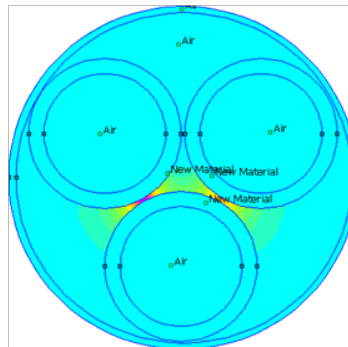
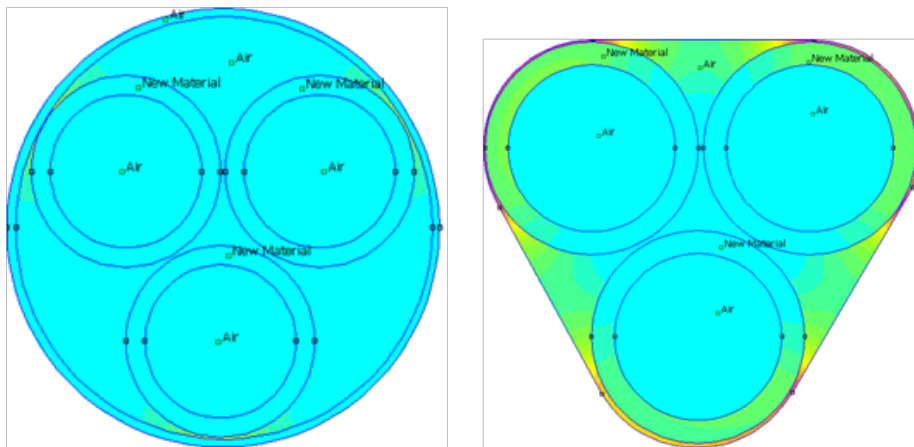


FIGURE 3.34: Calcul des capacités entre isolants

Une fois ces deux capacités extraites, nous pouvons déterminer la capacité réelle entre les conducteurs.

**Extraction des capacités : mesure de la capacité entre phase et blindage**

Pour l'extraction des capacités entre phase et blindage, la procédure d'extraction reste la même. La seule différence réside dans le fait que cette fois-ci, les trois conducteurs sont, chacun, mis au même potentiel. Dans cette section, nous allons plus nous concentrer sur la pertinence de la représentation d'un blindage. Le blindage est souvent représenté sous forme circulaire. Cette démarche a donc été utilisée (figure 3.35a), dans un premier temps, pour le calcul de la capacité.



(a) Représentation circulaire du blindage (b) Représentation triangulaire de la section d'un câble

FIGURE 3.35: Différentes représentations d'un blindage

Cette représentation, pour un toron blindé, ne représente pas la réalité au niveau de la surface du diélectrique exposé au blindage. Comme la capacité est proportionnelle à la surface, la valeur ne doit pas être pas être correcte. Une forme triangulaire serait donc plus appropriée. Nous avons donc effectué une comparaison, pour la capacité de mode commun, entre une forme circulaire et triangulaire (figure 3.35). Ceci nous conforte dans notre hypothèse de base.

	Capacité(pF)	%erreur
Mesure	34.8	-
Blindage circulaire	27	22
Blindage triangulaire	31	10.9

TABLE 3.1: Comparaison entre la mesure de capacité de mode commun ramenée sur 20 cm et les différentes représentations du blindage

Dans la suite nous allons procéder à l'extraction des différentes inductances et résistances. Nous allons proposer une méthode pour la modélisation de ces différents éléments.

### Extraction des inductances et résistances

Il est difficile de représenter le tressage d'un blindage. Afin de représenter le comportement du blindage, un modèle tubulaire à résistance équivalente en basse fréquence sera utilisé. Cette résistance peut être déterminée de façon analytique ou en considérant la partie réelle de l'impédance de transfert du blindage. Dans le cas présent, nous avons considéré la composante réelle de cette impédance. Ainsi, à partir de la valeur basse fréquence de la résistance du blindage et son rayon interne, nous avons construit un modèle de blindage sous forme de tube.

Afin d'extraire les différents paramètres linéiques, nous avons utilisé le protocole d'extraction développé précédemment. Dans FEMM, nous avons défini un tronçon de câble de longueur 20cm afin de pouvoir comparer rapidement avec la mesure. Nous avons défini un domaine d'étude, avec un rayon très grand devant le rayon des conducteurs, avec comme condition limite le champ magnétique nul à la frontière (Condition de Dirichlet).

Pour la mesure de la résistance et de l'inductance de phase, nous avons fait circuler un courant connu  $I_1$  dans un conducteur et pour les autres phases ainsi que le blindage, le courant a été mis à 0A (figure 3.36).

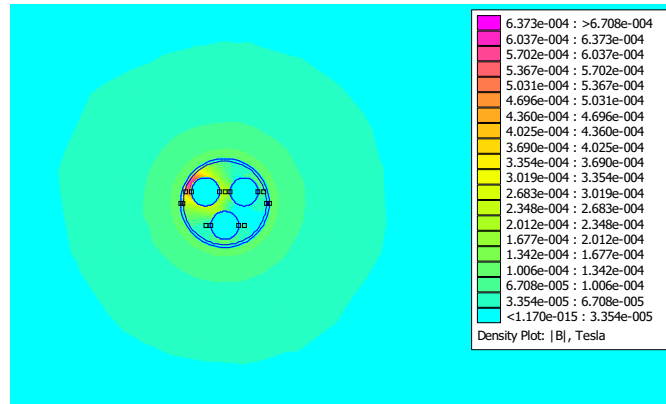
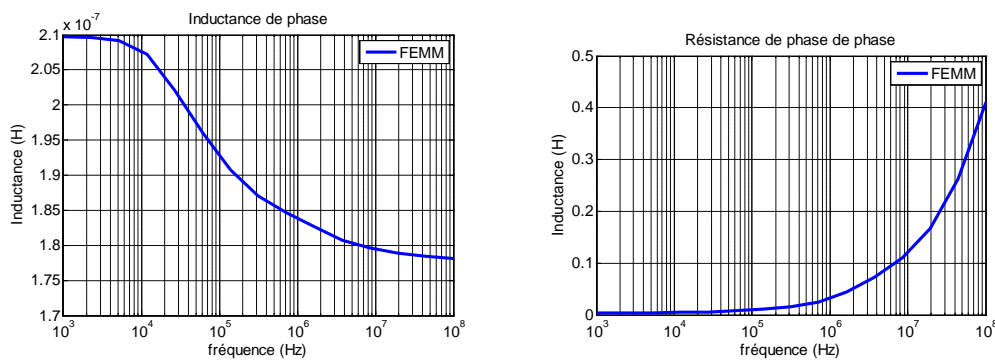


FIGURE 3.36: Extraction de l'impédance de ligne

Avec FEMM, nous pouvons obtenir l'énergie dans le domaine d'étude et avec la relation suivante nous avons l'inductance de phase :

$$E = \frac{LI^2}{2} \quad (3.13)$$

L'inductance obtenue est la suivante (Figure 3.37a). La tension aux bornes du conducteur est donnée par le logiciel. Ainsi, connaissant le courant et la tension, l'impédance peut être extraite. En ne considérant que la partie réelle, nous obtenons la résistance (figure 3.37b). Ces étapes doivent être répétées pour chaque fréquence. Les valeurs obtenues ne sont valables que pour un domaine d'étude défini. Le fait de varier sa taille impacte sur les inductances.



(a) Inductance de phase en fonction de la fréquence (b) Résistance de phase en fonction de la fréquence

FIGURE 3.37: Impédance d'un conducteur du câble

Dans un premier temps, nous allons voir l'influence de celui-ci sur la résistance qui, a priori, ne dépend pas de l'énergie magnétique. Donc nous avons fait une étude comparative de celle-ci en fonction de différents rayons  $R_{\text{domaine}}$  de l'environnement magnétique. Comme nous pouvons le constater sur la figure 3.38, il n'existe pas de dépendance.

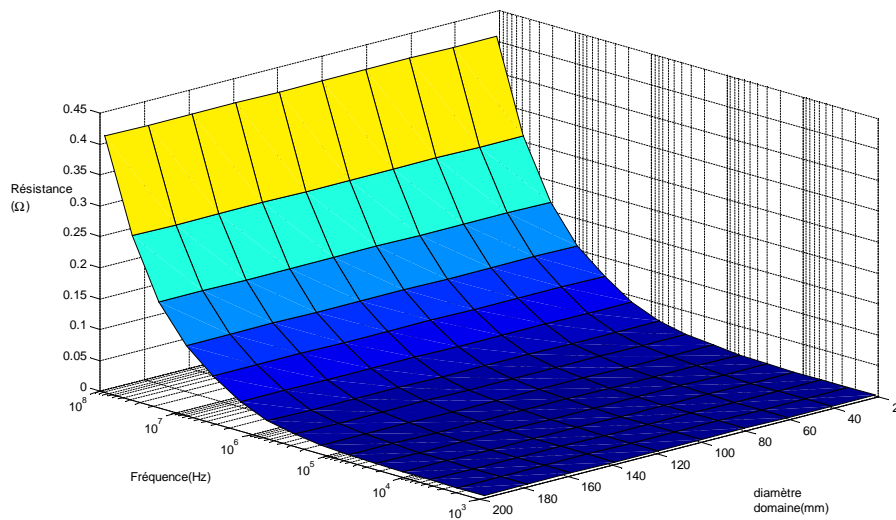


FIGURE 3.38: Evolution de la résistance de phase en fonction de la fréquence et du rayon du domaine

Une inductance dépend du flux magnétique et donc du champ magnétique. Ainsi, il serait judicieux de penser que celle-ci varie en fonction de  $R_{\text{domaine}}$ . Le fait d'augmenter le rayon,  $R_{\text{domaine}}$  de celui-ci tend à faire augmenter la valeur de l'inductance (Figure 3.40). Effectivement, le fait d'augmenter les dimensions du domaine d'étude augmente la surface impliquant une répartition de plus de lignes de champ sur cette même espace. Cependant, comme nous le montre la figure 3.40, la valeur de l'inductance, avec l'augmentation de  $R_{\text{domaine}}$ , tend vers un maximum. Ceci ne donne cependant pas d'indication sur la valeur  $R_{\text{domaine}}$  à choisir. Dans la suite, nous étudierons l'influence de ce rayon sur l'inductance APPARENTE de la phase.



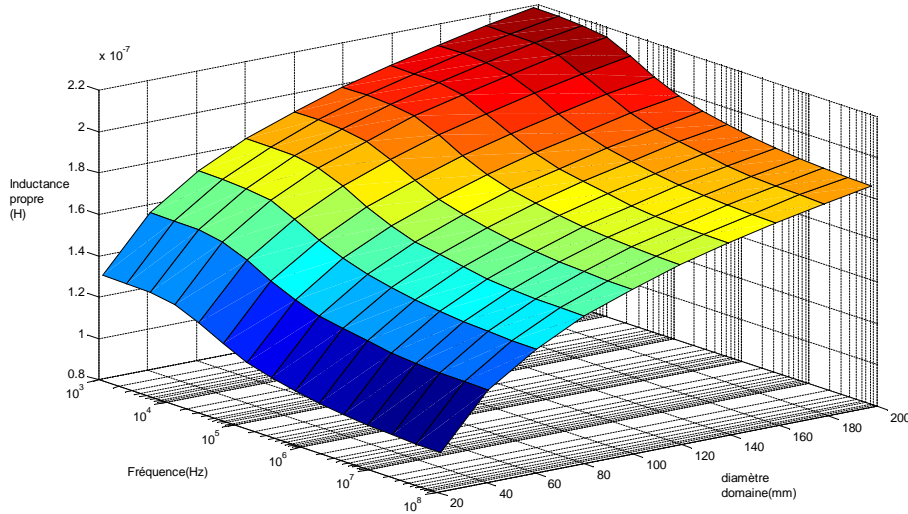


FIGURE 3.39: Evolution de l'inductance propre en fonction de la fréquence et du rayon du domaine

Donc l'inductance apparente souvent appelée inductance cyclique est l'inductance que voit le courant traversant un conducteur du câble si la somme des courants en tout point dans ce même câble est nulle. Ainsi pour déterminer cette inductance, nous allons construire un modèle avec les trois fils du toron faisant office de conducteur aller (courant=1A par phase) et un retour par le blindage avec un courant de -3A. La valeur de l'inductance de phase sera ensuite calculée.

Comme nous pouvons le constater sur la figure 3.40, l'inductance apparente d'une phase ne varie pas en fonction de la taille du domaine d'étude. Ainsi, nous obtenons un jeu de valeurs pour les différentes inductances qui, ramené à l'inductance apparente, donne une valeur satisfaisante par rapport à la réalité.

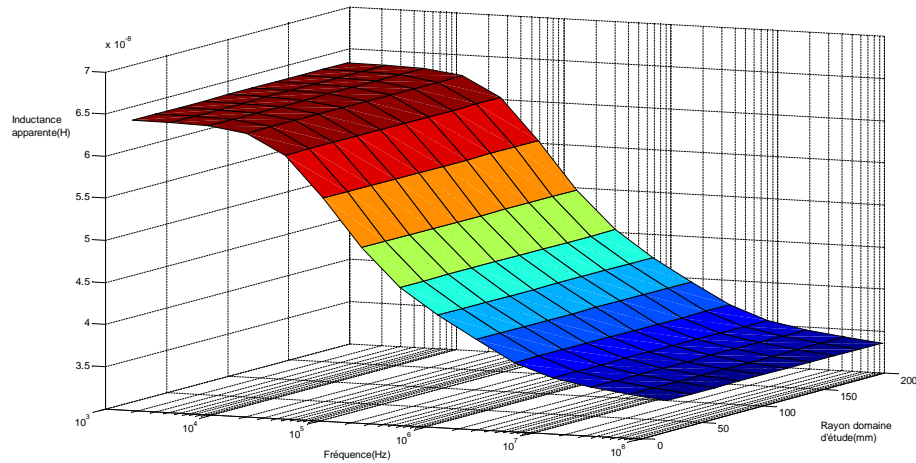


FIGURE 3.40: Évolution de l'inductance apparente en fonction de la fréquence et du rayon du domaine

Pour le calcul de l'inductance du blindage, la même étape est répétée. Une fois les différentes inductances obtenues, nous avons construit un modèle haute fréquence de cette impédance.

### 3.4.3.2 Comparaison entre modèle et mesure

Le modèle CEM de l'impédance de phase d'un câble est donné par le schéma suivant qui prend en compte l'effet de Peau [42] :

## Impédance de phase

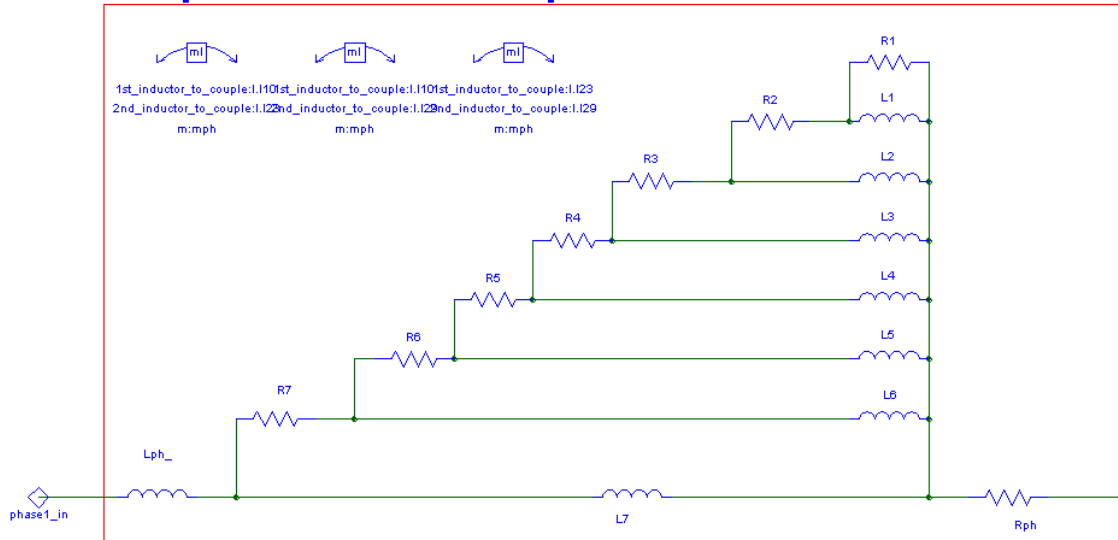


FIGURE 3.41: Circuit représentant le comportement haute fréquence du câble

Afin de déterminer le nombre d'étages qu'il nous faut, nous avons mis en place un algorithme d'optimisation qui aura pour objectif dans un premier temps de retrouver les diverses inconnues sur un circuit à deux étages. Si le programme n'arrive pas à avoir une solution proche de la mesure (ou fonction objectif), le programme devra rajouter un étage et recommencer le processus d'itérations de valeurs afin d'arriver au bon résultat. Ainsi, dans notre cas, avoir 7 étages offre le meilleur compromis.

Les valeurs sont calculées afin d'obtenir le comportement suivant :

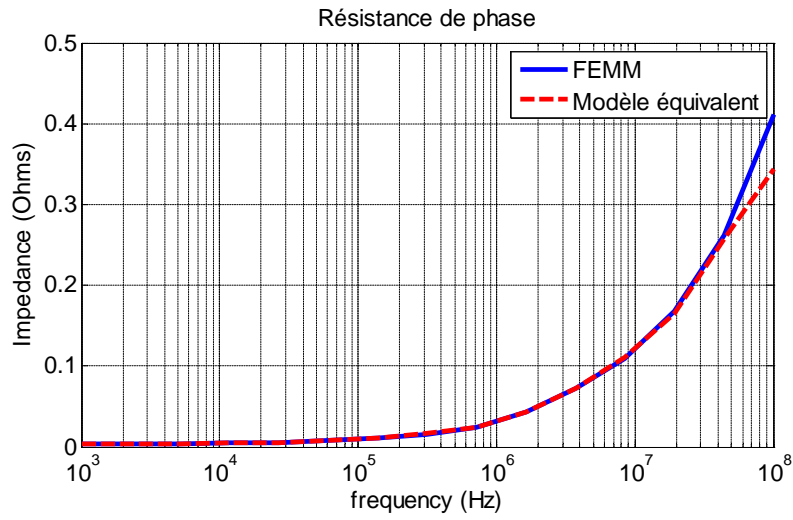


FIGURE 3.42: Résistance de phase

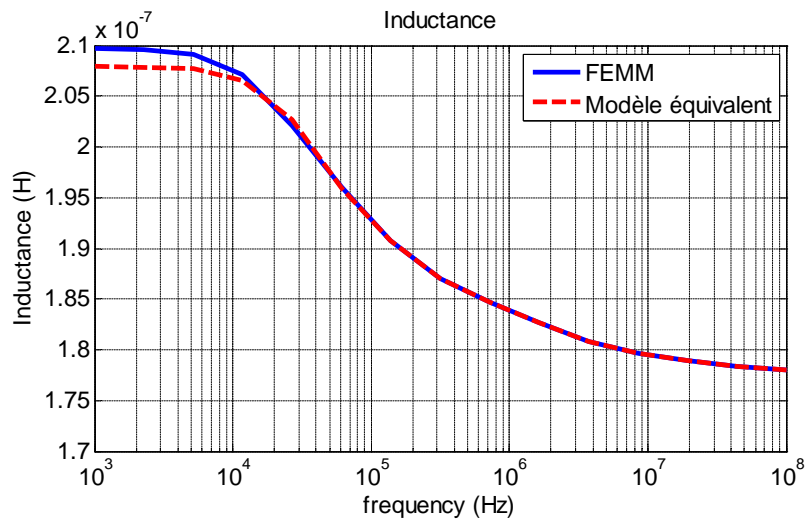


FIGURE 3.43: Inductance de phase

En comparant le modèle avec la mesure, pour le câble de 10m, nous avons :

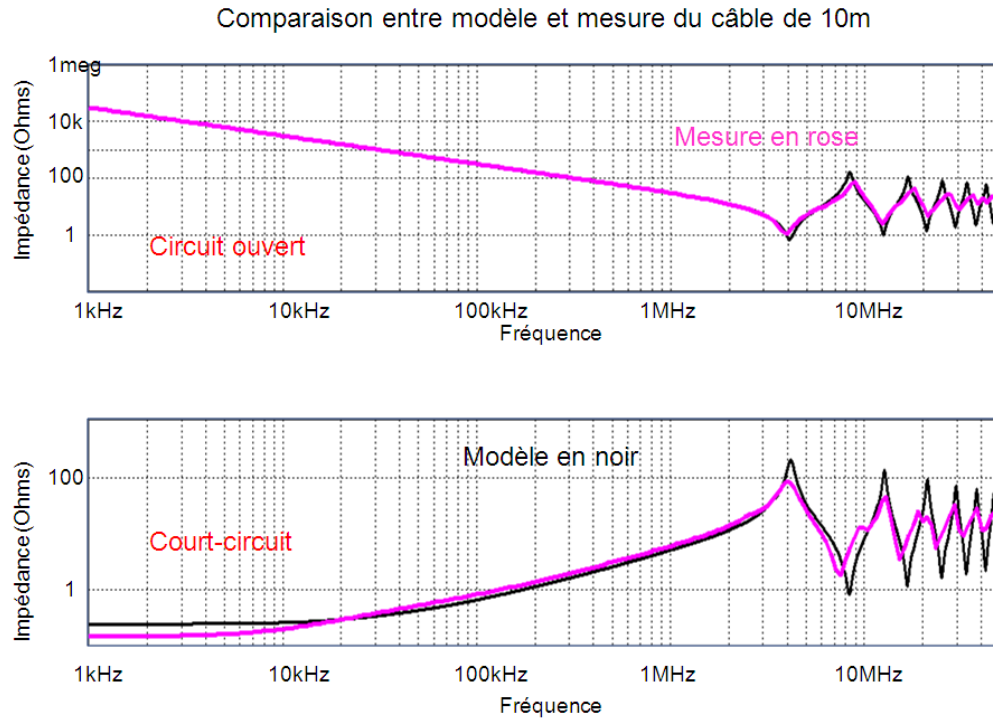


FIGURE 3.44: Comparaison entre FEMM(en noir) et mesure pour le câble de 10m

La figure 3.44 nous montre que le modèle est satisfaisant sur toute la gamme de fréquence visée. Il existe, pour l'impédance en court-circuit, de légers écarts aux niveaux des fréquences de résonances. Ceci s'explique notamment par les différences notées par rapport aux valeurs des inductances mesurées et calculées. Nous sommes en présence de conducteurs multibrins alors que dans la modélisation nous considérons les conducteurs comme étant des fils pleins. Ainsi les interactions existantes entre les brins ne sont pas représentées dans nôtre. Cette représentation nous donne aussi une résistance moins importante que la réalité. L'impédance en basse fréquence du modèle est donc supérieure à la valeur mesurée. Ceci est aussi le cas à fréquences de résonances où l'amplitude de la mesure est inférieure au modèle.

Ce modèle ne prend pas en compte toutes les pertes [44, 42] et nécessiterait l'adjonction des pertes diélectriques (représentées par la conductance). Ces pertes ne sont pas facilement quantifiables et nécessite une bonne connaissance des facteurs de pertes du diélectrique. Nous n'aborderons pas cet aspect dans nos travaux.

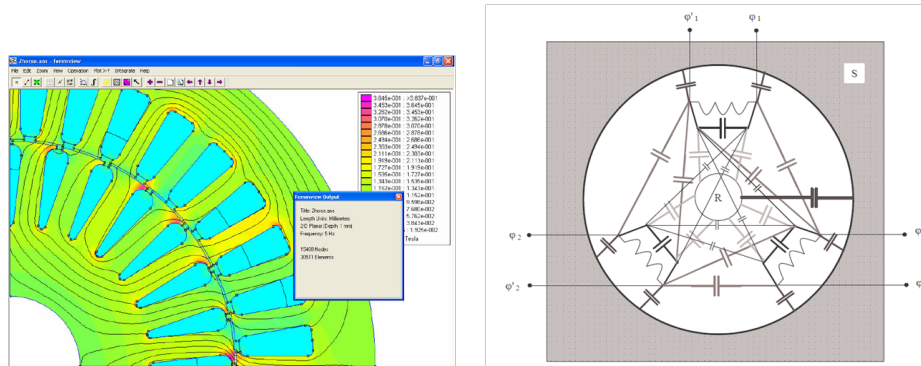
## Conclusion

Deux méthodes ont été évaluées pour la modélisation des câbles. Tout d'abord, il y a eu une méthodologie proposée pour l'extraction des paramètres primaires du câble et ensuite une modélisation à partir de ces différents éléments. Cette méthode donne des résultats qui sont cohérents au niveau des fréquences de résonance mais, néanmoins, à ces mêmes fréquences, cette méthode offre des impédances relativement grandes par rapport à la réalité. Ceci est dû aux différents phénomènes qui apparaissent en haute fréquence (effets de Peau et proximité) qui n'ont pas été pris en compte. Il est possible d'extraire le comportement fréquentiel des ces différents éléments mais ceci nécessite d'avoir un tronçon de câble. Dans notre cas, nous avons un câble déjà constitué avec ses deux connecteurs aux extrémités. Pour faire de la prédiction au niveau des câbles nous nous sommes donc orientés vers une modélisation éléments finis.

Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont dépendantes de la dimension du domaine d'étude. Mais l'inductance apparente du conducteur ne varie pas quelque soit la taille de ce domaine. Ainsi, le courant traversant ce conducteur verra donc cette inductance apparente. A partir de là nous retrouvons des ordres de grandeur très peu différents de ce qui est mesuré.

## 3.5 Modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent

Une machine électrique est un système complexe si nous prenons en compte son comportement CEM [55]. Différents couplages peuvent exister au sein même du système. Il y a des couplages capacitifs [50] pouvant apparaître entre les bobinages statoriques, rotoriques et aussi entre les deux types de bobinage. Ces capacités, dites parasites, apparaissent à cause de fortes différences de potentiel entre ces parties ainsi que les diélectriques tels que l'air et les isolants des enroulements. Il existe aussi des couplages inductifs. Chaque enroulement a une certaine valeur d'inductance. Cette valeur est donnée par le constructeur à basse fréquence. Or, cette valeur évolue en fonction de la fréquence suivant les effets de Peau et Proximité qui peuvent surgir. Des inductances mutuelles sont aussi présentes.



(a) Couplage inductif dans un moteur synchrone à aimant permanent (b) Couplage capacitif dans un moteur synchrone à aimant permanent

FIGURE 3.45: Couplages pouvant exister dans une machine

Avec toutes ces interactions, il devient difficile de prédire le comportement CEM d'une machine. Dans ce travail, nous allons faire un modèle comportemental de notre machine. Pour la question de la modélisation d'un moteur en CEM, il a souvent été question de faire une modélisation comportementale au niveau de l'impédance de celui-ci. Mais l'aspect fonctionnel ne doit pas être négligé. Il faut considérer l'apport CEM de celui-ci en fonctionnement. Afin de tenir compte de la contribution du moteur, nous allons développer un modèle fonctionnel de celui-ci (modèle qu'on appellera modèle basse fréquence) issus des équations élémentaires. Donc nous partons sur un modèle de PARK pour notre machine. Ce modèle sera renseigné avec les paramètres constructeurs (résistance et inductance de phase). Sur ce modèle Basse Fréquence (BF), on va venir coupler le comportement Haute Fréquence (HF) de notre machine. La démarche sera, dans un premier temps, de trouver un modèle qui puisse convenir à notre besoin. Ensuite, à partir de là arriver à imposer à ce modèle HF le couplage au modèle BF et ainsi tenir compte de ce critère. Dans la suite nous verrons donc ces deux modèles et comment ceux-ci seront couplés afin de représenter le comportement du moteur.

### 3.5.1 Modélisation de la partie fonctionnelle de la machine

#### 3.5.1.1 Modèle électrique de la machine

Considérons la tension de chaque enroulement pour une machine avec une inductance de phase  $L_{ph}$  et une résistance de phase  $R_{ph}$ . Nous avons ainsi les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v'_1 \\ v'_2 \\ v'_3 \end{bmatrix} \end{array} \right. = R_{ph} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + [L] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + [M] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_1 \\ i'_2 \\ i'_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i'_1 \\ i'_2 \\ i'_3 \end{bmatrix} \end{array} \right. + \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e'_1 \\ e'_2 \\ e'_3 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{ph} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & L_{ph} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & L_{ph} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [M] = \begin{bmatrix} M_{11'} & m_{12'} & m_{13'} \\ m_{21'} & M_{22'} & m_{23'} \\ m_{31'} & m_{32'} & M_{33'} \end{bmatrix}$$

$M$  étant la matrice représentant la mutuelle inductance entre les phases et le vecteur  $e$  la force électromotrice développée sur chaque phase

Les forces électromotrices de la machine peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \psi_f \cdot p \Omega \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} e'_1 \\ e'_2 \\ e'_3 \end{bmatrix} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \psi_f \cdot p \Omega \begin{bmatrix} \sin(\theta + \xi) \\ \sin(\theta + \xi - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \xi + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

avec  $\psi_f$  étant le flux total des aimants à travers les enroulements pour chaque étoile et  $\xi$  étant le décalage électrique entre les deux étoiles.

#### 3.5.1.2 Equations mécanique du moteur

L'expression du couple électromagnétique, pour une machine tournant à une vitesse  $\Omega$  rad/s peut s'exprimer sous la forme suivante :



$$\Gamma_{em} = \frac{1}{\Omega}(e_1 i_1 + e_2 i_2 + e_3 i_3 + e'_1 i'_1 + e'_2 i'_2 + e'_3 i'_3) \quad (3.16)$$

En remplaçant 3.15 dans 3.16 :

$$\Gamma_{em} = -\sqrt{\frac{2}{3}}\psi_f.p[i_1 \sin\theta + i_2 \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_3 \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) + i'_1 \sin(\theta + \xi) + i'_2 \sin(\theta + \xi - \frac{2\pi}{3}) + i'_3 \sin(\theta + \xi + \frac{2\pi}{3})]$$

L'équation mécanique du moteur se met sous la forme suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Sigma \text{Couples} = \Gamma_{em} - (\Gamma_{charges} + k_f \varpi) \quad (3.17)$$

où le couple de charge comporte deux termes; le premier représentant la charge mécanique qui est imposée au moteur alors que le deuxième terme, proportionnel à la vitesse du moteur, est un couple de frottement avec  $k_f$  représentant le coefficient de frottement. A partir de cette équation, la vitesse électrique de la machine peut être déterminée.

En couplant les relations électriques et mécaniques, nous avons le comportement basse fréquence du moteur comme nous pouvons le voir sur la figure 3.46 .

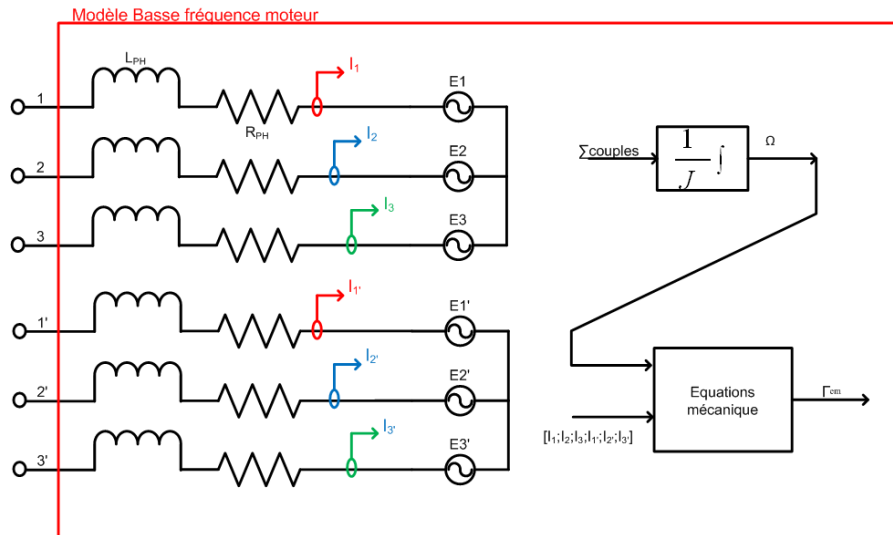


FIGURE 3.46: Les enroulements de la MSAP

### 3.5.2 Comportement haute fréquence de la machine

Comme les différents couplages sont difficilement identifiables, nous allons nous orienter vers un modèle comportemental. Il existe plusieurs types de modèle. Dans notre cas, nous allons utiliser un modèle avec une structure en PI[44, 42]. L'atout majeur de ce modèle est que tous les couplages pouvant exister au niveau du rotor et stator sont ramenés à deux impédances : impédance de mode commun(en bleue) et impédance de mode différentielle (en rouge) sur la figure 3.47.

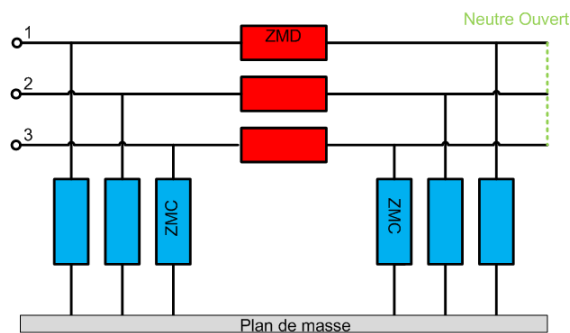


FIGURE 3.47: Structure en PI

Une fois ces impédances obtenues, elles peuvent être exprimées sous forme circuit. Afin d'obtenir ces impédances, deux mesures sont nécessaires. Dans le cas présent, ayant accès au bornier du moteur, les mesures ont été faites directement à ce niveau.

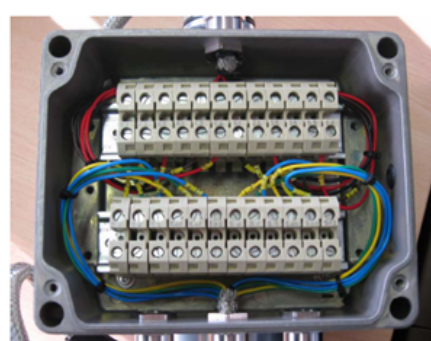


FIGURE 3.48: Bornier machine synchrone

Pour la première mesure, le neutre de la machine a été débranché et la mesure a été faite entre l'entrée d'une phase et la sortie. La masse de la sonde d'impédance a été

placée à la sortie de la phase afin de court-circuiter l'impédance de mode commun (figure 3.49a).

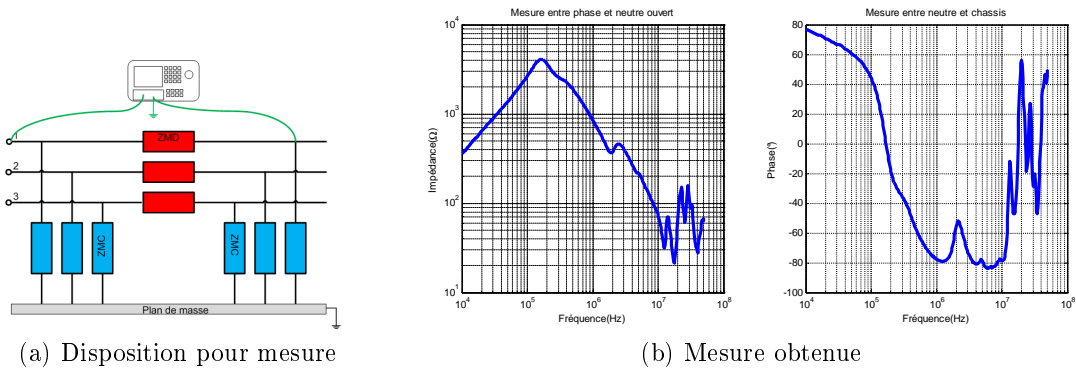


FIGURE 3.49: Première mesure

La mesure obtenue peut être exprimée de la façon suivante :

$$Z_{mes1} = \frac{Z_{MC} \cdot Z_{MD}}{Z_{MC} + Z_{MD}} \quad (3.18)$$

La deuxième mesure consiste à rebrancher le neutre et, cette fois-ci, faire une mesure entre le neutre et le châssis du moteur comme sur la figure suivante

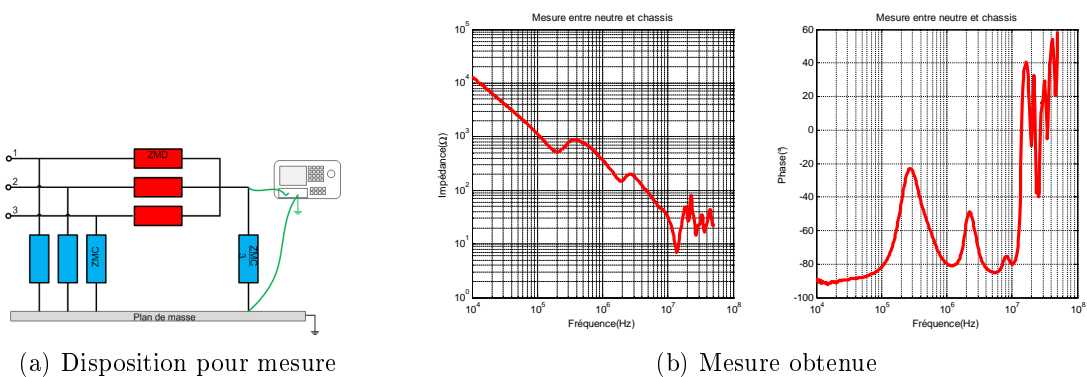


FIGURE 3.50: Deuxième mesure

L'impédance mesurée peut être exprimée par l'expression suivante :

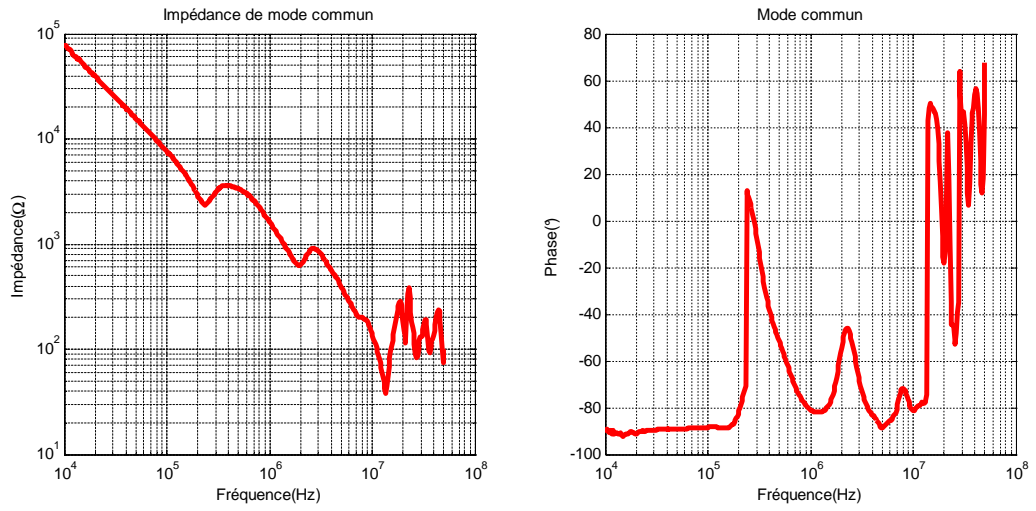
$$Z_{mes2} = \frac{Z_{MC} \cdot (Z_{MC} + Z_{MD})}{3(2 \cdot Z_{MC} + Z_{MD})} \quad (3.19)$$

La résolution de ces deux équations nous amène aux expressions suivantes pour les impédances de mode commun et différentiel du moteur (Annexe 3 pour le détail du calcul) :

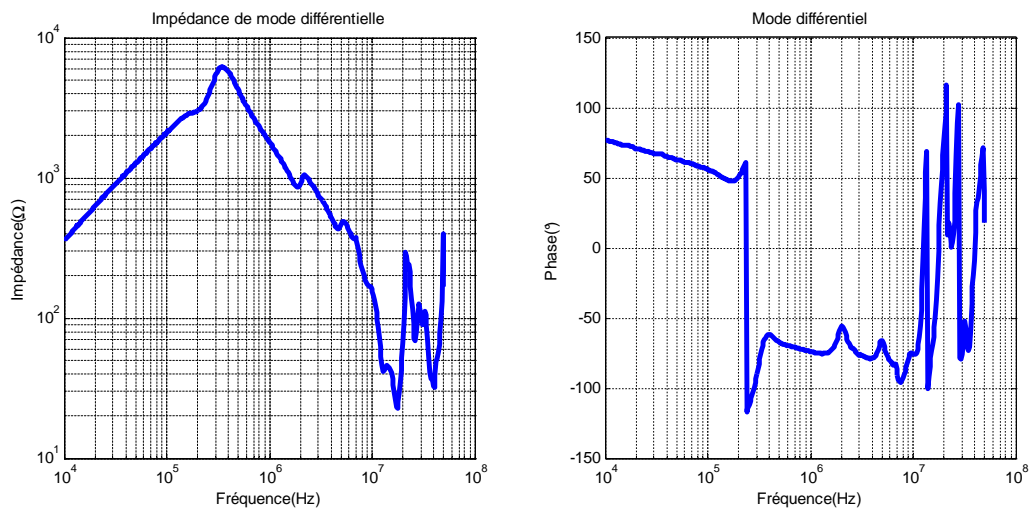
$$Z_{MC} = 3 * Z_{mes2} + \sqrt{3} * (3Z_{mes2} - Z_{mes1}) \sqrt{\frac{Z_{mes2}}{3 * Z_{mes2} - Z_{mes1}}} \quad (3.20)$$

$$Z_{MD} = \sqrt{3} * Z_{mes1} \sqrt{\frac{Z_{mes2}}{3 * Z_{mes2} - Z_{mes1}}} \quad (3.21)$$

Une fois les impédances obtenues, un circuit équivalent doit être construit. Comme nous pouvons le constater, ce sont des impédances relativement complexes avec des phases de résonance et antirésonance. Afin de représenter ce comportement, nous allons utiliser un réseau de circuits RLC en échelle avec chaque étage représentant un maxima ou un minima. Prenons le cas de l'impédance de mode commun.



(a) Impédance de mode commun du moteur



(b) Impédance de mode différentiel du moteur

FIGURE 3.51: Les impédances de mode commun et différentielle calculées

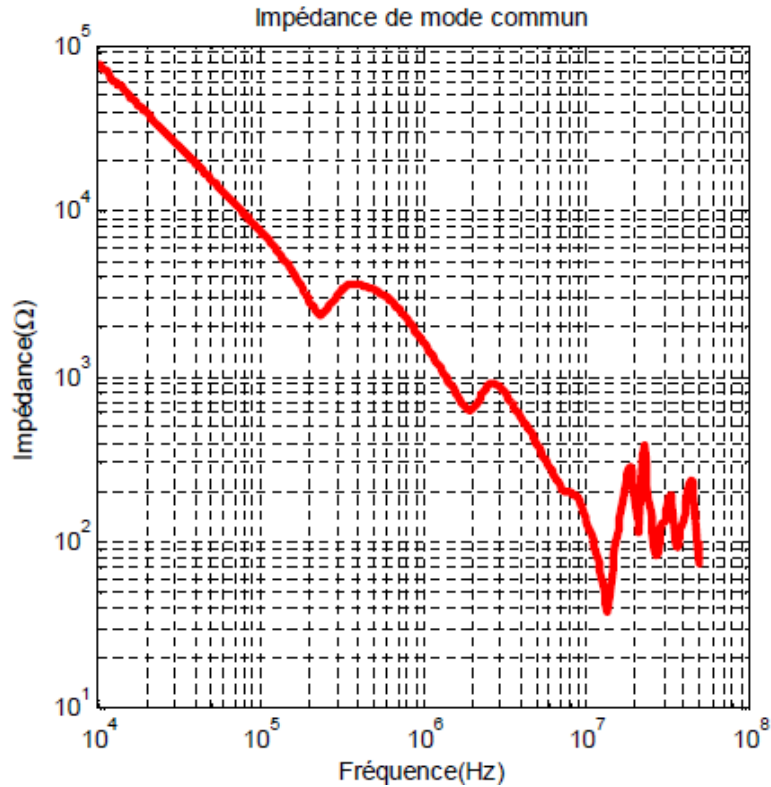


FIGURE 3.52: Impédance de mode commun du moteur

Sur la figure 3.52, dans la plage de fréquence de 10kHz à 30MHz, il y a 12 extrema. Considérons la première résonance qui a lieu à 220kHz. Avant cette résonance, nous avons un comportement capacitif. Nous pouvons donc extraire la valeur de cette capacité. Connaissant cette valeur et la fréquence de résonance, la valeur de l'inductance peut être calculée par la formule suivante :

$$f_{résonance} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.22)$$

A la fréquence de résonance, la valeur de l'impédance nous donne la valeur de la résistance. La même procédure est appliquée pour chaque phase de résonance et antirésonance. Une fois ces valeurs trouvées, nous devons procéder à un ajustement analytique afin de retomber sur la mesure. Pour ce faire, la méthode *Nelder-Mead*

[56] dans une routine d'optimisation (fonction *fminsearch*) a été utilisée dans Matlab. Cette méthode a pour but de comparer une fonction dite objectif (dans notre cas le  $Z_{MC}$  et  $Z_{MD}$ ) avec notre équation à plusieurs inconnues (équation de l'impédance équivalente de notre circuit en PI). Pour notre équation d'impédance équivalente, nous devons considérer qu'un étage va représenter l'impédance BF de notre machine (figure 3.53).

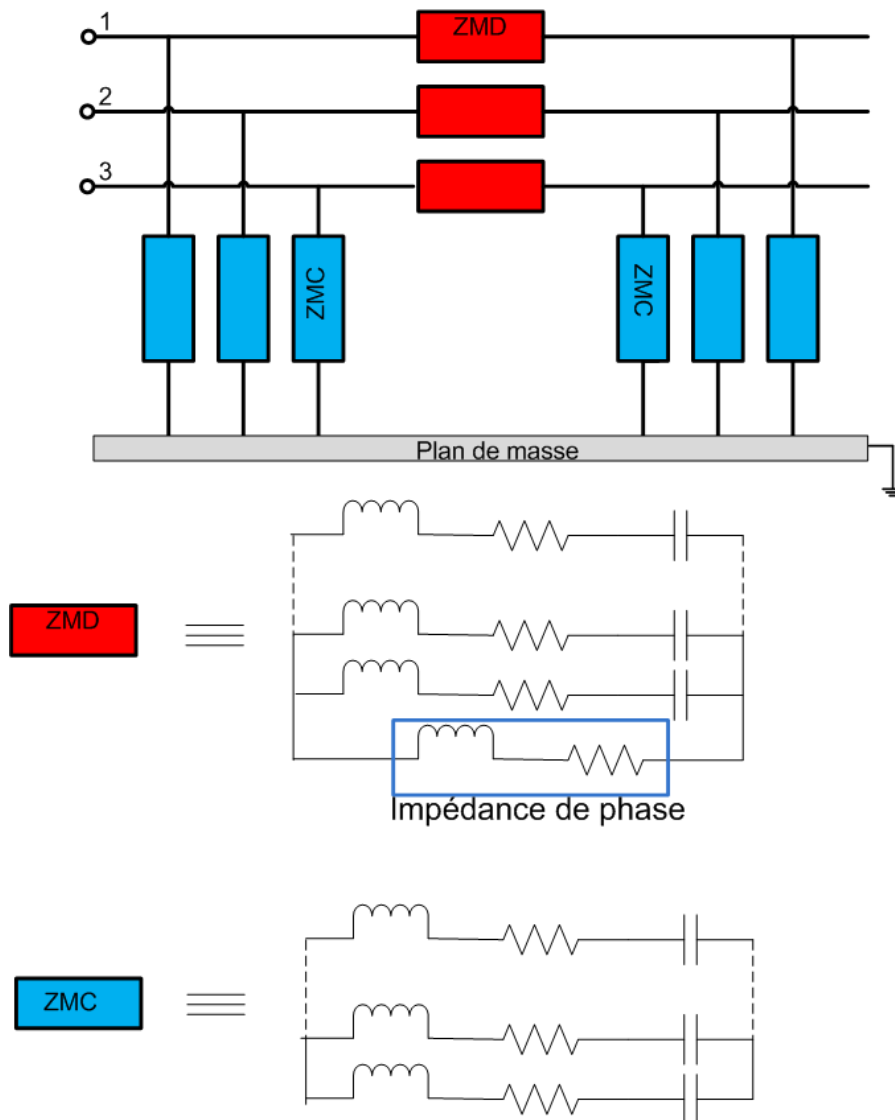


FIGURE 3.53: Représentation circuit du modèle en PI

Donc avec le modèle, nous avons lancé notre routine d'optimisation et le résultat obtenu pour 12 étages de RLC est le suivant :

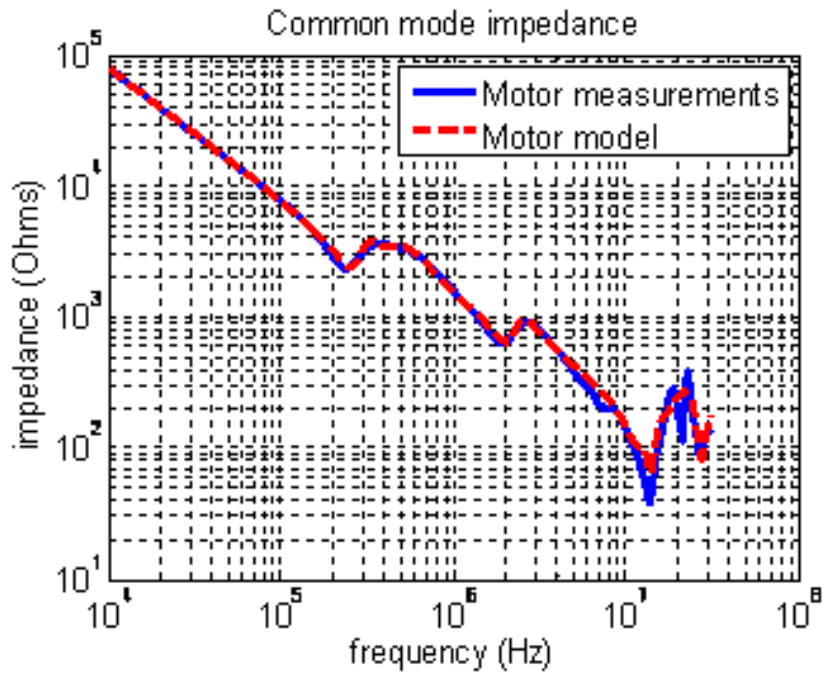


FIGURE 3.54: Comparaison entre le modèle et la mesure pour l'impédance de mode commun

La même procédure a été appliquée pour le mode différentiel mais cette fois-ci, un des étages du réseau d'impédance représente l'impédance basse fréquence des enroulements d'une phase moteur. Le résultat obtenu est le suivant :



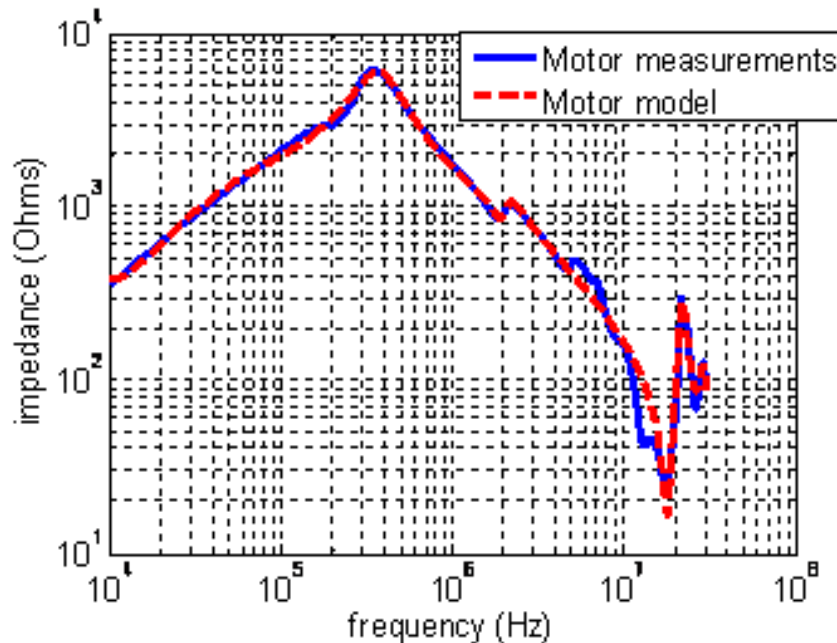


FIGURE 3.55: Comparaison entre le modèle et la mesure pour l'impédance de mode différentiel

Prenons le cas de l'impédance de mode commun. Le modèle donne des résultats qui sont valables sur la gamme de fréquence ciblée. Il est à noter qu'à 20MHz il y a une résonance qui n'est pas représentée. Ceci peut s'expliquer par le fait que nous n'avons pas beaucoup de points (801 points pour une plage de fréquence allant de 1kHz à 50MHz avec un balayage logarithmique) et la méthode de résolution de l'algorithme utilisée pour le calcul. Dans notre programme, nous avons pour objectif de minimiser la somme des différences, entre la mesure et le modèle, au carré. Ainsi autour de cette fréquence, nous avons deux antirésonances. Le code va donc essayer de réduire l'écart entre le modèle et la mesure en essayant d'avoir les amplitudes les plus élevées et ainsi négliger les valeurs les moins importantes.

Ceci peut, par contre être amélioré, si nous augmentons indéfiniment le nombre d'étages RLC. La conséquence de cette démarche est d'avoir un modèle qui sera lourd et provoquera éventuellement des problèmes de convergence. Sur la gamme de fréquence souhaitée, nous considérons que ce modèle est suffisant.

Ces modèles CEM sont ensuite mis en parallèle avec le modèle basse fréquence comme sur la figure 3.56.

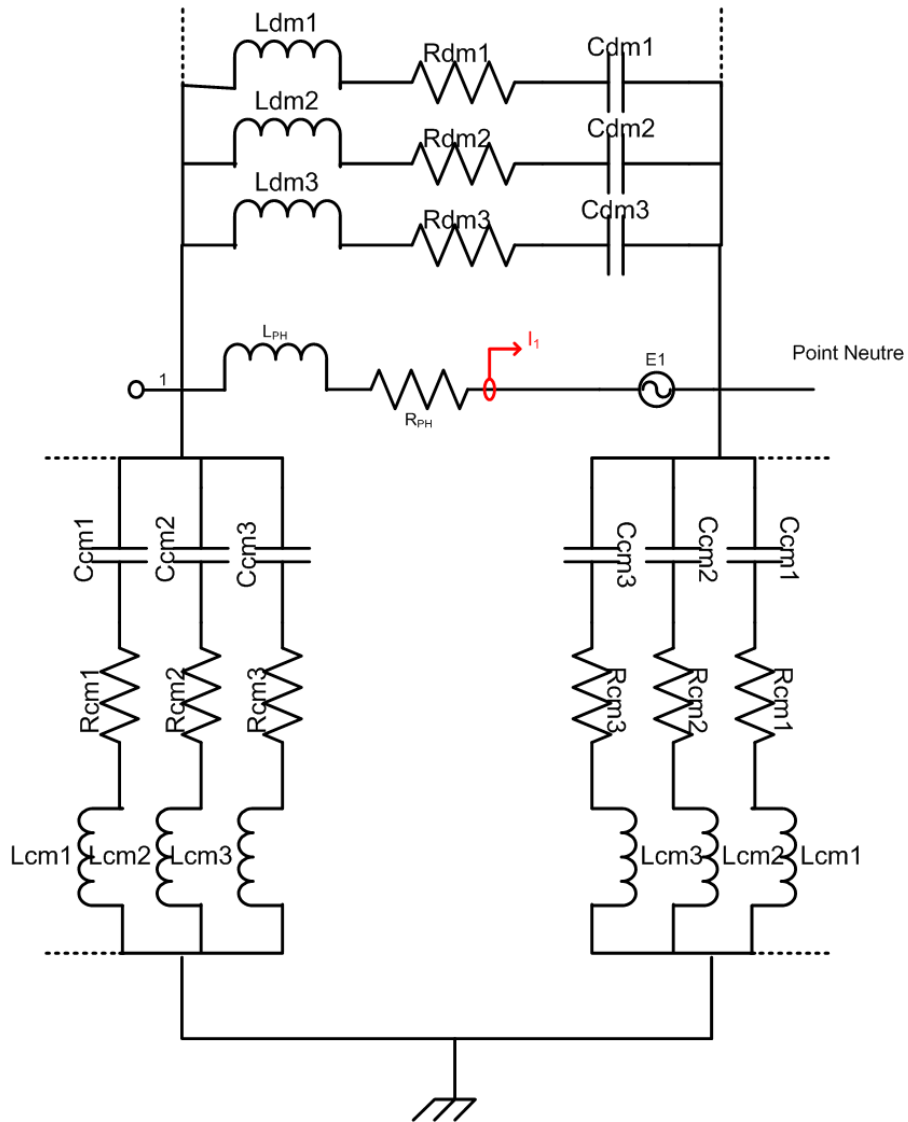


FIGURE 3.56: Modèle complet d'une phase moteur

### 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu différentes méthodes de caractérisation et modélisation des différents sous-systèmes. Pour la modélisation du convertisseur de puissance,

la principale source de perturbation, nous avons utilisé une approche prédictive pour la modélisation du composant ainsi que ces divers éléments parasites. Une méthode de caractérisation a aussi été proposée pour l'extraction des capacités parasites. Ce convertisseur a par la suite été validé par rapport à son impédance mesurée d'une part et d'autre part, par rapport à la tension aux bornes d'un IGBT pour la gamme de fréquence concernée. Ce modèle validé, nous avons ensuite proposé une méthodologie pour faire un modèle de câble.

La modélisation du câble a été traitée de deux façons. Nous avons tout d'abord vu une méthode d'extraction de paramètres primaires pour ensuite en faire un modèle. Ce protocole d'extraction a ensuite été appliqué à un modèle 2D représentant la section du câble dans un environnement éléments finis. Avec cette méthode, nous avons extrait les capacités ainsi que le comportement des différentes résistances et inductances pouvant exister en fonction de la fréquence. Ce modèle a ensuite été comparé à la mesure donnant des résultats prometteurs. Ce modèle pourra par la suite être amélioré en incluant la conductance, élément que nous n'avons pas considéré dans nos études, afin de simuler les pertes associées.

Pour le moteur, nous avons vu qu'avec les différentes interactions, il devient difficile de prédire son comportement. Afin d'avoir un modèle, nous avons dû nous orienter vers de la modélisation comportementale. Ce modèle a ensuite été couplé avec un modèle basse fréquence de la machine afin de pouvoir simuler à la fois le fonctionnement de la machine ainsi que son comportement haute fréquence.

Donc une fois, nos différents sous-systèmes validés, nous allons dans le prochain chapitre procéder à une validation de la chaîne de traction complète dans un premier temps et par la suite utiliser ce modèle afin de proposer des solutions pour réduire les perturbations conduites.



# Chapitre 4

## Validation du modèle



## 4.1 Introduction

Nous avons maintenant tous nos différents modèles. Chaque modèle a été validé sur la gamme de fréquence (10kHz à 50MHz), que ce soit d'un point de vue impédance et au niveau fonctionnel. Il faut maintenant faire la validation de notre outil CEM [39]. Dans un premier temps, nous devons valider, en terme d'impédance, l'association de nos divers sous-systèmes. Ici, la grande inconnue reste les impédances de contact. Effectivement, il est difficile de prévoir ce comportement. Les logiciels CEM ne permettent pas de prendre en compte les contraintes mécaniques. Nous aborderons deux méthodes pour cette validation. La première sera de faire tout simplement une série de mesures d'impédance en entrée de notre chaîne de traction et ensuite de comparer avec les mesures faites dans le logiciel Saber sur le modèle. Nous utiliserons aussi une technique de validation très répandue dans le monde de l'automobile et aussi utilisée dans le domaine aéronautique : la BCI (Bulk Current Injection). Celle-ci, en plus de la validation de l'impédance de la chaîne complète, offre la possibilité de valider les chemins d'écoulements des perturbations de mode

commun à divers endroits.

Une fois la validation des différentes impédances effectuée, nous passerons sur une validation électrique. Le but ici va être de compléter notre validation avec des mesures normatives. Nous allons vérifier plusieurs configurations (longueur de câble et moteur chargé ou pas). Ainsi si ces validations permettront aussi de valider nos protocoles d'extraction et de validation de modèle.

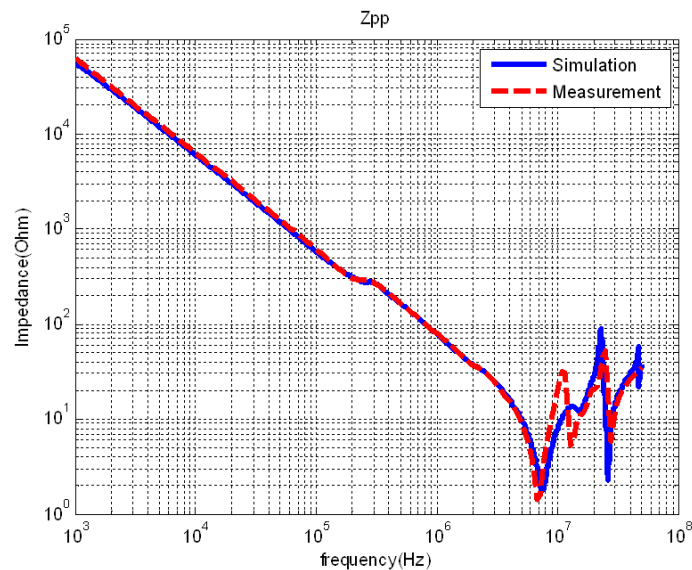
## 4.2 Validation en impédance

Dans un premier temps, afin de valider l'association des différents modèles, une mesure d'impédance est effectuée en entrée du convertisseur du côté réseau DC. Pour la première configuration, nous avons un câble de 2m entre le convertisseur et le moteur, le tout sur un plan de masse en cuivre. Au niveau de l'entrée, comme c'était le cas pour le convertisseur, nous devons considérer trois terminaux ;  $p$  (positif),  $n$  (Négatif) et  $g$  (le châssis) référencé au plan de masse. Les mesures nous donnent une matrice  $3 \times 3$ . Celles-ci sont comparées aux mesures petit signaux du modèle (cf. Annexe 4).

Les mesures  $Z_{pp}$ ,  $Z_{nn}$ ,  $Z_{pg}$ ,  $Z_{gp}$ ,  $Z_{ng}$  et  $Z_{gn}$  ont toutes la même allure. Celles-ci correspondent à l'impédance de mode commun de notre système. Le châssis comme nous pouvons le constater sur la mesure d'impédance  $Z_{gg}$  ne peut pas être considéré comme la référence ou la masse pour notre modèle. Le châssis étant un volume métallique, nous pouvons l'assimiler à une inductance et une résistance. D'ailleurs, la mesure nous conforte bien sur notre analyse. Finalement la mesure entre la borne  $p$  et  $n$  donne un comportement capacitif en basse fréquence et inductif en haute fréquence. Nous retrouvons les caractéristiques de la capacité de découplage se trouvant en entrée de notre onduleur. Globalement, nous avons une bonne corrélation entre la mesure et le modèle de la chaîne complète.

Néanmoins, aux alentours de 10MHz, il y a un pic de résonance qui n'est pas représenté sur le modèle. Ceci est attribué à la modélisation haute fréquence du moteur. En effet, sur le modèle du moteur, nous avons vu qu'en mode différentiel, il y avait un écart considérable entre la mesure et le modèle à cette fréquence et c'est cet écart que nous retrouvons ici. Hormis ce pic que nous n'arrivons pas atteindre, il y a une bonne corrélation entre la mesure et le modèle.



FIGURE 4.1: Mesure  $Z_{pp}$ 

### 4.3 Validation en utilisant la méthode BCI

Une autre méthode de validation utilisée est la méthode Bulk Current Injection (BCI). L'intérêt d'utiliser cette méthode, qui d'ailleurs est normatif pour l'aéronautique, est qu'elle permet de voir à différents endroits du système l'écoulement du courant. Dans cette section, nous allons voir la caractérisation des sondes de courant, les essais BCI, la simulation et la validation par rapport aux mesures effectuées.

#### 4.3.1 Caractérisation d'une sonde de courant

##### 4.3.1.1 Première méthode

L'impédance de transfert d'une sonde de courant est généralement fournie par les fabricants. Or, il est possible que celle-ci soit endommagée ou que ses propriétés physiques soient altérées avec le temps. Afin d'en être sûr, cette impédance a été mesurée à l'aide d'un montage relativement simple. La figure 4.2 montre une boucle en cuivre, isolée, avec un connecteur BNC à son extrémité.

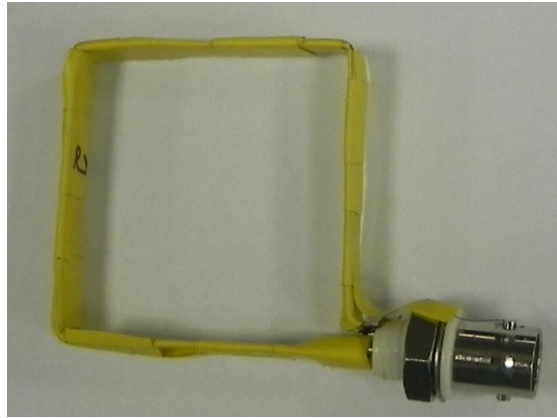


FIGURE 4.2: Boucle pour déterminer l'impédance de transfert de la sonde de courant FCC-51

Cette boucle a été dimensionnée pour la sonde de courant FCC-51. Dans la gamme de fréquence ciblée, l'impédance de la boucle doit être purement inductive, sans aucune résonance. L'impédance a été mesurée avec l'impédancemètre Agilent 4294A.

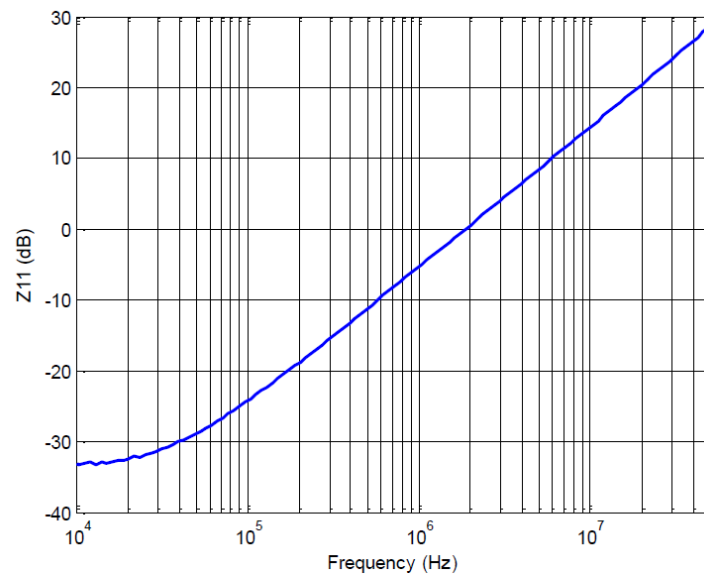


FIGURE 4.3: Impédance de la boucle( $\text{dB}\Omega$ ) en fonction de la fréquence

Sur la figure 4.3 nous pouvons constater que la boucle est purement inductive sur la gamme de 100kHz à 50MHz. Ceci est suffisant dans notre cas car l'amplificateur qui sera utilisé dans le cadre des essais BCI a une bande passante allant de 100kHz à 400MHz.

Cette boucle est alimentée par un générateur de signal (amplitude 4V). La sonde de courant FCC-51, branchée à l'analyseur de spectre E7402, est placée de telle sorte à mesurer le courant circulant dans la boucle. Donc pour chaque fréquence du générateur, la valeur du courant induit est notée ( $I_{ind}$ ). L'impédance de transfert pour chaque fréquence est donnée par la relation suivante :

$$Z_T(dB\Omega) = (I_{ind}(dB\mu A) + 34) - V_{inj}(dB\mu V) + Z_{boucle}(dB\Omega)$$

Ici,  $V_{inj}$  correspond à la tension injectée et  $Z_{boucle}$ , l'impédance de la boucle (fig 4.3). Afin d'obtenir la tension au niveau de la sonde de courant, nous avons rajouter 34 au courant, ce qui correspond à l'impédance d'entrée ( $50\Omega$ ) de l'analyseur de spectre. La figure 4.4 montre le montage pour déterminer l'impédance de transfert de la sonde.

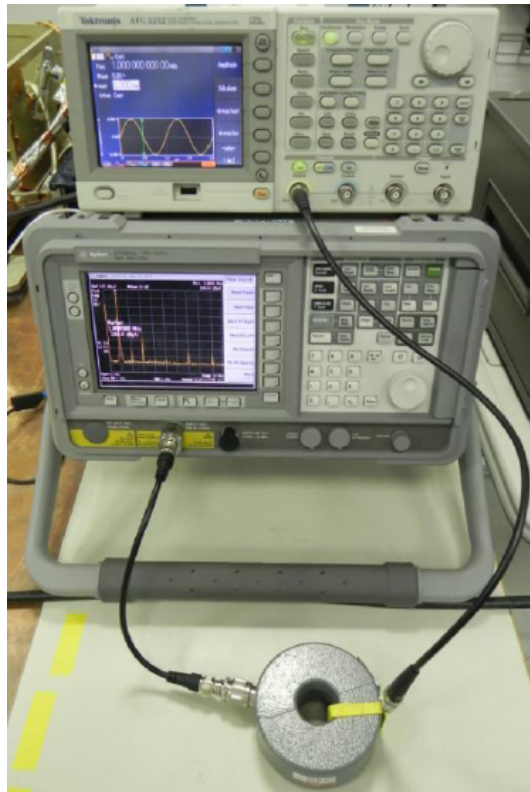


FIGURE 4.4: Montage pour la caractérisation de la sonde de courant

La comparaison entre l'impédance de transfert mesurée et celle donnée par le constructeur est donnée sur la figure 4.5. Nous pouvons constater que sur la gamme 100kHz à 50MHz, il y a une bonne concordance entre la mesure et la courbe du datasheet. En dessous de 100kHz, il existe des écarts pouvant aller jusqu'à  $4\text{dB}\Omega$ . La sonde semble cependant fonctionner correctement sur la gamme de fréquence visée. Avec cette méthode de caractérisation, nous avons pu confirmer les données du constructeur.

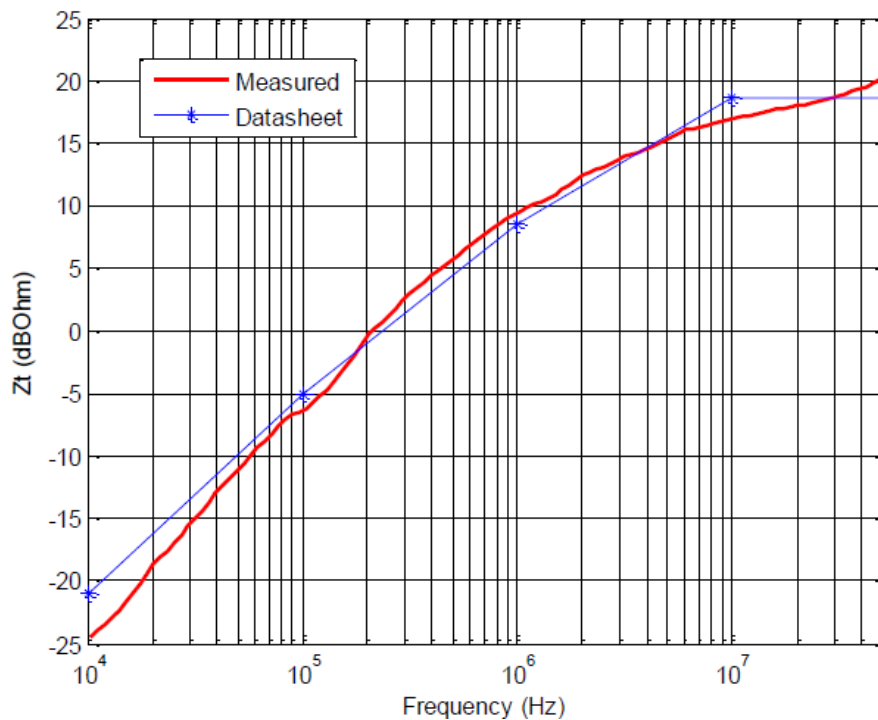


FIGURE 4.5: Comparaison entre l'impédance de transfert mesurée(en rouge) et les données constructeur issue de la datasheet(en bleue)

#### 4.3.1.2 Deuxième méthode de caractérisation de la sonde de courant

Une méthode alternative peut être utilisée pour déterminer l'impédance de transfert de la sonde de courant. Celle-ci est assez similaire de la méthode BCI. La figure 4.6 nous montre le montage utilisé. Ici, nous avons un fil rouge reliant deux RSIL. Avec une première sonde (ETS LINDREN 91550), un courant est injecté dans le fil et avec le deuxième, le courant est mesuré à l'analyseur de spectre. A chaque fréquence la tension aux bornes du RSIL est mesurée.



FIGURE 4.6: Montage pour caractérisation d'une sonde de courant

Au delà de 100kHz, cette tension est une indication directe du courant traversant le fil. Par contre, en dessous de cette fréquence, le RSIL commence à perdre de son isolation. Le courant, à partir de 100kHz, aura tendance à passer par la résistance de  $50\Omega$  alors que en dessous de cette fréquence, le courant sera divisé entre le côté source et charge du RSIL. Ceci est illustré dans le schéma suivant.

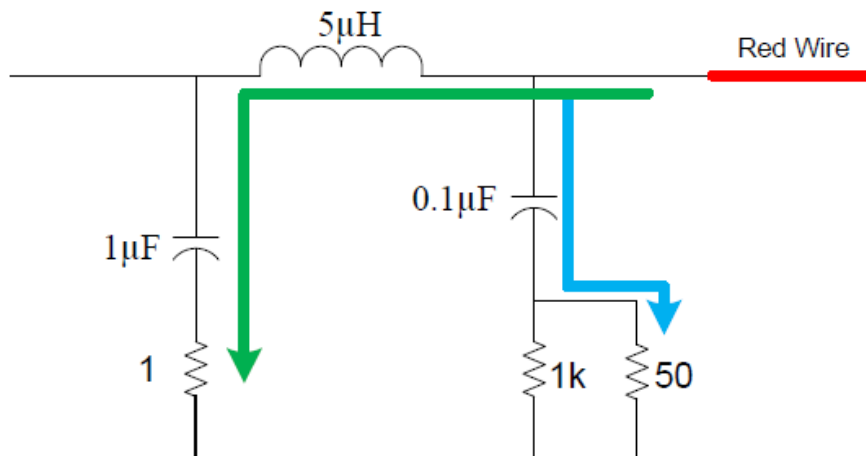


FIGURE 4.7: Chemins de propagation du courant en dessous de 100kHz

L'impédance de transfert du *datasheet* et la tension mesurée par le FCC-51 peuvent être utilisés pour estimer le courant dans le fil. Le courant estimé pourra ensuite être multiplié par l'impédance vu du côté de la résistance de  $50\Omega$  afin d'obtenir la tension du RSIL. Si les données constructeur sont correctes, alors la tension RSIL calculée doit être égale à la tension mesurée. Le calcul de la tension RSIL est donnée par :

$$V_{RSIL}(dB\mu V) = V_{PR}(dB\mu V) - Z_T(dB) + Z_{RSIL}(dB\Omega)$$

Ici  $V_{PR}$  est la tension mesurée par la sonde. Une atténuation de 3dB est introduite par l'analyseur de spectre qui fait une mesure de la valeur efficace.  $Z_{RSIL}$  est mesurée entre la sortie et la masse. Cette impédance doit être la même que l'impédance vue par la résistance de  $50\Omega$  pour des fréquences supérieures à 100kHz. Le tableau 3.1 nous résume les mesures de la tension aux bornes du RSIL. Nous pouvons voir qu'au delà de 100kHz, l'erreur entre la mesure et le calcul est égale à ou inférieur à 1dB. Ceci confirme donc que la sonde fonctionne correctement pour des fréquences supérieures à 100kHz.

Fréquence(MHz)	$V_{RSIL}$ (dB $\mu$ V)		Erreur(dB)
	Mesure	Calcul	
0.01	72.5	79.8	7.3
0.1	98.3	100.9	2.6
1	109.6	110.7	1.1
5	110.6	111.1	0.5
10	109.8	109.4	0.4

TABLE 4.1: Comparaison entre la tension RSIL mesurée et calculée avec la deuxième méthode

## 4.3.2 L'essai BCI

### 4.3.2.1 Montage utilisé

La figure 4.8 donne le schéma du montage utilisé pour les essais BCI. La chaîne de traction a été placée sur un plan de cuivre. Les RSIL, du côté entrée, n'ont pas été connectés sur une alimentation DC ou une charge quelconque. Les ports P(positif) et N(négatif) du convertisseur ont été reliés au RSIL à l'aide de deux fils. Le port représentant la masse mécanique du convertisseur est resté flottant. Pour le RSIL, nous avons mis une résistance de  $50\Omega$  en sortie, sur chacun. Deux sondes de courants ont été placées au niveau des conducteurs entre les RSIL et la chaîne complète. La première sonde(ETS LINDREN) a été utilisée pour l'injection de courant. La deuxième, provenant du fabricant FCC, a été utilisée pour l'acquisition du courant. L'amplificateur utilisé est de marque Amplifier-Research (Modèle 150A400, 100 kHz – 400 MHz) et est relié à un générateur de signal Tektronix. Afin de protéger l'étage d'entrée de notre analyseur de spectre d'éventuelles surtensions provenant de la sonde FCC nous avons mis un atténuateur 20dB/50 $\Omega$  en entrée. Le courant injecté sera donc contrôlé et mesuré en utilisant l'analyseur de spectre. La figure 4.9 nous donne le montage utilisé pour les tests.



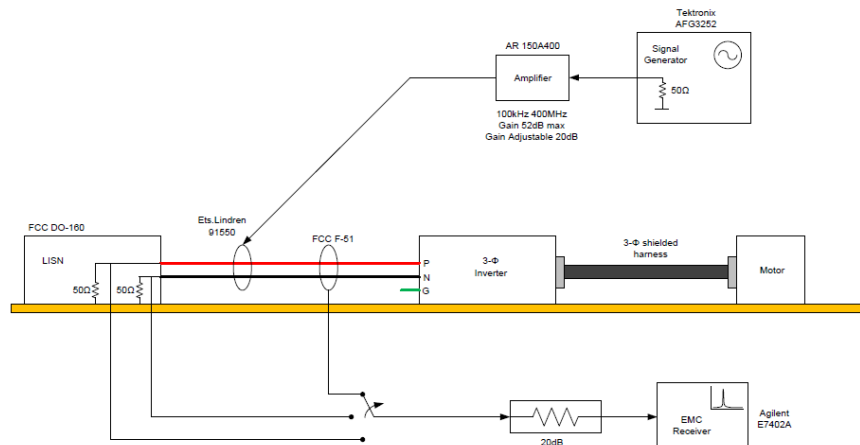


FIGURE 4.8: Montage pour test BCI

#### 4.3.2.2 Les essais

La première étape est de mettre la tension du générateur de signaux au niveau requis. Ce niveau ne doit pas dépasser la tension maximale autorisée par l'amplificateur. Pour toutes les mesures, la tension du générateur était maintenue à 190mV crête à crête. L'harmonique trois dans ce cas de figure se trouvait à 20dB en dessous du fondamental.

Le gain de générateur était ajusté en permanence pendant que l'amplitude de la première harmonique du courant injecté à l'aide d'un analyseur de spectre était contrôlée. Le courant est induit dans la chaîne en utilisant la sonde 91550 alors que celui-ci est mesuré à l'aide de la deuxième sonde. Une fois le niveau de courant requis atteint, la mesure de courant en divers points du circuit peut être faite et ensuite comparée avec le modèle circuit.



FIGURE 4.9: Banc d'essai pour BCI

#### 4.3.2.3 Simulation Saber

Des simulations petits signaux ont été effectuées en utilisant le modèle Saber afin de reproduire le montage expérimental. Le RSIL a été modélisé séparément (Figure 4.10) à partir de mesures sur l'équipement et en reprenant la structure du RSIL proposé par la norme DO-160.

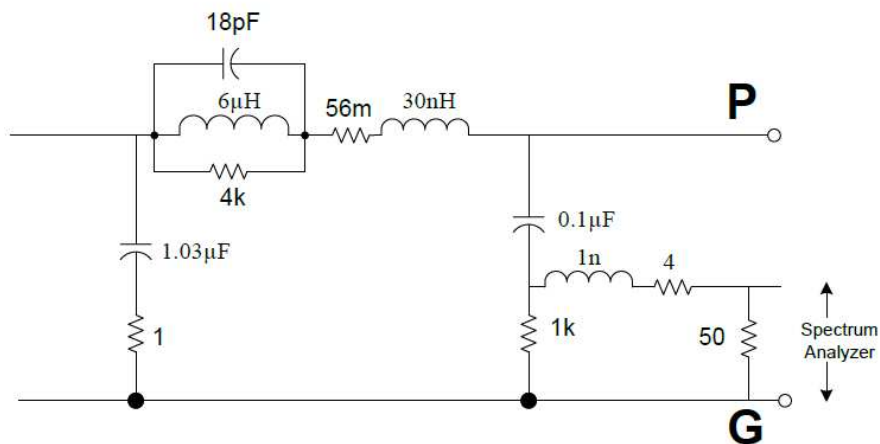


FIGURE 4.10: Modèle haute fréquence du RSIL

Pour le montage, le port P et N ont été court-circuités en simulation afin d'être représentatif et un courant AC de même amplitude que pour les essais a été injecté. Comme les niveaux de courant peuvent être différents suivant les fréquences, plusieurs simulations ont du être faites.

#### 4.3.2.4 Comparaison et validation

##### Validation du modèle du RSIL

La comparaison entre la mesure de la tension aux bornes du RSIL et la simulation est illustrée sur la figure 4.11. La différence entre la mesure et la simulation est inférieure à 3dB en chaque point de la mesure. Ceci indique que le modèle est donc valable sur la gamme de fréquence 10kHz à 50MHz.

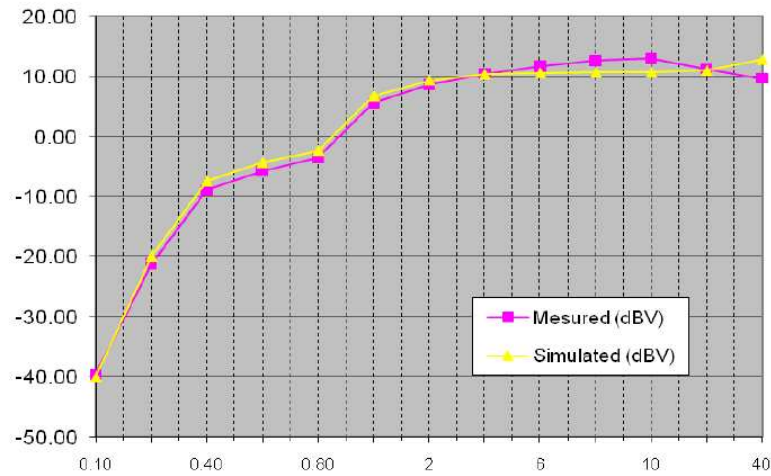


FIGURE 4.11: Comparaison entre la mesure et la simulation de la tension aux bornes d'un RSIL en fonction de la fréquence(MHz)

### Validation du courant de phase du moteur

La comparaison entre les courants simulés et mesurés dans les trois phases du moteur est donnée sur la figure 4.12. Sur la courbe en bleue est donnée l'erreur. En chaque point mesuré, cet écart est d'environ 4dB sauf à 10MHz où l'écart est de 10dB. La raison de cette différence réside dans le fait qu'il existe un écart entre la mesure et le modèle à cette fréquence (Figure 3.55).

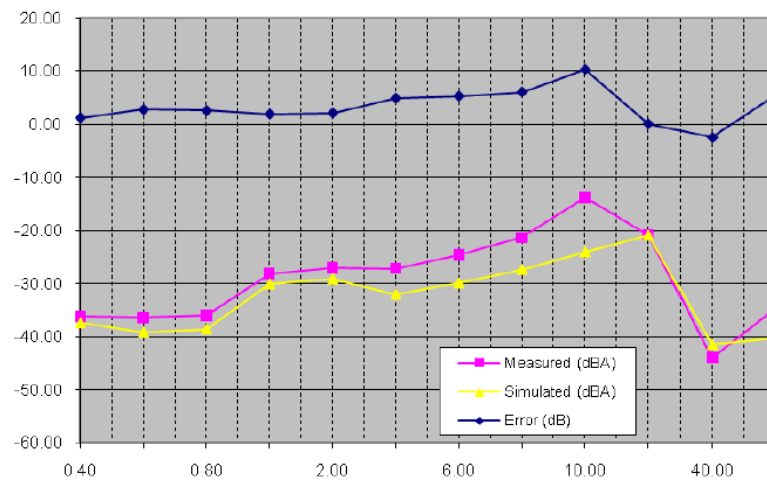


FIGURE 4.12: Comparaison entre les résultats mesurés et simulés du courant de mode commun en entrée du moteur en fonction de la fréquence(MHz)

L'essai a été répété mais cette fois-ci, la mesure a été faite uniquement sur une phase du moteur ( figure 4.13). L'erreur qui est apparue dans le cas précédent est reproduit ici. Notons qu'il y a aussi un écart relativement important à 40MHz. Il faut tout de même considérer que le modèle du moteur n'est valable que jusqu'à 30MHz. Donc au delà de cette fréquence, nous ne pouvons pas garantir son comportement. Par contre le défaut arrivant au alentour de 10MHz est essentiellement dû à une résonance que nous arrivons pas à reproduire sur notre modèle de moteur. Le fait de rajouter plus d'étages ne change en rien le résultat. Ceci est un défaut identifié et nous prenons en compte ce défaut sur l'interprétation de nos résultats.

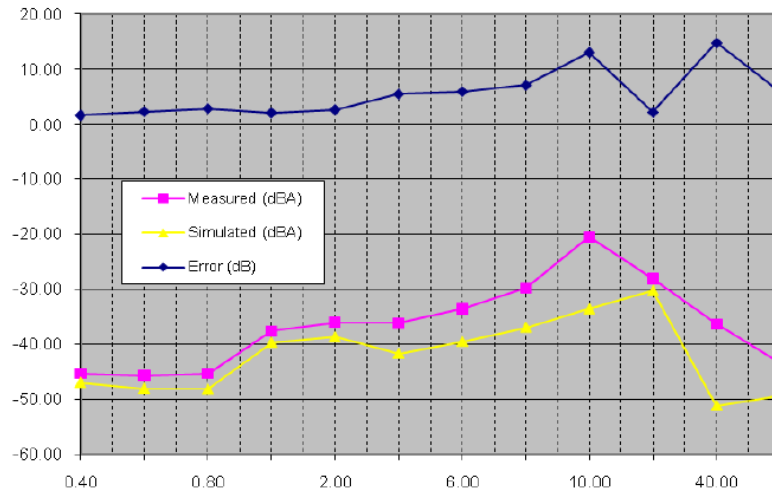


FIGURE 4.13: Comparaison entre les résultats mesurés et simulés du courant dans une des phases du moteur en fonction de la fréquence(MHz)

Pour nôtre dernier essai, nous avons mesuré la tension de mode commun en entrée de l'équipement avec une sonde différentielle de tension. L'amplitude crête à crête est obtenue à l'oscilloscope. Afin de réduire le bruit de quantification de l'appareil, nous avons mis l'échelle de l'oscilloscope au maximum afin d'avoir le signal sur tout l'écran. Pour minimiser les erreurs de mesures, nous avons aussi moyenné la mesure. La tension de mode commun est mesurée entre P et le plan de masse(Vpp), entre N et le plane de masse(Vnn), entre P et le chassis (Vps) et entre N et le chassis(Vns). Les valeurs mesurées ainsi que celles obtenues à partir de la simulation sont données dans le tableau 4.2.

Freq MHz	Injected Current mA	Measured				Simulated		Error	
		Vps dBV	Vns dBV	Vpp dBV	Vnn dBV	Vps dBV	Vpp dBV	Vps dB	Vns dB
0.40	60.00	22.30	22.20	21.75	21.89	21.79	21.79	0.51	0.04
0.60	60.00	17.46	17.35	17.69	17.81	18.26	18.26	0.80	0.57
0.80	60.00	15.73	15.58	15.21	15.29	15.49	15.49	0.24	0.27
1.00	150.00	21.46	21.38	21.75	21.89	21.35	21.35	0.11	0.40
2.00	150.00	14.83	14.75	15.66	15.80	15.13	15.14	0.30	0.52
4.00	150.00	9.69	9.66	9.24	9.27	8.49	8.38	1.20	1.16
5.00	150.00	2.32	2.37	1.75	1.71	1.95	1.92	0.37	0.17
8.00	150.00	-8.92	-9.14	-4.00	-3.86	-8.40	-5.00	2.14	0.94
10.00	150.00	11.88	12.00	12.84	12.91	-3.80	-1.45	15.48	14.29
20.00	150.00	7.96	7.89	9.24	9.40	8.37	8.37	1.21	0.37
40.00	150.00	-2.77	-0.80	11.04	11.12	4.69	9.13	7.46	1.91
50.00	150.00	6.36	8.31	15.51	15.80	6.67	11.50	0.31	4.01

TABLE 4.2: Mesure de la tension de mode commun en entrée convertisseur

Nous avons comparé la mesure Vpp et Vps. Les résultats au niveau du port N sont similaires. L'erreur entre la simulation et la mesure est calculée dans le tableau. Les

figures 4.14 (pour  $V_{ps}$ ) et 4.15 (pour  $V_{pp}$ ) illustre bien cette différence. Nous pouvons constater que la différence en chaque point est d'environ 3dB hormis à 10MHz et 40MHz. Ceci démontre la validité de notre modèle sur la gamme de fréquence visée ainsi que les faiblesses.

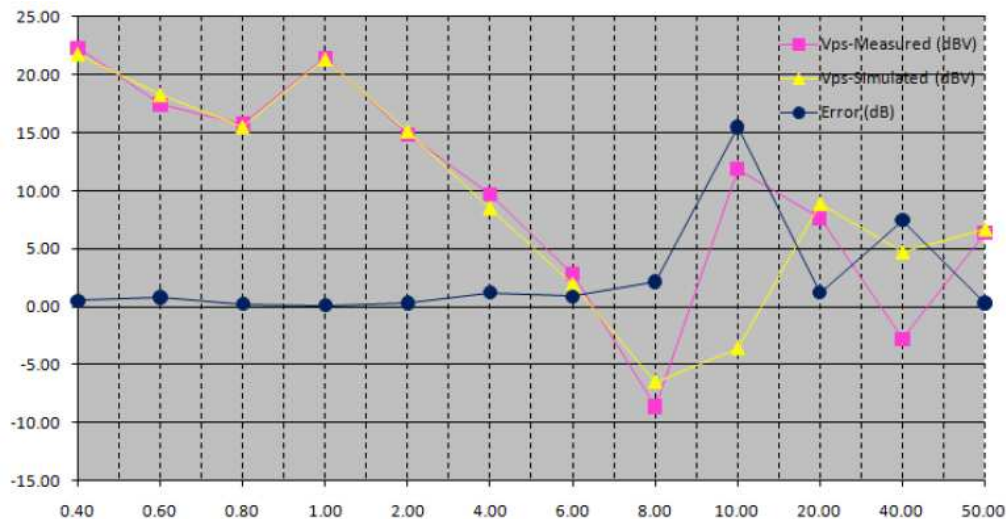


FIGURE 4.14: Comparaison des résultats de mesure et des simulations pour VPS

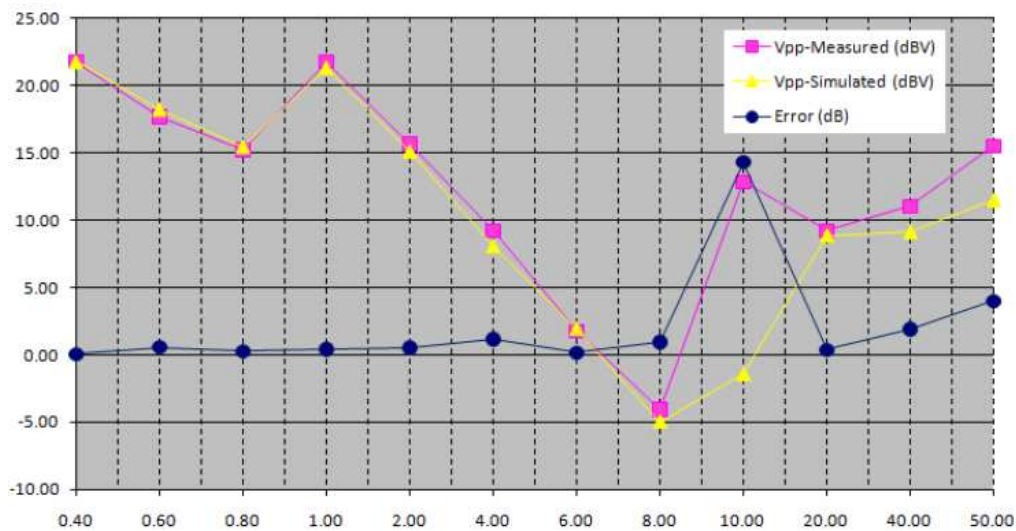


FIGURE 4.15: Comparaison des résultats de mesure et des simulations pour VPP

### 4.3.3 Conclusion

La méthode BCI offre une deuxième possibilité pour valider la chaîne complète d'un point de vue impédance. L'intérêt de la méthode BCI est de pouvoir aussi identifier et valider les différents chemins de propagation des perturbations conduites. Ainsi grâce à cette méthode, nous avons pu comparer l'écoulement des courants à différents endroits de l'équipement. Ceci nous permet ainsi de valider nos modèles des différents sous-systèmes. Cependant, les écarts observés à 10MHz et à 40MHz confirment l'impact du modèle du moteur sur la chaîne. Avec les chemins d'écoulement et les impédances validés, nous pouvons maintenant procéder à la validation des grandeurs électriques.

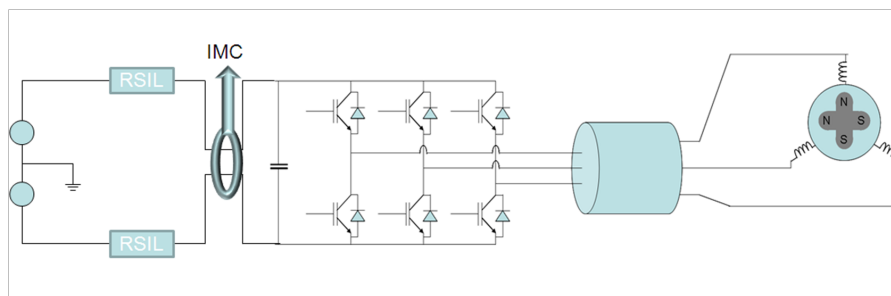
## 4.4 Validation des grandeurs électriques

Dans cette section, nous allons procéder à la validation de différents courants de mode commun et différentiel à divers points de la chaîne de traction. Le banc décrit au début du chapitre précédent a donc été utilisé pour faire toutes nos mesures. Dans le cadre de la validation, nous nous sommes placé au point de fonctionnement suivant :

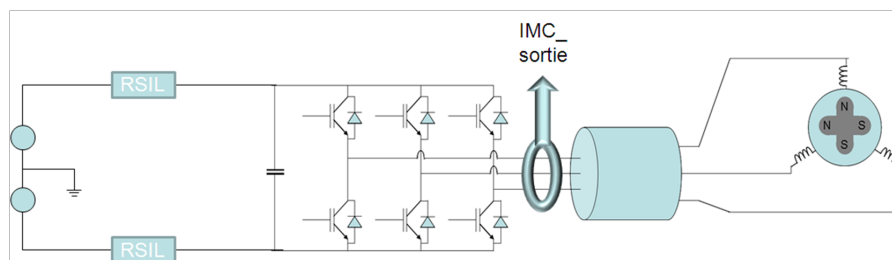
- L'amplitude du courant en sortie onduleur du côté de la charge,  $I_{phase} = 5A$
- La fréquence de découpage de l'onduleur,  $f_{dec} = 15kHz$
- La fréquence électrique du courant en sortie du convertisseur  $f_{elec} = 200Hz$

Dans un premier temps, nous avons fait une validation des courants de mode commun en entrée et en sortie du convertisseur (Figure 4.16). La configuration utilisée est celle avec le câble de 2m. Avant de valider le modèle en charge (et donc le point de fonctionnement nominal de notre système), nous avons voulu valider nos modèles pour toute la partie de mode commun et donc nous avons fait un essai à vide. Ici, nous nous plaçons dans le cas où il y a une faible consommation d'énergie et des niveaux de courants de mode différentiel très bas. Une fois l'essai terminé, nous reproduisons la même configuration d'essai dans le logiciel de simulation circuit tout en respectant les diverses connections (les différentes mise à la masse, la continuité du blindage...).





(a) Mesure du courant de mode commun en entrée du convertisseur



(b) Mesure du courant de mode commun en sortie du convertisseur

FIGURE 4.16: Mesure du courant de mode commun

Sur la figure 4.17, nous avons la comparaison entre la mesure et la simulation du courant de mode commun en entrée du convertisseur de puissance. Nôtre première observation est que nous avons l'allure du courant mesuré qui est similaire à celui simulé. Idem pour le courant de MC du côté de la charge. Concernant les niveaux de courants, nous avons constaté qu'au delà d'une dizaine de mégahertz, il existe cependant une certaine divergence entre les différentes mesures. Le critère de validité du modèle sur la plage de fréquence concernée est d'avoir un écart maximum 6dBA. Or à partir de 10MHz, nous commençons à avoir des écarts qui sont supérieurs à la limite fixée. Cette zone correspond aussi à des écarts que nous avons entre la mesure d'impédance et le modèle (figure 3.55) au niveau du moteur. Au delà de 20MHz, nous ne pouvons plus considérer la comparaison valable car nous sommes au niveau du bruit de l'appareil de mesure de tension.

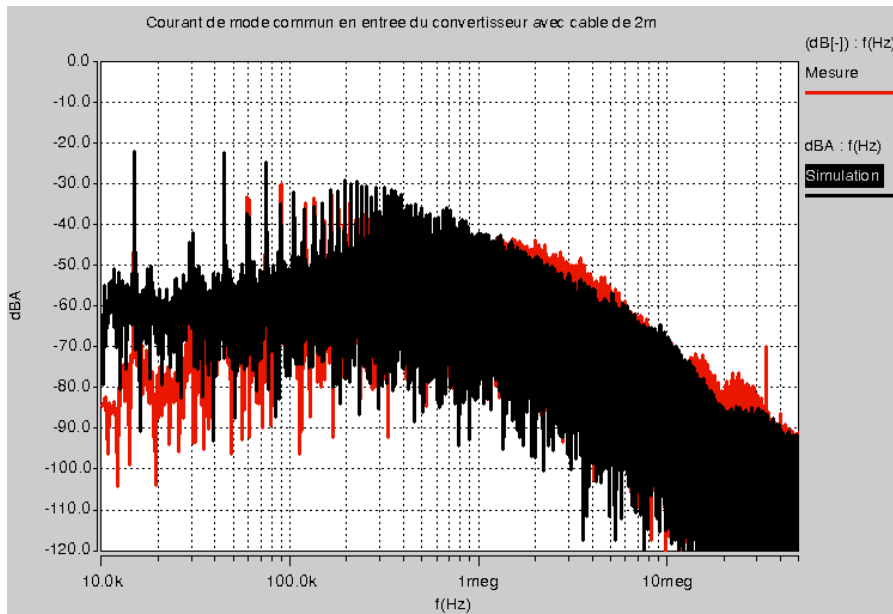


FIGURE 4.17: Courant de mode commun de côté du bus DC pour le câble de 2m (en rouge la mesure et en noir la simulation)

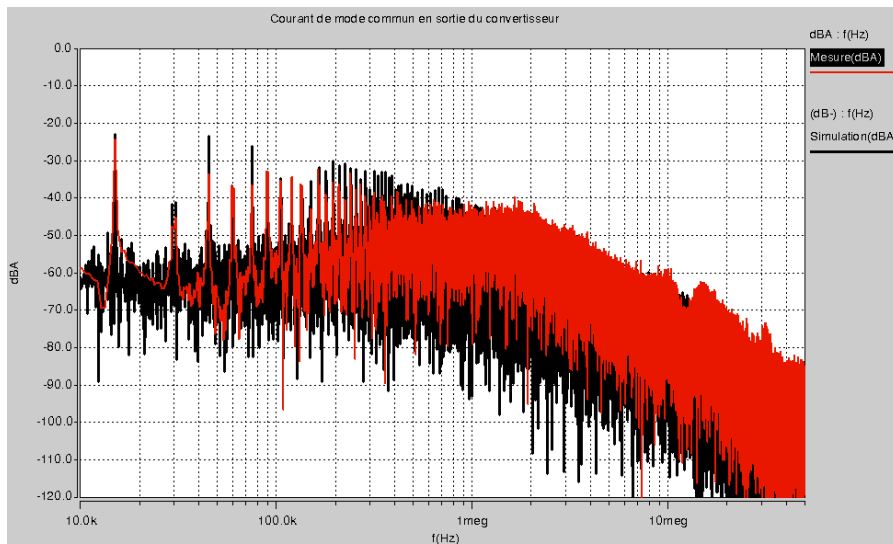


FIGURE 4.18: Courant de mode commun en sortie du convertisseur avec un câble de 2m

Le même essai a été fait avec le câble de 10m (figure 4.19). Pour ce cas-ci, l'allure du courant de mode commun de la simulation est en accord avec la mesure. Dans le cas de ce montage, nous avons le câble de 10m qui masque notre actionneur. Donc le convertisseur, à sa sortie, ne verra que l'impédance de ce câble. Ainsi, comme il y avait peu d'écart entre le modèle du câble et la mesure de son impédance, nous avons très peu d'écart entre la simulation et la mesure du courant de mode commun jusqu'à 50MHz. Tel n'est pas le cas avec le câble de 2m, avec qui l'onduleur voit les imperfections du moteur.

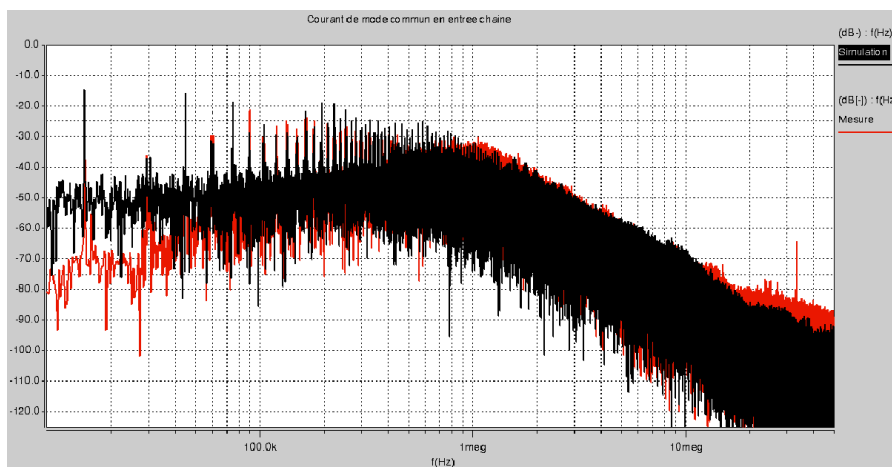


FIGURE 4.19: Courant de mode commun côté bus DC avec le câble de 10m

Au niveau de la durée de la simulation (100ms en régime permanent), nous sommes dans le cas présent à 3 heures de simulations. Par rapport au modèle avec le câble de 2m où nous étions à 1 heure de simulation, ici elle dure plus longtemps car nous avons rajouter des tronçons de câble. Donc en rajoutant plus d'éléments non linéaires, nous augmentons le nombre de calcul que doit faire le logiciel. Cependant, par rapport à un modèle de type Hefner, nous nous affranchissons ici des diverses problèmes de convergence tout en ayant un bonne corrélation entre la mesure et la simulation.

Dans les deux cas, nous voyons donc que la mesure et la simulation sont en accord jusqu'à environs une vingtaine de mégahertz. Ces essais nous ont permis de valider et la partie impédance de mode commun de la chaîne et le modèle du générateur de bruit sur cette même gamme de fréquence. Maintenant cette partie validée, nous allons faire l'essai en rajoutant une charge à notre chaîne d'entraînement. A défaut

d'une charge mécanique, nous augmenterons la résistance d'enroulement de chaque phase du moteur la faisant passer de  $1,24\Omega$  à  $11,24\Omega$ . Ceci permettra donc d'avoir une consommation importante de courant et ainsi nous serons dans une situation proche de régime nominal du système. Cependant en rajoutant ces trois impédances, nous changeons aussi l'impédance du moteur. Effectivement, une simple mesure sur une de ces résistances permet de voir sa contribution inductive (fig 4.20).

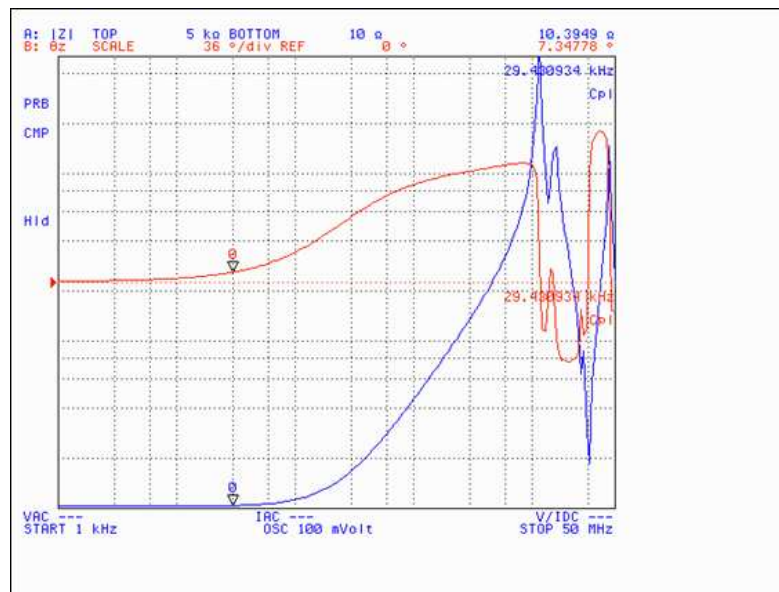


FIGURE 4.20: Mesure de l'impédance de la charge résistive utilisée (en bleue) en fonction de la fréquence

Ainsi, le modèle en PI a été refait afin de prendre en compte les charges (Voir Annexe 5). Ayant ces éléments en main nous refaisons une nouvelle fois la simulation avec la nouvelle configuration et l'essai sur table. Avec la partie mode commun déjà validée, nous nous intéresserons aux essais normatifs et à la contribution du mode différentiel dans le système.

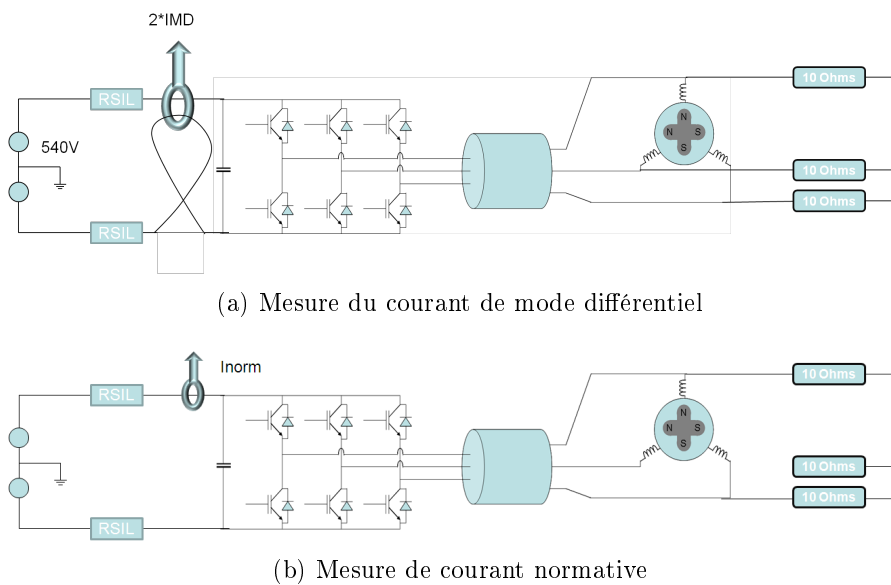
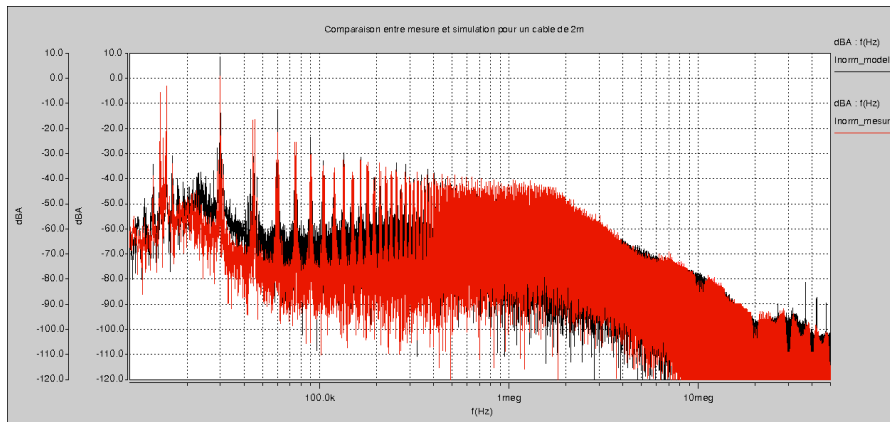


FIGURE 4.21: Mesure sur la chaîne de traction avec le câble de 2m

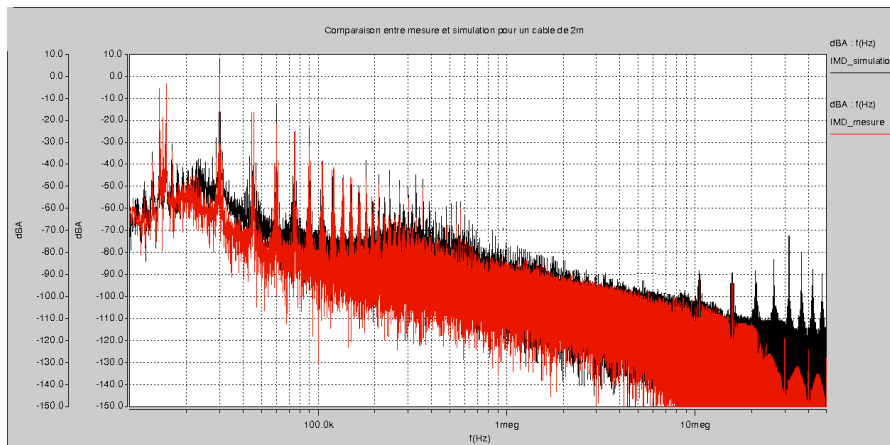
Pour cet essai, nous allons utiliser la configuration avec le câble de 2m. En rajoutant le modèle haute fréquence, nous alourdissons le modèle initial et la durée de simulation (toujours pour 100ms en régime permanent) est ici d'environ 2 heures.

Sur les courbes de la figure 4.22, nous pouvons voir une bonne corrélation entre les mesures et les résultats de simulation. A partir de 20MHz, nous ne pouvons, cependant, pas nous fier à la comparaison entre le modèle et la réalité car nous commençons à nous situer dans le bruit de l'appareil de mesure. De plus sur la mesure de mode différentiel, nous avons des résonances au niveau de la mesure qui ne sont pas obtenues sur le modèle.

Cet essai nous permet de valider le courant de mode différentiel. Ainsi ce que nous pouvons dire c'est que tous les chemins de propagations du système ont été bien représentés et notre modèle d'interrupteur nous donne une bonne représentation de la réalité.



(a) Mesure du courant normatif (mesure en rouge et simulation en noir)



(b) Comparaison entre la mesure et la simulation pour le courant de mode différentiel

FIGURE 4.22: Comparaison entre la mesure et la simulation

## Conclusion

Ces comparaisons nous ont permis de valider notre modèle dans le gamme 10kHz à 20MHz. Au delà de cette bande de fréquence, nous avons des écarts qui sont supérieurs à celui que nous nous sommes fixés(6dB). Nous avons vu que le modèle du moteur, pour le mode différentiel, présente des différences aux alentours de 10MHz et que cela se répercute sur le spectre des perturbations. Le modèle utilisé pour les composants de puissance sont des modèles simplifiés et n'ont pas la précision de modèles de composants de type Hefner mais permettent néanmoins d'avoir des résultats cohérents

par rapport à la réalité.





## Chapitre 5

### Conclusion générale et perspectives



DE nos jours, pour un industriel, il est essentiel d'avoir une bonne connaissance et une certaine maîtrise des aspects CEM lors de la conception d'un produit. Les campagnes de certification et validation de produits sont de plus en plus onéreuses. Afin de réduire ces coûts, il est donc nécessaire de pouvoir prédire le comportement du produit en amont de la phase de développement. Une phase d'optimisation peut ensuite être effectuée afin d'améliorer les différents systèmes.

Dans ce travail, nous avons pour objectif de modéliser une chaîne de traction de puissance de 2kW représentative d'un équipement sur avion tout en prenant en compte les exigences citées précédemment. Ainsi une méthodologie prédictive a été proposée pour la modélisation de notre interrupteur de puissance en utilisant un modèle générique de composant facilement programmable. L'extraction d'éléments parasites se fait par

- modélisation du câble en utilisant FEMM
- Extraction des inductances en utilisant InCa3D

Ainsi nous avons développé un outil qui permet de se rapprocher de la réalité. Dans ce travail nous avons validé cet outil. Celui-ci nous montre qu'il est possible d'avoir un modèle prédictif en phase de *pre-design*. Celui-ci peut donc être utilisé pour le dimensionnement d'une chaîne de traction d'un point de vue CEM et ainsi contribuer à une optimisation dès le début de la phase de développement, du système. Ce modèle peut aussi être utilisé pour le dimensionnement d'un filtre de mode commun et différentiel en entrée du système et ainsi éviter de faire plusieurs prototypes avant de trouver la bonne version

## Perspectives :

Ce modèle nous a permis de mieux identifier et comprendre les différents chemins d'écoulement des courants de mode commun dans un premier temps. Ainsi en utilisant la méthode BCI, nous avons pu valider les différents chemins de propagation du courants. Nous avons ensuite valider tous le système pour toute la partie fonctionnelle et CEM. Les résultats obtenus sont cohérents jusqu'à environ une vingtaine de mégahertz en MC et MD. Au delà de cette fréquence, nous ne pouvons plus faire confiance à nos choix de modèles. Afin de monter plus haut en fréquence, nous devons utiliser un modèle plus précis de notre interrupteur de puissance au détriment d'un temps de calcul très élevé et un risque important d'avoir des problèmes de conver-

gences. Une possible amélioration de cet outil est de pouvoir développer un modèle des interrupteurs de puissance qui sont peu demandeur en terme de temps de calcul mais qui arrive à représenter correctement les fronts de commutation de ces composants. Pour développer ce modèle de composant, il est cependant très important de comprendre les algorithmes de résolution du logiciel utilisé. Suivant l'algorithme de celui-ci, la finesse du modèle ne sera pas le même et cet aspect n'est pas négligeable si nous voulons avoir une simulation rapide et précis

Concernant la prédiction des divers sous-systèmes d'un système électromécanique, nous avons vu que aujourd'hui le point bloquant reste le moteur. Il existe des modèles de moteurs dites prédictif mais ceux-ci sont valable que jusqu'à un environ 1MHz. Les travaux que mènent actuellement M. Nidhal Boucenna au sein du laboratoire SATIE, dans le cadre du projet E-CEM, montrent des résultats très encourageant sur le sujet. Si ce modèle est validé, nous pourrons alors avoir une modèle complet et prédictif d'une chaine d'entraînement.



# Bibliographie

- [1] CERGE, "Compatibilité Electromagnétique ", Académie de Paris, Créteil, Versailles, [http ://sitelec.free.fr/cours/cem2.pdf](http://sitelec.free.fr/cours/cem2.pdf).
- [2] F.Koliatene, "Contribution à l'étude de l'existence des décharges dans les systèmes de l'avionique.", Thèse de l'université de Toulouse, 2009
- [3] F. Costa, C. Vollaire, R. Meuret, "Modeling of Conducted Common Mode Perturbations in Variable-Speed Drive Systems", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 47, No. 4, pp. 1012 – 1021, November 2005.
- [4] Classe Affaire n° 31, Editions du 4eme trimestre 2005
- [5] F. Costa and C. Vollaire. Caractéristiques et évolution du bruit électromagnétique dans les dispositifs d'alimentation embarqués sur aeronef. In CEM08, 2008.
- [6] O. Langlois, E. Foch, X. Roboam et H. Piquet, De l'avion plus électrique à l'avion tout électrique : état de l'art et prospective sur les réseaux de bord. Je3A, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes, Vol.4, Hors serie1, 1 (2005).
- [7] H. W. Ott, Noise Reduction Techniques In Electronic Systems, 2 ed. New York, NY : John Wiley & Sons, 1988.
- [8] F. Costa, G. Rojat, "CEM en électronique de puissance, Sources de perturbations, couplages, SEM" , Techniques de l'ingénieur D3 209
- [9] M. Foissac, J.-L. Schanen, C. Vollaire, "'Black box" EMC model for power electronics converter", IEEE Energy conversion congress ans exposition, ECCE 2009, 20-24 sept.2009
- [10] A Baisden. Generalized Terminal modeling of Electro-Magnetic Interference. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2009.

- [11] A.C. Baisden, D. Boroyevich, and Fei Wang. Generalized terminal modeling of electromagnetic interference. Industry Applications, IEEE Transactions on, 46(5) :2068 2079, sept.-oct. 2010.
- [12] M. Hosoya, "The Simplest Equivalent Circuit of a Multi-Terminal Network," Bulletin of the College of Science, University of the Ryukyus, pp. 1-10, 2000.
- [13] [http://en.wikipedia.org/wiki/American\\_wire\\_gauge](http://en.wikipedia.org/wiki/American_wire_gauge)
- [14] C. Jettanasen, "Modélisation par approche quadripolaire des courants de mode commun dans les associations convertisseurs-machines en aéronautique ; optimisation du filtrage ", PhD from l'Ecole Centrale de Lyon, 2008
- [15] L. Qian, W. Fei, D. Boroyevich, "Modular-Terminal-Behavioral (MTB) Model for Characterizing Switching Module Conducted EMI Generation in Converter Systems", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.21, n°6, nov. 2008
- [16] Jin Meng, Weiming Ma, Qijun Pan, Lei Zhang & Zhihua Zhao, "Multiple slope switching waveform approximation to improve conducted EMI spectral analysis of power converters", Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on, tome 48, no 4, pages 742 751, 2006.
- [17] D. Labrousse, "Amélioration des techniques d'estimation des perturbations conduites : Appllication à une chaine de traction de véhicule électrique", PhD from ENS de Cachan, 2003.
- [18] B. J. Baliga, "Analysis of insulated gate transistor turn-off characteristics", IEEE Electron Device Lett., vol. EDL-6, pp. 74-77, Feb. 1985.
- [19] B. Valaerts & al, "An improved power diode model for PSPICE, applied to converter simulation ", Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, vol.2, pp249 - 254, 1993.
- [20] H.C. de Graaff, "A new analytical diode model including tunneling and avalanche breakdown", IEEE Transactions on Electronic Devices, volume 32, Issue 9, pp 2090 -2098, Sep 1992.
- [21] Nouri Massmoudi & al, "On the validity of the standard SPICE model of the diode for simulation in power electronics", IEEE Transactions on Industrial Electronics 48, 4 (2001) 864-867

- [22] Cliff L. Ma and P. O. Lauritzen, "A simple power diode model with forward and reverse recovery", 22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1991. PESC '91, pp 411 - 415, Jun 1991.
- [23] Liang, Y.-C. , "Diode forward and reverse recovery model for power electronic SPICE simulations", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol5 Issue 3, pp 346-356, Jul 1990.
- [24] Singh,R & al., "SiC Power Schottky and PiN Diodes", IEEE Transactions on Electron Devices, vol 49, no 4, Avril 2002, pp 665-672
- [25] A. R. Hefner, "Analytical modeling of device-circuit interactions for the power insulated gate bipolar transistor (IGBT)," Conf. Rec.—IAS Annu. Meeting (IEEE Ind. Appl. Soc.), vol. 35, no. 6, pp. 606–614, 1988.
- [26] A. R. Hefner, "Improved understanding for the transient operation of the power insulated gate bipolar transistor (IGBT)," in Proc. PESC Rec.—IEEE Power Electron. Spec. Conf., vol. 1, 1989, pp. 303–313.
- [27] Hefner, A.R., Jr.; Diebolt, D.M., "An experimentally verified IGBT model implemented in the Saber circuit simulator", IEEE Transactions on Power Electronics, volume 9, Issue 5, Sept. 1994 Page(s) :532 - 542
- [28] A. Agbossou, I. Rasoanarivo, and B. Davat. A comparative study of high power igbt model behaviour in voltage source inverter. In Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE, volume 1, pages 56 61 vol.1, June 1996.
- [29] J. Sigg, P. Tuerkes, and R. Kraus, "Parameter extraction methodology and validation for an electro-thermal physics-based NPT IGBT model," in Proc. Conf. Rec.—IAS Annu. Meeting (IEEE Ind. Applicat. Soc.), vol. 2, 1997, pp. 1166–1173.
- [30] R. Kraus and K. Hoffmann, "Analytical model of IGBTs with low emitter efficiency," in Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs, 1993, pp. 30–34.
- [31] Dongsheng Zhao, B. Ferreira, A. Roc'h, and F. Leferink. "Hierarchical emc analysis approach for power electronics applications." In Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, pages 1176 1182, june 2008.



- [32] D. Bergogne, H. Morel, D. Planson, D. Tournier, P. Bevilacqua, B. Allard, R. Meuret, S. Vieillard, S. Rael, and F. MeibodyTabar. "Towards an airborne high temperature SiC inverter". In PESC, pages 3178-3183, jun. 2008.
- [33] L. Dupont, S. Lefebvre, Z. Khadir, S. Bontemps, and R. Meuret. Characterisation of silicon carbide schottky diodes and coolmostmtr ansistors at high temperature. In PESC, page 566 :571, 2004.
- [34] A.E.Ruehli, "Equivalent Circuits Models for Three Dimensional Multiconductor Systems", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol MTT 22, N°3, March 1974.
- [35] V. Ardon. Methodes numeriques et outils logiciels pour la prise en compte des effets capacitifs dans la modelisation CEM de dispositifs d'electronique de puissance. PhD thesis, Université de Grenoble, 2010.
- [36] S. Mandray. Optimisation des convertisseurs d'électronique de puissance selon des critères thermiques et CEM : Application aux dispositifs dédiés à l'aéronautique. PhD thesis, Institut Polytechnique de Grenoble, 2009.
- [37] S. Chen, T.W. Nehl, J.-S. Lai, X. Huang, E. Pepa, R. De Doncker, I. Voss, "Towards EMI prediction of a PM motor drive for automotive applications", Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '03, 9-13 fevrier 2003
- [38] Vialardi et al., "Electromagnetic simulation of power modules via adapted modelling tools", in EPE/PEMC, pp T2-78 - T2-83, Oct 2010
- [39] N.Doorgah & al., "EMI circuit modeling of a power train on composite ground plane", IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, page 643-646, July 2010
- [40] E. Vialardi, R. Perraud, O. Thenoz, F.G. Canavero, and C. Huet. La méthode PEEC appliquée à l'analyse CEM des équipements aéronautiques. In CEM2002, 2002.
- [41] S. A. Pignari and A. Orlandi, "Long-cable effects on conducted emissions levels," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 45, no. 1, pp. 43-54, Feb. 2003.

- [42] M. Moreau, N. Idir, P. Le Moigne, "Modeling of Conducted EMI in Adjustable Speed Drives", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 51, n°3, aug. 2009
- [43] A. Videt, P. L. Moigne, N. Idir, and X. Cimetiere, "A new carrier-based PWM providing common-mode-current reduction and DC-bus balancing for three-level inverters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 6, pp. 3001–3011, Dec. 2007.
- [44] Y. Weens, "Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance", Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, soutenue en 2006.
- [45] Y. Weens, N. Idir, J.J. Franchaud, R. Bausière, "High-frequency modeling of an adjustable speed drive", Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 12th International, ISBN 1-4244-0120-8, pp. 456 – 461, 2006.
- [46] C. Vermaelen, "Contribution à la modélisation et à la réduction des perturbations conduites dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable", Thèse de l'ENS de Cachan, soutenue en 2003.
- [47] J. Erdman, R. J. Kerkman, et al., "Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages", IEEE APEC95, pp. 24-33.
- [48] S. Chen, T. A. Lipo, D. Fitzgerald, "Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, n°6, November /December 1996, pp.1365-1370.
- [49] J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, G. L. Skibinski "Effect of PWM inverters on ac motor bearing currents and shaft voltages," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, n° 2, March/April 1996, pp250-259
- [50] G. Grandi, D. Casadei, A. Massarini, "High frequency lumped parameter model for AC motor windings," in Proc. EPE 97 Conference, Trondheim, 1997, pp.2.578-2.583, 1997.
- [51] G. Suresh, H. A. Toliyat, D. A. Rendusara, and P. N. Enjeti, "Predicting the transient effects of PWM voltage on the stator windings of random wound induction motor," IEEE Trans. Power Electron., vol. 14, pp.23–30, Jan. 1999.
- [52] M. Hosoya, "The Simplest Equivalent Circuit of a Multi-Terminal Network," Bulletin of the College of Science, University of the Ryukyus, pp. 1-10, 2000.

- [53] S. Musumeci, A. Raciti, M. Sardo, F. Frisina & R. Letor : PT-IGBT pspice model with new parameter extraction for life-time and epy dependent behaviour simulation, PESC, tome 2, pages 1682 1688 vol.2, juin 1996.
- [54] A. Lissner, E. Hoene, B. Stube, S. Guttowski, Predicting the influence of placement of passive components on EMI behaviour, Power Electronics and Applications European Conference, pp. 1-10, September 2007.
- [55] N. Aoki, K. Satoh, A. Nabae, "Damping circuit to suppress motor terminal overvoltage and ringing in PWM inverter-fed AC motor drive systems with long motor leads" IEEE Transactions on industry applications, vol. 35, n° 5, septembre/octobre 1999, pp1014- 1020
- [56] Lagarias, J.C., J. A. Reeds, M. H. Wright, and P. E. Wright, "Convergence Properties of the Nelder-Mead Simplex Method in Low Dimensions," SIAM Journal of Optimization, Vol. 9 Number 1, pp. 112-147, 1998.
- [57] [http ://www.eurtd.com/moet/](http://www.eurtd.com/moet/)

# Chapitre 6

## Annexe



## Annexe 1.A : Montage pour la validation du modèle IGBT

Pour la validation de nôtre IGBT, nous avons utilisé le montage suivant :

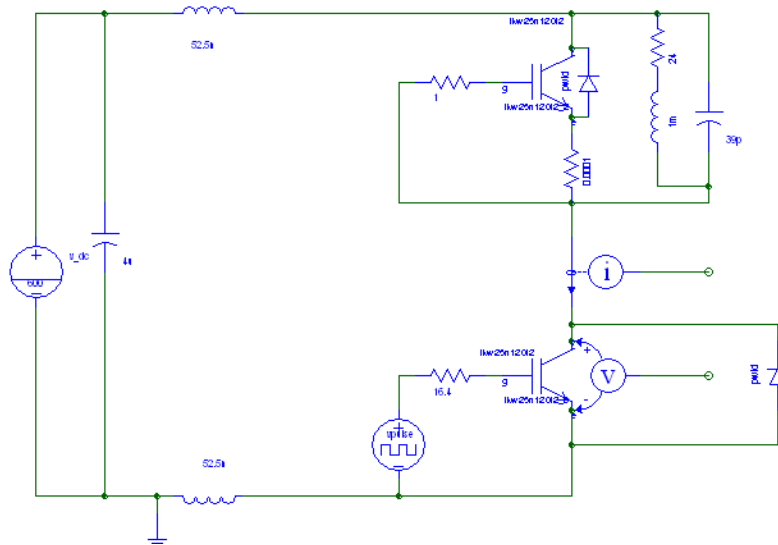


FIGURE 6.1: Schéma du montage de validation de l'IGBT

Nous avons donc un bras d'onduleur avec le composant du haut qui est bloqué alors que le semi-conducteur du bas est commandé avec une tension de polarisation de 0/15V et une fréquence de découpage de 15kHz. Pour la partie résistive de la charge, nous avons pris une résistance de 24Ω afin de répondre au critère d'avoir  $I_C$  à 25A. Il a été indiqué d'utiliser une charge inductive afin d'obtenir les ordres de grandeurs suivants pour l'amorçage et le blocage du composant :

Switching Characteristic, Inductive Load, at $T_j=25^\circ\text{C}$						
Parameter	Symbol	Conditions	Value			Unit
			min.	typ.	max.	
<b>IGBT Characteristic</b>						
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$T_j=25^\circ\text{C}$ , $V_{CC}=600\text{V}$ , $I_C=25\text{A}$ , $V_{GE}=0/15\text{V}$ , $R_G=16.4\Omega$ , $L_{\sigma}^{(2)}=105\text{nH}$ , $C_{\sigma}^{(2)}=39\text{pF}$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery.	-	27	-	ns
Rise time	$t_r$		-	20	-	
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$		-	265	-	
Fall time	$t_f$		-	95	-	mJ
Turn-on energy	$E_{on}$		-	1.55	-	
Turn-off energy	$E_{off}$		-	1.35	-	
Total switching energy	$E_{ts}$	-	2.9	-		

## Annexe 2 : Extraction de la résistance et de l'inductance de phase

Afin d'extraire ces deux paramètres, nous faisons circuler un courant  $I$  dans un des conducteurs et à partir du flux, nous pouvons extraire l'inductance propre du câble. FEMM permet d'avoir la tension aux bornes du câble. Ainsi, en connaissant, la tension et le courant, nous pouvons déduire la résistance.

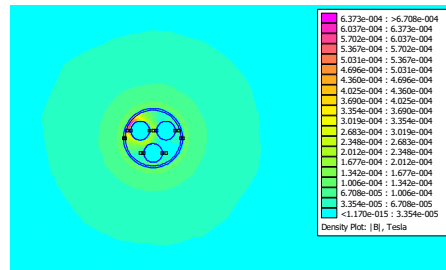


FIGURE 6.2: Extraction de l'impédance de ligne

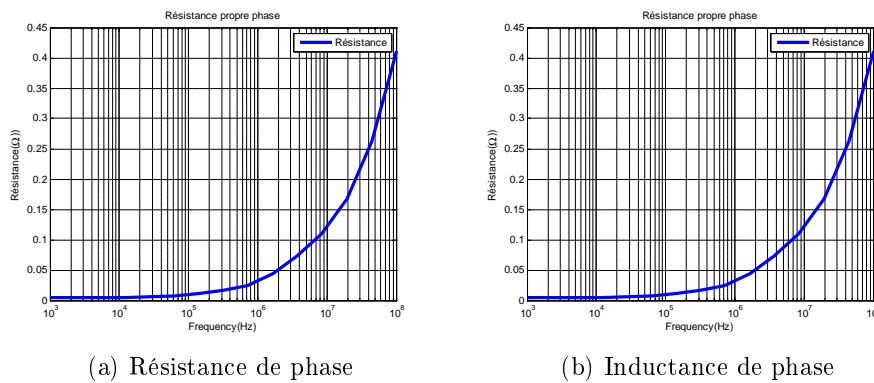


FIGURE 6.3: Mesures obtenus à partir de la simulation pour une phase

La même procédure est répétée pour le blindage.

### Annexe 3 : Programme pour extraire impédance de mode commun et différentielle du moteur

```

SOLVE EQUATION.M
clc
close all
clear all
syms ZC ZD ZPH ZN
% ZC : Impédance de mode commun
% ZD : Impédance de mode différentielle
% ZPH : Mesure impédance entre phase et neutre
% ZN : Mesure entre neutre et masse
[ZC,ZD] = solve((ZC*ZD/(ZC+ZD))-ZPH, ((1/3)*(ZC*(ZC+ZD))/(ZD+2*ZC))-ZN)
%% La solution
% ZC=
% 0
%  $3*ZN + 3^{1/2}*(3*ZN - ZPH)*(ZN/(3*ZN - ZPH))^{1/2}$ 
%  $3*ZN - 3^{1/2}*(3*ZN - ZPH)*(ZN/(3*ZN - ZPH))^{1/2}$ 
% ZD=
% 0
%  $3^{1/2}*ZPH*(ZN/(3*ZN - ZPH))^{1/2}$ 
%  $-3^{1/2}*ZPH*(ZN/(3*ZN - ZPH))^{1/2}$ 

```

### Annexe 4 : Résultats de la comparaison des impédances de la chaîne de traction

Le montage visé par les mesures est le suivant :



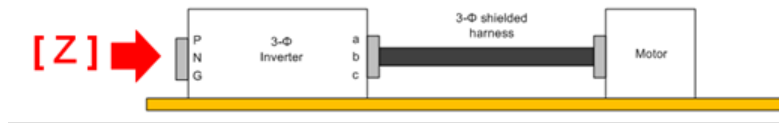


FIGURE 6.4: Montage utilisé pour la validation de la chaîne de traction

Le terminal P correspond à la borne où rentre le courant du bus DC (borne +)

Le terminal N correspond à la borne où sort le courant et va vers le bus DC (borne -)

Le terminal G correspond à la masse de l'équipement (chassis de l'équipement)

Pour les comparaisons, nous utiliserons le formalisme suivant pour nommer les différentes comparaisons :

$Z_{xy}$  où  $x$  représente le point d'injection pour le mesure de l'impédance et  $y$  le point où l'on récupère ce signal.

Si  $x$  est égale à  $y$ , la mesure est faite par rapport à la masse(plan de cuivre dans notre cas)

Les mesures obtenues sont les suivantes :

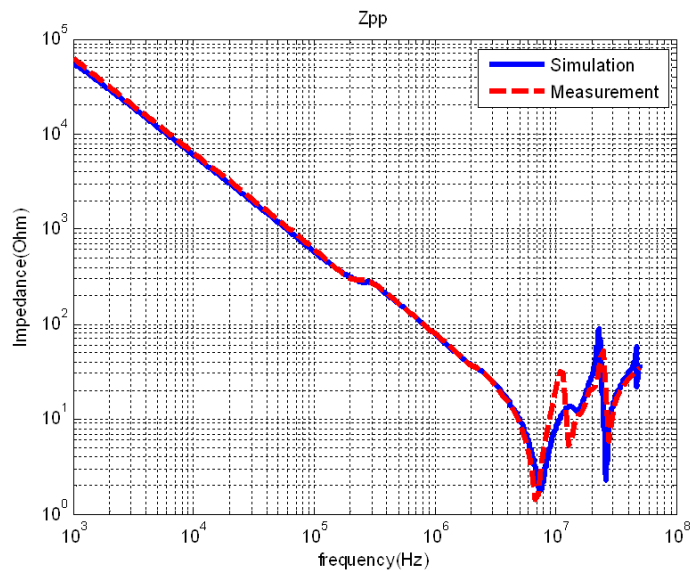


FIGURE 6.5: Mesure  $Z_{pp}$

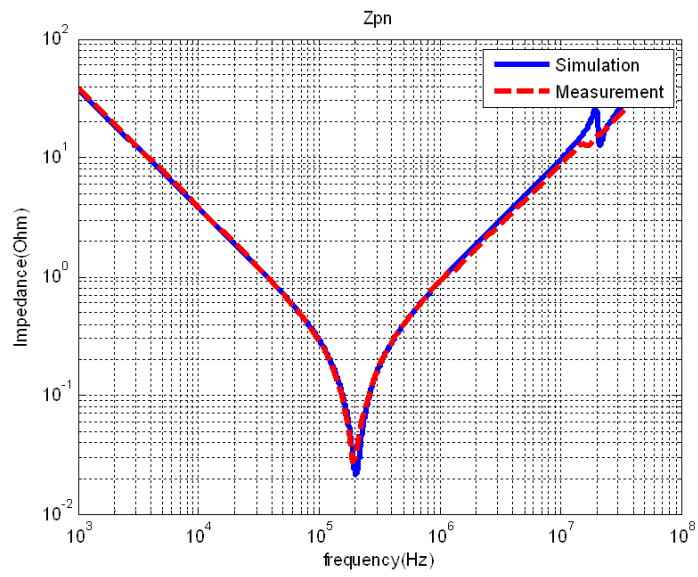


FIGURE 6.6: Mesure Zpn

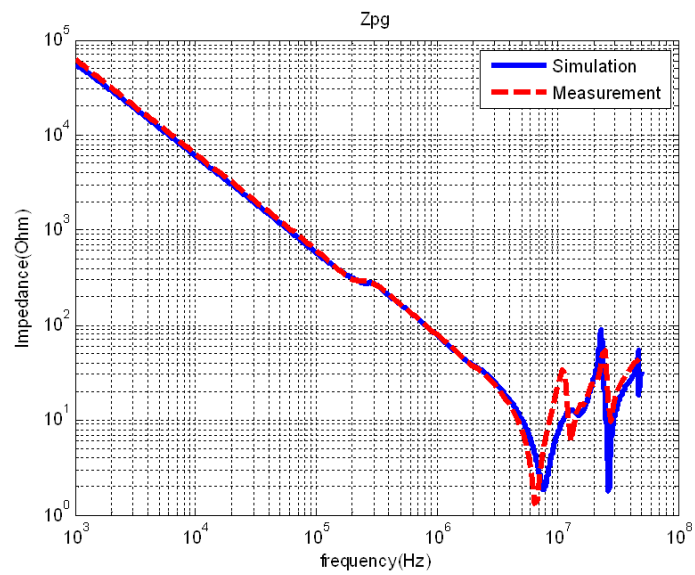


FIGURE 6.7: Mesure Zpg

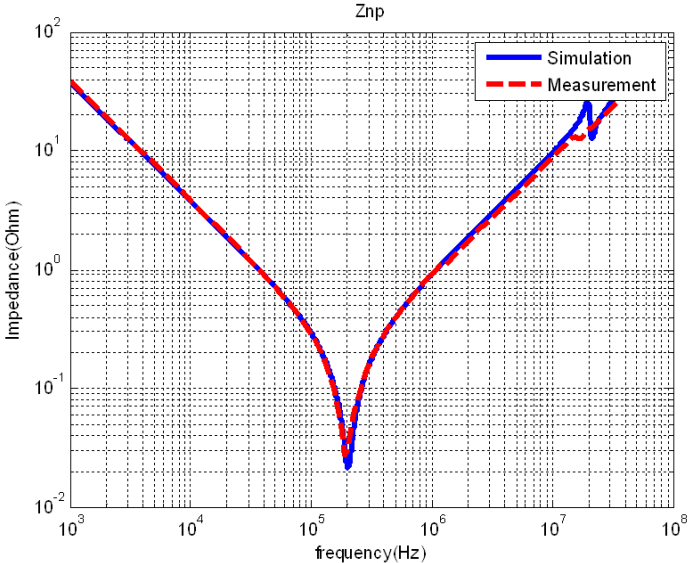


FIGURE 6.8: Mesure Znp

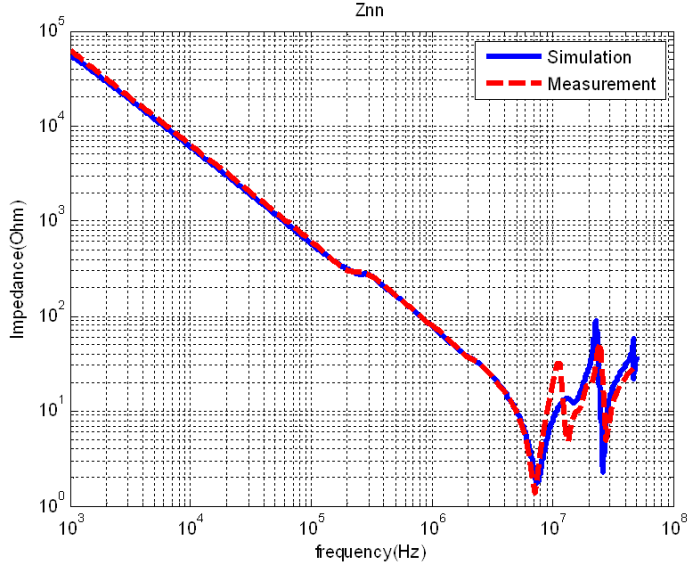


FIGURE 6.9: Mesure Znn

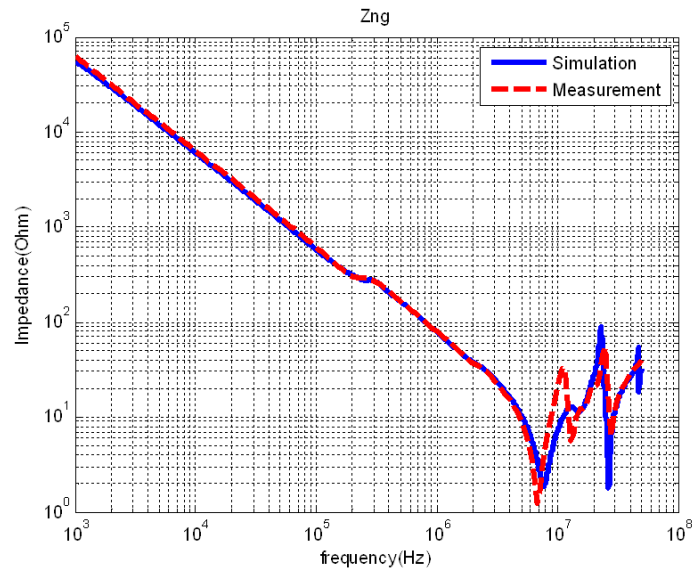


FIGURE 6.10: Mesure Zng

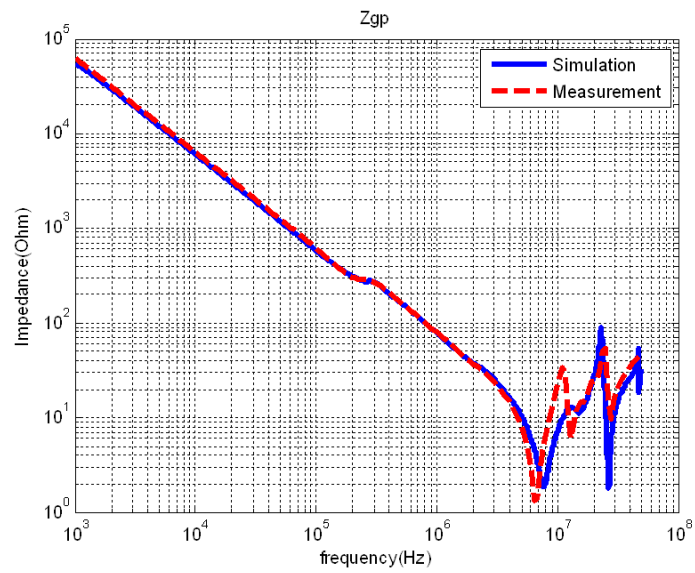


FIGURE 6.11: Mesure Zgp

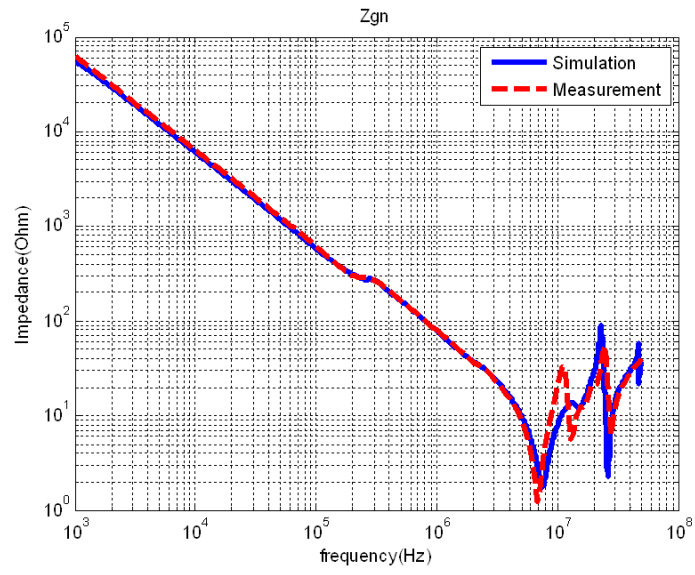


FIGURE 6.12: Mesure Zgn

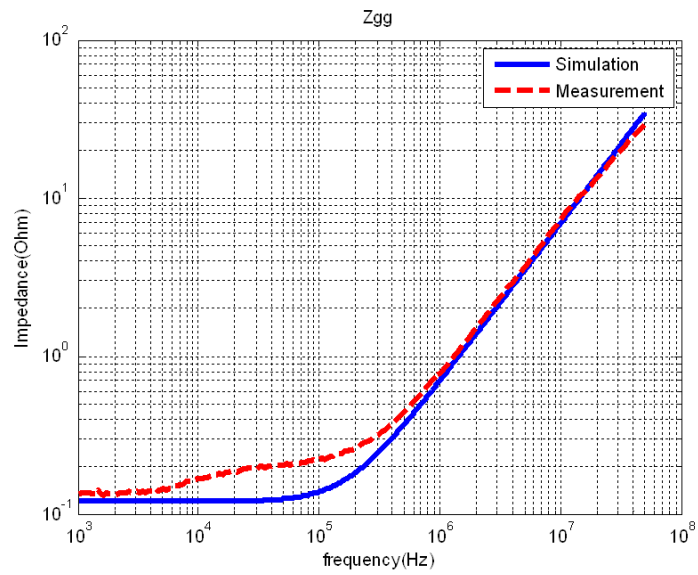


FIGURE 6.13: Mesure Zgg

## Annexe 5 : Modélisation du moteur avec sa charge de 10 Ohms

Dans cette partie, nous allons expliquer la démarche utilisée pour l'extraction des impédances de mode commun et différentielle de la représentation en PI.

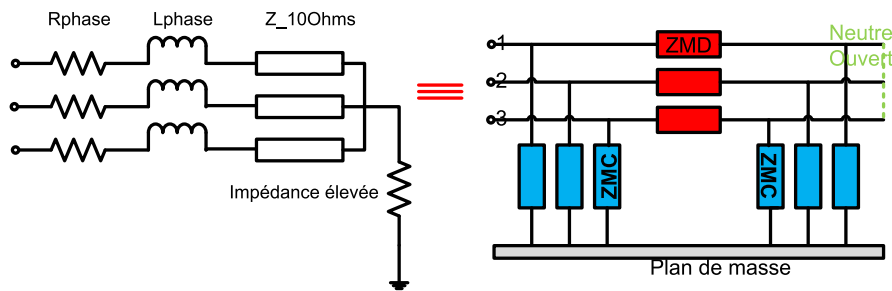


FIGURE 6.14: Les enroulements moteur avec la charge de 10 Ohms

Les deux mesures effectuées sont les suivantes :

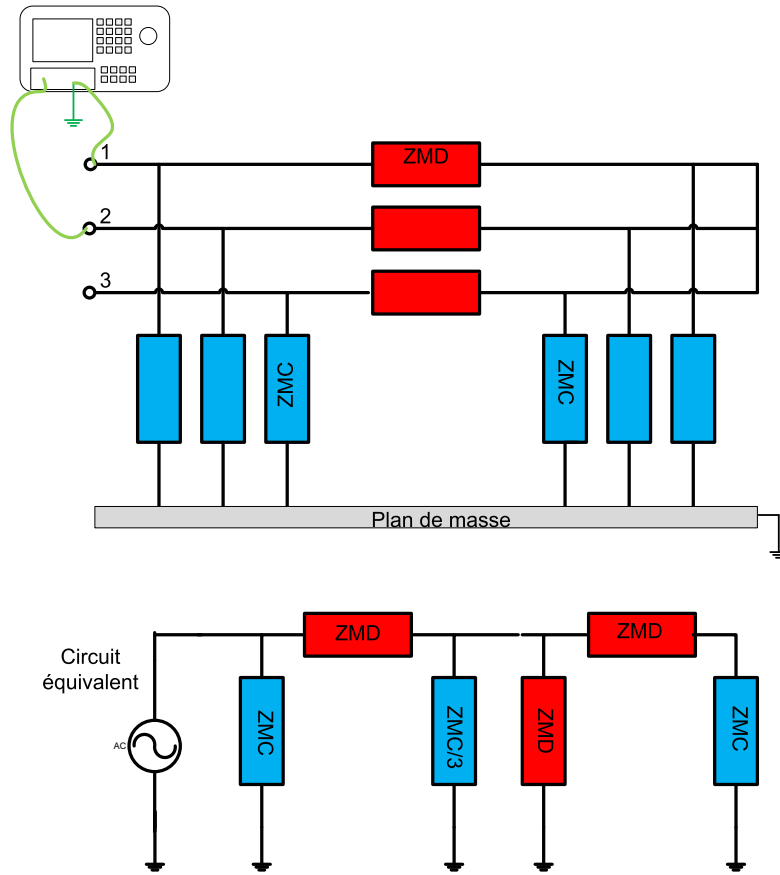


FIGURE 6.15: Première mesure d'impédance entre deux phases

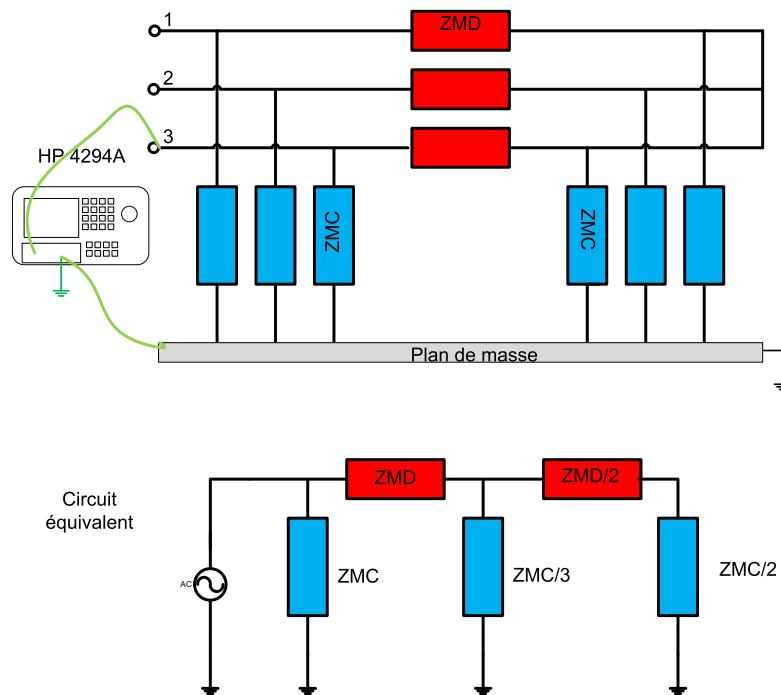


FIGURE 6.16: Deuxième mesure d'impédance entre une phase moteur et le châssis

A partir de ces mesures, nous avons l'impédance qui est calculée de la façon suivante :

clc

close all

clear all

syms ZMC ZMD Zph\_ch Zph\_ph Z1 Z2 Z3 Z1\_ Z2\_ Z3\_ Z4\_

% ZMC : Impédance de mode commun

% ZMD : Impédance de mode différentielle

% Zph\_ch : Mesure impédance entre une phase et le châssis du moteur

% Zph\_ph : Mesure impédance entre deux phases

% % Expression pour la mesure entre une phase et le châssis du moteur

%  $Z1 = (ZMC + ZMD) / 2$  ;

%  $Z2 = \text{parall}(ZMC/3, Z1)$  ;

%  $Z3 = ZMD + Z2$  ;

%  $Zph\_ch = \text{parall}(ZMC, Z3)$



```
% % % % Expression pour la mesure d'impédance entre deux phases
% Z1_ = ZMC + ZMD ;
% Z2_ = parall(Z1_, ZMD) ;
% Z3_ = parall(ZMC/3, Z2_) ;
% Z4_ = ZMD + Z3_ ;
% Zph_ph = parall(ZMC, Z4_)
```