

Approche système pour l'étude de la compatibilité électromagnétique des réseaux embarqués

Geneviève Frantz

▶ **To cite this version:**

Geneviève Frantz. Approche système pour l'étude de la compatibilité électromagnétique des réseaux embarqués. Energie électrique. Université Grenoble Alpes, 2015. Français. NNT : 2015GREAT048 . tel-01218578

HAL Id: tel-01218578

https://theses.hal.science/tel-01218578

Submitted on 21 Oct 2015

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.

UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Génie Electrique**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Geneviève FRANTZ

Thèse dirigée par **Jean-Luc SCHANEN** et
Codirigée par **Bertrand REVOL** et **David FREY.**

Préparée au sein du **Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble (G2Elab)**,
Dans **l'École Doctorale d'Électronique d'ÉElectrotechnique d'Automatique et de Traitement du Signal (EEATS).**

Approche système pour l'étude de la compatibilité électromagnétique des réseaux embarqués

Thèse soutenue publiquement le 26 mai 2015,
devant le jury composé de :

Mme. Geneviève DUCHAMP
Professeur à l'Université de Bordeaux – IMS, Présidente
M. Hubert PIQUET
Professeur à l'ENSEEIHT – LAPLACE, Rapporteur
M. Christian VOLLAIRE
Professeur à ECL – Ampère, Rapporteur

M. Jean-Luc SCHANEN
Professeur à l'INPG – G2Elab, Directeur de thèse
M. Bertrand REVOL
Maître de conférence à l'ENSC – SATIE, Co-encadrant de thèse
M. David FREY
Maître de conférence à l'UJF – G2Elab, Co-encadrant de thèse

M. Abhishek RAMANUJAN
Expert-CEM à Valeo Equipements Electrique Moteur, Invité
M. Sid Ali RANDI
Ingénieur Recherche et Développement à Renault, Invité

Université Joseph Fourier / Université Pierre Mendès France /
Université Stendhal / Université de Savoie / Grenoble INP

Remerciements

Une fois la soutenance passée, le flot de petites choses à faire s'accumule rapidement et les remerciements sont, pour ma part, restés un moment au sommet de la liste des choses à faire. Avec ce temps, je pensais qu'il serait plus facile de les faire que le jour J… Malheureusement, je ne pense pas réussir ici non plus à remercier tout le monde à la hauteur de ma gratitude.

L'usage veut que je commence par remercier les membres de mon jury. C'est donc avec plaisir que je remercie en premier Madame **Geneviève** (une de plus !) **DUCHAMP** qui a accepté de présider mon jury ainsi que Messieurs **Hubert PIQUET** et **Christian VOLLAIRE** d'avoir rapporté sur mes travaux. La diversité de vos questions, le temps que vous avez pris à lire et comprendre mes travaux ont fait de la soutenance et de l'échange qui l'a suivi un moment réellement agréable et important pour moi.

J'ai une pensée particulière pour la personne qui a choisi ce jury, mon directeur de thèse Monsieur **Jean-Luc SCHANEN**. Le temps que tu as passé à m'expliquer les ficelles du monde de l'enseignement supérieur et de la recherche, les échanges que nous avons eus sur des sujets très variés, ton soutien sans faille font de toi une personne importante dans l'évolution que j'ai suivie à Grenoble. Je ne saurais jamais te remercier pour ta contribution à ces travaux que, pour moi, tu as réellement encadrés d'une manière formidable.

Je ne peux remercier Jean-Luc sans penser à l'aspect industriel de ma thèse qui n'existerait pas sans lui. Je tiens donc à exprimer ma gratitude à **Abhishek RAMANUJAN** de chez Valéo pour ses questions pertinentes pendant le déroulement du projet E-CEM de l'ANR VTT ainsi que pour sa présence le 26 mai. J'ai la même reconnaissance pour **Sid Ali RANDI** de chez Renault sans qui je n'aurais pas eu la chance d'appliquer de manière aussi concrète le protocole établi. Je tiens ici à souligner que ces mesures ainsi que les (très) longues lignes de code dont elles ont été suivies ne seraient pas les mêmes sans **Emile CHARRIERE**. Ton envie de comprendre et de bien faire ont rendu possible ce dernier chapitre. Merci donc pour ces codes à quatre mains, tes soudures et tes pâtes à la myrtille.

Mon encadrement et ma vie de doctorante ne seraient pas complets si on oubliait la présence au jour le jour de **David FREY** et de **Bertrand REVOL**. Merci à vous deux pour votre

contribution, votre soutien psychologique dans mes moments d'angoisses et votre compréhension quant à mon envie d'être PRAG. Encore merci pour l'aide dans les calculs sans fin, dans la compréhension de phénomènes un peu bizarroïdes et surtout de m'avoir laissé une aussi grande liberté. Si c'était à refaire, je suis sûre que nous changerions tous beaucoup de choses mais j'espère avoir l'occasion de travailler à nouveau avec chacun de vous un jour.

La thèse n'est pas uniquement faite d'une doctorante et de son encadrement mais aussi de tout un cadre qui est garanti par le (les) laboratoire(s) où elle évolue. Ainsi j'exprime toute la gratitude qu'il se doit à **James ROUDET**, directeur du G2Elab, pour m'avoir accueillie dans ses murs ainsi que pour les nombreuses discussions que nous avons pu avoir. Merci de même à l'ensemble de l'équipe d'électronique de puissance. Par ces quelques mots, je tire mon chapeau à toute l'équipe technique et administrative qui contribue à faire tourner le laboratoire. J'ai ici une pensée particulière pour le service informatique et pour **Sylvie GARCIA** dont la patience n'a d'égale que la bienveillance. J'ai eu la joie de faire un certain nombre de séjours cachanais au SATIE et j'ai une reconnaissance éternelle pour son service administratif dont l'efficacité et la gentillesse ont rendu mes passages d'une simplicité déconcertante. Je tiens ici aussi à remercier encore Bertrand de m'avoir (réellement) poussée à faire une thèse : je ne le regrette pas.

Remercier le SATIE sans remercier l'ensemble des permanents et non-permanents qui s'y trouvent n'est pas possible. L'environnement de travail et d'échange dans lequel j'ai eu la possibilité d'évoluer m'a été plus que précieux, notamment lors de mon année parisienne. Pour tout cela merci. Je ne vais pas rentrer dans une liste sans fin de noms et de pourquoi (certains trouveraient encore à dire que « de toute façon, elle est froide et elle ne m'aime pas ») mais je tiens à remercier tout particulièrement ma collègue (oui, oui, encore un mois et demi !) et amie **Mounira BERKANI** pour son sourire à toute épreuve (même le tueur de bébé chat n'a rien pu y faire !). Je pense sincèrement que nous resterons amies à défaut d'être collègues. Merci à l'ensemble de mes collègues de l'ESPE qui, en plus de me laisser du temps pour pouvoir soutenir, ont apporté beaucoup à la jeune PRAG que je suis. J'espère avoir l'occasion de travailler, à distance certes, avec vous.

La suite des remerciements consiste bien souvent à classer les gens dans des petites boîtes (collègues, amis historiques, etc…). J'ai beau réfléchir, savoir que cette catégorisation ne représentera jamais la singularité de chacun et conduira nécessairement à oublier bien des personnes dont la susceptibilité sera, je l'espère, suffisamment amoindri par la difficulté que j'ai à vous dire merci. Merci de me supporter, de m'accepter et de me laisser douter encore et encore… J'ai toutefois une petite pensée particulière pour :

- **Pitou** pour nos années cachanaises qui ont conduit à cette thèse. Tu resteras, je l'espère, mon égal et mon binôme (à moi).
- **Emilie et Thomas**. Merci de m'avoir recueillie chez vous à un moment difficile et d'être revenu à temps pour le 26 mai. Merci pour votre sincérité et j'espère que nos chemins ne vont pas se séparer trop vite.
- **Lise et William** qui m'ont plus d'une fois accueillie dans leur maison de paix. Sans eux, je ne pense pas que je serai (prochainement) en Savoie. Pour cela et pour tout le reste, vous méritez tout le bonheur du monde.

- **Simon et Eloïse**, qui ont la fâcheuse habitude de m'accepter à dormir. J'espère que le couple d'agrégés que vous formez trouvera le temps de venir en Savoie (note pour Simon, le ski n'est pas obligatoire, il y a des lacs pour la baignade et le farniente !). Merci d'avoir fait le déplacement pour ce moment important.
- Merci à **Alexis** et **Jean-Marc** dont la présence (bien que pas en costume) m'a touchée. Merci aussi à **Thibault** d'avoir pris un train dans l'urgence, d'avoir été notre colocataire. Même en Savoie, la porte te sera toujours ouverte.
- Un petit tour par le labo permettrait de faire une bise à **Clémentine** (merci pour les incompréhensions interminables mais surtout merci d'être là !), un coucou à la salle EPTE et en particulier à **Johan**, l'ami qui part mais qui aura toujours une place dans mon cœur (et surtout sur mon canapé !). Merci aussi à **Mounir** et **Gatien** dont la fin de thèse est proche, nous nous comprenons sur beaucoup de choses sans pour autant être toujours d'accord… Merci **Flo** (dont j'attends une visite prochaine !). Merci et pardon à tous les autres…
- Un énorme merci à **Emile** le stagiaire providentiel qui redonne foi en l'utilité des stages de 2A. Merci pour ta sincérité et pour ta présence le 26 mai.
- Merci (plus que groupé) à **Mathilde**, **Josué**, **Cécile**, **Clément** (de la spéléo), **Baudouin** (et l'ensemble du club !), **Jessica** et **Dimitri** (ainsi que toute l'ADPC du 38) de m'avoir permis de me vider la tête, me mettre de la boue partout, de me surpasser et de me soutenir. J'espère que mon retour en Rhône-Alpes conduira nos chemins à se croiser à nouveau de manière plus régulière.
- Merci à **Marie-Jo** de nous avoir ouvert sa maison, laissé sa cuisine et d'être restée pendant les questions !
- La reconnaissance que j'ai pour **Marie-C** et **Yo** est plus que particulière au vu du chemin que notre amitié à suivi de simple connaissance cachanaise (je laisserai Yo rappeler pour la 150ème fois notre premier souvenir commun à 3), à amis sans faille (le genre d'ami qui partage les galères de tram lorsque l'une doit s'assoir et que l'autre ne peut absolument pas). Merci pour nos discussions, votre accueil et votre présence.

Les dernières lignes de ces remerciements, je les adresse à ma famille qui m'a toujours soutenue à sa manière. Merci à Julie, ma cousine de tous les instants et de tous les soutiens. Merci à mes nièces Léane et Chloé d'avoir été aussi adorables le jour J et à ma sœur qui a rendu leur présence possible. Merci à mon frère qui, malgré un emploi du temps de ministre (sait-on jamais qu'il le devienne vraiment !) à trouver le temps de venir. Merci à mes parents qui, à leur façon ont pris une partie de mes angoisses : mon père qui a lu (et relu) mon manuscrit traquant sans relâche la moindre faute ; ma mère qui a pris sur elle toute l'organisation et le stress du pot (moment peut être le plus important de toute la thèse). Merci pour votre présence, votre soutien, votre compréhension et surtout : votre patience… Les derniers mots sont pour mon havre de tranquillité à moi : Clément merci de me supporter, de me suivre, de me soutenir, de réussir à calmer mes angoisses. Sans toi, je ne suis pas sûre que je pourrais dire « je suis docteure ».

Bref, merci…

Table des matières

Remerciements i

Table des matières v

Table des figures viii

Chapitre 1.
Introduction générale
Contexte et définitions de base pour l'étude et la modélisation CEM des réseaux embarqués

1

1.1 Contexte industriel et généralités **3**
1.1.1 Contexte industriel 3
1.1.2 La CEM, l'électronique de puissance et les réseaux embarqués 4

1.2 Les normes et leurs utilisations **9**
1.2.1 Les normes, les classifications et les plages de fréquences : 9
1.2.2 Environnement normatif et mesures : 12
1.2.3 Problématiques liées au RSIL 13

1.3 Etat de l'art des modèles CEM des convertisseurs pour les réseaux **20**
1.3.1 Les modèles CEM existants 21
1.3.2 Modélisation système : les modèles de type « boîte noire » / « boîte grise » 30

1.4 Présentation du travail **35**

Chapitre 2.
Modélisation système

37

2.1 Approche pseudo-formelle : première approche et analyse critique 39
2.1.1 Moyens de mesures possibles et essais indépendants 39
2.1.2 Connaissance du réseau amont 41
2.1.3 Essais supplémentaires : modification du cas de référence 44

2.2 Solution compatible avec le fonctionnement du convertisseur : modification des impédances amont 57
2.2.1 Dimensionnement des impédances amont 57
2.2.2 Obtention d'un apriori sur le modèle 66
2.2.3 Conclusions 74

Chapitre 3.
Applications et analyses en modes commun et différentiel

75

3.1 Rappel de la stratégie d'identification 77

3.2 Application au hacheur série 78
3.2.1 Hacheur série 1 : étude de la méthode sur un cas favorable 80
3.2.2 Hacheur série 2 : ajout d'un couplage de modes 87
3.2.3 Hacheur série 3 : étude sur un cas défavorable 93

3.3 Application au hacheur parallèle 97
3.3.1 Structure du hacheur 97
3.3.2 Identification 98

3.4 Conclusions 103

Chapitre 4.
Applications industrielles en mode différentiel

105

4.1 Contexte de l'étude 107

4.2 Etude de l'onduleur 109
4.2.1 Caractéristiques du convertisseur 109
4.2.2 Obtention de l'impédance apriori 109
4.2.3 Réalisation des impédances amont d'identification 111
4.2.4 Réalisation pratique des mesures et calcul des spectres 112
4.2.5 Post-traitements et identifications correspondantes 113
4.2.6 Conclusion de l'identification de l'onduleur 123

4.3 Application au hacheur 48V-12V 124
4.3.1 Caractéristiques du convertisseur et dimensionnement des impédances amont d'identification 124
4.3.2 Caractéristiques du réseau et impacts sur l'identification 126
4.3.3 Voies d'amélioration 129

4.4 Conclusions 130

Chapitre 5.
Conclusions et perspectives
131

5.1 Bilan et conclusions 133

5.2 Perspectives 135

Bibliographie 137

Annexes 143

A. Modes commun et différentiel et séparation de mode 145

B. Equivalence entre modèles génériques : le cas du modèles 3-ports 147

C. Simulation pour l'obtention du modèle exhaustif équivalent 149

D. Expression analytique des éléments du modèle « boîte noire » dans le cas de l'approche par court-circuit 152

Table des figures

Figure 1.1 : Source – Chemin – Victime. **5**

Figure 1.2 : Exemple d'architecture du réseau électrique embarqué avionique [7]..... **7**

Figure 1.3 : Répartition spectrale des perturbations Électro-Magnétiques d'un convertisseur statique et leurs origines [18]. **10**

Figure 1.4 : Structure d'un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne. **12**

Figure 1.5 : Impédances mesurées par [22] comparées au standard. **14**

Figure 1.6 : Impédances mesurées par [23] comparées au standard CISPR. **14**

Figure 1.7 : Impédances mesurées par [25] comparées aux standards CISPR et VDE 0877. .. **14**

Figure 1.8 : Différentes évolutions fréquentielles des impédances Z_{Ph} (a)et Z_n (b) du réseau à différents moments de la journée [26]. **15**

Figure 1.9 : Premier harmoniques de courant d'un hacheur parallèle avec une inductance de 1.2mH [21]. **16**

Figure 1.10 : Limites des perturbations large bande conduites (détecteur crête) en fonction de la classe d'appareil choisie. **17**

Figure 1.11 : Schéma de réseau stabilisateur d'impédances à faible inductance de ligne 5µH [15]. **17**

Figure 1.12 : Etudes CEM à l'échelle du réseau. **19**

Figure 1.13 : Schéma de principe d'un hacheur parallèle. **22**

Figure 1.14 : Modèle du hacheur parallèle en fonction de la commutation considérée. **22**

Figure 1.15 : Théorème de superposition appliqué aux modèles de la Figure 1.14. ..... **23**

Figure 1.16 : Schéma équivalent du hacheur parallèle par l'approche exhaustive..... **23**

Figure 1.17 : Tension V_S du modèle exhaustif du hacheur parallèle. **24**

Figure 1.18 : Schéma de principe du hacheur série. **24**

Figure 1.19 : Modèle linéarisé du hacheur série en fonction de la commutation. **25**

Figure 1.20 : Théorème de superposition appliqué aux modèles linéarisés du hacheur série en fonction de la commutation considérée. **25**

Figure 1.21 : Modèle équivalent du hacheur série avec le découplage de modes [38]. **28**

Figure 1.22 : Modèle simplifié d'un variateur de vitesse pour moteur asynchrone [39]..... **29**

Figure 1.23 : Modèle de Norton équivalent pour un bras d'onduleur IGBT. **30**

Figure 1.24 : Modèle générique de type « boîte noire » dans le cas d'un convertisseur 3-ports (2 câbles d'alimentation + fil de terre). **32**

Figure 1.25 : Schéma équivalent couplé du modèle « boîte noire ». **33**

Figure 1.26 : En l'absence de couplage de modes. **34**

Figure 2.1 : Mesures possibles à l'entrée du convertisseur lors d'un essai. **39**

Figure 2.2 : Différentes solutions de mesures en fonction du réseau amont. **40**

Figure 2.3 : Cas d'étude de référence avec les mesures de tensions. **42**

Figure 2.4 : Modification du cas de référence à l'aide de courts-circuits. **44**

Figure 2.5 : Hacheur parallèle : simulation du cas de référence. **47**

Figure 2.6 : Vérification de la dernière équation des systèmes. **50**

Figure 2.7 : Modification du cas de référence à l'aide de courts-circuits non-parfait. **51**

Figure 2.8 : Simulation Simplorer, hacheur parallèle avec impédances de shunt C-r. **53**

Figure 2.9 : Modifications des tensions mesurées lors des différents essais. **54**

Figure 2.10 : Modifications de l'impédance du RSIL possibles. **57**

Figure 2.11 : Définition des cas génériques de l'identification du modèle 2-ports..... **58**

Figure 2.12 : Etude de sensibilité. **60**

Figure 2.13 : Schémas équivalents impédants d'un hacheur parallèle. **67**

Figure 2.14 : Schémas équivalents impédants d'un hacheur parallèle. **69**

Figure 2.15 : Schémas exhaustifs. **72**

Figure 3.1 : Synoptique de la méthode d'identification. **77**

Figure 3.2 : Hacheur série, rappel des éléments. **78**

Figure 3.3 : Modèle de référence (par l'approche exhaustive). **80**

Figure 3.4 : Impédances apriori (par l'étude de l'état des interrupteurs). **82**

Figure 3.5 : Dimensionnment des impédances amont. **83**

Figure 3.6 : Comparaison des modèles identifiés et apriori (en MC et MD). **84**

Figure 3.7 : Comparaison des modèles 3-prots identifié et apriori. **86**

Figure 3.8 : Modèle de référence (par l'approche exhaustive). **88**

Figure 3.9 : Impédances apriori (par l'étude de l'état des interrupteurs). **89**

Figure 3.10 : Comparaison des modèles identifiés et apriori (en MC et MD). **90**

Figure 3.11 : Comparaison des modèles 3-ports identifié et apriori. **91**

Figure 3.12 : Contributions des couplages de modes (analayse à partir du modèle de référence). **92**

Figure 3.13 : Modèle de référence (par l'approche exhaustive). **94**

Figure 3.14 : Impédances apriori (par l'étude de l'état des interrupteurs)..... **94**

Figure 3.15 : Comparaison des modèles 3-ports identifié et apriori. **95**

Figure 3.16 : Contributions des couplages de modes (analayse à partir du modèle de référence). **96**

Figure 3.17 : Hacheur parallèle, rappel des éléments. **97**

Figure 3.18 : Modèle de référence (par l'approche exhaustive). **98**

Figure 3.19 : Impédances apriori (par l'étude de l'état des interrupteurs)..... **99**

Figure 3.20 : Comparaison des modèles : identifié et apriori (en MC et MD)..... **101**

Figure 3.21 : Comparaison des modèles 3-ports identifié et apriori. **102**

Figure 4.1 : Schéma de principe du banc de test étudié. **107**

Figure 4.2 : Limitation de l'étude. **108**

Figure 4.3 : Impédance apriori de l'onduleur. **109**

Figure 4.4 : Equivalence entre le modèle identifié et le modèle recherché. **110**

Figure 4.5 : Réalisation et validation du dimensionnement des impédances amont. **111**

Figure 4.6 : Tensions de mode différentiel et moyennes calculées. **114**

Figure 4.7 : Tensions de mode différentiel : signaux exploités. **114**

Figure 4.8 : Tensions de mode différentiel : spectres calculés et points d'intérêt. **116**

Figure 4.9 : Modèle identifié en mode différentiel. **117**

Figure 4.10 : Tensions de mode différentiel : signaux exploités. **118**

Figure 4.11 : Tensions de mode différentiel : amplitudes des spectres. **119**

Figure 4.12 : Modèle identifié en mode diférentiel. **120**

Figure 4.13 : Recherche de synchronisation(s) temporelle(s). **122**

Figure 4.14 : Modèle identifié en mode différentiel. **123**

Figure 4.15 : Configuration d'identification. **124**

Figure 4.16 : Impédance apriori du hacheur..... **125**

Figure 4.17 : Réalisation et validation du dimensionnement des impédances amont. **125**

Figure 4.18 : Mesure de V_{MD} au niveau du plan de mesure (Figure 4.15) : influence de la source en amont du RSIL, convertisseur à l'arrêt. **127**

Figure 4.19 : Mesures temporelles au niveau du RSIL, influence de l'alimentation. **128**

Figure 4.20 : Amplitudes des spectres des tensions au niveau du RSIL, influence de l'alimentation. **128**

Chapitre 1.
Introduction générale
Contexte et définitions de base pour l'étude et la modélisation CEM des réseaux embarqués

1.1 Contexte industriel et généralités 3

1.2 Les normes et leurs utilisations 9

1.3 Etat de l'art des modèles CEM des convertisseurs pour les réseaux 20

1.4 Présentation du travail 35

1.1 Contexte industriel et généralités

1.1.1 Contexte industriel

Actuellement, de nombreux axes de recherche traitant de l'amélioration de la qualité des énergies utilisées pour les transports terrestres ont été développés dans le sillage du Grenelle de l'Environnement. En effet, dans le but de réduire les émissions parasites (gaz à effet de serre, bruits, détériorations de la qualité de l'énergie…), l'utilisation d'énergies décarbonées et prioritairement des énergies renouvelables semble être considérée comme étant un point clé de la transition énergétique dans le cadre du transport automobile de personnes et de marchandises. En ce qui concerne le réseau ferré, l'utilisation grandissante de l'énergie électrique s'explique par sa performance énergétique totale possible : hausse des rendements des convertisseurs, diminution de la maintenance nécessaire, gain de poids…

Ainsi, l'amélioration des convertisseurs statiques dédiés aux transports en termes d'efficacité énergétique, de fiabilité, de modularité et de coût d'entretien conduit à s'intéresser plus particulièrement aux véhicules « plus électriques » (ou hybride) et « tout électriques ». C'est pourquoi le nombre de dispositifs électriques, et donc de convertisseurs d'électronique de puissance, équipant un véhicule est en constante augmentation. Du fait de cette évolution, l'équipementier et le constructeur doivent donc avoir une réflexion encore plus poussée sur les points suivants:

- la forme et le niveau de qualité nécessaire de l'énergie électrique choisie (source continue ou alternative, degré de disponibilité attendu) ;
- la gestion du compromis entre la bonne qualité de l'énergie du réseau, le fonctionnement correct de ses convertisseurs par rapport au poids, aux différentes pertes et coûts engendrés ;
- la structure physique du réseau (radiale ou maillée) ainsi que le positionnement des convertisseurs les uns par rapport aux autres en prenant en compte des contraintes d'utilisation, de place et de poids peuvent avoir un impact sur les points précédents. Ainsi, le dimensionnement du réseau est soumis à des contraintes autres que purement électriques ;
- la gestion de l'augmentation du nombre d'harmoniques / de commutations d'un point de vue de la sécurité des personnes et de la stabilité de l'ensemble du réseau.

Bien qu'étant un avantage indiscutable du point de vue de l'amélioration de la robustesse, de la souplesse d'utilisation, mais aussi en termes de réduction du poids et des pertes et d'amélioration de la dissipation thermique, l'utilisation de convertisseurs statiques fonctionnant sur la base de la commutation engendre un grands nombre de perturbations Electromagnétiques. Celles-ci doivent être bien maîtrisées ; pour cela, la science de la Compatibilité Electromagnétique (CEM) s'intéresse à l'étude de ces perturbations d'un point de vue de leurs origines, leurs moyens de propagation, leurs impacts sur l'environnement et leur réduction.

On note que même si les problématiques d'interconnexion des sources existent pour tous, les réseaux embarqués ne possèdent pas les mêmes caractéristiques que les réseaux électriques de transport et de distribution [1]. En effet, ils sont classiquement constitués d'une source d'énergie principale connectée avec un grand nombre de convertisseurs statiques. Ceux-ci rendent le réseau fortement non-linéaire et l'impédance de court-circuit du réseau n'est pas du même ordre de grandeur du fait de la différence des niveaux de courants et de puissances qui y transitent.

Notre étude se place donc dans une démarche de caractérisation des perturbations émises dans le cadre des réseaux d'énergie électrique embarqués complexes. Ainsi, en s'inscrivant dans le projet E-CEM « Compatibilité Electromagnétique des systèmes de puissance » du programme « Véhicule pour les Transports Terrestres » de l'Agence Nationale de la Recherche, cette thèse vise à améliorer la modélisation CEM des convertisseurs en vue de l'étude d'un réseau embarqué de grande envergure. Avant de rentrer plus en détails sur les aspects de la modélisation mise en place, il semble pertinent de rappeler quelques faits sur l'évolution des réseaux embarqués et sur des notions de base de CEM.

1.1.2 La CEM, l'électronique de puissance et les réseaux embarqués

Avant de considérer l'échelle du réseau, on peut se placer à l'échelle du dispositif et constater que quel que soit le système électrique observé, il est plus que rare que ce dernier travaille seul et de manière complètement isolé d'autres appareils. Des interactions parasites (non-voulues) peuvent apparaître. Il est donc nécessaire de faire une étude CEM approfondie dès que le fonctionnement principal d'un dispositif est détérioré par la présence de perturbations qui devraient être de second ordre. C'est le cas lorsque la commutation d'un interrupteur de puissance va dégrader un signal de commande transitant dans un conducteur voisin.

Malgré tout, si on prend l'exemple de l'électronique de puissance, le découpage est nécessaire pour obtenir des convertisseurs statiques à haut rendement et faible encombrement. On ne peut donc pas prohiber la présence de ces commutations qui peuvent générer d'importantes surtensions ou surintensités qui vont perturber le fonctionnement du convertisseur lui-même ou celui d'un autre convertisseur proche.

1.1.2.1 « Source – chemin – victime » : le vocabulaire du monde de la CEM

L'exemple précédent situe bien la problématique de la CEM dont le vocabulaire usuel est brièvement rappelé ci-dessous.

- La source désigne un ou un ensemble de composants qui génèrent la perturbation considérée. Elle se caractérise par le niveau d'émission dans un environnement donné. On définit au travers de normes CEM le niveau maximum d'émission qu'il ne devra pas dépasser :
    - si on place l'étude à l'échelle du convertisseur, la source sera par exemple l'interrupteur qui impose un dv/dt important ;
    - dans le cadre d'une étude CEM pour les réseaux, la source sera par exemple le convertisseur ;

- La victime est l'élément dont le fonctionnement est perturbé par l'interférence. Son niveau de susceptibilité à un type de perturbation est également défini par différentes normes. Il peut s'agir d'un autre convertisseur ou plus spécifiquement d'un composant (driver, microcontrôleur, …) dont le fonctionnement est altéré.
- Le chemin de propagation représente la liaison par laquelle la perturbation Electromagnétique transite pour atteindre sa victime. La notion de mode de couplage est aussi utilisée :
    - le chemin de propagation peut être matériel on parle de perturbation conduite. Une piste commune à la source et à la victime en est un exemple, il s'agit alors de couplage par une « impédance commune » ;
    - s'il n'y a pas de contacts physiques, le couplage s'effectue par le biais d'une onde Electromagnétique qui se propage dans le milieu ambiant (diélectrique, air, …). La perturbation est alors rayonnée.

  Les notions de diaphonies inductive et capacitive qui peuvent être rencontrées dans la littérature [2] servent à qualifier le chemin de propagation d'un point de vue des phénomènes physiques mis en jeux. On parlera de diaphonie inductive dans le cas d'un couplage entre deux fils : la source étant parcourue par un fort di/dt et la victime subissant une tension induite proportionnelle à cette brusque variation de courant. Réciproquement, si l'un des fils se voit appliquer un fort dv/dt et que l'autre subit un courant proportionnel à cette forte variation de tension, alors on parle de diaphonie capacitive. Ces notions s'intéressent aux phénomènes physiques mis en jeu lors du couplage.

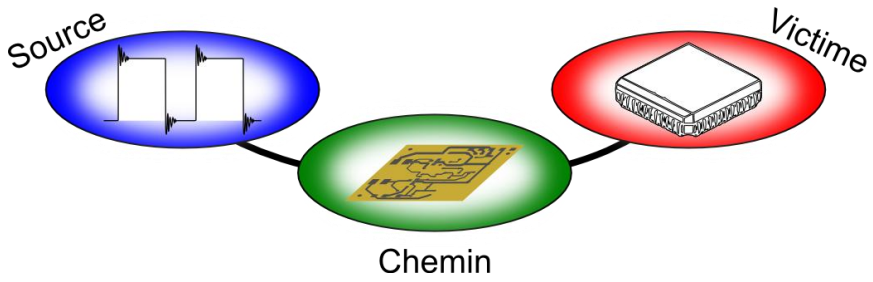


Figure 1.1 : Source – Chemin – Victime.

A partir de l'approche source – chemin – victime, il semble important d'avoir un niveau de modélisation suffisamment fin de chaque partie afin de ne pas passer à côté des phénomènes CEM mis en jeu. Il faut donc représenter précisément l'ensemble du système. Dans le cadre d'une étude des sources de perturbations dans un réseau, plusieurs points durs sont à considérer :

- Les pistes et les câbles présents, qui constituent les « chemins de propagation des perturbations conduites », ne sont plus de « simples fils » mais possèdent des propriétés spécifiques [3] qui sont fonction de leurs géométries et des couplages Electromagnétiques avec les autres conducteurs. De nombreux travaux ([4] – [5]) traitent de la modélisation de ces objets (éléments finis, méthode des images, modèle de ligne transmission, …). Il existe des logiciels, tel que InCa3d, dédiés principalement à la modélisation fine de ces éléments [6].

- Les composants passifs (Résistances, Inductances, Condensateurs) doivent être modélisés plus finement que par leur seule valeur fonctionnelle dans la mesure où leur comportement varie avec la fréquence. Si on considère un condensateur chimique, l'ESL (inductance série équivalente) et l'ESR (résistance série équivalente), qui représentent les imperfections du composant, modifient fortement la caractéristique en fréquences par rapport à un condensateur idéal.
- La représentation des semi-conducteurs de puissance est encore plus problématique. En effet, on peut actuellement utiliser de nombreux logiciels (Saber, Spice, Portunus, Simplorer, voire des logiciels résolvant la physique du semi-conducteur…) permettant de simuler le comportement temporel des circuits. On obtiendra alors les formes d'ondes des signaux issus du convertisseur pour en calculer le contenu spectral. Cette approche est problématique pour la CEM car les modèles des semi-conducteurs d'électronique de puissance utilisés par ces logiciels sont peu précis (description en termes d'équations aux dérivées partielles ne permettant pas de mettre en place facilement la présence de non-linéarité) et on a alors une représentation plus ou moins bonne des commutations génératrices de perturbations. On peut ajouter à cela la difficulté d'obtenir les paramètres de la structure : l'utilisation des modèles fournis par les constructeurs ne résout pas le problème compte tenu du fait que leur fiabilité n'est pas établie. Enfin, la simulation temporelle est lourde en termes de convergence et de temps de calcul, surtout quand il s'agira d'aborder des systèmes de grande taille comme les réseaux embarqués.

On peut conclure ici que la modélisation d'un convertisseur seul, de ses câbles d'alimentation, le niveau de complexité atteint est rapidement important.

1.1.2.2 Les nouveaux réseaux de puissance et leurs enjeux des systèmes embarqués

Avant de les modéliser, il est important de situer le cadre de l'étude des réseaux embarqués. Les réseaux avioniques sont intéressants à présenter ici dans la mesure où ils représentent l'ensemble des critères de choix que l'on peut rencontrer dans les réseaux de bord en termes de gain de masse, de rendement et de diminution des émission de CO_2. Leur complexité grandissante présente toutes les problématiques en termes de modélisation des réseaux embarqués. Dans un contexte d'augmentation du trafic de 5% par an jusqu'en 2020 [7], le secteur est fortement concurrentiel et tous les critères d'optimisation pouvant conduire à une économie sont à considérer. C'est pourquoi, le constructeur et l'équipementier doivent prendre en compte des facteurs tels qu'une facile disponibilité de l'énergie ou une maintenance facilitée dans leur projet. Le vecteur d'énergie électrique est alors intéressant par rapport aux formes d'énergies usuellement utilisées (pneumatique, hydraulique et mécanique).

Si on s'intéresse à la structure du réseau, on remarque des modifications de ce dernier. Usuellement, l'énergie électrique est transportée par une tension de 115/200V alternatif à la fréquence de 400Hz. Le désir de simplification et l'augmentation de la puissance utilisée conduit à l'utilisation d'un réseau à fréquences variables (360 – 400Hz, suppression du régulateur de vitesse mécanique) et un niveau de tension plus important (230 – 400V). Afin

de réduire le nombre de redresseurs, un réseau HVDC 270V sert à alimenter par exemple le système de freinage. Le réseau « essentiel » qui alimente les commandes avioniques reste quant à lui alimenté en 28V continu. La Figure 1.2 illustre la nouvelle complexité de ce réseau embarqué.

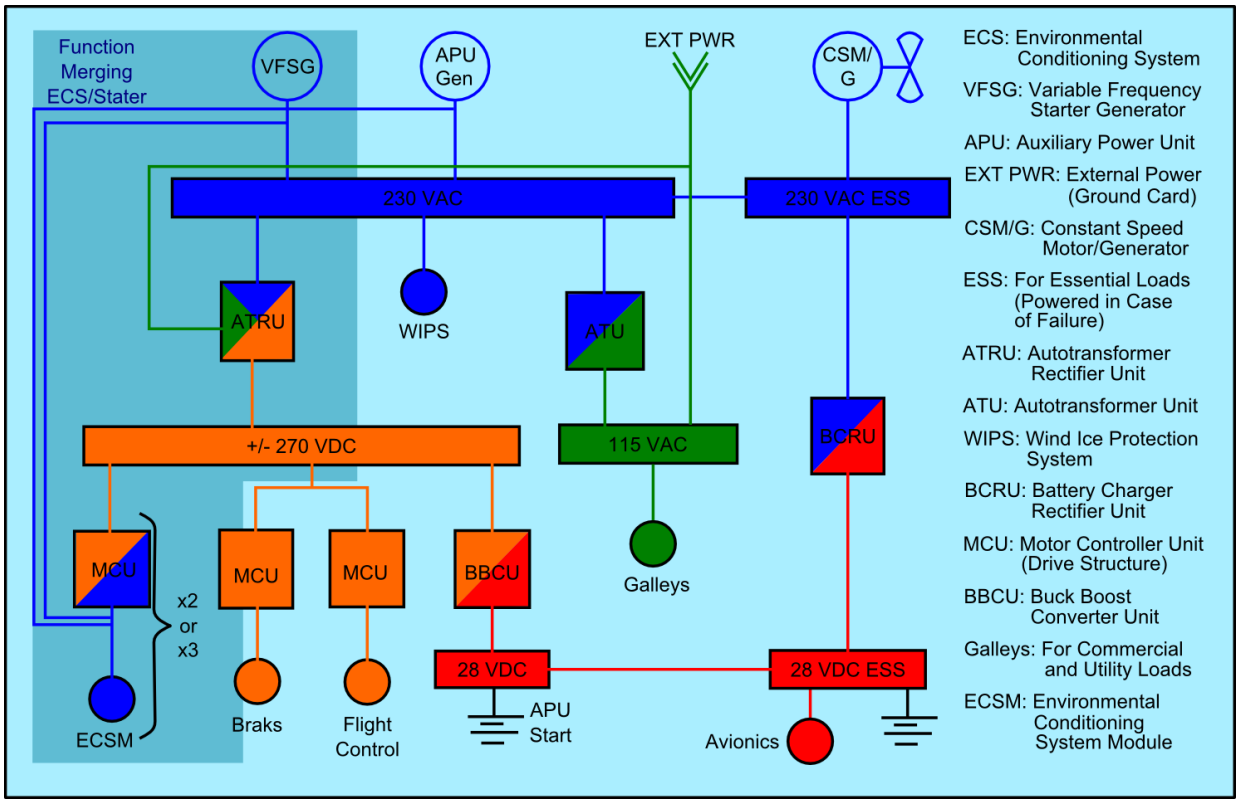


Figure 1.2 : Exemple d'architecture du réseau électrique embarqué avionique [7].

Du point de vue de l'étude classique, de nombreux problèmes peuvent se présenter comme l'intégration de puissance nécessitant l'utilisation de nouvelles technologies de composants répondant mieux aux contraintes (en température, en pression, vibration, …). Si on s'intéresse à la modélisation du réseau embarqué d'un point de vue CEM, nous avons présenté rapidement qu'il était important d'avoir une connaissance des chemins de propagation empruntés par les perturbations. Or, les différentes impédances du réseau déterminent la possibilité qu'a une perturbation de remonter dans le réseau. Il est donc primordial d'avoir un regard sur l'impédance du réseau mais aussi sur les impédances des convertisseurs statiques présents sur le réseau puisque ces derniers peuvent présenter des impédances plus faibles et donc « empêcher » la perturbation de remonter plus en amont dans le réseau. De la même manière, si on rentre plus en détail dans le convertisseur, on pourra se rendre compte que certaines impédances ne seront pas visibles au niveau du réseau car négligeables face à, par exemple, à celle présentée par la capacité d'entrée du convertisseur [8].

Pour notre étude CEM, le cas de la nouvelle architecture du réseau électrique peut poser des problèmes dans la mesure où on est face à une structure de réseau non classique où plusieurs niveaux de tension coexistent et où il n'est pas trivial de déterminer simplement l'impédance du réseau. On a un nombre plus important de convertisseurs ce qui augmente

la complexité de la modélisation de l'ensemble du réseau. Afin d'être en accord avec ces difficultés, il est nécessaire de faire évoluer les standards et les normes que nous allons présenter par la suite. Le cas du réseau avionique présenté à la Figure 1.2 possède l'ensemble de ces problématiques. Il est donc loin d'être évident de connaître son impédance en un point donné.

1.1.2.3 L'étude classique CEM de ces réseaux

Comme la partie suivante va le présenter plus en détail, l'interaction entre les phénomènes CEM et les réseaux embarqués se fait principalement à l'aide de normes qui définissent, entre autres, les niveaux d'émissivité et de susceptibilité des convertisseurs afin d'assurer le bon fonctionnement du réseau. L'approche classique de la CEM des réseaux peut donc être synthétisée par l'analyse des points ci-dessous :

- Les gabarits d'émission que le convertisseur doit respecter conduisent au dimensionnement de filtres d'entrée et de sortie. Un certain nombre de problématiques peuvent découler de cette étape comme :
  - l'optimisation du filtre CEM (dont la fonction est de réduire le spectre aux restrictions de la norme) en termes de taille, de poids, de coût ou bien d'efficacité en tenant compte de phénomènes du second ordre [5],
  - l'optimisation du bloc « filtre – convertisseur – charge (moteur) » afin d'utiliser des éléments (inductances cycliques d'une machine synchrone) déjà présents pour le filtre [9].

  On notera que cette étape est classiquement réalisée sur un réseau type (voir partie 1.2.2) mais que l'on n'a pas de garantie quant à l'optimalité de la solution lors de son implémentation dans un réseau réel.
- Une étude du fonctionnement CEM basse fréquence d'un réseau est parfois intéressante. L'étude des chemins de retour des courants qui provoquent des échauffements et des chutes de tension est intéressante lorsque l'on se pose des questions quant à l'équipotentialité du châssis et des masses présentes sur un réseau de grande envergure [10].
- Les chocs de foudres que peuvent subir les aéronefs dont les conséquences sont multiples (thermomécaniques, contraintes dans les câbles,…). Le constructeur aéronautique doit garantir un certain niveau de tolérance et de protection à la foudre [11]. Des problématiques similaires peuvent être rencontrées dans l'étude des équipements de protection par exemple.

Contrairement à l'étude de la stabilité des réseaux électriques de transport et de distribution où l'analyse se fait à l'échelle du réseau, l'approche classique de la CEM se fait principalement au travers de l'étude d'un convertisseur seul dans un environnement donné. La partie 1.2 a pour but de présenter le cadre normatif qui encadre ces études.

1.2 Les normes et leurs utilisations

D'un point de vue industriel, il est important de pouvoir associer, au sein d'un dispositif, différents sous-systèmes tout en étant assuré que les niveaux d'émissivité et de susceptibilité sont compatibles (par exemple [12], [13], [14], [15], [16]). Cet aspect d'association n'est pas nouveau vu qu'il a été réglementé pour la première fois par le Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR) en 1934. Par la suite, d'autres normes ont eu pour objectif d'homogénéiser les pratiques entre les différents pays. Notre étude se place donc dans le contexte de la mesure des émissions conduites par des dispositifs considérés comme des sources de perturbations.

Le dernier point défini par les normes CEM (et les normes en général) est la description des moyens de mesures (gammes de fréquences, types d'appareils, calibrage, …) et des conditions (topologie d'alimentation, environnement, …) dans lesquels les caractérisations d'émissivité et de susceptibilité doivent être réalisées. Il est par ailleurs usuel que l'étude normative soit réalisée en termes de mode commun – mode différentiel (comme présenté en Annexe A.) lorsque l'on se place dans le cadre de l'étude normative.

1.2.1 Les normes, les classifications et les plages de fréquences :

En termes de classification, les normes se divisent naturellement en deux sous-ensembles. Le premier détermine les niveaux maximaux d'émission dans les domaines conduits et rayonnés. La seconde catégorie s'intéresse à la susceptibilité Electromagnétique des appareils. Pour notre étude, uniquement l'émission des convertisseurs statiques sera modélisée.

Ces catégories peuvent elles-mêmes être subdivisées en fonction du milieu dans lequel les dispositifs seront utilisés [17] :

- Normes militaires et aéronautiques avec par exemple :
    - ED14-E DO-160 (US 1999) : norme aéronautique de référence pour ce qui concerne le réseau de bord (pics de courant, gabarits d'émission et de susceptibilité sur la gamme de fréquences 150kHz – 30MHz) ;
    - MIL-STD 461E (US 1999) : norme militaire traitant des niveaux d'émission et de susceptibilité des dispositifs électriques militaires (air/mer/terre) pour des spectres de 10kHz à 10 MHz ;
    - GAM-T-13 (FR 1982) : normes correspondant à la MIL-STD 461E américaine pour la plage de fréquences 10kHz – 30MHz ;
    - DEF-STAN 59-41 Part 3 (UK 1995) : équivalent anglais des normes précédentes sur des fréquences plus basses (20Hz – 500kHz) ;
- Normes civiles dont :
    - Norme France Telecom (FR 1994) : destinée au bon fonctionnement des réseaux 48V-DC et 230V-AC des centres France Telecom, elle intervient sur la plage de fréquences allant de 200kHz à 30MHz ;

- CISPR 11 4ème édition (EU 2003) : réalisée pour différents type d'appareils (classe A : usage industriel, classe B : usage domestique), elle intervient dans le domaine radioélectrique entre 150kHz et 30MHz ;

En résumé, la classification en fonction des domaines d'utilisation permet d'avoir des normes plus contraignantes pour les applications militaires (et encore plus pour les applications aéronautiques) que les usages domestiques. Les normes présentées ont un domaine d'action fréquentiel relativement proche et il existe des normes pour d'autres plages de fréquences. Pour notre étude, nous nous baserons sur celles du CISPR.

De manière totalement complémentaire, la classification en fonction de la plage de fréquences considérée est possible. Elle repose sur la connaissance empirique de l'origine des perturbations, la Figure 1.3 résume les différentes causes possibles en fonction des fréquences considérées.

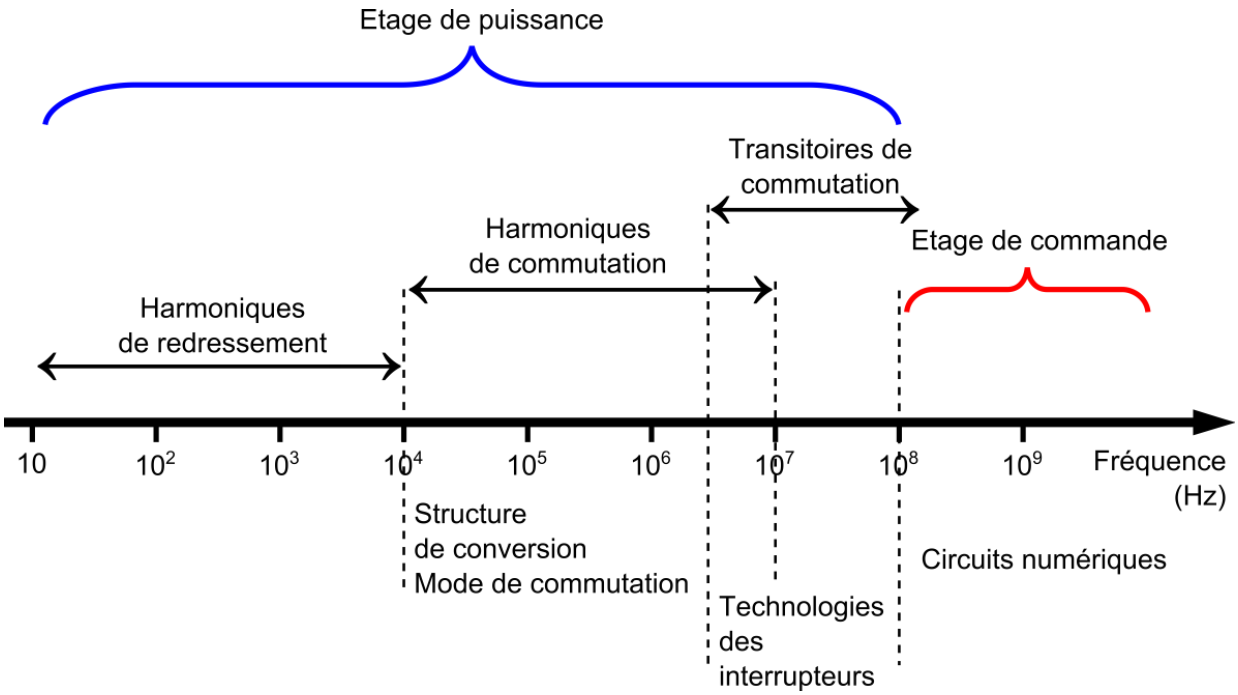


Figure 1.3 : Répartition spectrale des perturbations Électro-Magnétiques d'un convertisseur statique et leurs origines [18].

Cette classification a l'avantage de mettre en exergue les phénomènes physiques mis en jeu et donc de pouvoir avoir une idée des plages de fréquences critiques pour certains dispositifs. Par exemple, l'augmentation des fréquences de commutation grâce aux composants grands gaps décale les harmoniques de commutations vers des fréquences plus élevés. Ceci a pour effet de rendre prépondérant des effets jusqu'alors de second ordre. Les normes CEM peuvent donc être amenées à évoluer en fonction des usages.

Si on en reste à la hiérarchisation actuelle des perturbations dans le cadre d'une étude CEM conduite, la classification suivante peut être effectuée :

- Continue à 2kHz :
    - les harmoniques basses fréquences qui ont un impact sur la qualité de l'énergie électrique [10] ;
    - la problématique relève donc, par exemple, d'un compromis entre la diminution des pertes par rapport à la quantité de cuivre utilisé (optimisation du câblage) ;
    - les études réalisées peuvent être de nature multi-physique (couplage avec la thermique par exemple).
- 2kHz – 150kHz :
    - il n'y a pas de normes définies bien qu'il s'agisse de la plage de fréquences où les déclenchements des protections devraient avoir lieu [19]. Par ailleurs, on notera que le principal problème lié à la CEM réside dans la saturation des protections par les perturbations Electromagnétiques entrainant un dysfonctionnement de ces dernières.
- 150kHz – 100MHz :
    - la séparation des modes est couramment utilisée. On tient compte des variations de potentiel par rapport à une référence absolue (la terre) et des courants « de fuite » associés. Pour cela, on distingue souvent deux modes de propagation dissocié : le mode différentiel, entre conducteurs, et le mode commun, vis-à-vis de la terre.
        - cette méthode est exacte uniquement dans le cadre de réseau symétrique mais peut constituer une bonne approche ;
        - on effectue une simplification de la représentation des câbles et des charges ;
        - l'étude au niveau du réseau : non réalisée puisque la norme se contente de l'étude d'un convertisseur dans un « environnement normatif ».

Si on prend l'exemple de la norme EN 55022 issue de la publication n°22 du CISPR qui régit les « exigences sur l'émission des équipements de traitement de l'information », outre les niveaux à respecter en fonction de la catégorie d'appareils mise en œuvre, cette dernière donne les conditions dans lesquelles doivent être réalisés les essais (longueur des cordons, dispositif d'alimentation, moyens de mesure,…).

D'un point de vue industriel, les normes CEM sont considérées comme des contraintes à ajouter au cahier des charges. Lors de la réalisation d'un dispositif d'électronique de puissance, différents travaux doivent alors être réalisés comme le dimensionnement d'un filtre CEM dont la fonction est de réduire le niveau émis par le convertisseur pour respecter le gabarit défini par la norme.

1.2.2 Environnement normatif et mesures :

Lors de la réalisation d'essais en CEM normative, on étudie un convertisseur (et son filtre) seul sur un réseau bien connu et représentatif du milieu dans lequel le dispositif sera mis en place par la suite. Cette pratique a pour but d'assurer la reproductibilité des mesures réalisées qui ne sont alors pas dépendantes du lieu de mesure. C'est pourquoi on utilise un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne dont les fonctions sont les suivantes :

a) réaliser la liaison entre la source d'alimentation qui sera choisie en fonction du type de convertisseur étudié (continue, 50Hz ou 400Hz – monophasé ou triphasé – niveau de tension) ;

b) isoler le dispositif sous test des perturbations venant du réseau d'alimentation afin que ces dernières ne viennent pas modifier le fonctionnement nominal du convertisseur;

c) offrir un chemin de « bouclage » aux perturbations émises par le système étudié de sorte que ces dernières circulent dans la boucle de mesure et ne remontent pas vers le réseau amont. Pour les fréquences considérées, les courants de mode commun ne dépendent alors pas de la structure de la source dans la mesure où ils n'y circulent pas.

Il existe une multitude de structures répondant aux fonctions définies ci-dessus. Celle qui a été retenue pour cette thèse est présentée à la Figure 1.4. Elle possède l'avantage de répondre aux points précédents tout en étant compatible avec le fonctionnement des convertisseurs étudiés en termes d'identification comme cela sera présenté dans la suite du manuscrit.

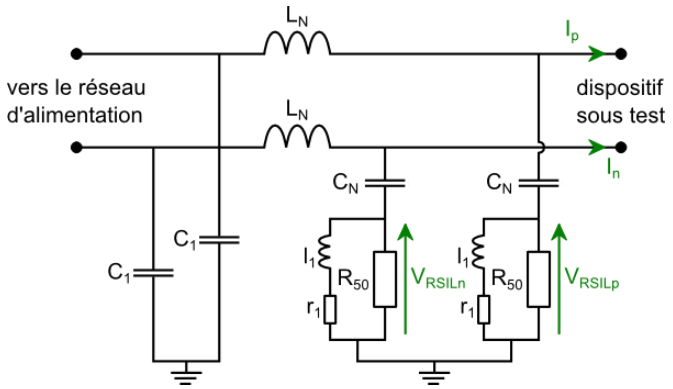


Figure 1.4 : Structure d'un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne.

En termes de rôles, les éléments suivants remplissent les fonctions correspondantes [20] :

- L_N, de forte valeur, empêche les perturbations générées par le dispositif sous test de remonter vers le réseau d'alimentation. Elles sont donc déviées vers les impédances de mesures ;
- C_1, également de forte valeur, dévie les perturbations issues du réseau amont afin qu'elles ne puissent pas se reboucler dans les branches de mesures ;

- C_N a pour rôle de filtrer la puissance pour qu'elle ne soit pas dérivée vers la terre ;
- R_{50} représente l'impédance d'entrée de l'appareil de mesure utilisé (analyseur de spectre dans le cas d'une étude normative) qui est de 50Ω ;
- l_1 et r_1 servent, quant à eux, à représenter le comportement du réseau tel que défini dans la norme. Ce dernier point sera abordé et remis en cause par la suite ;

Pour notre étude, le RSIL se limitera aux éléments L_N, C_N, l_1, r_1 et R_{50}. Si on se réfère à la norme CENELEC EN 61800-3, le Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne doit imposer, entre chaque phase et la terre, au dispositif sous test une impédance qui évolue entre 5Ω à 10kHz et 50Ω à 1MHz puis stable. Pour ce faire, notre réseau sera composé par les éléments présentés dans le Tableau 1.1.

L_N	C_N	l_1	r_1	R_{50}
250µH	10µF	50µH	5Ω	50Ω

Tableau 1.1 : Valeurs des éléments du RSIL utilisé.

Les valeurs ci-dessus ne correspondent pas spécifiquement à des valeurs issues d'une norme en particulier. Elles permettent toutefois de remplir les fonctions énoncées précédemment. Comme [21] le présente, il existe plusieurs structures de RSIL avec différentes valeurs choisies pour différentes topologies de RSIL.

La structure retenue et l'allure de l'impédance choisies ici correspondent toutefois au standard défini par la norme. La section suivante va revenir sur cette impédance et soulever différentes questions.

1.2.3 Problématiques liées au RSIL

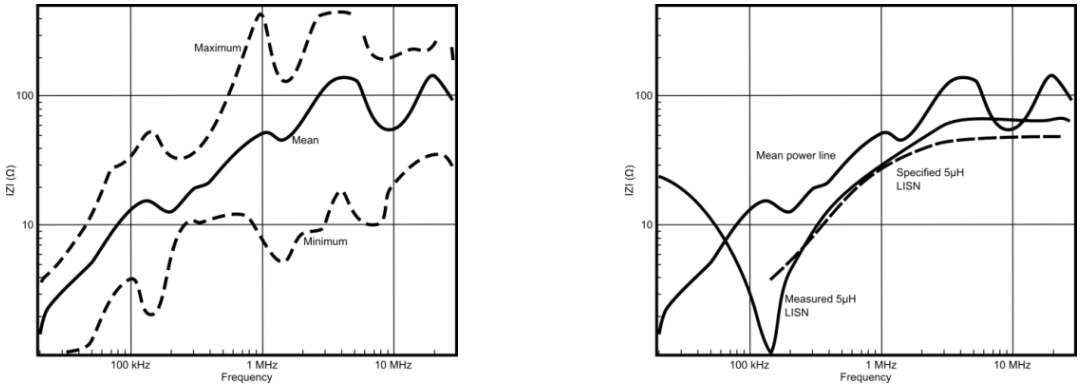
Comme il a été dit précédemment, l'un des objectifs du RSIL est de fixer l'impédance sur laquelle on caractérisera le convertisseur. C'est donc l'impédance de référence qui doit être la plus représentative possible de celle du réseau sur lequel le convertisseur sera inséré. Cette remarque justifie encore l'existence de différentes normes en fonction du type d'application (civil ou militaire, types de dispositifs, …).

De nombreuses questions se posent sur l'origine et l'influence du RSIL et des normes établies dont celles de savoir comment a été choisie cette impédance et si elle représente bien les réseaux d'énergie actuels. Cette partie a pour but de répondre à ces questionnements.

1.2.3.1 Origine de la forme de l'impédance du réseau

En cherchant dans la littérature, on trouve peu d'éléments de réponse sur l'origine de la forme d'impédance choisie pour représenter l'impédance du réseau. La forme choisie pour le RSIL (5Ω - 50Ω) semble venir de mesures réalisées sur différents réseaux industriels ([22] – [23]). Les figures suivantes représentent des exemples de mesures ainsi que la valeur d'impédance définie dans les normes.

Le fait que l'impédance caractéristique dépende du réseau n'est pas un fait nouveau, [24] mentionne par exemple la différence qu'il existe entre le réseau d'une ville et celui d'un village. Le même type de différences existe si on compare l'impédance d'un réseau industriel, de distribution ou embarqué. Si on observe la Figure 1.7, on remarque que, même en 1973, il existait aussi une différence d'impédance en fonction du pays considéré !



(a) Impédances de la ligne de puissance. **(b) Impédances de la puissance et du RSIL.**

Figure 1.5 : Impédances mesurées par [22] comparées au standard.

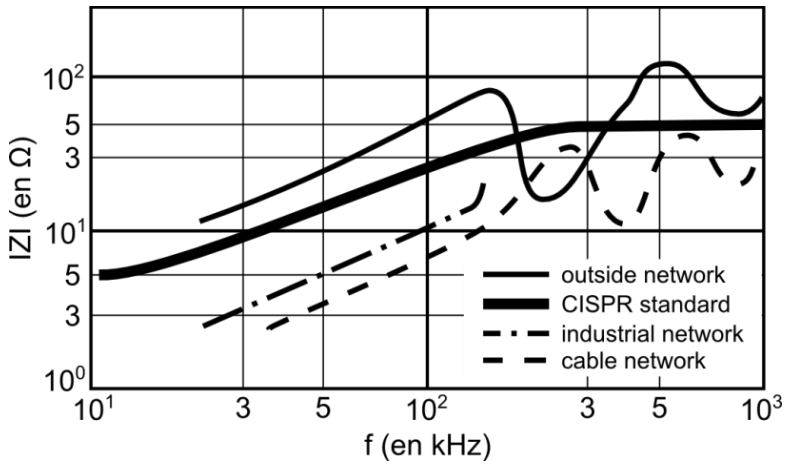


Figure 1.6 : Impédances mesurées par [23] comparées au standard CISPR.

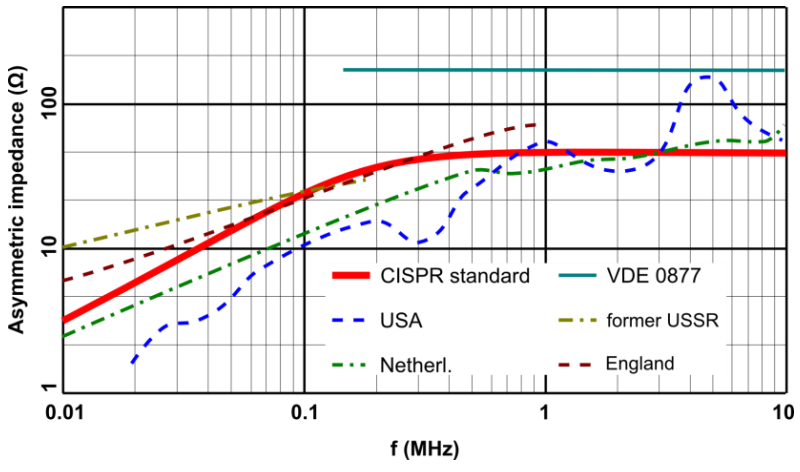


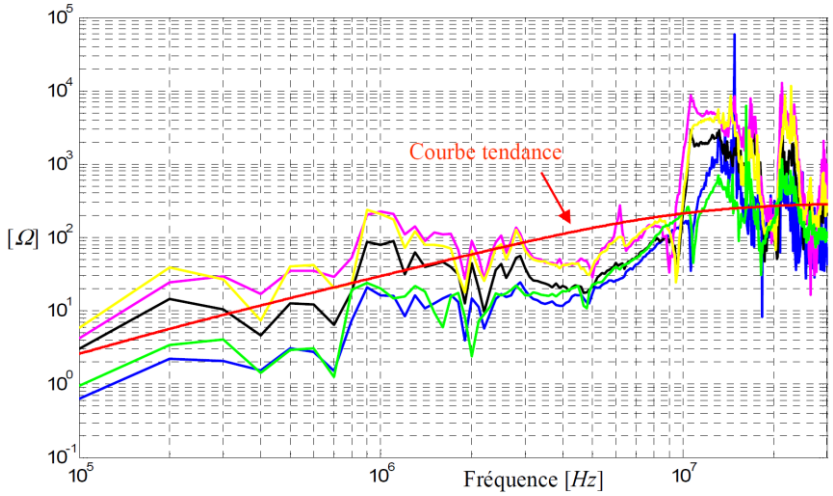
Figure 1.7 : Impédances mesurées par [25] comparées aux standards CISPR et VDE 0877.

La forme de la caractéristique choisie est explicable par différents facteurs [2]. Dans un premier temps, l'impédance du réseau vue par un convertisseur croît du fait de la présence inéluctable d'inductances de ligne sur les différents réseaux. A partir d'une certaine fréquence (aux environs de 1MHz), la valeur de l'impédance se stabilise au niveau de la valeur de l'impédance caractéristique du câble d'alimentation.

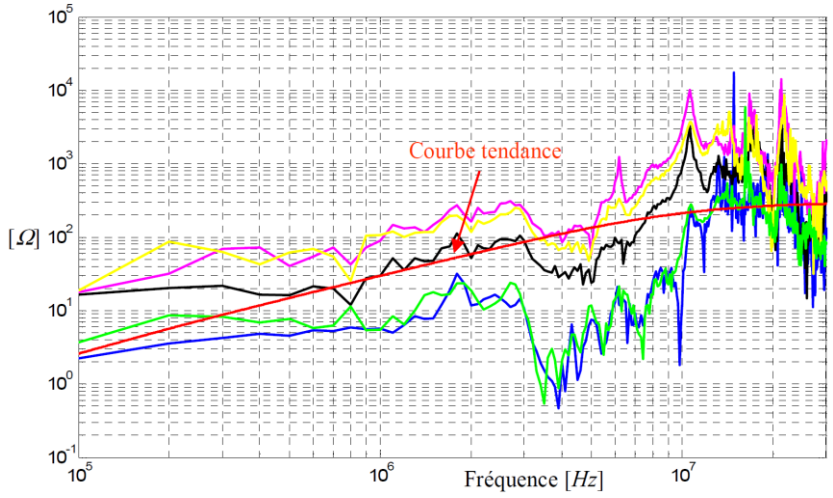
Toujours en se référant à la Figure 1.5 et la Figure 1.6, on peut conclure que le réseau standard a été choisi pour être au mieux parmi les points de différentes valeurs de réseau. En 1973, [22] présente la même justification comme on peut le voir aux travers de la Figure 1.7.

Il est donc légitime de se demander si les réseaux de puissance actuels avec un nombre de sources et de convertisseurs à découpage plus important possèdent toujours la même gamme d'impédance et donc si le standard choisi est toujours d'actualité.

A cette effet, des études, principalement basées sur des campagnes de mesures ont été effectuées ([26] – [27]).



(a) Z_{Ph}.



(b) Z_n.

Figure 1.8 : Différentes évolutions fréquentielles des impédances Z_{Ph} (a)et Z_n (b) du réseau à différents moments de la journée [26].

Ce résultat est intéressant si on travaille dans le cadre du réseau de distribution 230V/50Hz dans la mesure où, vu la relative constance des impédances du réseau, on peut le modéliser par un jeu d'impédances simple. Ce travail est intéressant mais n'est malheureusement pas généralisable à l'ensemble des réseaux étant donné qu'il va dépendre du type de réseau et de l'endroit où on se place (proche ou loin d'une source, d'une autre charge pouvant générer plus ou moins d'harmoniques, …).

D'autres travaux existent sur des méthodes d'identification d'impédance réseaux ([28] – [29] – [30]), comme présenté dans [31], une méthodologie de mesure de propagation des harmoniques dans les réseaux industriels dans la bande de fréquences 2kHz – 150kHz. Ce travail permet, entre autres, de déterminer l'impédance du réseau en un point donné par une méthode d'injection de perturbations.

1.2.3.2 Instabilités liées au RSIL, représentativité de ce dernier et de l'étude normative

[21] soulève des problèmes qui peuvent être rencontrés lors de l'utilisation d'un RSIL pour la caractérisation de dispositifs d'électronique de puissance et le dimensionnement de filtres CEM. En fonction du type de convertisseur considéré, et principalement de la nature (inductive ou capacitive) et de la valeur de l'impédance d'entrée du convertisseur, des résonnances peuvent apparaître avec les différents éléments du RSIL. Ces résonnances peuvent entrainer des modifications du point de fonctionnement du convertisseur comme présenté dans la Figure 1.9. Ce phénomène peut être évité en modifiant astucieusement le RSIL (par exemple, en cas de résonnance l'inductance d'entrée d'un hacheur parallèle, la modification de C_N peut être une solution) tout en respectant les contraintes définies par la norme.

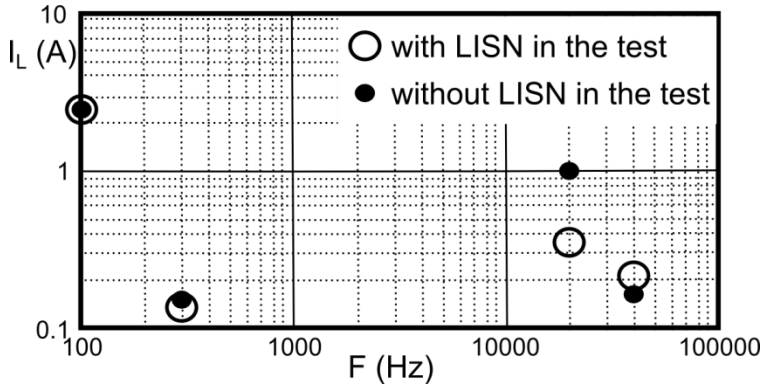


Figure 1.9 : Premier harmoniques de courant d'un hacheur parallèle avec une inductance de 1.2mH [21].

L'utilisation d'un plan de cuivre comme référence de potentiel est aussi un point qui peut être considéré comme problématique [21]. En effet, cette configuration maximise les courants de mode commun dans la mesure où les chemins de propagation qu'ils rencontrent sont faiblement impédants. Cette situation n'est pas représentative de la réalité d'utilisation de la majorité des convertisseurs. On peut justifier ce choix par le fait que l'on est alors dans la pire configuration ce que la norme doit qualifier. Les filtres qui sont donc dimensionnés dans ses conditions seront probablement surdimensionnés une fois mis en place.

Le cas des topologies dissymétriques (de par la structure ou bien du fait d'imperfections des éléments) est problématique aussi vu qu'il s'agit de cas où le mode commun et le mode différentiel (voir Annexe A.) sont couplés. On a alors des difficultés à dimensionner correctement les filtres CEM sur le RSIL car la séparation de modes est délicate [32].

1.2.3.3 La représentativité du RSIL et de l'étude CEM normative

Notre étude se place dans le contexte de l'étude d'un réseau embarqué. Il faut donc se référer à la norme CISPR-25 qui traite des « caractéristiques des perturbations radioélectriques pour la protection des récepteurs utilisés à bord des véhicules ; des bateaux et des engins – Limites et méthodes de mesure ».

Défini sur la plage de fréquences allant de 150kHz à 1000MHz, on y trouve, entre autres, la définition du RSIL correspondant et les niveaux de perturbations conduites en fonction de la classe d'appareil (voir Figure 1.10). La gamme de fréquences choisie l'est afin de répondre à l'ensemble des exigences (radiofréquences incluses) des véhicules et des engins de transport. Contrairement à d'autres normes, la classe de l'appareil n'est pas définie par sa fonction ou sa position mais par un accord préalable entre le constructeur du véhicule et l'équipementier. Elle est susceptible de changer en fonction de la plage de fréquences considérée.

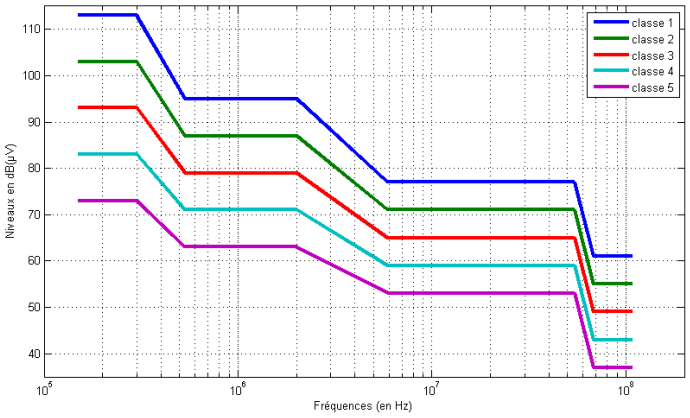


Figure 1.10 : Limites des perturbations large bande conduites (détecteur crête) en fonction de la classe d'appareil choisie.

Les limites fixées sont donc relativement souples si on souhaite les comparer à d'autres normes, on peut se référer à [17] qui ont réalisé un travail sur la comparaison de différentes normes. Les mesures doivent être réalisées sur un RSIL simple cellule (voir Figure 1.11) en partant du principe que le pôle négatif est relié directement sur le plan de masse.

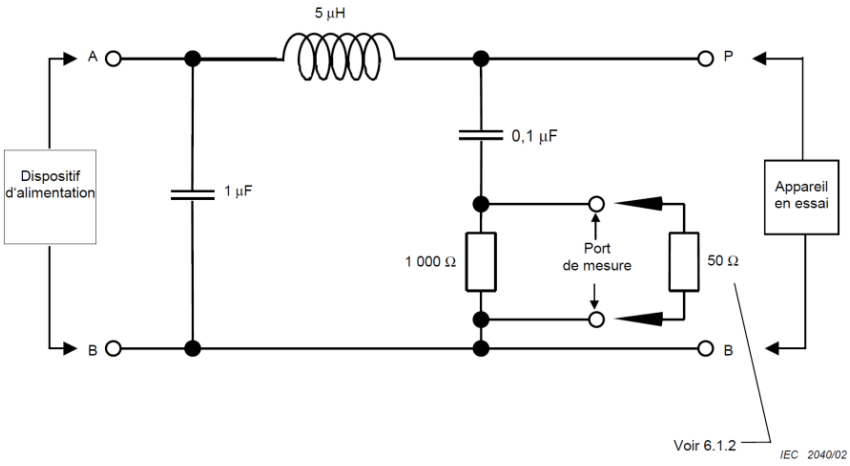


Figure 1.11 : Schéma de réseau stabilisateur d'impédances à faible inductance de ligne 5µH [15].

En préambule de la norme, il est précisé que « les essais des équipements ne sont pas destinés à remplacer les essais des véhicules. La corrélation exacte entre les essais des équipements et des véhicules dépend de la position de montage de l'équipement, de la longueur de câblage, du montage et de la mise à la masse ». Ceci confirme l'idée que le RSIL normatif n'est pas représentatif du réseau embarqué du futur véhicule.

En effet, en termes de propagation, l'impédance vue en un point du réseau dépendra des câbles et des impédances ramenées des convertisseurs présents. Ces derniers peuvent avoir des formes d'impédances plus ou moins compliquées en fonction de la prépondérance (ou non) de l'impédance du filtre d'entrée. Une approche mathématique est possible pour mettre en avant la complexité de représentation de l'impédance du réseau en un point donné de ce dernier. Si on considère le cas du réseau aéronautique proposé à la Figure 1.2, on remarque que :

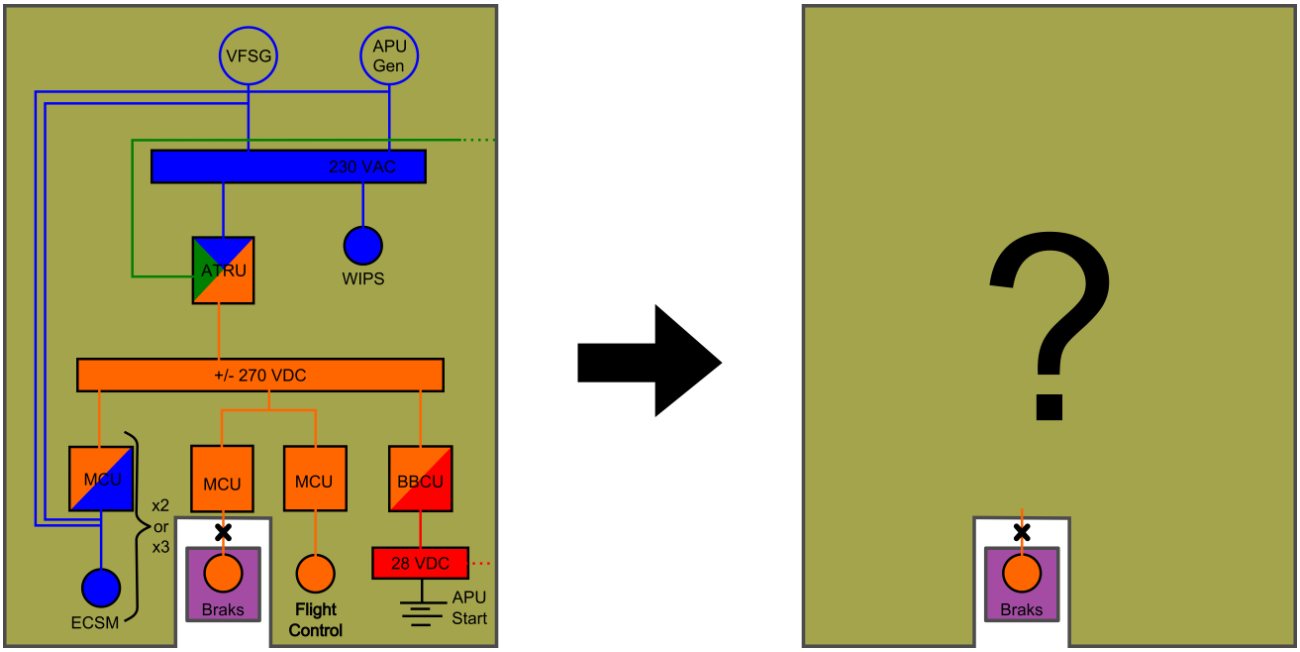
- des sous-réseaux à courant continu et à courant alternatif cohabitent avec l'utilisation de fréquence variable ;
- pour la nouvelle génération d'avions, 4 niveaux de tension peuvent être présents (230V AC, 270V DC, 115V AC, 28V DC) avec de la redondance pour les organes essentiels de l'aéronef.

Il n'est donc pas trivial de déterminer l'impédance équivalente du réseau en un point donné et donc de s'assurer de l'optimalité du dimensionnement des convertisseurs et de leurs filtres CEM pour ce réseau. Une étude à l'échelle du réseau possède donc un intérêt certain.

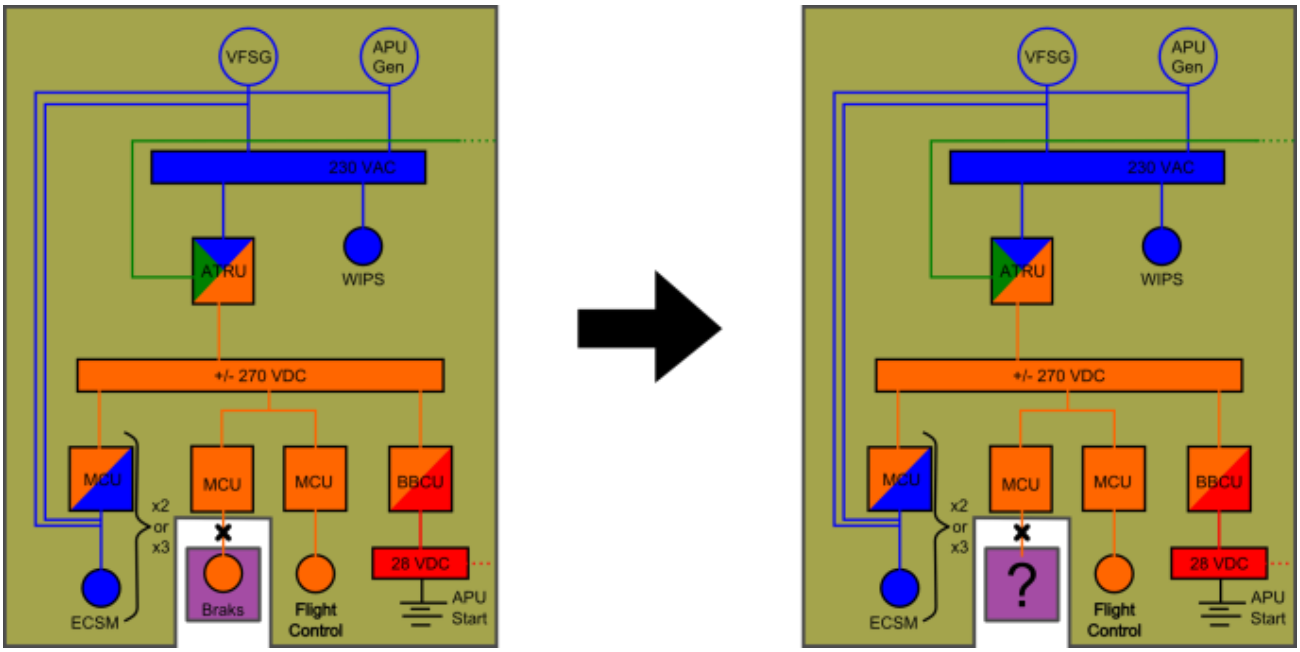
En conclusion, on peut dire que deux études de CEM à l'échelle du réseau sont ici intéressantes à faire.

La première consiste à déterminer l'impédance équivalente du réseau en un point donné afin de, par exemple, pouvoir étudier le dimensionnement du convertisseur et de son filtre, à l'aide d'un modèle fin du convertisseur (Figure 1.12–a). On peut dire que cette étude se focalise sur l'analyse des « chemins ». L'étude et l'extraction des impédances du réseau ne seront pas présentées ici bien que des éléments théoriques et pratiques aient été vus lors de l'élaboration de cette thèse.

La seconde, qui est le cœur de ces trois années de travail, s'intéressera à l'élaboration d'un modèle CEM générique de convertisseur adapté à l'analyse à l'échelle du réseau (Figure 1.12–b). Comme nous le présenterons par la suivante, il faudra limiter au maximum le nombre d'éléments afin qu'une simulation à l'échelle du réseau ne soit pas « trop lourde », de plus, des contraintes quant aux aspects de réalité physique du modèle ont été pris en compte et seront présentés.



(a) Recherche d'un modèle de réseau pour l'étude du convertisseur.



(b) Recherche d'un modèle de convertisseur pour son étude sur le réseau.

Figure 1.12 : Etudes CEM à l'échelle du réseau.

Avant de rentrer plus en détail dans l'élaboration de ce modèle, une présentation non-exhaustive des différents modèles CEM existant semble s'imposer afin de déterminer s'ils peuvent être candidats à un usage pour l'étude en réseau. Nous établirons dans la mesure du possible certains liens entre les divers modèles.

1.3 Etat de l'art des modèles CEM des convertisseurs pour les réseaux

Dans cette partie, nous nous intéresserons plus particulièrement à la modélisation de la source comme elle a été présentée dans la partie 1.1.2.1. Nous avons déjà présenté la nécessité d'obtenir une simulation du fonctionnement en régime petits signaux du convertisseur « source de perturbations ». Si on fait un rappel des difficultés que l'on peut rencontrer avec les logiciels de simulation temporelle, les points durs suivants se dégagent :

- La représentation des commutations obtenue à l'aide des modèles de semi-conducteurs utilisés n'est pas suffisante pour une étude CEM précise. En effet, le fonctionnement intrinsèque des solveurs circuit ne permet pas d'avoir une bonne représentation ([33]) de la non-linéarité des résistances et des capacités des diodes et transistors utilisés : on a alors une mauvaise approximation, au deuxième ordre, des surtensions et des courants de recouvrement et les phénomènes liés à l'apparition de perturbation CEM ne sont pas représentés avec une bonne précision.

  On notera, à titre d'exemple, que de manière pratique, la représentation des commutations peut être faite de différentes manières :

  - des modèles analytiques sont connus pour les semi-conducteurs utilisés et sont implémentés dans le solveur. Le problème de la connaissance de l'ensemble des paramètres du modèle se pose alors [34] ;
  - une modélisation fréquentielle à l'aide de fonctions de transfert entre les perturbations et les courants de mode commun et de mode différentiel est possible [35]. Des sources et des impédances commandées en fréquences devront pouvoir être implémentées dans le logiciel de simulation temporelle. Cette représentation nécessite une identification par l'utilisateur ou bien que les constructeurs fournissent eux-mêmes les paramètres et les fonctions de commutation des interrupteurs commandés ;
  - les différentes formes d'ondes que l'on peut obtenir lors de l'ouverture et de la fermeture de l'interrupteur, en fonction de l'environnement, sont enregistrées et stockées dans une base de données et sont utilisées par la suite. Cette solution possède le désavantage de nécessiter une bibliothèque de formes d'ondes importante et de connaitre parfaitement la situation qui nous intéresse pour bien la sélectionner.

- Si on passe sur cette difficulté de représentation des semi-conducteurs et que l'on suppose que leur représentation est acceptable pour une étude CEM, les temps de simulation nécessaires peuvent être un élément prohibitif.
  - Comme le présente la Figure 1.3 et les définitions données dans les normes, on souhaite étudier des spectres qui montent jusqu'à la 30^{aine} voir la 100^{aine} de MHz. En accord avec le théorème d'échantillonnage de Nyquist-Shannon, il faut donc, lors de la mesure pratique et de la simulation, avoir un pas de temps très fin d'au plus 16.7ns (ou 5ns dans le cas où on souhaite monter jusqu'à 100MHz).

- Dans le cadre de l'étude sur RSIL, les constantes de temps introduites par ce dernier peuvent devenir un frein dans la mesure où il faudra réaliser la simulation sur un temps long pour obtenir le régime permanent.

Des aspects relevant de ces difficultés de traitement du signal et de choix de la représentation des semi-conducteurs seront présentés dans les parties suivantes dès qu'il s'agira de réaliser une simulation circuit ou une mesure temporelle.

Pour toutes ces raisons, il est important de s'intéresser aux différents modèles de semi-conducteur et de sources de perturbations associées.

1.3.1 Les modèles CEM existants

1.3.1.1 A partir de la physique interne du convertisseur : l'approche exhaustive

Bien que la réalisation pose un certain nombre de difficultés, l'une des idées les plus simples à avoir lorsque l'on souhaite modéliser un convertisseur vis-à-vis de ses émissions parasites consiste à prendre la structure du convertisseur et à décomposer tous ses éléments en des modèles linéaires très fins. Ainsi par exemple, les ESL et ESR des capacités d'entrée devront être connues ou identifiées. Les bras de commutation, qui sont les principales sources de perturbations de mode commun (point flottant relié au châssis au travers de la capacité parasite qui existe entre le boîtier du transistor et le châssis) et de mode différentiel (ondulations de courant du bus continu), sont remplacés par des sources de perturbations en mode commun et en mode différentiel ou directement sur le schéma général comme présenté ici. Ceci possède des similitudes certaines avec l'approche analytique en mode commun et mode différentiel proposée par [36]. Nous reprendrons par ailleurs ce modèle par la suite. Cette méthode permet donc d'obtenir une topologie de schéma équivalent linéarisé à partir de laquelle nous pourrons travailler.

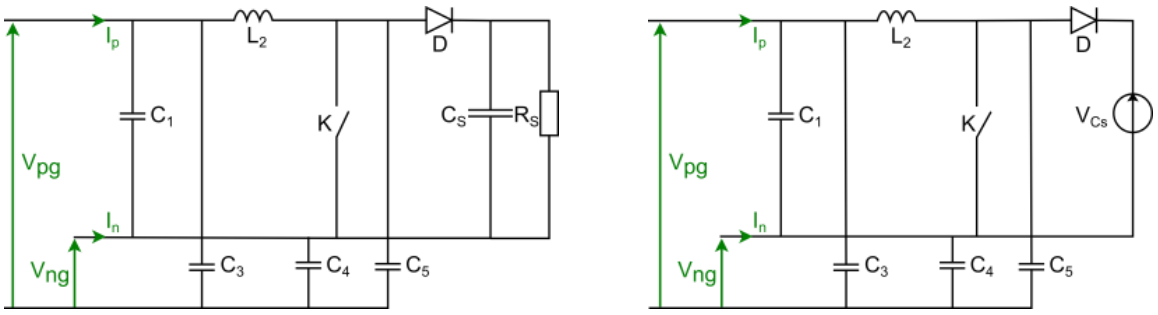
Nous allons présenter plus en détail cette méthode car il s'agit de l'une des plus usitées vu son intérêt pour la conception interne des convertisseurs statiques. Par ailleurs, elle nous intéresse particulièrement du fait des relations de passage théoriques que nous avons établies entre la structure du modèle obtenu à l'aide de cette approche et notre modèle générique. Elle repose sur le remplacement des semi-conducteurs de puissance par leur équivalent au moment des commutations. On a alors :

- une source de courant représentant le courant commuté et la haute impédance de l'interrupteur au moment de l'ouverture ;
- une source de tension pour la modification de niveau de tension du point flottant (et donc une faible impédance dynamique) lors de la fermeture de l'interrupteur considéré ;

On obtient alors des schémas linéaires équivalents représentant l'état du convertisseur lors de ces deux phases critiques. Compte tenu du fait que l'on a alors des schémas linéarisés, l'utilisation du théorème de superposition permet alors d'obtenir une topologie équivalente. Pour la détermination du contenu des spectres des sources de perturbation alors obtenues, il est possible de réaliser une simulation temporelle puis de calculer les spectres voulus ou bien d'utiliser une approche analytique comme [37].

1.3.1.1.1 Application au cas du hacheur parallèle

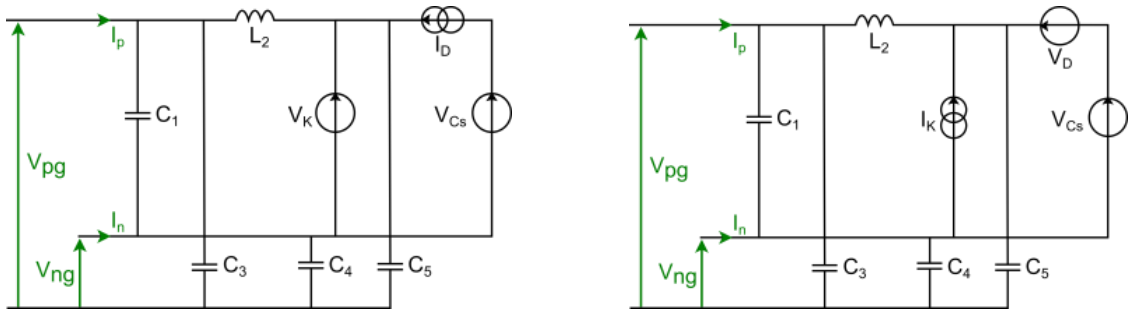
Du fait de l'absence de discontinuité de courant au niveau de l'entrée, l'étude et l'interprétation du cas du hacheur parallèle sont plus simples. Pour notre raisonnement, on prendra comme hypothèse que la capacité de sortie C_S est parfaite (on remarquera par la suite que cette hypothèse n'est pas une hypothèse forte et que l'on peut généraliser le raisonnement). On peut alors considérer que son impédance tend vers zéro et que la sortie se comporte comme une source de tension idéale. On a alors le schéma équivalent de la Figure 1.13 (b) qui servira à effectuer le raisonnement.



(a) **(b)**

Figure 1.13 : Schéma de principe d'un hacheur parallèle.

En utilisant le raisonnement présenté dans le paragraphe 1.3.1.1, on obtient la Figure 1.14 qui donne les deux modèles linéarisés du hacheur lors des phases de commutation. On note que les sources V_K, I_D, I_K et V_D représentent les perturbations générées par les semi-conducteurs de puissance lors du fonctionnement du convertisseur. On peut donc les obtenir aisément en réalisant une mesure de ces courants et tensions ou bien en réalisant une simulation si on connait parfaitement les lois de commande utilisées et la structure interne du convertisseur.

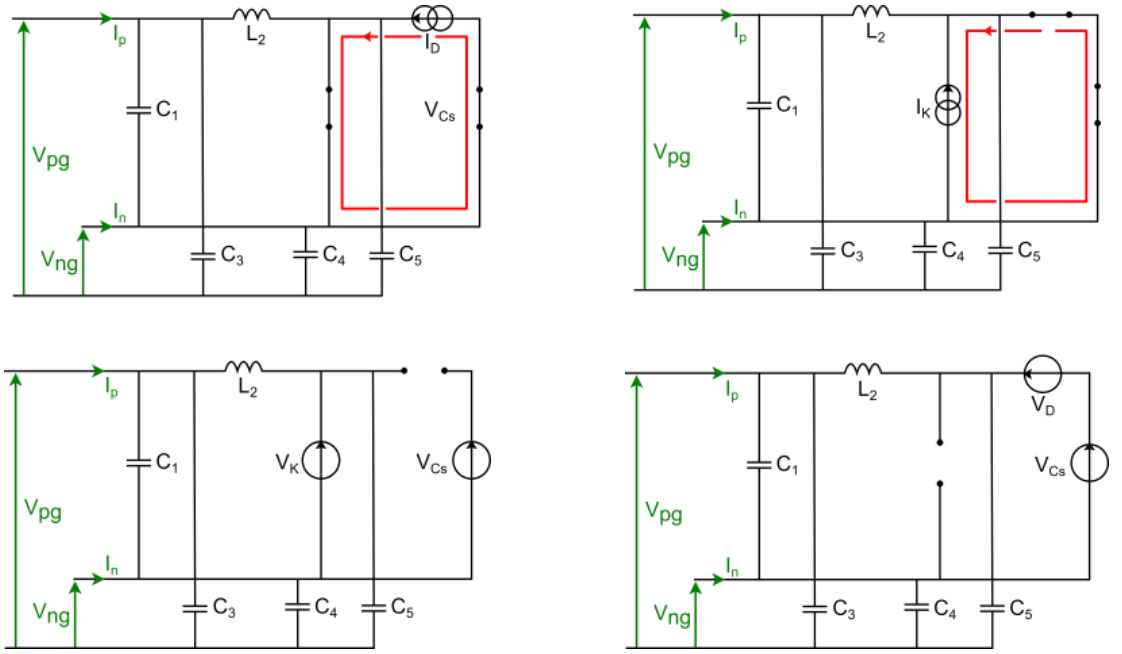


(a) Fermeture de l'interrupteur commandé et ouverture de la diode.

(b) Ouverture de l'interrupteur commandé et fermeture de la diode.

Figure 1.14 : Modèle du hacheur parallèle en fonction de la commutation considérée.

Afin de simplifier l'interprétation, il est intéressant d'utiliser le théorème de superposition pour comprendre comment les différentes sources contribuent à la génération des perturbations et, si possible, obtenir un modèle unique. On remplace alors les sources de tensions par des courts-circuits francs et les sources de courant par des interrupteurs ouverts. On a alors les quatre schémas de la Figure 1.15.



(a) Fermeture de l'interrupteur commandé et ouverture de la diode.

(b) Ouverture de l'interrupteur commandé et fermeture de la diode.

Figure 1.15 : Théorème de superposition appliqué aux modèles de la Figure 1.14.

On remarque alors que les sources de courant n'ont pas de contribution en mode commun ou en mode différentiel (elles sont alors court-circuitées par la faible impédance des sources de tension : chemins en rouge ci-dessus), le modèle peut donc se résumer à une unique source de tension comme présenté dans la Figure 1.16. L'absence de source de courant est corroborée par l'absence d'ondulation de courant au niveau du bus continu ceci explique que l'analyse du hacheur parallèle soit plus simple ici.

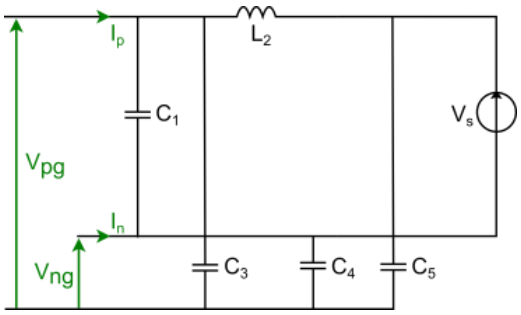
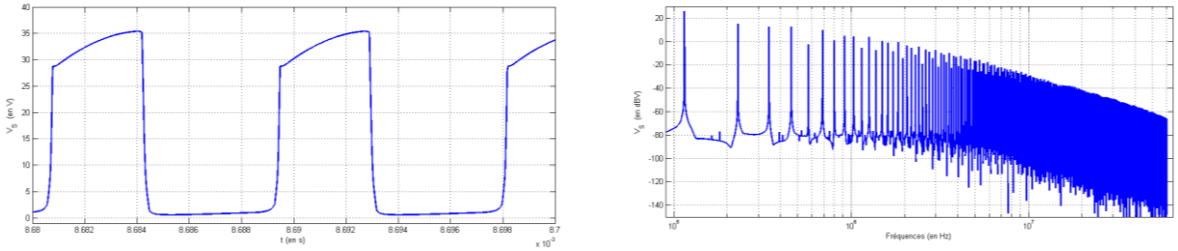


Figure 1.16 : Schéma équivalent du hacheur parallèle par l'approche exhaustive.

Du point de vue du schéma de la Figure 1.13, on remarque que la source de tension de perturbations V_S correspond à la tension de l'interrupteur commandé. Si on souhaite réaliser un lien avec l'approche classique de la CEM en termes de mode commun et mode différentiel, on remarque que cette source participe aux deux modes de perturbations :

- Au travers de C_5 puis C_3 et C_5 pour le mode commun ;
- Au travers de l'inductance L_1 et des câbles d'alimentation pour le mode différentiel.

Une simulation (dont on trouvera le schéma électrique ainsi que les paramètres de simulation en annexe 0) a permis d'obtenir le spectre de V_S (Figure 1.17) dans un cas de hacheur parallèle. On note qu'il est important de choisir judicieusement les paramètres de la simulation temporelle afin d'obtenir un spectre suffisamment précis. Cet aspect sera développé lors de la présentation du traitement spectral des signaux mesurés en simulation et en manipulation.



(a) Représentation temporelle. **(b) Représentation fréquentielle.**

Figure 1.17 : Tension V_S du modèle exhaustif du hacheur parallèle.

L'analyse de la forme d'onde et du spectre précédent montre qu'il ne s'agit pas ici d'un exemple peu réaliste, l'ondulation du bus continu est trop importante, les fronts n'étant pas complexes, la décroissance élémentaire du spectre s'en trouve simplifiée par rapport à un convertisseur réel.

1.3.1.1.2 Application au cas du hacheur série

Le cas du hacheur série est un peu plus délicat comme nous allons le voir ici. De même que pour le hacheur parallèle, on pose l'hypothèse selon laquelle la valeur de l'inductance de sortie est suffisamment importante pour considérer que la sortie se comporte comme une source de courant idéale. On a alors le schéma de la Figure 1.18.

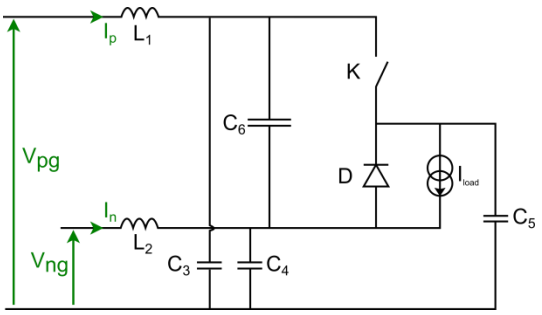
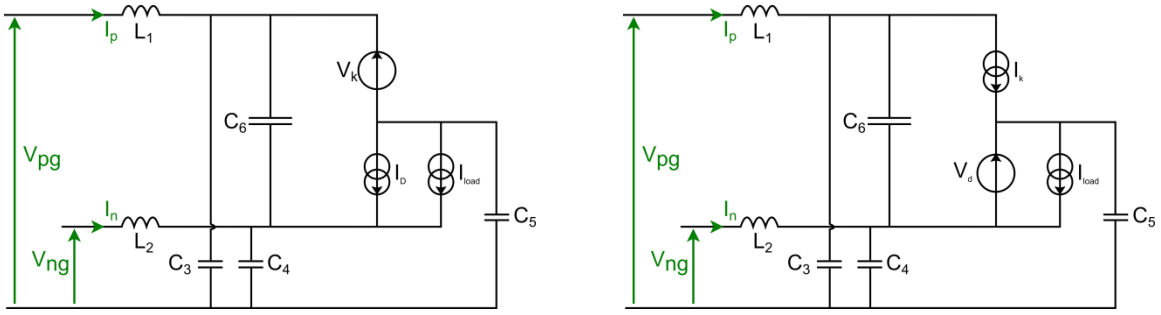


Figure 1.18 : Schéma de principe du hacheur série.

On définit par ailleurs les impédances suivantes :

$$Z_i = jL_i\omega \text{ pour } i = \{1;2\}.$$
$$Z_k = \frac{1}{jC_k\omega} \text{ pour } k = \{3;4;5;6\}. \quad \textbf{(1.1)}$$

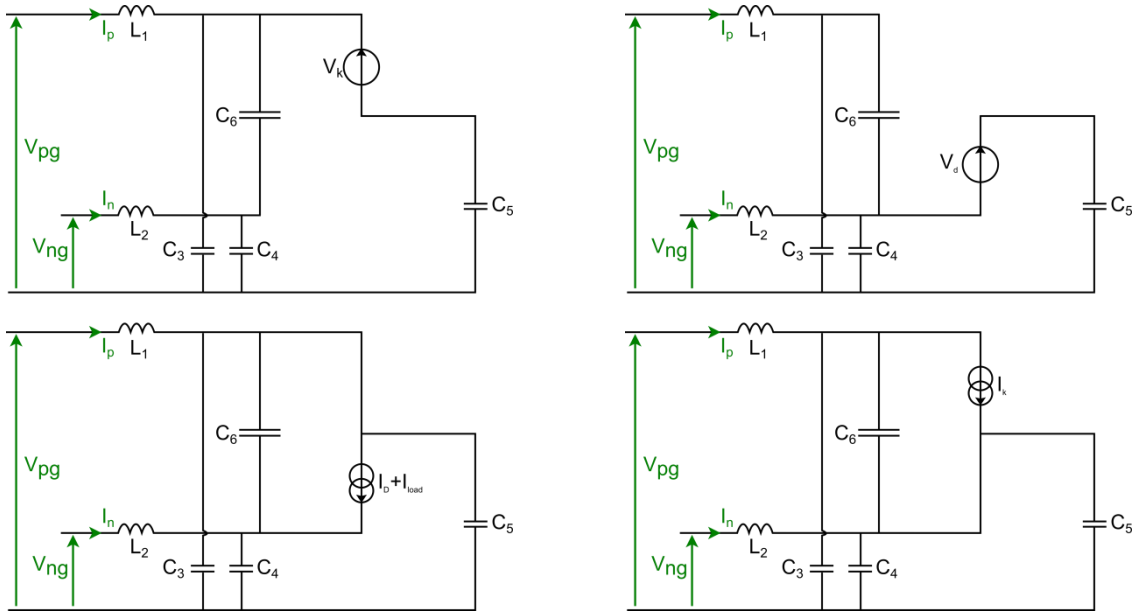
En remplaçant l'interrupteur ou la diode qui se ferme par une source de tension et celui qui s'ouvre par une source de courant, on obtient les deux schémas équivalents lors des commutations de la Figure 1.19.



(a) Fermeture de l'interrupteur commandé et ouverture de la diode. **(b) Ouverture de l'interrupteur commandé et fermeture de la diode.**

Figure 1.19 : Modèle linéarisé du hacheur série en fonction de la commutation.

On remarque que pour lors de l'ouverture de la diode et la fermeture de l'interrupteur commandé, les sources de courant I_D et I_{LOAD} peuvent être regroupées en une unique source. Si on s'interroge sur une éventuelle simplification du modèle comme pour le hacheur parallèle, il est intéressant d'utiliser le théorème de superposition afin de connaître les contributions des différentes sources de courant et de tension et donc de potentiellement obtenir un modèle unique comme pour la Figure 1.16. La Figure 1.20 représente cette décomposition.



(a) Fermeture de l'interrupteur commandé et ouverture de la diode. **(b) Ouverture de l'interrupteur commandé et fermeture de la diode.**

Figure 1.20 : Théorème de superposition appliqué aux modèles linéarisés du hacheur série en fonction de la commutation considérée.

On note alors que :

- si on considère la commutation (a), les deux sources ont un impact sur les perturbations à l'entrée du convertisseur. Le schéma (a) de la Figure 1.19 n'est alors pas simplifiable une fois I_D et I_{LOAD} regroupées en une unique source de courant ;

- pour la seconde commutation, même si la source de courant I_{LOAD} n'a pas d'impact (elle débite uniquement dans la source de tension V_D d'impédance nulle), la modélisation nécessite toujours deux sources I_K et V_D ;

En conclusion, la modélisation du hacheur série nécessitera obligatoirement un couple composé d'une source de courant et d'une source de tension (I_D+I_{LOAD} et V_K ou I_K et V_D). Ce résultat n'est pas étonnant dans la mesure où on est face à un convertisseur qui possède :

- un point flottant (entre l'interrupteur commandé et la diode) dont le potentiel varie. Si on choisit le schéma (a) de la Figure 1.19, V_K représente les variations de ce potentiel en prenant comme référence le point bas du bras d'onduleur tandis que dans le cas du schéma (b), V_D reproduit les variations de ce même potentiel par rapport au point haut du bras ;
- une ondulation de courant à l'entrée du convertisseur qui est respectivement modélisée par I_D+I_{LOAD} avec le schéma de la commutation (a) et I_K pour le schéma (b).

Du point de vue des équations, on remarque que les modèles (a) et (b) ne conduisent pas aux mêmes chemins de propagation des perturbations vu que, comme le montrent les équations ci-dessous, nous n'obtenons pas les mêmes impédances pour le modèles (a) et (b).

Pour le modèle (a), on a :

$$\begin{pmatrix} V_{MD} \\ V_{MC} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{MD\,a} & Z_{Coup\,a} \\ Z_{Coup\,a} & Z_{MC\,a} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{MD} \\ I_{MC} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} Z_{Source\,MD\,a} & \alpha_{Source\,MD\,a} \\ Z_{Source\,MC\,a} & \alpha_{Source\,MC\,a} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_D + I_{LOAD} \\ V_K \end{pmatrix} \quad \text{où :} \qquad \textbf{(1.2)}$$

$$Z_{MD\,a} = \frac{\begin{array}{c} Z_4Z_3Z_1 + Z_5Z_6Z_3 + Z_5Z_3Z_2 + Z_3Z_1Z_6 + Z_3Z_2Z_6 + Z_4Z_3Z_2 + Z_5Z_3Z_1 + Z_5Z_6Z_4 + Z_5Z_4Z_2 + Z_5Z_6Z_1 + Z_5Z_4Z_1 \\ +Z_5Z_6Z_2 + Z_4Z_6Z_3 \end{array}}{Z_5Z_3 + Z_5Z_6 + Z_6Z_3 + Z_5Z_4 + Z_4Z_3}$$

$$Z_{MC\,a} = \frac{1}{4}\frac{\begin{array}{c} Z_5Z_3Z_2 + Z_3Z_1Z_6 + Z_4Z_6Z_3 + Z_5Z_6Z_4 + Z_4Z_3Z_1 + Z_3Z_2Z_6 + Z_4Z_3Z_2 + Z_5Z_4Z_2 + 4Z_5Z_4Z_3 + Z_5Z_6Z_3 \\ +Z_5Z_6Z_2 + Z_5Z_3Z_1 + Z_5Z_6Z_1 + Z_5Z_4Z_1 \end{array}}{Z_5Z_3 + Z_5Z_6 + Z_6Z_3 + Z_5Z_4 + Z_4Z_3}$$

$$Z_{Coup\,a} = -\frac{1}{2}\frac{\begin{array}{c} Z_4Z_6Z_3 + Z_4Z_3Z_2 + Z_3Z_2Z_6 - Z_5Z_3Z_1 + Z_5Z_3Z_2 + Z_5Z_6Z_2 + Z_5Z_6Z_4 - Z_3Z_1Z_6 - Z_4Z_3Z_1 - Z_5Z_6Z_3 \\ +Z_5Z_4Z_2 - Z_5Z_6Z_1 - Z_5Z_4Z_1 \end{array}}{Z_5Z_3 + Z_5Z_6 + Z_6Z_3 + Z_5Z_4 + Z_4Z_3}$$

$$Z_{Source\,MD\,a} = -\frac{Z_6(Z_5Z_3 + Z_4Z_3 + Z_5Z_4)}{Z_5Z_3 + Z_5Z_6 + Z_6Z_3 + Z_5Z_4 + Z_4Z_3} \qquad Z_{Source\,MC\,a} = \frac{1}{2}\frac{Z_6(Z_4Z_3 - Z_5Z_3 + Z_5Z_4)}{Z_5Z_3 + Z_5Z_6 + Z_6Z_3 + Z_5Z_4 + Z_4Z_3}$$

$$\alpha_{Source\,MD\,a} = \frac{Z_3Z_6}{Z_5Z_3 + Z_5Z_6 + Z_6Z_3 + Z_5Z_4 + Z_4Z_3} \qquad \alpha_{Source\,MC\,a} = \frac{1}{2}\frac{Z_3(2Z_4 + Z_6)}{Z_5Z_3 + Z_5Z_6 + Z_6Z_3 + Z_5Z_4 + Z_4Z_3}$$

Pour le modèle (b), on a l'équation suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{MD} \\ V_{MC} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{MD\,b} & Z_{Couplage\,b} \\ Z_{Couplage\,b} & Z_{MC\,b} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{MD} \\ I_{MC} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} Z_{Source\,MD\,b} & \alpha_{Source\,MD\,b} \\ Z_{Source\,MC\,b} & \alpha_{Source\,MC\,b} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_K \\ V_D \end{pmatrix} \quad \text{où :} \qquad \textbf{(1.3)}$$

$$Z_{MD\,b} = \frac{\begin{matrix} Z_4Z_3Z_1 + Z_4Z_6Z_2 + Z_4Z_6Z_3 + Z_4Z_3Z_2 + Z_5Z_6Z_1 + Z_5Z_6Z_2 + Z_5Z_3Z_2 + Z_5Z_4Z_1 + Z_5Z_4Z_2 + Z_4Z_6Z_1 \\ +Z_5Z_6Z_3 + Z_5Z_3Z_1 + Z_5Z_6Z_4 \end{matrix}}{Z_4Z_6 + Z_4Z_3 + Z_5Z_4 + Z_5Z_3 + Z_5Z_6}$$

$$Z_{MC\,b} = \frac{1}{4}\frac{\begin{matrix} Z_4Z_3Z_2 + Z_5Z_6Z_3 + Z_4Z_6Z_3 + Z_4Z_6Z_2 + Z_4Z_3Z_1 + Z_5Z_3Z_2 + Z_5Z_4Z_2 + Z_5Z_6Z_2 + 4Z_5Z_4Z_3 + Z_4Z_6Z_1 \\ +Z_5Z_6Z_4 + Z_5Z_4Z_1 + Z_5Z_3Z_1 + Z_5Z_6Z_1 \end{matrix}}{Z_4Z_6 + Z_4Z_3 + Z_5Z_4 + Z_5Z_3 + Z_5Z_6}$$

$$Z_{Couplage\,b} = \frac{1}{2}\frac{\begin{matrix} -Z_5Z_4Z_2 + Z_5Z_6Z_1 - Z_4Z_3Z_2 + Z_4Z_6Z_3 + Z_4Z_3Z_1 - Z_5Z_3Z_2 + Z_5Z_6Z_3 + Z_5Z_4Z_1 - Z_4Z_6Z_2 - Z_5Z_6Z_2 \\ +Z_4Z_6Z_1 - Z_5Z_6Z_4 + Z_5Z_3Z_1 \end{matrix}}{Z_4Z_6 + Z_4Z_3 + Z_5Z_4 + Z_5Z_3 + Z_5Z_6}$$

$$Z_{Source\ MD\,b} = -\frac{Z_6(Z_5Z_3 + Z_4Z_3 + Z_5Z_4)}{Z_4Z_6 + Z_4Z_3 + Z_5Z_4 + Z_5Z_3 + Z_5Z_6} \qquad Z_{Source\ MC\,b} = -\frac{1}{2}\frac{Z_6(Z_4Z_3 - Z_5Z_4 + Z_5Z_3)}{Z_4Z_6 + Z_4Z_3 + Z_5Z_4 + Z_5Z_3 + Z_5Z_6}$$

$$\alpha_{Source\ MD\,b} = \frac{Z_4Z_6}{Z_4Z_6 + Z_4Z_3 + Z_5Z_4 + Z_5Z_3 + Z_5Z_6} \qquad \alpha_{Source\ MC\,b} = -\frac{1}{2}\frac{Z_4(Z_6 + 2Z_3)}{Z_4Z_6 + Z_4Z_3 + Z_5Z_4 + Z_5Z_3 + Z_5Z_6}$$

On rappelle que les équations (1.2) et (1.3) sont obtenues par la mise en équation des schémas électriques des montages de la Figure 1.19 puis à l'application du changement de base présenté en Annexe A.

Il est important de s'arrêter un instant sur les termes utilisés ici. Dans la matrice des impédances, le terme $Z_{Couplage}$ rend possible la conversion d'une fraction d'un mode à l'autre. C'est-à-dire l'influence que, par exemple, aura le courant de mode commun sur la tension de mode différentiel (i.e., la tension de bus). Les impacts de ce terme sur la physique sont importants lorsque l'on s'intéresse à des problèmes de dimensionnement de filtres CEM de convertisseurs statiques notamment lors du bobinage des inductances de filtrage.

De plus, lorsque l'on se place dans le cadre de la modélisation, il est intéressant de garder à l'esprit la présence de ce terme de couplage de modes. En effet, en son absence, il est possible d'avoir deux modèles complètement dissociés : V_{MD} dépendra uniquement d'I_{MD}, Z_{MD} et d'une source de perturbation de mode différentiel ; il en sera de même pour le mode commun.

Ainsi, une autre manière de mettre en avant les différences entre les modèles (a) et (b) apparait si on cherche à représenter l'absence de couplages de modes pour ces deux modèles. Pour le modèle (a), les impédances doivent remplir les conditions suivantes :

$$Z_1 = Z_2 \tag{1.4}$$

$$Z_4 = \frac{Z_3 \cdot Z_5}{Z_3 + Z_5} \tag{1.5}$$

Pour le modèle (b), les impédances doivent remplir les conditions suivantes :

$$Z_1 = Z_2 \tag{1.6}$$

$$Z_3 = \frac{Z_4 \cdot Z_5}{Z_4 + Z_5} \tag{1.7}$$

Les conditions (1.4) et (1.6) qui sont identiques représentent le fait qu'il faille avoir des chemins symétriques entre les deux câbles d'alimentation afin de limiter les couplages de modes. Les secondes conditions sont plus intéressantes car elles mettent en avant les liens entre les valeurs des impédances des capacités parasites C_3, C_4 et C_5 et la symétrie des

chemins de propagation. Le fait que les secondes conditions soient différentes met en avant le choix entre l'un ou l'autre des modèles qui conduit à une représentation biaisée de l'ensemble des chemins de propagation et de couplages. Ces approches constituent donc de bonnes approximations mais sont théoriquement incomplètes prises seules. On peut par ailleurs noter le rôle privilégié que pour Z_4 dans le ratio entre $\alpha_{Source\ MD\ a}$ et $\alpha_{Source\ MC\ a}$; il en est de même pour Z_3 et le ratio entre $\alpha_{Source\ MD\ b}$ et $\alpha_{Source\ MC\ b}$.

[38] choisi de ne pas considérer l'existence de couplages de modes au moment d'obtenir son modèle et propose un modèle issu d'une analyse basée sur la décomposition en mode commun – mode différentiel :

- pour l'étude en mode différentiel, si on déconnecte toutes les références à la terre de la Figure 1.18, les perturbations proviennent exclusivement des modulations de la source de courant I_{LOAD} par l'ouverture et la fermeture de l'interrupteur et de la diode du bras d'onduleur. On a alors un modèle en mode différentiel uniquement constitué de L_1, L_2, C_6 et I_{SMD} où I_{SMD} représentent l'ondulation de courant du bus continu ;
- pour le mode commun, on considère que les perturbations sont uniquement dues aux variations du potentiel du point milieu du bras d'onduleur. Le choix pour représenter ces fluctuations est donc de placer une source de tension entre la capacité C_5 (qui n'est autre que principalement la capacité du boîtier par rapport au châssis) et le point bas du bras d'onduleur. On remarque qu'il est aussi possible de la placer sur le point haut du bras d'onduleur ce qui ne changerait rien vis-à-vis du mode commun.

On obtient alors deux schémas en mode commun et en mode différentiel du convertisseur que l'on peut regrouper à la manière de la Figure 1.21.

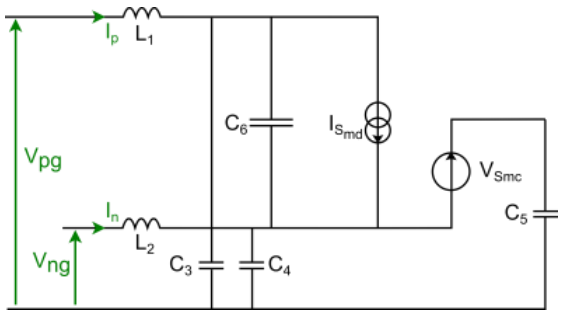


Figure 1.21 : Modèle équivalent du hacheur série avec le découplage de modes [38].

Finalement, si on met en regard ce modèle avec celui obtenu à la Figure 1.19 (b), on note qu'il y a le même nombre de sources et d'éléments passifs. La transformation suivante permet le passage de l'un à l'autre :

$$I_{S_{MD}} = I_K \quad \textbf{(1.8)}$$

$$V_{S_{MC}} = V_D \quad \textbf{(1.9)}$$

On peut donc utiliser ce modèle (qui constitue l'approche classique en termes de modélisation exhaustive) dans la suite de notre étude. L'équation (1.2) représente alors le modèle de la Figure 1.21. On note alors que ce modèle peut aussi bien représenter une structure présentant un couplage plus ou moins important et que les sources I_{SMD} et V_{SMC} ont des contributions sur les deux modes de propagation.

1.3.1.1.3 Conclusion

Cette approche de type exhaustive, telle que nous l'avons présentée de manière théorique, permet d'obtenir un (ou plusieurs) schéma(s) équivalent(s). La principale difficulté qui persiste repose sur la détermination du contenu spectral des sources (doit-on choisir un créneau parfait, un trapèze ou bien une forme plus élaborée ?) ainsi que sur le choix entre différents modèles possibles pour un même convertisseur dans la mesure où chaque modèle, possédant des chemins de propagation différents (et donc des termes de couplage de modes différents aussi), représente un état différent du convertisseur.

Par ailleurs, si on s'intéresse à des convertisseurs dont la structure interne est plus complexe (par exemple pour un convertisseur de type flyback), il est toujours possible de remplacer l'ensemble des semi-conducteurs par des sources équivalentes (de courant et de tension) comme présentées ici mais le schéma obtenu ne pourra que difficilement se simplifier comme dans le cas du hacheur parallèle. Par ailleurs, la non-prise en compte de l'impédance interne des interrupteurs de puissance (comme le C_{OSS} des MOS de puissance qui aura une influence sur la valeur des capacités parasites vers la terre) dans les schémas proposés est une hypothèse forte.

1.3.1.2 Conclusion sur l'utilisation dans le cadre de l'étude des réseaux

Si on souhaite réaliser une étude à l'échelle du réseau comme c'est le cas pour nos travaux, cette approche exhaustive n'est pas adaptée dans la mesure où elle rentre dans un niveau de détails trop important ce qui rendrait la modélisation de l'ensemble du réseau trop « lourde » pour quelle qu'analyse que ce soit. Si on prend l'exemple de l'onduleur de la Figure 1.22, on remarque qu'il faut 21 éléments pour sa représentation sommaire sur RSIL !

De plus, comme nous l'avons souligné précédemment, ce type de modélisation suppose de négliger les impédances rajoutées des semi-conducteurs de puissance ou bien de les inclure dans les autres impédances du schéma équivalent. On peut alors éventuellement être confronté à un problème si on veut prendre en compte les modifications de la valeur de ces impédances en fonction de l'état (ouvert ou fermé) de l'interrupteur.

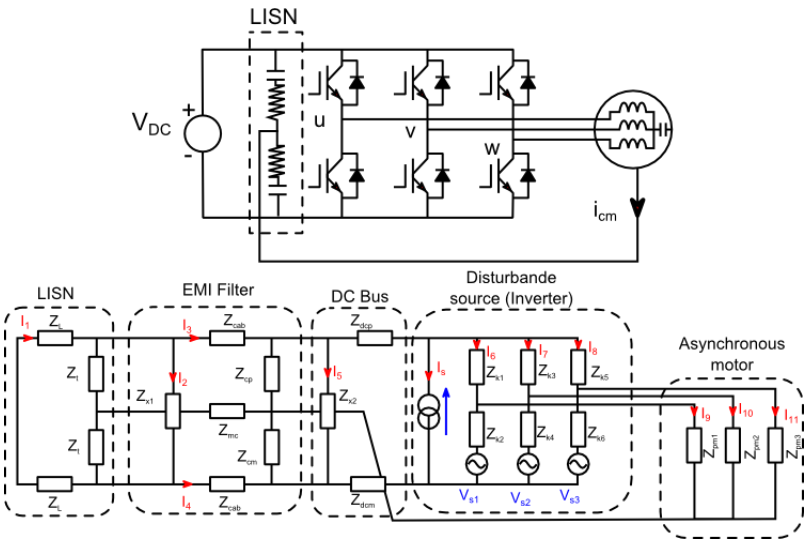


Figure 1.22 : Modèle simplifié d'un variateur de vitesse pour moteur asynchrone [39].

On peut donc conclure sur le fait que cette approche est appropriée lors du dimensionnement et de l'optimisation du convertisseur et de son filtre [40] mais qu'elle ne l'est pas pour l'étude à l'échelle du réseau. Nous verrons par la suite le lien formel qui peut être établi, sous certaines conditions, avec le modèle générique « boîte noire ».

L'idée d'obtenir une modélisation des convertisseurs statiques en vue de l'étude à l'échelle du réseau semble donc pertinente. Il faut trouver une forme de modélisation standardisée permettant de retranscrire les perturbations générées ainsi que le comportement en termes de susceptibilité. D'un point de vue de la standardisation, les modèles représentant le comportement hautes fréquences d'une carte à l'aide d'un jeu d'impédances et de sources localisées sont appelés modèle EBEM-CE pour « Electronic Board Emisson Model – Conducted Emission » [41], [42]. La modélisation que nous allons proposer se rapproche, en un sens, de ces types de modèles.

1.3.2 Modélisation système : les modèles de type « boîte noire » / « boîte grise »

1.3.2.1 Le modèle MTB : les prémices de l'approche « boîte noire »

Le modèle « Modular-Terminal-Behavioral » est le premier modèle de type extensif proposé pour l'étude de la CEM des convertisseurs d'électronique de puissance. Il est de type « boîte grise » dans la mesure où il est nécessaire de connaitre l'intérieur de la structure du convertisseur pour l'obtenir. Il repose sur le remplacement de chaque cellule de commutation par un modèle de Norton équivalent comme illustré Figure 1.23.

Les sources de perturbations peuvent être représentées, par exemple et dans le cadre d'une modélisation simplifiée, par des grandeurs trapézoïdales [43] dont les temps de montée et de descente permettent de prendre en considération les temps de commutation des interrupteurs. Il existe des méthodes pour représenter des formes d'ondes plus complexes [44]. Les impédances Z_{S1} et Z_{S2} ne sont pas uniquement représentatives des paramètres propres aux interrupteurs mais aussi de l'environnement dans lequel ils fonctionnent. Elles sont donc fortement corrélées avec le point de fonctionnement de convertisseur et avec son environnement (i.e. le réseau sur lequel le convertisseur est placé lors de l'identification).

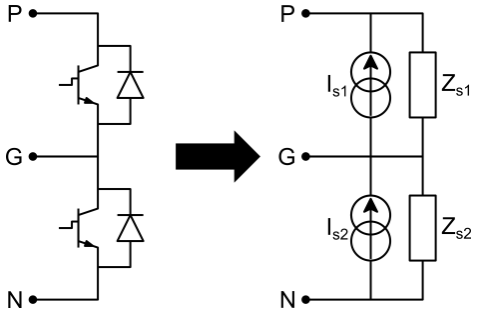


Figure 1.23 : Modèle de Norton équivalent pour un bras d'onduleur IGBT.

Bien que cette approche semble séduisante, elle ne réduit pas spécialement la taille du modèle étant donné qu'il faut considérer une matrice d'impédances de transfert représentant l'ensemble des chemins de propagation jusqu'au RSIL [45], on ne gagne alors pas énormément en termes de taille du modèle et de puissance de calcul nécessaire.

De plus, si on reprend les travaux [20], on note que les conditions de commutation, et donc les impédances identifiées ici dépendent grandement des conditions amont d'identification, on a alors une limitation de son domaine de validité aux seules conditions d'identification (en termes d'environnement, de fréquence de commutation,…).

1.3.2.2 Généralisation

Bien que n'étant pas complet, le modèle MTB ouvre la voie à une modélisation CEM des convertisseurs d'un point de vue externe. En se référant à[46], il est possible d'établir le nombre d'impédances et de sources (de courant ou de tension, une équivalence « Thévenin-Norton » permettant le changement) nécessaire pour représenter tous types de multi-pôles. On sait alors que le modèle se compose :

- d'autant d'impédances que de combinaisons « port – ports » ;
- du « nombre de ports moins un » sources (de courant ou de tension) de perturbation non redondante (c'est-à-dire qui ne peuvent être fusionnées).

On rappelle qu'un port correspond à une connexion du convertisseur : fils d'alimentation, terre par exemple. On note alors qu'il existe un certain nombre de « modèles génériques » possibles mais qu'un changement de base permet le passage de l'un à l'autre (voir Annexe B. pour le cas du modèle 3-ports). On pourra donc considérer qu'un convertisseur monophasé (alimentations positive et négative) aura 3 ports en comptant le retour par la terre.

Ports *(exemple)*	2 *(mode diff. seul)*	3 *(conv. DC/DC)*	4 *(triphasé)*	n
Impédances	1	3	6	$\frac{n(n-1)}{2}$
Sources	1	2	3	$n-1$

Tableau 1.2 : Généralisation.

On remarque par ailleurs que pour le cas d'un réseau DC, les convertisseurs devront être représentés par 3 impédances et 2 sources de perturbations. Si on reprend, le schéma proposé dans le cadre d'un modèle MTB, on note qu'il « manque » une impédance entre les câbles d'alimentation.

Une autre considération est à prendre en compte ici en ce qui concerne la charge du convertisseur que l'on souhaite modéliser avec un modèle de type « boîte noire ». On peut choisir, en fonction de ce que l'on souhaite analyser et de son impact entre deux sous-types de modèles :

- un modèle de type « non-terminal » dans lequel la charge ne sera pas incluse : Ce choix devra être fait si on est dans le cadre d'un convertisseur faisant le lien entre deux types de réseaux. Comme exemple, on pourra citer les études menées sur la coexistence entre deux réseaux continus (42V et 14V) automobile menées par les constructeurs dans les années 2000. Le but était alors d'optimiser le rendement énergétique des convertisseurs présents dans le véhicule [47] ;

- un modèle de type « terminal », où la charge sera intégrée au modèle, est approprié dans le cadre de l'étude des réseaux radiaux. C'est le cas lorsque sur un même réseau les convertisseurs sont placés en parallèle les uns des autres.

Il est important de signaler que, quel que soit le modèle choisi, les éléments qui le constituent seront dépendants du point de fonctionnement du convertisseur. En effet, une modification du point de fonctionnement entraine inéluctablement une modification des sources de perturbations et potentiellement des chemins de propagation.

1.3.2.3 Le modèle de type « boîte noire », le modèle générique

Ainsi, dans le cas des convertisseurs placés sur un réseau DC, le modèle 3-ports générique équivalent possède 3 impédances et 2 sources de perturbation. Par souci de cohérence avec le modèle MTB, on choisit le schéma générique de la Figure 1.24 avec uniquement des sources de courant. On remarque alors que, par rapport à la Figure 1.23, le schéma possède une impédance supplémentaire. Nous allons faire une rapide étude analytique de ce schéma afin de mettre en évidence les implications de modélisation.

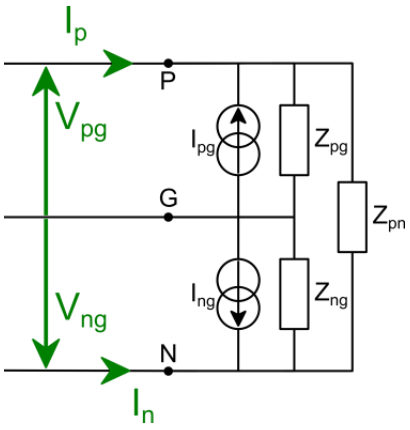


Figure 1.24 : Modèle générique de type « boîte noire » dans le cas d'un convertisseur 3-ports (2 câbles d'alimentation + fil de terre).

Par rapport à l'approche classique de la CEM qui consiste à considérer la séparation de mode, on note que le nombre d'impédances proposé ici possède l'avantage de pouvoir faire apparaitre les modes commun et différentiel ainsi que les couplages de modes comme le montrent les termes anti-diagonaux de Z_{eq}.

$$\begin{pmatrix} V_{md} \\ V_{mc} \end{pmatrix} = [Z_{eq}] \begin{pmatrix} I_{md} \\ I_{mc} \end{pmatrix} + [Z_{Source}] \begin{pmatrix} I_{pg} \\ I_{ng} \end{pmatrix} \quad \text{où :} \qquad \textbf{(1.10)}$$

$$Z_{eq} = \frac{1}{Z_{ng} + Z_{pg} + Z_{pn}} \begin{bmatrix} (Z_{ng} + Z_{pg})Z_{pn} & -\frac{(Z_{ng} - Z_{pg})Z_{pn}}{2} \\ -\frac{(Z_{ng} - Z_{pg})Z_{pn}}{2} & \frac{Z_{ng}Z_{pn} + 4Z_{ng}Z_{pg} + Z_{pg}Z_{pn}}{4} \end{bmatrix}$$

$$Z_{Source} = \frac{1}{Z_{ng} + Z_{pg} + Z_{pn}} \begin{bmatrix} Z_{pg}Z_{pn} & -Z_{ng}Z_{pn} \\ \frac{(2Z_{ng} + Z_{pn})Z_{pg}}{2} & \frac{(2Z_{pg} + Z_{pn})Z_{ng}}{2} \end{bmatrix}$$

Différentes remarques sont possibles :

1. $Z_{eq_{21}} = Z_{eq_{12}}$. Il s'agit des termes de couplage de modes que l'on peut appeler $Z_{Couplage}$. On remarque qu'il y a du couplage de modes lorsque la structure n'est pas symétrique vis-à-vis des fils d'alimentation P et N, soit dès qu'une dissymétrie entre Z_{PG} et Z_{NG} apparait.

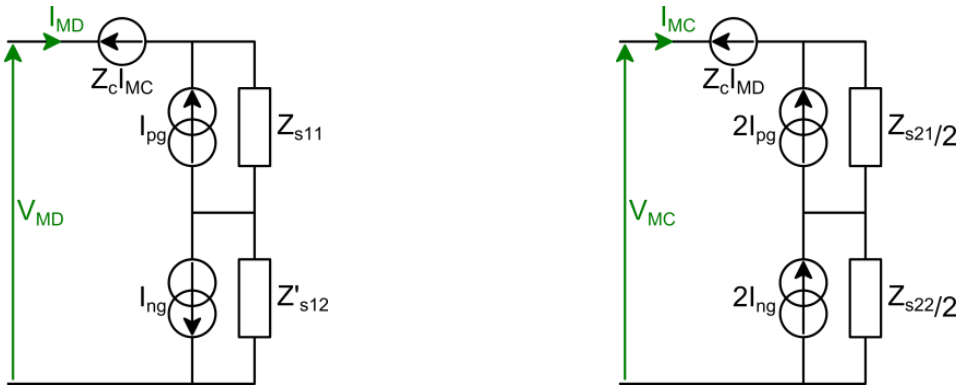
   On note donc :

$$Z_{Couplage} = -\frac{(Z_{ng} - Z_{pg})Z_{pn}}{2(Z_{ng} + Z_{pg} + Z_{pn})}$$

2. Les termes diagonaux de la matrice Z_{eq} peuvent s'exprimer en fonction de ceux de Z_{Source} :

$$\begin{cases} Z_{eq_{11}} = Z_{Source_{11}} - Z_{Source_{12}} \\ Z_{eq_{22}} = \frac{1}{2}Z_{Source_{21}} + \frac{1}{2}Z_{Source_{22}} \end{cases}$$

On peut alors obtenir le schéma électrique couplé de la Figure 1.25.



(a) Mode différentiel. **(b) Mode commun.**

Figure 1.25 : Schéma équivalent couplé du modèle « boîte noire ».

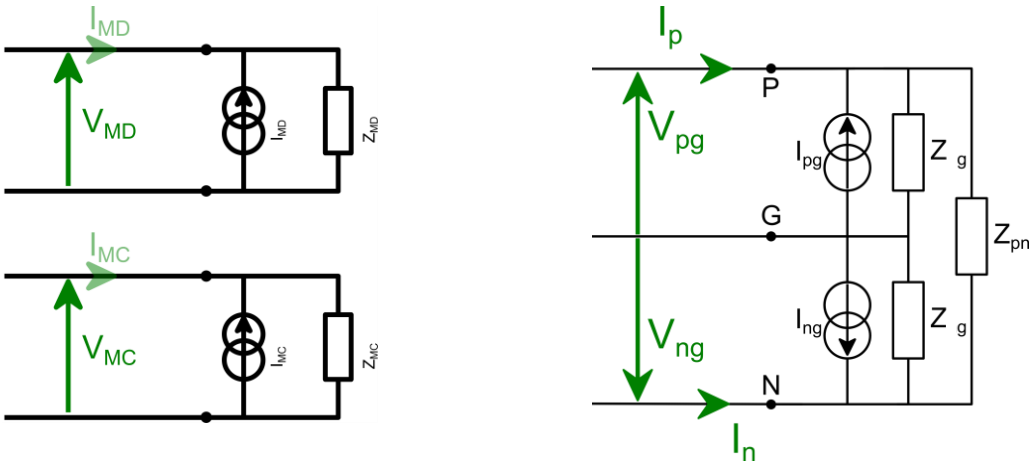
Dont les équations sont :

$$\begin{cases} V_{MD} = \left(Z_{Source_{11}} + Z'_{Source_{12}}\right) I_{MD} + Z_{Couplage}\, I_{MC} + Z_{Source_{11}} I_{pg} - Z'_{Source_{12}} I_{ng} \\ V_{MC} = \left(\frac{Z_{Source_{21}}}{2} + \frac{Z_{Source_{22}}}{2}\right) I_{MC} + Z_{Couplage}\, I_{MD} + \frac{Z_{Source_{21}}}{2} 2I_{pg} + \frac{Z_{Source_{22}}}{2} 2I_{ng} \\ \text{où } Z'_{Source_{12}} = -Z_{Source_{12}} \end{cases} \quad \textbf{(1.11)}$$

1.3.2.4 Cas particulier : Modèle « boite noire » 3-ports sans couplage de modes

Par rapport au paragraphe précédent, l'hypothèse d'absence de couplage de modes permet de simplifier grandement le modèle 3-ports de la Figure 1.24.

En effet, on a alors Z_{PG}=Z_{NG}. Ceci conduit à l'équivalence entre deux modèles de Norton (en mode commun et en mode différentiel) avec le modèle 3-ports (à 4 paramètres : $Z_{_G}$, Z_{PN}, I_{PG} et I_{NG}).



(a) en modes commun et différentiel **(b) modèle 3-ports simplifié.**

Figure 1.26 : En l'absence de couplage de modes.

On a alors :

$$\begin{cases} Z_{_G} = 2\,Z_{MC} \\ Z_{PN} = \dfrac{4\,Z_{MC}Z_{MD}}{4\,Z_{MC} - Z_{MD}} \\ I_{PG} = \dfrac{I_{MD}}{Z_{MD}} + \dfrac{I_{MC}}{2Z_{MC}} \\ I_{NG} = -\dfrac{I_{MD}}{Z_{MD}} + \dfrac{I_{MC}}{2Z_{MC}} \end{cases} \qquad (1.12)$$

Ces relations de passage seront particulièrement utiles dans le chapitre 3.

1.4 Présentation du travail

Les travaux de thèse présentés ici s'articuleront autour de trois principaux axes qui seront développés dans les chapitres résumés ci-dessous :

- le chapitre 2 développera des pistes d'amélioration du principe d'identification réalisée par [48] après l'avoir rappelé. Il s'agira alors de prendre en compte des critères de faisabilité des conditions d'identification ainsi que de poser les limites d'utilisation de la méthode d'identification. Ce chapitre, à dominante théorique, présentera aussi les relations formelles entre le modèle « boîte noire » et les modèles exhaustifs. Ceci permettra d'obtenir des informations sur la signification physique des éléments du modèle.

  On notera qu'au court de ce chapitre, la décomposition dans la base mode commun – mode différentiel sera très largement utilisée car elle permet un certain nombre de simplifications. Une attention tout particulière sera portée sur les pistes d'obtention du couplage de modes.

- le chapitre 3 sera une présentation d'application des méthodes d'identification détaillées dans le chapitre 2 sur des cas simples et à partir de simulations. Ceci permet de s'affranchir des difficultés propres à l'exploitation de maquettes pratiques tout en permettant d'éprouver les routines d'identification.

  Les limites d'utilisation de la méthode d'identification seront ainsi présentées au travers de l'identification de hacheurs série et parallèle dont on fera varier les valeurs des éléments.

- le chapitre 4 portera sur la mise en pratique des routines développées sur une émulation de réseau automobile. Le but étant de les confronter aux réalités pratiques.

  Contrairement au chapitre 3, des aspects de métrologie et de traitement du signal seront alors mis en avant.

Le dernier chapitre, quant à lui, conclura sur les apports de cette thèse du point de vue de la modélisation « boîte noire » des convertisseurs statiques en vue de l'étude des réseaux embarqués industriels. Les points qui devront être prioritairement poursuivis prendront, eux aussi une place importante dans ce chapitre.

Au vue du grand nombre de modèles qui vont être manipulés dans ce manuscrit, le Tableau 1.3 de la page suivante les rappelle afin de faciliter la compréhension du lecteur.

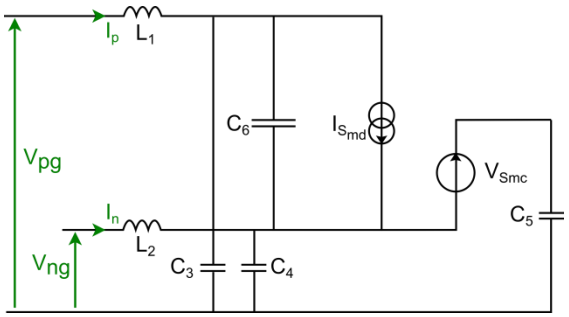
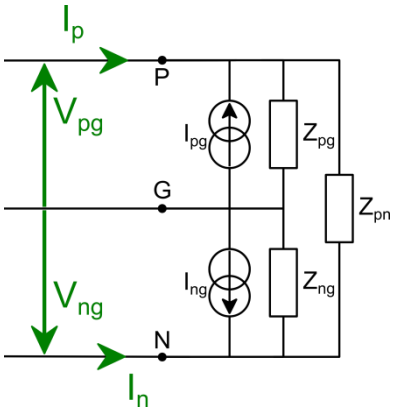
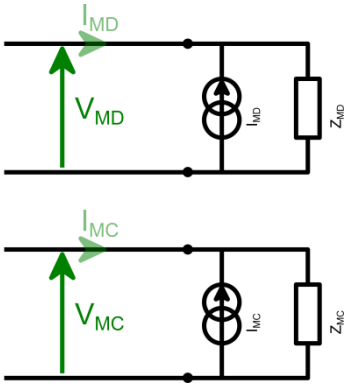
Mod	Schéma de principe	Avantages / Inconvénients
Exhaustive (exemple du hacheur série)		😐 Intérêt pour le dimensionnement de convertisseur. ☺ Représentation physique des chemins. ☹ Choix entre les différents modèles possible. ☹ Pas adapté à l'étude à l'échelle du réseau.
« Boîte noire » 3-ports avec couplage de modes		☺ Pas de connaissance de la structure nécessaire. ☺ Adapté à l'étude à l'échelle du réseau. ☺ Prise en compte de tous les modes de propagation (couplage de modes). ☹ Méthode d'identification à définir.
« Boîte noire » 3-ports sans couplage de modes	Idem avec : $Z_{PG} = Z_{NG}$	☺ Pas de connaissance de la structure nécessaire. ☺ Adapté à l'étude à l'échelle du réseau ☺ Equivalence avec les modèles en mode commun et mode différentiel. ☹ Pas de prise en compte des couplages de modes.
« Boîte noire » 2-ports en mode commun / différentiel		☹ Pas de prise en compte des couplages de modes. ☺ Simplicité d'étude

Tableau 1.3 : Récapitulatif des modèles et points d'intérêt.

Chapitre 2.
Modélisation système

2.1 Approche pseudo-formelle : première approche et analyse critique 39

2.2 Solution compatible avec le fonctionnement du convertisseur : modification des impédances amont 57

2.1 Approche pseudo-formelle : première approche et analyse critique

L'une des premières idées développées en termes d'identification du modèle « boîte noire » proposé à la Figure 1.24 a été largement présentée dans la thèse de M. Foissac [48]. Le principe de base se rapproche de la résolution formelle d'un système d'équations linéaires et indépendantes. Nous allons présenter ici cette méthode dans la mesure où elle a été envisagée comme point de départ du travail de thèse réalisé.

D'un point de vue du nombre de paramètres à identifier pour un convertisseur fonctionnant sur un réseau DC, nous savons qu'il y a 3 impédances (Z_{PG}, Z_{NG}, Z_{PN}) et deux sources de courant (I_{PG} I_{NG}) à identifier comme le rappelle [46]. En termes d'algèbre, il y a donc 5 inconnues à déterminer, il est donc nécessaire d'avoir 5 équations indépendantes ce qui revient à réaliser 5 mesures.

2.1.1 Moyens de mesures possibles et essais indépendants

Avant de s'intéresser aux mesures possibles, il est important de rappeler le contexte dans lequel le convertisseur fonctionne lors de son identification. Lors de notre étude, pour des raisons de simplicité de mise en œuvre et pour rester dans le contexte de l'étude CEM, nous avons choisi de travailler sur un RSIL simplifié. Il est alors possible de réaliser les mesures normatives au niveau du RSIL. Ce n'est pas la solution qui a été retenue. Dans la mesure où on souhaite identifier uniquement le convertisseur, il est primordial de rapprocher le plus possible les points de mesure de l'entrée du convertisseur lorsque ceci est possible. On limite alors les erreurs de mesure liées aux câbles et aux imperfections du RSIL.

2.1.1.1 Nombre de mesures indépendantes : étude du cas de référence

Comme le présente la Figure 2.1, il est possible de réaliser 2 mesures de courants et 2 mesures de tension par essai. On peut donc réaliser 4 mesures par essai. Toutefois, en utilisant les lois de Kirchhoff, on remarque que l'on peut obtenir au plus 2 équations indépendantes à l'aide de ces mesures. En effet, il est possible, en faisant intervenir la connaissance du réseau amont, d'exprimer les courants I_P et I_N en fonction des tensions V_{PG} et V_{NG}.

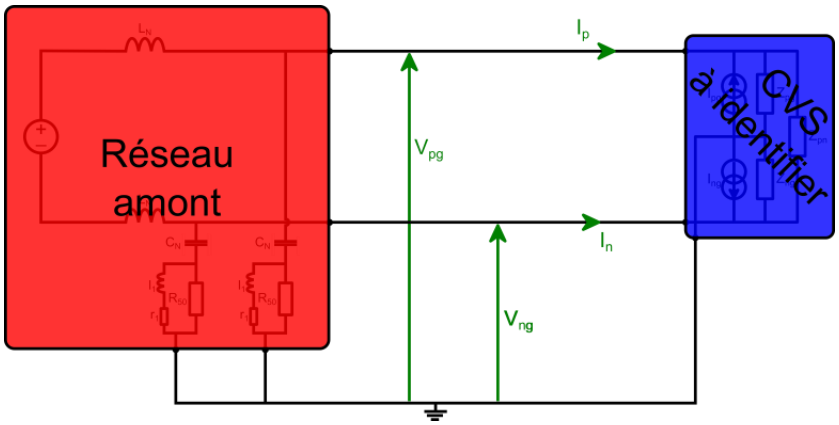
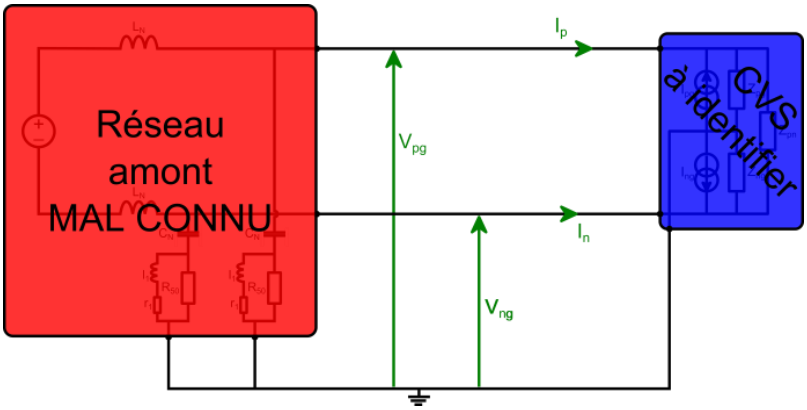


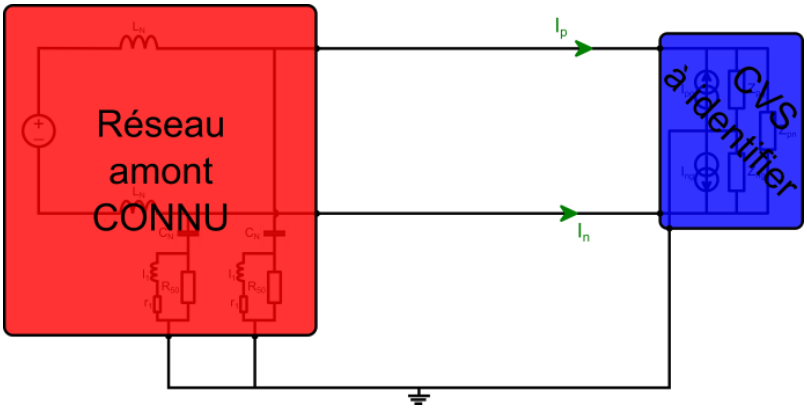
Figure 2.1 : Mesures possibles à l'entrée du convertisseur lors d'un essai.

Afin d'obtenir toute l'information sur les conditions de fonctionnement du convertisseur dans cette configuration, on a donc le choix entre :

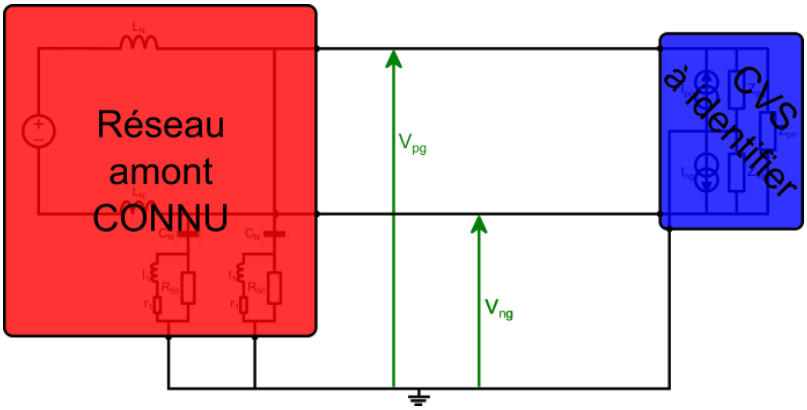
- mesurer V_{PG}, V_{NG}, I_P et I_N (Figure 2.2-a). On met alors en œuvre 4 moyens de mesure, le paragraphe suivant aura pour but de présenter les désavantages d'une telle solution ;
- mesurer uniquement I_P et I_N (Figure 2.2-b) ou V_{PG} et V_{NG} (Figure 2.2-c). Il est alors nécessaire de connaitre avec une précision suffisante les impédances des éléments présents dans le réseau amont. Cette solution possédant l'avantage de nécessiter la mise en œuvre seulement deux sondes de mesure, elle aura notre préférence.



(a) Mesures tensions-courant dans le cas d'un réseau amont mal connu.



(b) Mesures en courant dans le cas d'un réseau amont connu.



(c) Mesures en tensions dans le cas d'un réseau amont connu.

Figure 2.2 : Différentes solutions de mesures en fonction du réseau amont.

Avant de revenir sur les difficultés posées par ce postulat, nous partirons du principe que l'identification est réalisée sur un réseau bien connu tel que peut l'être le RSIL. Cette hypothèse nous permet de nous interroger sur la simplicité de mise en œuvre des outils de mesure.

2.1.1.2 Sondes de mesure, choix de mise en œuvre

Différents moyens s'offrent à nous pour réaliser nos mesures. Avant de les recenser, il semble important de rappeler que nous cherchons à identifier un modèle sur une plage de fréquences allant du continu à la centaine de MHz. Il est donc nécessaire d'utiliser des sondes de mesure dont la réponse est connue sur cette bande de fréquences.

Il existe dans la littérature un certain nombre de documents comme [49] et [50] qui présentent les différents types de sondes existantes.

Notre choix doit se porter sur les capteurs ayant le meilleur comportement en fréquences (bande passante) et la simplicité de mise en œuvre la plus grande. Par rapport au matériel présent au laboratoire qui répond à ces critères, il s'est porté sur :

- des sondes passives de tension à haute impédance ayant un rapport d'atténuation de 10:1. La bande passante de ce type de sonde pouvant aller jusqu'à 350MHz est compatible avec notre plage d'étude ;
- des sondes de courant fonctionnant à l'aide d'une combinaison des technologies à effet Hall et à transformateur. Ceci permet d'obtenir un signal jusqu'à 100MHz.

D'un point de vue pratique, il est plus aisé de mettre en place les sondes de tension si les mises à la masse sont effectuées correctement. De plus, la bande passante des sondes de tension est plus grande que celle de courant. Cet aspect sera présenté ultérieurement dans le manuscrit lors des réalisations pratiques.

2.1.2 Connaissance du réseau amont

Il n'est pas trivial de connaitre le réseau sur lequel sera connecté le convertisseur à identifier. Toutefois, dans le cadre des convertisseurs en phase de conception, il est toujours nécessaire de pratiquer une série de tests CEM réalisés sur RSIL. Les problématiques liées à la représentativité du RSIL ayant déjà été développées dans la partie 1.2.3, nous ne reviendrons pas dessus. Pour notre étude, nous choisirons cette configuration de réseau pour des raisons de simplicité. Par ailleurs, d'autres travaux [51]-[52], complémentaires à celui réalisé ici en termes d'étude de la CEM des réseaux de convertisseurs statiques, existent sur la problématique de détermination de l'impédance du réseau.

2.1.2.1 Analyse du cas de référence

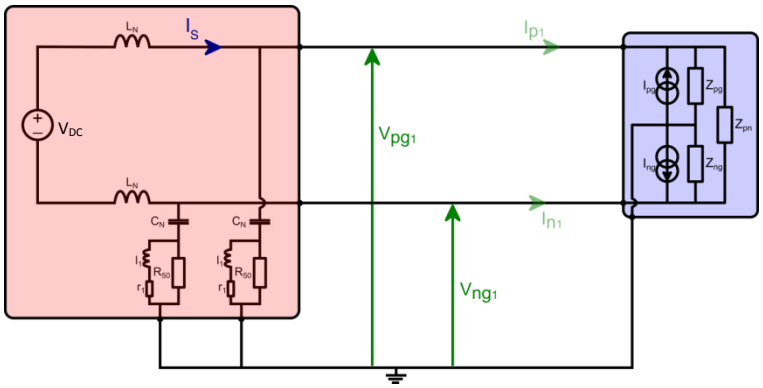


Figure 2.3 : Cas d'étude de référence avec les mesures de tensions.

Nous supposerons donc pour la suite que le réseau amont est connu et présente la structure d'un RSIL classique. Les mesures sont réalisées à l'aide de sondes de tension placées au plus près de convertisseur à identifier. On se trouve donc dans la configuration de la Figure 2.3. IL est alors possible de définir les différentes impédances comme ci-dessous :

$$\begin{cases} Z_{RSIL} = \dfrac{1}{jC_N\omega} + \dfrac{R_{50}(r_1 + jl_1\omega)}{R_{50} + r_1 + jl_1\omega} \\ Z_{L_N} = jL_N\omega \end{cases}$$

Il est à noter que l'indexation « 1 » fait référence aux mesures réalisées dans la configuration de la Figure 2.3 qui est, pour notre étude, considérée comme de référence.

Le schéma de la Figure 2.3 donne plusieurs types d'informations. Dans un premier temps, nous pouvons nous intéresser aux relations entre les courants et les tensions du côté du RSIL imposées par les impédances Z_{RSIL} et Z_{LN} :

$$I_{S_1} = I_{P_1} + \frac{V_{PG_1}}{Z_{RSIL}} \quad \textbf{(2.1)}$$

$$-I_{S_1} = I_{N_1} + \frac{V_{NG_1}}{Z_{RSIL}} \quad \textbf{(2.2)}$$

$$V_{DC} = V_{PG_1} - V_{NG_1} + 2Z_{L_N}I_{S_1} \quad \textbf{(2.3)}$$

Hormis la partie continue (fréquence nulle) qui ne concerne pas les perturbations que nous souhaitons identifier et si on considère que la source d'alimentation de puissance ne génère pas de perturbations côté convertisseur (c'est-à-dire que le RSIL rempli bien sa fonction). Il est alors possible de ne pas considérer le terme V_{DC}.

On peut alors avoir une relation entre les courants et les tensions d'entrée du convertisseur :

$$I_{P_1} = -\left[\frac{1}{Z_{RSIL}} + \frac{1}{2Z_{L_N}}\right]V_{PG_1} + \frac{1}{2Z_{L_N}}V_{NG_1} \quad \textbf{(2.4)}$$

$$I_{N_1} = -\left[\frac{1}{Z_{RSIL}} + \frac{1}{2Z_{L_N}}\right]V_{NG_1} + \frac{1}{2Z_{L_N}}V_{PG_1} \quad \textbf{(2.5)}$$

De même, si le RSIL rempli correctement sa fonction de « circuit bouchon », il est possible de considérer que le courant I_s n'est pas porteur de perturbations issues de notre système (ou $Z_{L_N} \gg Z_{RSIL}$). On a alors :

$$I_{P_1} = -\frac{1}{Z_{RSIL}} V_{PG_1} \quad \textbf{(2.6)}$$

$$I_{N_1} = -\frac{1}{Z_{RSIL}} V_{NG_1} \quad \textbf{(2.7)}$$

Du côté du convertisseur, on a :

$$I_{P_1} = \frac{V_{PG_1}}{Z_{PG}} - I_{PG} + \frac{V_{PG_1} - V_{NG_1}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.8)}$$

$$I_{N_1} = \frac{V_{NG_1}}{Z_{NG}} - I_{NG} + \frac{V_{NG_1} - V_{PG_1}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.9)}$$

Il est alors possible de remplacer les courants dans les équations (2.8) et (2.9) par les expressions de (2.6) et (2.7). L'intérêt de cette manipulation est de mettre en évidence le fait que les mesures des tensions combinées à la connaissance des impédances amont sont suffisantes pour avoir 2 équations caractérisant le fonctionnement du convertisseur sur RSIL seul. On a alors :

$$-\frac{1}{Z_{RSIL}} V_{PG_1} = \frac{V_{PG_1}}{Z_{PG}} - I_{PG} + \frac{V_{PG_1} - V_{NG_1}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.10)}$$

$$-\frac{1}{Z_{RSIL}} V_{NG_1} = \frac{V_{NG_1}}{Z_{NG}} - I_{NG} + \frac{V_{NG_1} - V_{PG_1}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.11)}$$

Ces deux équations constituent les deux premiers éléments du système de 5 équations à 5 inconnues qu'il faudra inverser pour obtenir les paramètres du modèle « boîte noire ». Elles correspondent à l'essai de « référence » dans lequel les mesures sont réalisées pour un fonctionnement sur RSIL seul.

Pour travailler dans un formalisme plus proche de celui classiquement utilisé en CEM, il est possible de passer dans la base mode commun – mode différentiel. Ce changement de base n'est toutefois pas nécessaire pour l'analyse qui est réalisée dans cette thèse puisque l'objectif est de pouvoir travailler dans le cadre de l'existence des couplages de modes. L'étude dans la base initiale est alors amplement suffisante.

2.1.2.2 Méconnaissance du réseau amont

La Figure 2.2 met en exergue un point dur de l'étude de convertisseurs sur les réseaux. En effet, notre étude sur RSIL se place dans un cas favorable où il est possible de connaître les impédances du réseau placé en amont du convertisseur et ainsi limiter le nombre de sondes à mettre en place à 2.

Dans notre cas, en pratique, cela revient à injecter les équations (2.6) et (2.7) (qui contiennent l'information sur le réseau) dans les équations (2.8) et (2.9) (relatives au convertisseur). On obtient alors (2.10) et (2.11) qui seront exploité par la suite.

Lorsque le réseau n'est pas connu, il est nécessaire de réaliser les mesures en courant et en tension et donc d'utiliser uniquement les équations (2.8) et (2.9) dans lesquelles les impédances du réseau amont n'interviennent pas.

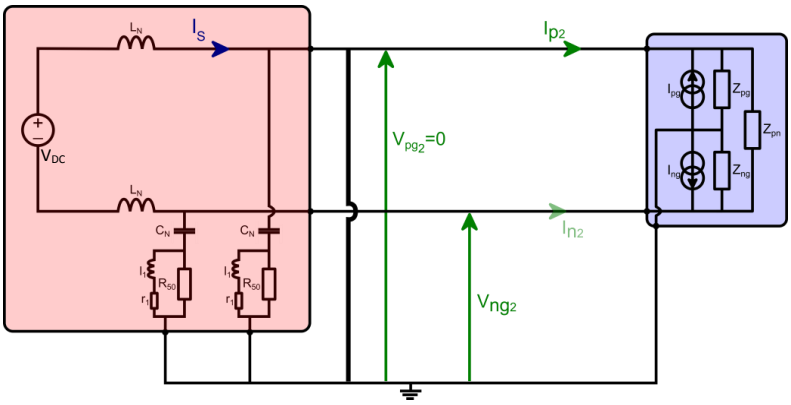
2.1.3 Essais supplémentaires : modification du cas de référence

Par rapport à notre objectif d'identification des cinq paramètres Z_{PG}, Z_{NG}, Z_{PN}, I_{PG} et I_{NG}, on remarque que les mesures réalisées lors du cas de référence (i.e. le convertisseur fonctionnant sur un réseau test qui est ici un RSIL) donnent uniquement 2 équations (2.10) et (2.11). Il est donc nécessaire de réaliser des essais supplémentaires.

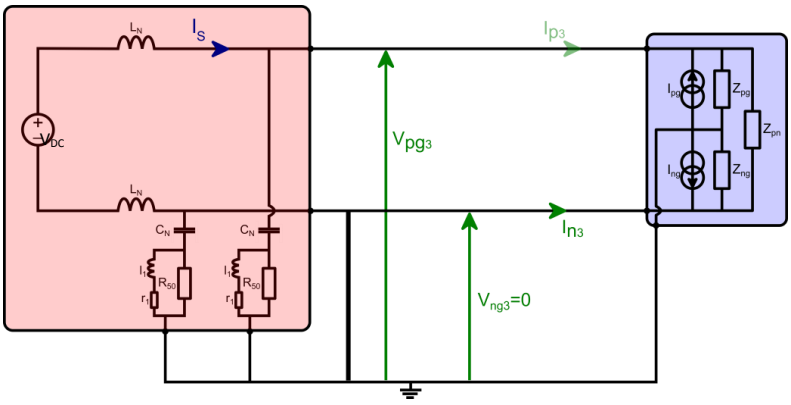
Différentes stratégies ont été élaborées dans ce but. Nous allons donc successivement les présenter aussi bien d'un point de vue de la mise en place pratique que d'un point de vue de la mise en équation analytique.

2.1.3.1 Utilisation de courts-circuits francs

La première approche qui a été plus largement exploitée dans la thèse de Mickael Foissac [48] consiste à réaliser 2 essais supplémentaires pour lequel on fixe à la terre l'un des potentiels de l'alimentation (positif ou négatif à la terre). On se retrouve alors avec les schémas de la Figure 2.4.



(a) Cas « 2 » : Le court-circuit est réalisé entre la terre et l'alimentation positive.



(b) Cas « 3 » : Le court-circuit est réalisé entre la terre et l'alimentation négative.

Figure 2.4 : Modification du cas de référence à l'aide de courts-circuits.

A partir de ces schémas, il est possible de définir 4 équations supplémentaires que voici :

$$I_{P_2} = -I_{PG} - \frac{V_{NG_2}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.12)}$$

$$-\frac{1}{Z_{RSIL}} V_{NG_2} = \frac{V_{NG_2}}{Z_{NG}} - I_{NG} + \frac{V_{NG_2}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.13)}$$

$$-\frac{1}{Z_{RSIL}} V_{PG_3} = \frac{V_{PG_3}}{Z_{PG}} - I_{PG} + \frac{V_{PG_3}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.14)}$$

$$I_{N_3} = -I_{NG} - \frac{V_{PG_3}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.15)}$$

On remarque alors qu'il est nécessaire de mesurer les courants I_{P2} et I_{N3} vu que les tensions V_{PG2} et V_{NG3} sont nulles et qu'il n'est donc pas possible d'éliminer le courant par une connaissance des impédances amont. L'exploitation du système d'équations constitué par les équations (2.10) à (2.15) a été largement développée dans [48] et ne sera pas reprise ici dans les détails. Il est toutefois intéressant de réaliser quelques commentaires sur la structure de ce système et sur les conséquences pratiques.

Les équations (2.10) à (2.15) constituent un système de 6 équations à seulement 5 inconnues. Si on souhaite le résoudre de manière formelle, il est donc nécessaire de ne pas considérer une des équations. Il existe alors 6 combinaisons de 5 équations parmi les 6 disponibles qui seront dénommées de la manière suivante :

Système	Equations utilisées pour la résolution					
	(2.10)	(2.11)	(2.12)	(2.13)	(2.14)	(2.15)
A	X	X	X	X	X	
B	X	X	X	X		X
C	X	X	X		X	X
D	X	X		X	X	X
E	X		X	X	X	X
F		X	X	X	X	X

Tableau 2.1 : Dénomination des systèmes.

La résolution de ces systèmes donne donc théoriquement 6 solutions pour chacun des éléments du modèle (Annexe D.). On remarque toutefois certains recoupements entre les solutions. On a par exemple finalement uniquement 2 solutions pour Z_{PN} car les systèmes A, C et E (et B, D et F) aboutissent à la même expression. Les solutions des systèmes sont présentées en Annexe D. Ces résolutions mettent en évidence des similitudes entres les équations prises en compte :

- les systèmes A et D, qui ne conservent pas l'une des équations faisant intervenir la mesure d'un des courants I_P et $I_{N,}$ ne donnent jamais de réponses identiques

pour tous les éléments identifiés. Ceci met en exergue la symétrie des équations (2.12) et (2.15) où les indices « P » et « N » ont des rôles analogues ;

- pour le calcul de la source de courant I_{PG}, les systèmes A, C et E qui conservent toutes les informations obtenues du côté « P » donnent le même résultat ;
- pour le calcul de la source I_{NG}, il est possible de réaliser la même remarque pour les systèmes B, D et F ;
- l'impédance Z_{PN} qui se situe entre les alimentations « P » et « N » mets d'autant plus en avant cette symétrie des équations dans la mesure où elle n'est définie que par 2 solutions possibles ;
- en comparant l'expression de Z_{NG} obtenue à l'aide du système E et celle de Z_{PG} par le système F, on arrive à mettre en évidence une permutation des indices « P » et « N » entre les équations (2.10) et (2.11).

Ces remarques ne donnent toutefois pas d'information sur le jeu de solutions qu'il est préférable de conserver. Or on sait que pour chaque jeu de solutions, une des mesures n'a pas été utilisée pour l'obtenir. Il est donc intéressant de vérifier si cette dernière équation est bien vérifiée par le modèle obtenu. Quel que soit le système considéré, on obtient que la vérification de la dernière équation est conditionnée par :

$$\frac{I_{P_2}}{I_{N_3}} = \frac{V_{NG_1} - V_{NG_2}}{V_{PG_1} - V_{PG_3}} \qquad \textbf{(2.16)}$$

Il est remarquable que quel que soit le système considéré, on arrive à la même équation. Ceci revient à dire que la validité de la solution, qui correspond à une non-modification des impédances et des sources du modèle lors des différents essais réalisés, est conditionnée uniquement par les mesures. Par ailleurs, si on se rappelle de ce qui est mesuré à chaque essai, on constate que :

- les numérateurs font référence à l'essai avec le court-circuit « alimentation positive – terre » ;
- les dénominateurs font référence à l'essai avec le court-circuit « alimentation négative – terre » ;
- le terme de gauche de l'égalité représente le ratio entre les courants mesurés lors des essais 2 et 3 ;
- le numérateur et le dénominateur de droite définissent la variation de la tension mesurable lors des essais par rapport à l'essai de référence.

Il est possible d'interpréter cette égalité comme représentant le fait que les modifications de configuration doivent avoir des impacts analogues sur les courants et les tensions mesurés par rapport au mode de fonctionnement de référence. Ceci représente donc bien le fait que l'on se place dans le cas particulier où les courts-circuits ne modifient pas le fonctionnement du convertisseur et donc les valeurs prises par I_{PG}, I_{NG}, Z_{PG}, Z_{NG} et Z_{PN}.

2.1.3.1.1 Mise en œuvre au travers d'une simulation circuit

A titre de point d'illustration, cette méthode a été mise en place en simulation sur le hacheur parallèle de la Figure 2.5. Les paramètres définissant la commutation ont été très fortement adoucis (temps de montée de l'ordre de 1µs) de telles sortes que la commutation soit simplifiée et que l'ajout des courts-circuits francs n'ait pas un impact sur la convergence de la simulation.

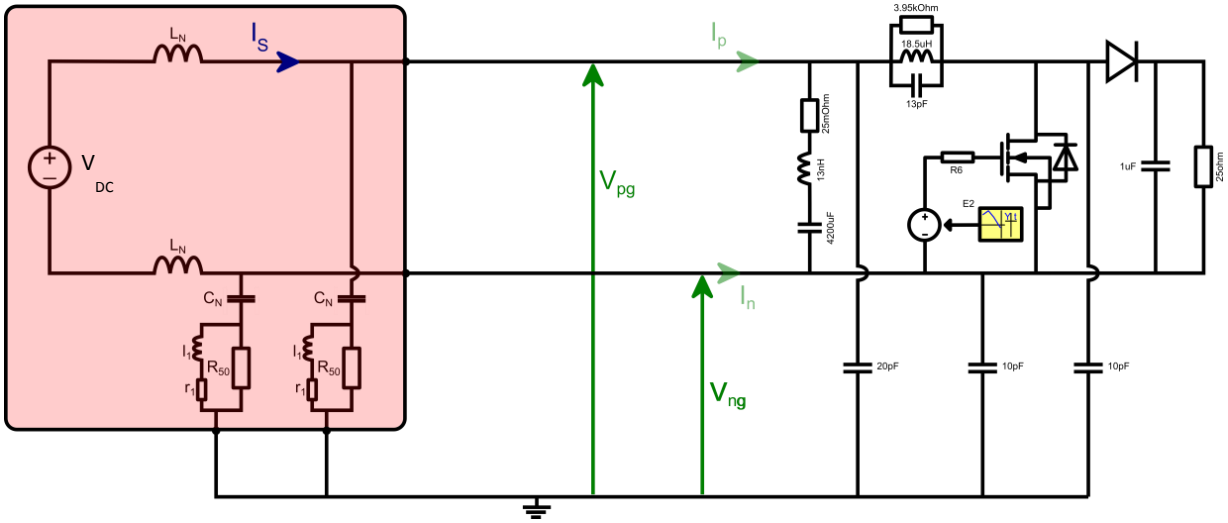


Figure 2.5 : Hacheur parallèle : simulation du cas de référence.

Les simulations temporelles ont été réalisées sur une durée de 8.7ms avec un pas de temps de 4.35ns. Ces paramètres ont été choisis afin d'obtenir un pas en fréquences fin (ici d'environ 115Hz) sur une large bande du spectre CEM (la fréquence de Shannon-Nyquist étant supérieur à 100MHz). Les valeurs choisies ont été fixées par rapport à la fréquence de découpage du convertisseur. Une étape de suréchantillonnage temporel est réalisée afin d'obtenir un nombre d'échantillons égal à une puissance de 2 et donc pouvoir utiliser correctement les calculs de transformée de Fourier rapide exploitant un algorithme « papillon ». On obtient alors les spectres présentés dans le Tableau 2.2 de la page suivante.

Sur les spectres présentés, on remarque qu'il n'est pas utile de calculer le modèle sur l'ensemble des points. Seuls les multiples de la fréquence de découpage (ici environ 115kHz) possèdent de l'information (appelés : point d'intérêt). Il a donc été effectué une détection de ces points au sein des spectres. Ce traitement est important étant donné que, si on réalise des essais sur un convertisseur réel, il sera possible de mettre en avant des modifications du point de fonctionnement lors de la mise en place des courts-circuits : la fréquence de découpage sera par exemple modifiée. Cette fluctuation, principalement due à une modification de la régulation, a d'ailleurs été observée dans les travaux de [48].

De plus, cette étape, qui peut sembler anodine, devient problématique dès que l'on est confronté à une commande de convertisseur en mode glissant ou avec une modulation de largeur d'impulsion. La différentiation entre les fréquences pour lesquels le signal utile est présent et le bruit devient alors délicate. Ce problème sera présenté ultérieurement dans ce manuscrit.

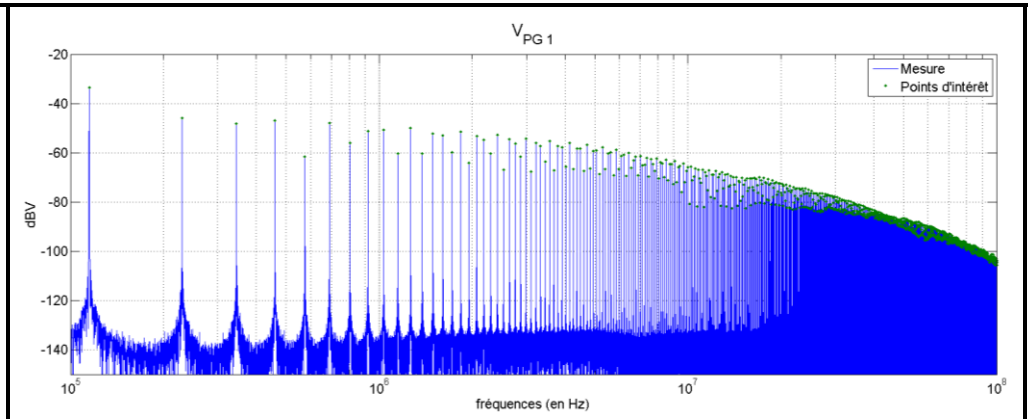
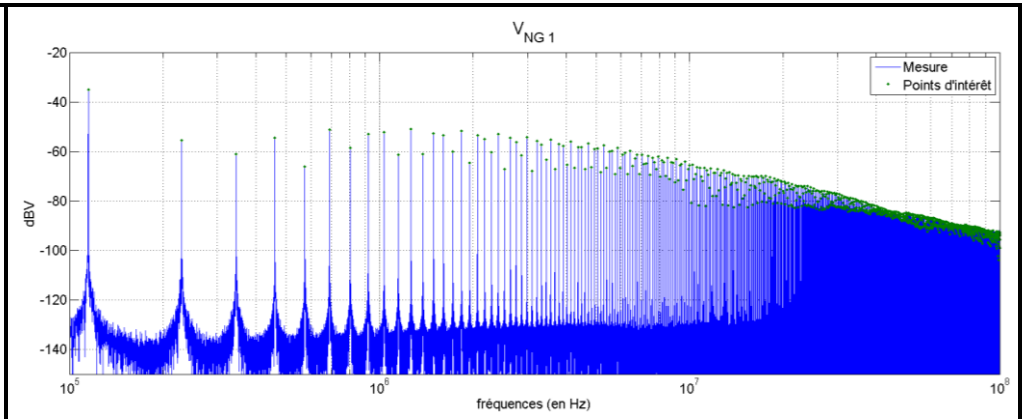
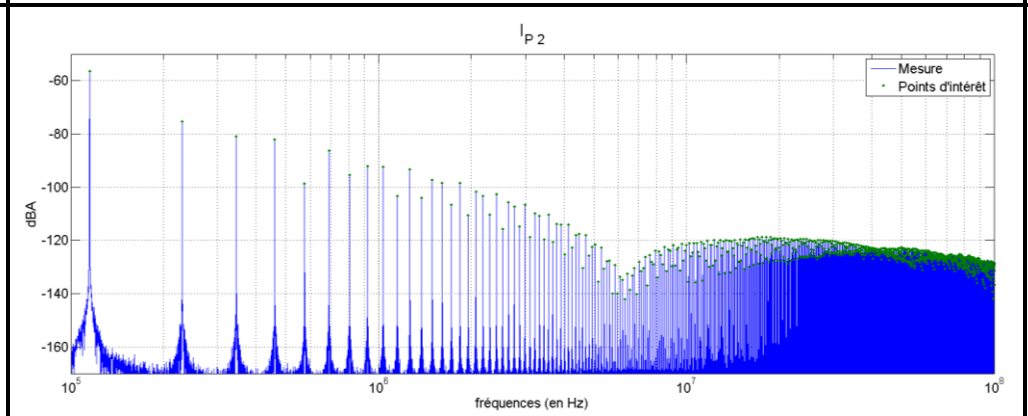
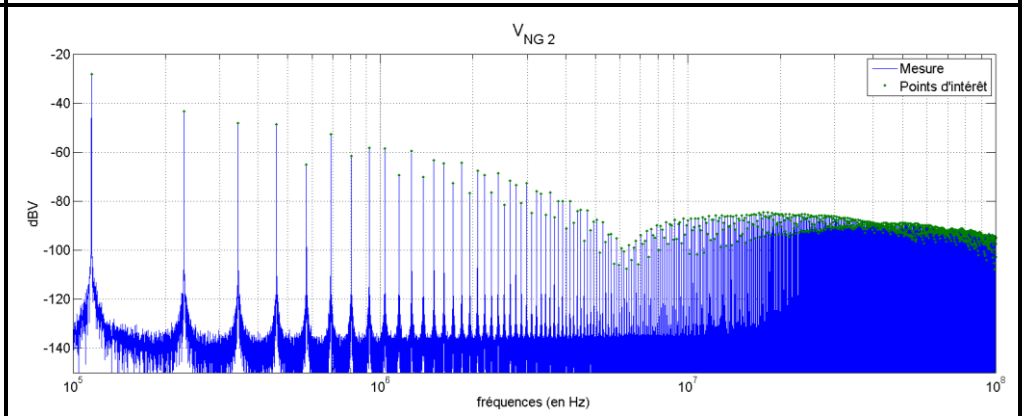
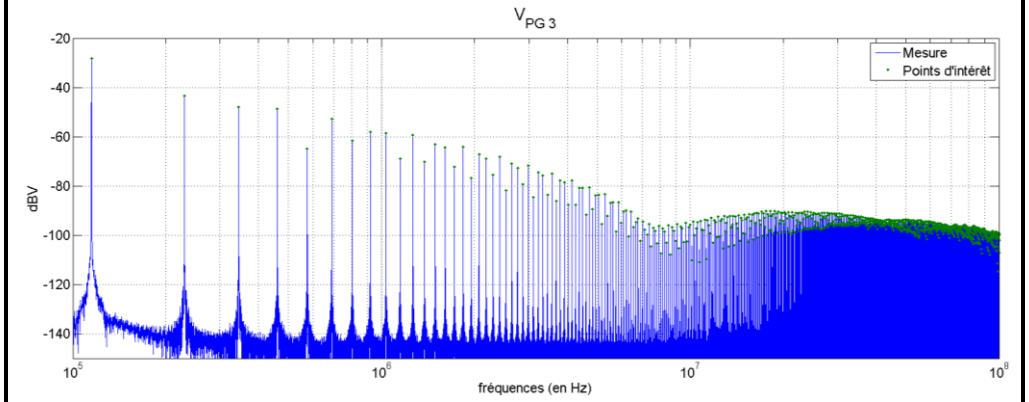
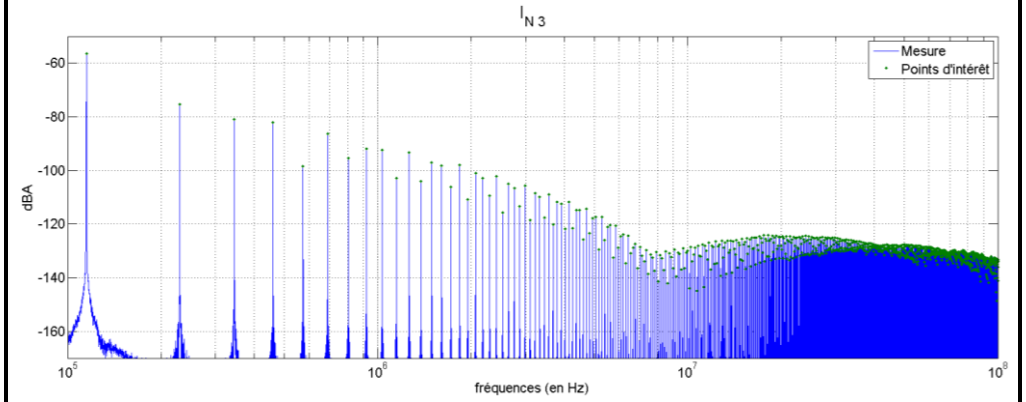
1 : Cas de référence		
2 : Cas court-circuit positif		
3 : Cas court-circuit négatif		

Tableau 2.2 : Spectres calculés à partir de la simulation de la Figure 2.5 et avec les courts-circuits ad-hoc.

En utilisant les formules obtenues pour résoudre les systèmes A-B-C-D-F définis dans le Tableau 2.1, on obtient les éléments du modèle que l'on peut présenter graphiquement de la manière suivante :

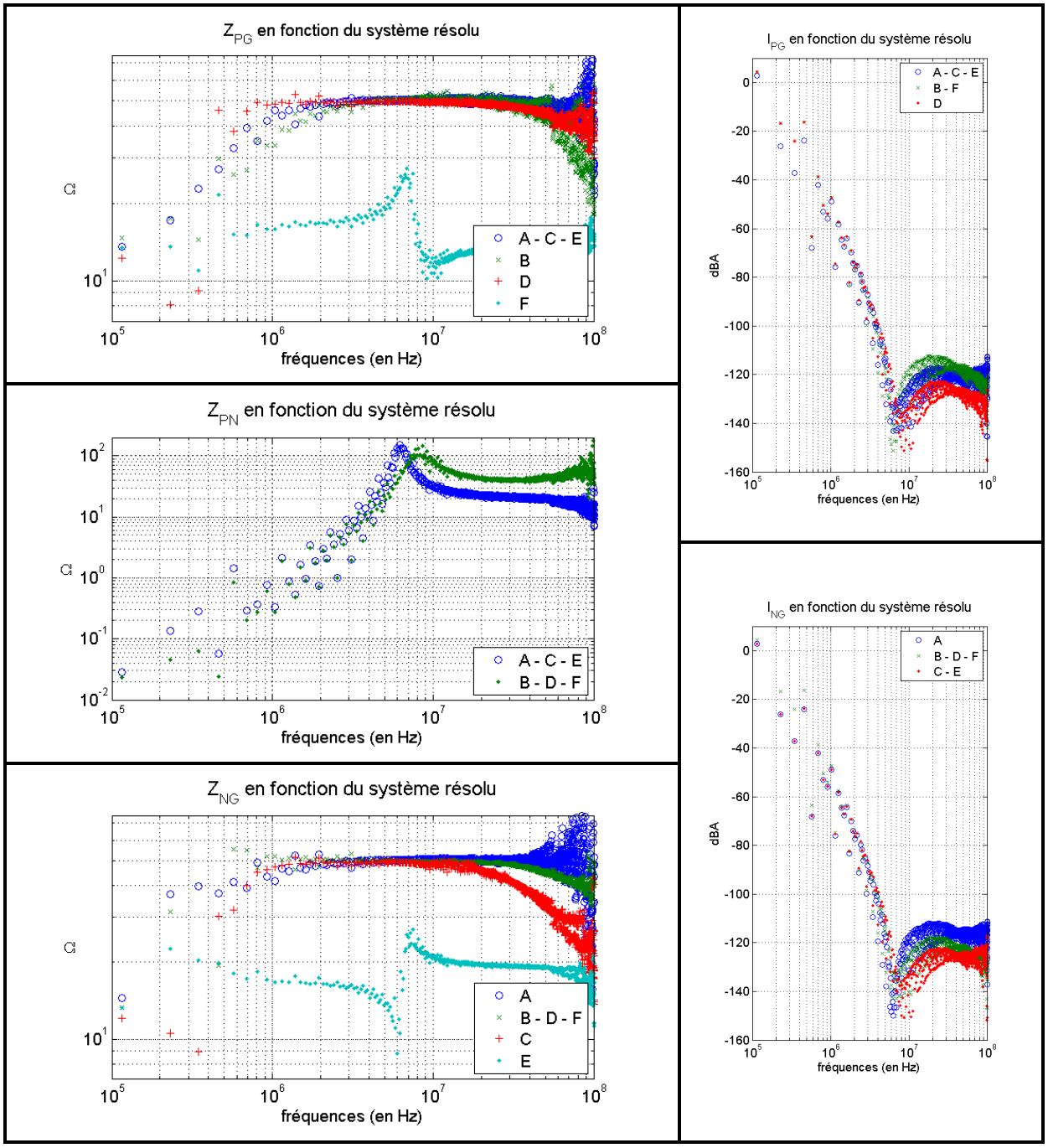


Tableau 2.3 : Paramètres identifiés à partir de l'utilisation de courts-circuits.

Plusieurs remarques doivent être faites à partir de ce résultat :

- Les paramètres sont représentés uniquement aux fréquences d'intérêt ce qui explique la représentation en « points » qui a été choisie.
- Pour l'impédance Z_{PG} (et respectivement Z_{NG}), on remarque que la résolution issue du système F (resp. E) donne un résultat radicalement différent des autres résolutions. En se rappelant que pour ce système, l'équation qui n'est pas

considérée est la (2.10) (resp. (2.11)), on note qu'il s'agit de l'équation obtenue par la simulation du cas de référence où Z_{PG} (resp. Z_{NG}) est présente. Il n'était donc pas pertinent de l'éliminer pour le calcul de Z_{PG} (resp. Z_{NG}).

- On remarque que pour l'impédance Z_{PN}, ce problème ne se pose pas dans la mesure où cette impédance est présente dans toutes les équations de la même manière. Ceci explique encore le regroupement des solutions en deux groupes A-C-E et B-D-F.
- Les impédances Z_{PG} et Z_{NG} tendent vers la valeur de 50Ω qui correspond à la valeur de ZRSIL à ces fréquences. En parallèle, les sources de courant tendent vers des valeurs de l'ordre de 1µA négligeable devant la valeur du premier harmonique. Si on suppose qu'à ces fréquences les sources de courant sont nulles, la résolution des systèmes d'équations revient donc à identifier Z_{PG}/Z_{NG} devant Z_{RSIL} et Z_{PN} devant $2Z_{LN}$.

  Ce constat conduit à s'interroger sur la possibilité d'identifier le convertisseur en termes de sources et d'impédances dans les cas où les perturbations émises seront trop faibles. En effet, dans ce cas, il est uniquement nécessaire d'identifier ce dernier en termes d'impédances, les sources étant considérées comme éteintes.
- L'équation (2.16) étant le garant de l'égalité entre les différentes solutions par la vérification de la dernière équation non exploitée par les systèmes résolus, il semble utile de présenter les courbes représentants $I_{P_2} \cdot (V_{PG_1} - V_{PG_3})$ et $I_{N_3} \cdot (V_{NG_1} - V_{NG_2})$.

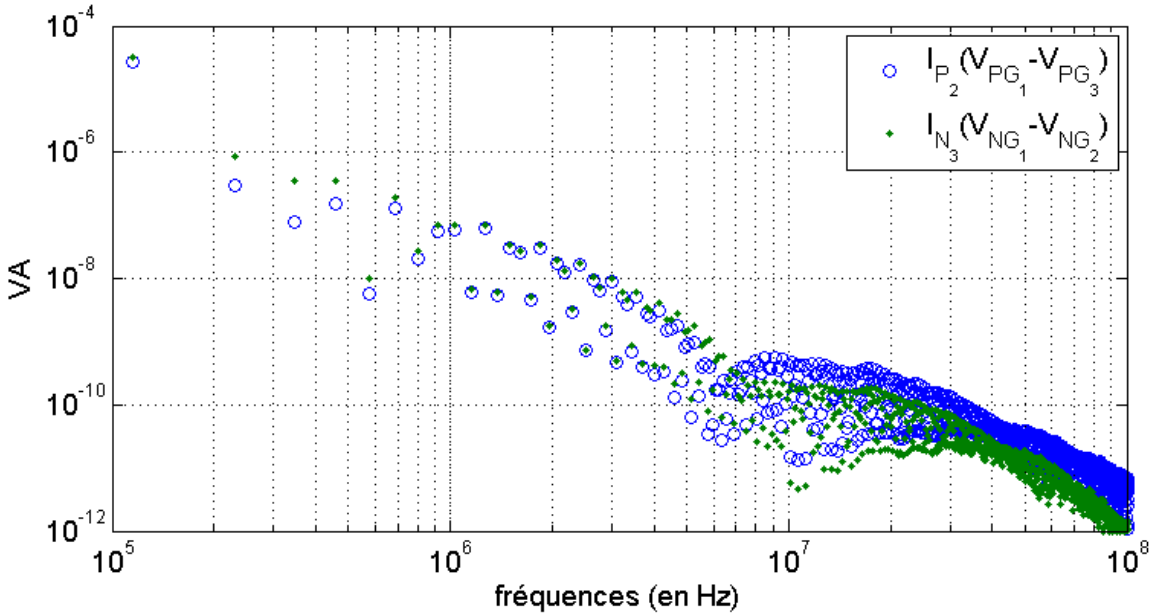


Figure 2.6 : Vérification de la dernière équation des systèmes.

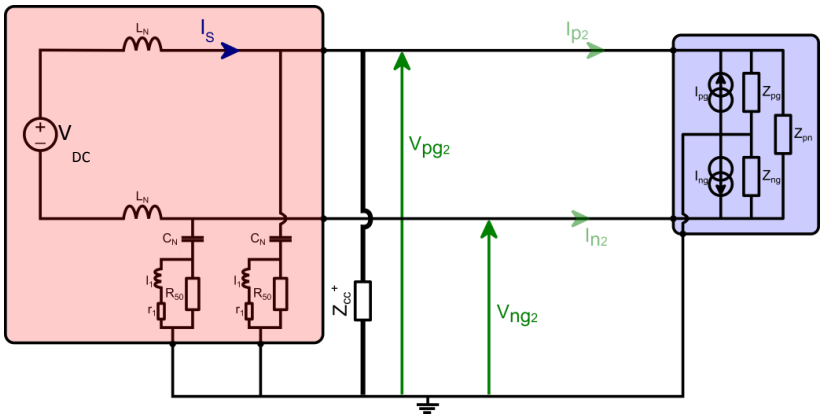
Les différences entre les solutions s'expliquent alors par l'inégalité entre les deux termes de vérification de la dernière équation. Ceci met en évidence que dans la méthode de calcul des paramètres mise en place, les ordres de grandeurs des mesures réalisées ne sont pas compatible avec le calcul réalisé.

2.1.3.1.2 Mise en œuvre pratique

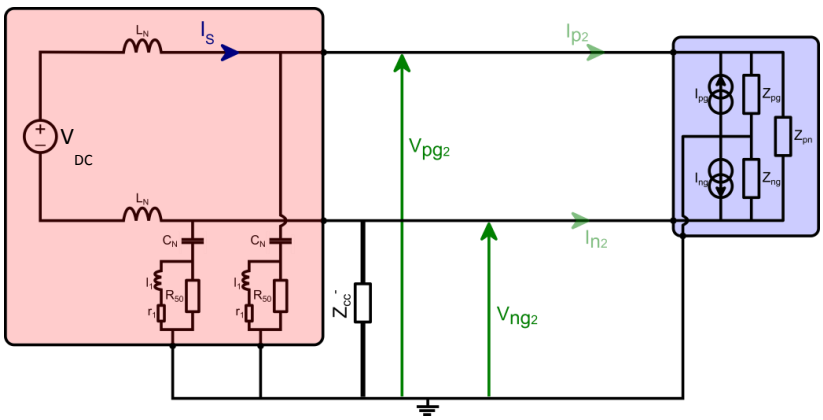
Un autre aspect plus pratique s'avère problématique dans la mise en œuvre de courts-circuits afin d'obtenir de nouvelles équations. Même s'il existe un certain nombre de convertisseurs ayant un retour par la terre, comme en automobile avec le moins au châssis, (le fonctionnement du convertisseur peut être altéré par la réalisation d'un court-circuit franc entre l'une des bornes d'alimentation et la terre. Les sources de perturbations I_{PG} et I_{NG} ne pourront donc pas être correctement identifiées dans la mesure où ces dernières peuvent être dépendantes de la configuration amont (cas de référence, court-circuit +, court-circuit -).

Par ailleurs, on a supposé que la tension d'alimentation V_{DC} ne générait pas de perturbation du côté du convertisseur (ces dernières étant complètement coupées par les inductances L_N). Or, la présence de court-circuit peut perturber le fonctionnement de cette alimentation de puissance et générer alors un bruit en mode commun important. Une difficulté similaire sera plus amplement analysée dans le cas pratique d'identification d'un convertisseur en milieu industriel (voir Chapitre 4).

De plus, même si on se place dans un cas favorable (le convertisseur a un fonctionnement interne indépendant de son environnement, l'alimentation n'est pas perturbée), la réalisation d'un court-circuit « idéal » n'est que peu probable. On a alors les schémas ci-dessous.



(a) Cas « 2 » : Court-circuit non-parfait entre la terre et l'alimentation positive.



(b) Cas « 3 » : Court-circuit non-parfait entre la terre et l'alimentation positive.

Figure 2.7 : Modification du cas de référence à l'aide de courts-circuits non-parfait.

Il est alors nécessaire de caractériser très proprement les courts-circuits réalisés et de modifier les équations (2.12) à (2.15) de la manière suivante :

$$-\left(\frac{1}{Z_{RSIL}}+\frac{1}{Z_{CC}^{+}}\right)V_{PG_2}=\frac{V_{PG_2}}{Z_{PG}}-I_{PG}+\frac{V_{PG_2}-V_{NG_2}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.17)}$$

$$-\frac{1}{Z_{RSIL}}V_{NG_2}=\frac{V_{NG_2}}{Z_{NG}}-I_{NG}+\frac{V_{NG_2}-V_{PG_2}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.18)}$$

$$-\frac{1}{Z_{RSIL}}V_{PG_3}=\frac{V_{PG_3}}{Z_{PG}}-I_{PG}+\frac{V_{PG_3}-V_{NG_3}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.19)}$$

$$-\left(\frac{1}{Z_{RSIL}}+\frac{1}{Z_{CC}^{-}}\right)V_{NG_3}=\frac{V_{NG_3}}{Z_{NG}}-I_{NG}+\frac{V_{NG_3}-V_{PG_3}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.20)}$$

En observant la forme des équations où interviennent les courts-circuits, on note que plus ces impédances sont faibles devant celle du RSIL (5Ω–50Ω), moins les termes de gauche sont bien définis : les tensions mesurées tendent vers zéro alors que les admittances tendent vers des valeurs grandes. Il devient alors délicat d'utiliser ces équations en vue d'une identification sans avoir des erreurs numériques importantes.

2.1.3.1.3 Conclusion sur l'utilisation des courts-circuits francs

On peut donc achever cette partie sur l'approche par des courts-circuits francs et la résolution par inversion des systèmes d'équations en rappelant les points suivants :

- l'utilisation des courts-circuits francs n'est pas possible pour tout type de convertisseur et de réseau ;
- les caractérisations de l'impédance des courts-circuits sont délicates. Sachant que l'impédance identifiée dépend fortement de l'impédance du court-circuit, celle-ci devient une source importante d'imprécisions ;
- il est nécessaire de mettre en place plusieurs types de sondes de mesures (courant et tension) entre les différents essais. Ceci va à l'encontre d'une configuration de mesures simples, non-intrusives, et facilement reproductibles ;
- d'importantes erreurs numériques peuvent apparaître du fait des ordres de grandeurs de différence entre les tensions et les courants à mesurer ;
- en termes de résolution, la résolution formelle utilisant uniquement une partie des informations obtenues par les mesures devra être revue.

La solution est alors de développer une nouvelle approche ayant toujours pour but de modifier les impédances amont dans le respect le fonctionnement du convertisseur et du réseau, sans introduire de nouvelles sondes tout en en garantissant un niveau d'imprécisions de mesures inchangé. La partie 2.2 a pour but de proposer une méthode qui répond à l'ensemble de ces critères.

2.1.3.2 Amélioration de la méthode de résolution

Avant de présenter une amélioration basée sur une approche numérique, une méthode empirique a été réalisée en simulation (et en mesure).

Elle repose sur deux modifications principales de la solution précédemment présentée :

- l'implémentation d'impédances dites de shunt en lieu et place des courts-circuits francs initialement effectués. Cette solution possède l'avantage de rendre possible une maîtrise parfaite des impédances mises en jeu ;
- la résolution pseudo-formelle ne sera plus utilisée et laissera place à une résolution numérique basée sur un algorithme d'optimisation. On utilise alors toutes les mesures réalisées et aucune information n'est laissée de côté (pas de choix du jeu d'équations résolues).

L'objectif de cette méthode n'est pas d'avoir un résultat parfait mais uniquement de se donner un repère sur la justesse de la démarche avant de l'approfondir avec des bases théoriques dans la partie 2.2.

La simulation, exécutée avec le logiciel de simulation circuit Simplorer, est une fois encore réalisée sur un hacheur parallèle présenté dans la Figure 2.8.

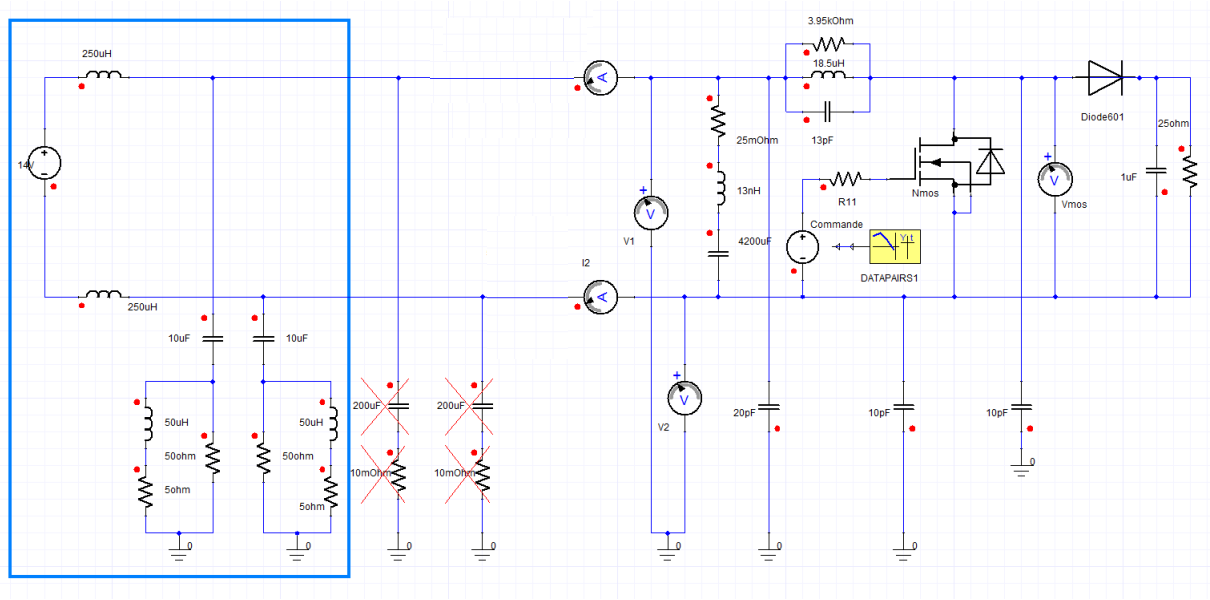
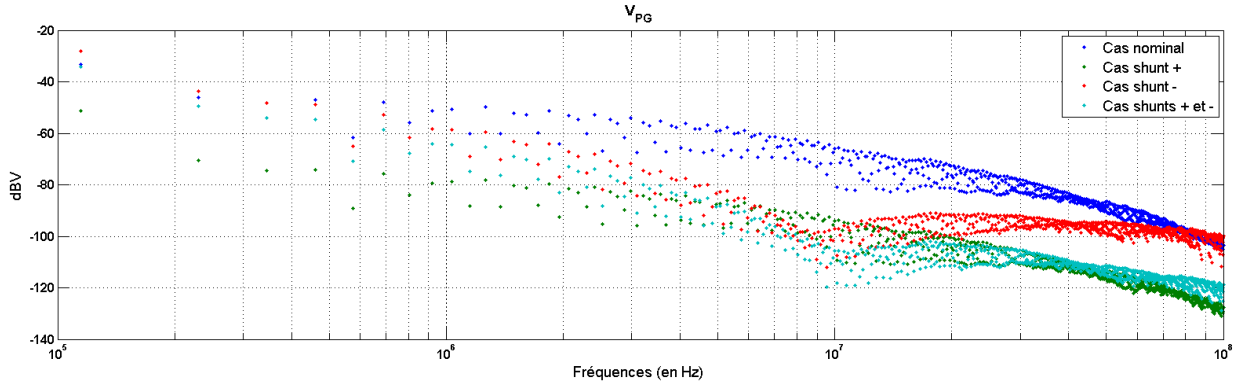


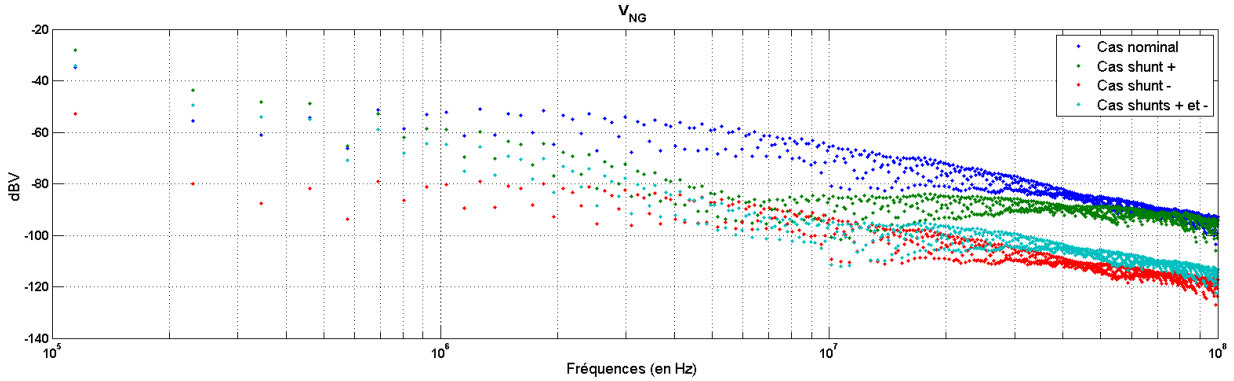
Figure 2.8 : Simulation Simplorer, hacheur parallèle avec impédances de shunt C-r.

Pour le moment, le premier critère de choix de l'impédance de shunt est de ne pas modifier la régulation (et donc le point de fonctionnement du convertisseur).

Le second critère de choix repose sur le fait que les configurations amont doivent être différentes ce qui se traduit par des tensions V_{PG} et V_{NG} différentes (Figure 2.9).



(a) Spectres de V_{PG} des différents essais réalisés.



(b) Spectres de V_{NG} des différents essais réalisés.

Figure 2.9 : Modifications des tensions mesurées lors des différents essais.

De manière logique, le choix s'est porté sur la mise en place d'une impédance de shunt composée d'une capacité $C_{Shunt} = 1\mu F$ en série avec une résistance $r_{Shunt} = 1\Omega$.

Cette configuration assure une impédance faible en hautes fréquences vis-à-vis des impédances du réseau. On peut donc définir $Z_{Shunt} = r_{Shunt} + \frac{1}{jC_{Shunt}\omega}$.

Ces configurations permettent d'obtenir le système d'équations suivant :

$$-\frac{1}{Z_{RSIL}}V_{PG_1} = \frac{V_{PG_1}}{Z_{PG}} - I_{PG} + \frac{V_{PG_1} - V_{NG_1}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.21)}$$

$$-\frac{1}{Z_{RSIL}}V_{NG_1} = \frac{V_{NG_1}}{Z_{NG}} - I_{NG} + \frac{V_{NG_1} - V_{PG_1}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.22)}$$

$$-\left(\frac{1}{Z_{RSIL}} + \frac{1}{Z_{Shunt}}\right)V_{PG_2} = \frac{V_{PG_2}}{Z_{PG}} - I_{PG} + \frac{V_{PG_2} - V_{NG_2}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.23)}$$

$$-\frac{1}{Z_{RSIL}}V_{NG_2} = \frac{V_{NG_2}}{Z_{NG}} - I_{NG} + \frac{V_{NG_2} - V_{PG_2}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.24)}$$

$$-\frac{1}{Z_{RSIL}}V_{PG_3} = \frac{V_{PG_3}}{Z_{PG}} - I_{PG} + \frac{V_{PG_3} - V_{NG_3}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.25)}$$

$$-\left(\frac{1}{Z_{RSIL}}+\frac{1}{Z_{Shunt}}\right)V_{NG_3}=\frac{V_{NG_3}}{Z_{NG}}-I_{NG}+\frac{V_{NG_3}-V_{PG_3}}{Z_{PN}}. \quad \textbf{(2.26)}$$

$$-\left(\frac{1}{Z_{RSIL}}+\frac{1}{Z_{Shunt}}\right)V_{PG_4}=\frac{V_{PG_4}}{Z_{PG}}-I_{PG}+\frac{V_{PG_4}-V_{NG_4}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.27)}$$

$$-\left(\frac{1}{Z_{RSIL}}+\frac{1}{Z_{Shunt}}\right)V_{NG_4}=\frac{V_{NG_4}}{Z_{NG}}-I_{NG}+\frac{V_{NG_4}-V_{PG_4}}{Z_{PN}} \quad \textbf{(2.28)}$$

La mise en place de ces impédances rend possible la réalisation d'un essai supplémentaire dans lequel les impédances des deux bras du RSIL sont modifiées. Ceci conduit aux équations (2.27) et (2.28). Par rapport à l'identification à l'aide de courts-circuits, cet essai correspondrait au cas, non réalisable en pratique, où les deux phases d'alimentation (positive et négative) seraient court-circuitées. Les équations (2.21) à (2.26) correspondent quant à elles aux équations (2.10), (2.11) et (2.17) à (2.20) à ceci près que l'impédance amont est maintenant bien définie et connue et qu'il n'est donc plus nécessaire de mesurer les courant I_N et I_P.

D'un point de vue numérique, comme lors de la résolution pseudo-formelle à partir des essais en courts-circuits, l'identification est réalisée fréquence par fréquence uniquement sur les points d'intérêt (voir 2.1.3.1.1). L'algorithme d'optimisation qui a été mis en place exploite la fonction « *lsqnonlin* » de Matlab. Il repose sur la méthode des moindres carrés permettant de traiter des problèmes non-linéaires. On obtient alors les résultats présentés dans le Tableau 2.4. L'ensemble des résultats du Tableau 2.3, du Tableau 2.4 et du manuscrit de thèse de M. Foissac [48] soulève une problématique un peu délicate. Les impédances et les sources de courants obtenus ne présentent pas d'allures qui coïncideraient avec des éléments physiquement représentables. La méthode d'obtention reposant uniquement sur un calcul, il ne faut pas s'attendre à des résultats physiquement interprétables.

On note toutefois que les résultats obtenus pour Z_{PN}, I_{PG} et I_{NG} sont comparables dans les deux identifications et que l'identification ne pose pas de difficulté quant à la compatibilité avec le fonctionnement du convertisseur.

Par ailleurs, il est difficile de conclure sur la justesse de ces modèles sans avoir de connaissance sur le résultat escompté. La suite de ce chapitre tâchera de répondre à ces problématiques d'obtention d'aprioris sur les résultats ainsi que de proposer une méthode de dimensionnement des impédances amont mises en place. On pourra alors justifier le choix des impédances amont mais aussi comparer les impédances obtenues à l'apriori et donc justifier la justesse des modèles (en impédances et en source de courant) ainsi obtenus.

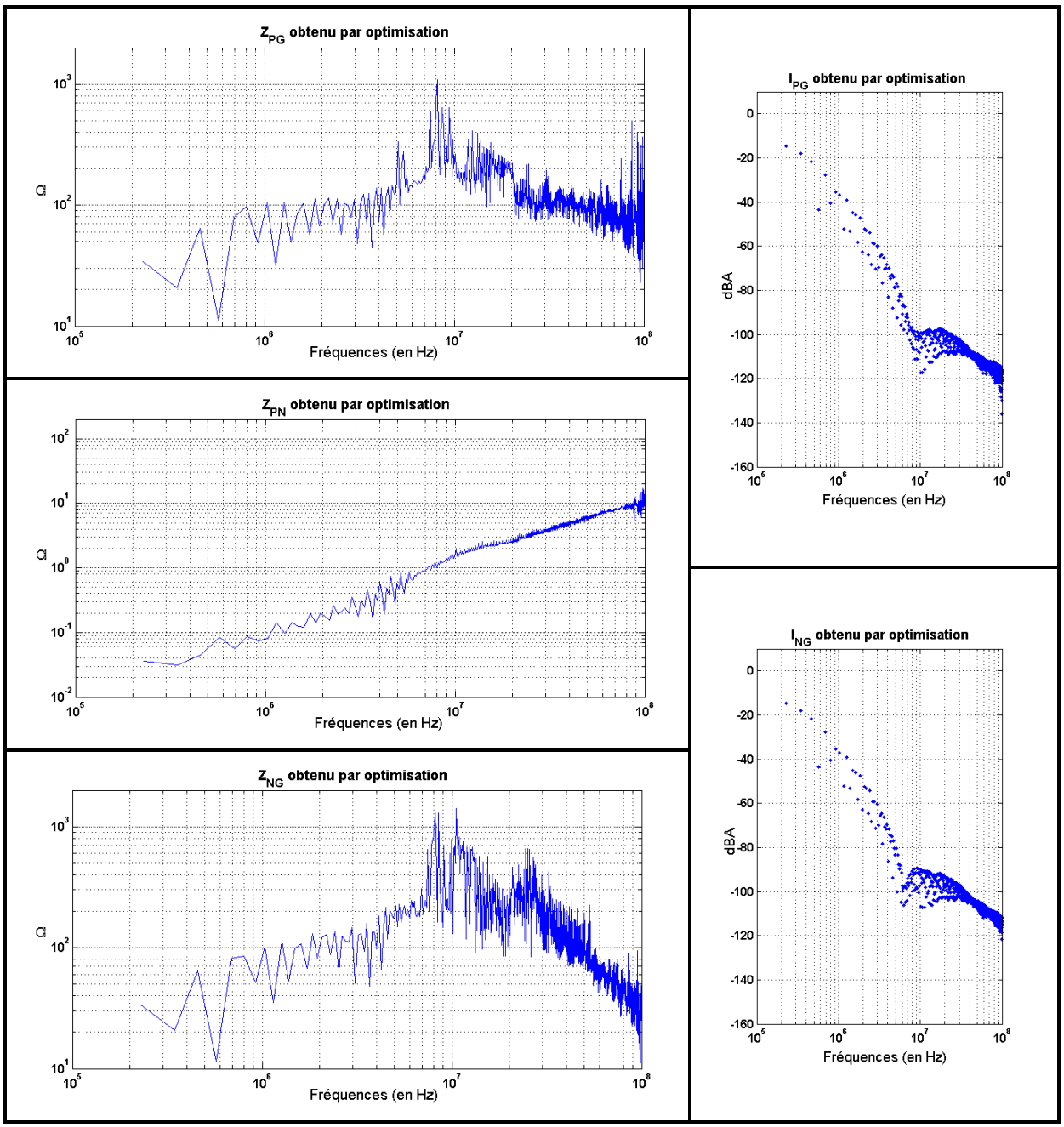


Tableau 2.4 : Paramètres identifiés à partir de l'utilisation d'impédance de shunt et d'une résolution numérique.

2.2 Solution compatible avec le fonctionnement du convertisseur : modification des impédances amont

Comme il a été montré dans les parties précédentes, il est nécessaire de modifier le réseau sur lequel sont effectuées les mesures de tensions du convertisseur à identifier. Afin de réaliser cela de manière relativement simple, il est possible d'ajouter, en série ou en parallèle avec le réseau initial (ici le RSIL) des impédances. On a alors le schéma de principe de la Figure 2.10.

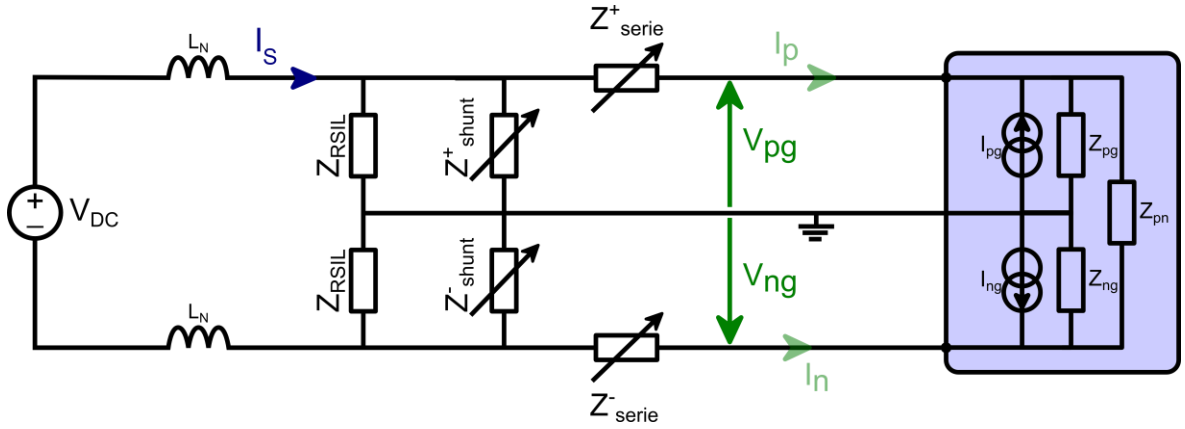


Figure 2.10 : Modifications de l'impédance du RSIL possibles.

2.2.1 Dimensionnement des impédances amont

La mise en place des impédances Z_{shunt} ou $Z_{série}$ peut être interprété comme la modification des chemins de propagation des courants I_{PG} et I_{NG} par rapport à la configuration de référence :

- L'ajout d'une impédance série de type inductive conduira à une propagation des courants « plus importante » dans Z_{PG}, Z_{NG} et Z_{PN} que dans le cas de référence dans la mesure où l'impédance amont vue aura été augmentée par la présence de l'inductance.
- L'ajout d'une impédance de shunt de type capacitive conduira de manière analogue à diminuer cette impédance. Il y aura donc à nouveau une propagation des courants différents.

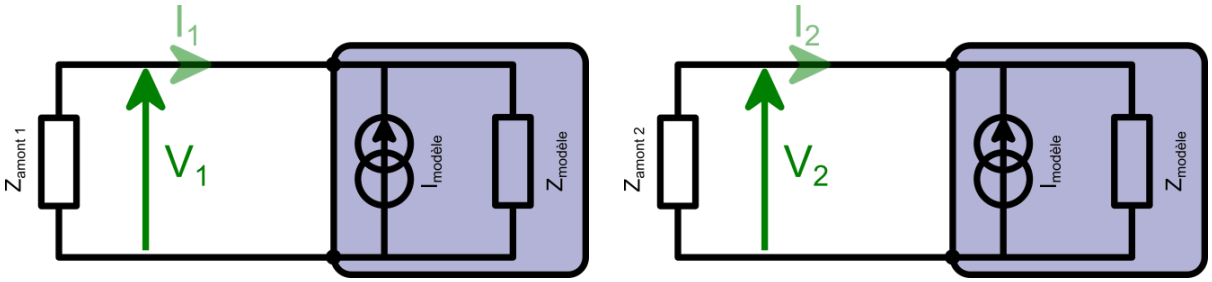
Ce raisonnement qualitatif met en évidence que le choix des impédances amont doit être réalisé en prenant en compte les valeurs des éléments Z_{PG}, Z_{NG} et Z_{PN}. Il faut donc réaliser des essais dans des conditions suffisamment différentes tout en prenant garde de respecter le fonctionnement du convertisseur à identifier.

2.2.1.1 Analyse sur un cas simple : le modèle 2-ports

Afin de présenter le dimensionnement en faisant intervenir un nombre de paramètres plus restreints, nous allons dans un premier temps nous limiter à l'étude d'un modèle 2-ports. D'un point de vue du sens physique de ce modèle, cela revient à s'intéresser uniquement au mode différentiel (ou le mode commun) tout en négligeant les couplages de modes. Le modèle a alors la structure d'un modèle de Norton équivalent dont il faudra identifier I_M et Z_M (qui correspondent, par exemple à Z_{MD} et I_{MD} pour le cas d'un modèle en

mode différentiel). Il est alors nécessaire de réaliser 2 essais afin de modifier l'impédance amont et donc, comme expliqué précédemment obtenir des circulations du courant de perturbations différentes. On réalise donc 2 essais schématiquement représentés à la Figure 2.11.

Il est important de remarquer que ces essais ne mettent pas en évidence le caractère inductif (mise alors en série avec l'impédance amont initiale) ou capacitif (qui sera placé en parallèle) comme présentés à la Figure 2.10.



(a) Cas 1. **(b) Cas 2.**

Figure 2.11 : Définition des cas génériques de l'identification du modèle 2-ports.

On peut alors considérer les équations suivantes :

$$V_1 = \frac{Z_{amont_1} Z_{modèle}}{Z_{amont_1} + Z_{modèle}} I_{modèle} \quad (2.29)$$

$$V_2 = \frac{Z_{amont_2} Z_{modèle}}{Z_{amont_2} + Z_{modèle}} I_{modèle} \quad (2.30)$$

Et obtenir le modèle de manière analytique par les expressions suivantes :

$$Z_{modèle} = \frac{Z_{amont_1} Z_{amont_2} (V_1 - V_2)}{Z_{amont_1} V_2 - Z_{amont_2} V_1} \quad (2.31)$$

$$I_{modèle} = \frac{(Z_{amont_1} - Z_{amont_2}) V_1 V_2}{Z_{amont_1} Z_{amont_2} (V_1 - V_2)} \quad (2.32)$$

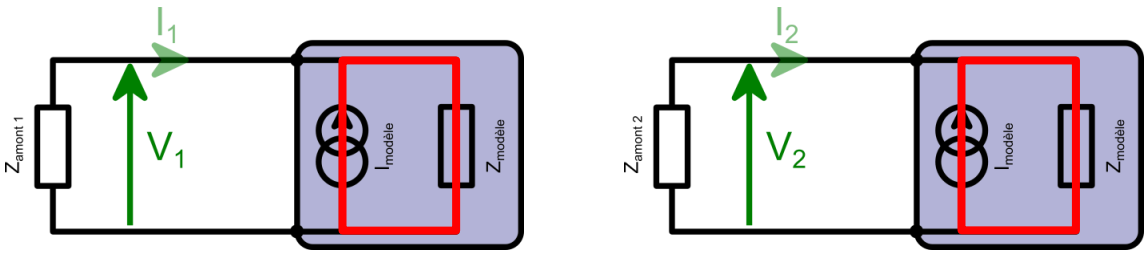
En s'inspirant de l'identification d'un modèle de Thévenin/Norton équivalent où il est nécessaire de réaliser un essai en circuit ouvert et un autre en court-circuit, on peut procéder à une étude aux limites de manière à choisir les valeurs que Z_{amont1} et Z_{amont2} doivent prendre par rapport à $Z_{modèle}$:

A. $Z_{amont1} >> Z_{modèle}$ et $Z_{amont2} >> Z_{modèle}$

Les courants de perturbations de $I_{modèle}$ circulent uniquement dans $Z_{modèle}$, on réalise 2 essais équivalents où les tensions mesurées sont identiques car les équations (2.29) et (2.30) deviennent :

$$\begin{cases} V_1 \approx Z_{modèle} I_{modèle} \\ V_2 \approx Z_{modèle} I_{modèle} \end{cases}$$

Il n'est donc pas possible d'identifier correctement $Z_{modèle}$ et $I_{modèle}$.



(a) Cas 1. **(b) Cas 2.**

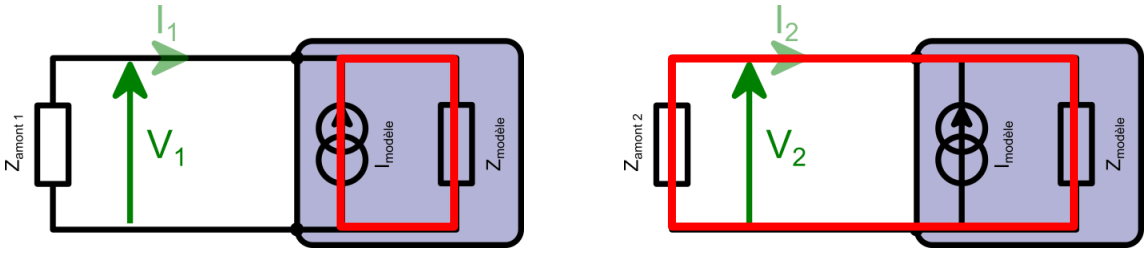
Circulations principales des courants.

B. $Z_{amont1} >> Z_{modèle}$ et $Z_{amont2} << Z_{modèle}$

Les courants de perturbations de $I_{modèle}$ circulent principalement dans $Z_{modèle}$ lors de l'essai 1 et dans Z_{amont2} lors de l'essai 2, on réalise donc bien 2 essais distincts pour lesquels les équations (2.29) et (2.30) deviennent :

$$\begin{cases} V_1 \approx Z_{modèle} I_{modèle} \\ V_2 \approx Z_{amont_2} I_{modèle} \end{cases}$$

Le premier essai sera équivalent d'un essai en circuit ouvert et le second à un essai en court-circuit. Il est possible d'identifier correctement $Z_{modèle}$ et $I_{modèle}$ à partir de ce système.



(a) Cas 1. **(b) Cas 2.**

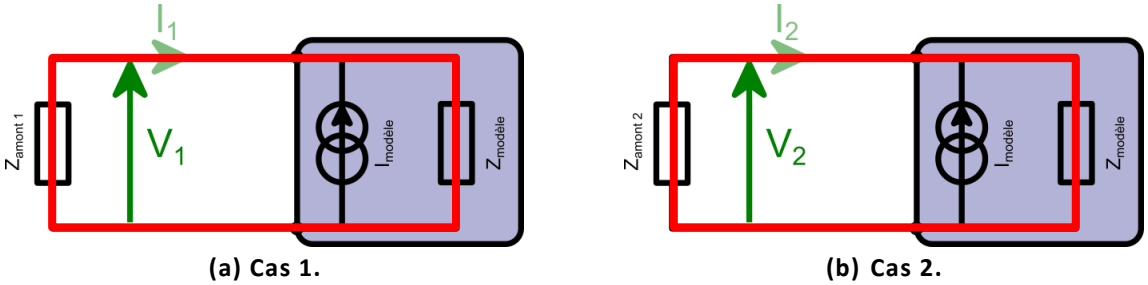
Circulations principales des courants.

C. $Z_{amont1} << Z_{modèle}$ et $Z_{amont2} << Z_{modèle}$

Les courants de perturbations de $I_{modèle}$ circulent uniquement dans les impédances amont qui ont des valeurs plus faibles que $Z_{modèle}$. L'influence de $Z_{modèle}$ est donc complètement masquée lors des deux essais exécutés. Les équations (2.29) et (2.30) deviennent :

$$\begin{cases} V_1 \approx Z_{amont_1} I_{modèle} \\ V_2 \approx Z_{amont_2} I_{modèle} \end{cases}$$

Il n'est donc pas possible d'identifier correctement $Z_{modèle}$ et $I_{modèle}$.



(a) Cas 1. **(b) Cas 2.**

Circulations principales des courants.

D. $Z_{amont1} << Z_{modèle}$ et $Z_{amont2} >> Z_{modèle}$ est équivalente à la configuration B.

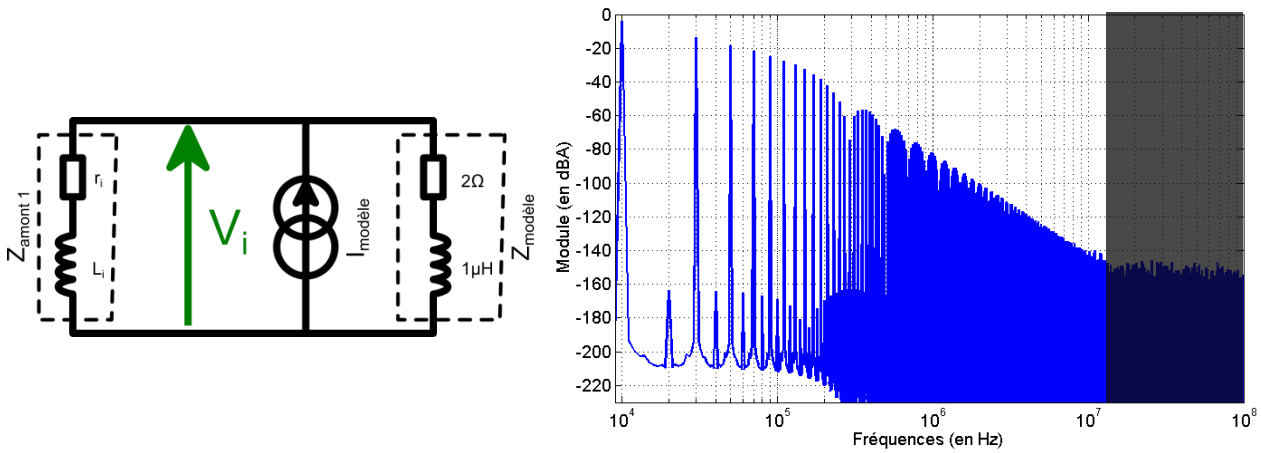
On peut donc conclure provisoirement que l'identification sera correcte dans le cas où :

$$Z_{amont1} << Z_{modèle} << Z_{amont2} \quad \textbf{(2.33)}$$

2.2.1.2 Etude de sensibilité

2.2.1.2.1 Etude de la condition d'encadrement des impédances amont sur un cas simple

Il est primordial de définir l'ordre de grandeur qui doit exister entre les différentes impédances amont et celle du modèle que l'on cherche à identifier. Pour cela, une étude de sensibilité est réalisée en simulation à partir du modèle défini à la Figure 2.12.



(a) Synoptique de l'étude.

(b) Spectre de la source de courant définie (F_{dec} = 10kHz, t_m =2µs, α=0.5).

Figure 2.12 : Etude de sensibilité.

En observant la Figure 2.12(b), on note que le spectre correspond bien à un créneau de fréquence 10kHz avec un temps de montée de 2µs et un rapport cyclique de 50%. On note que les erreurs numériques issues de la simulation deviennent prépondérantes à partir de 10MHz, il ne faudra donc pas prendre en compte sans considérations les résultats au-delà de cette fréquence.

Une série de six simulations successives a été réalisée où les paramètres r_i et L_i prennent respectivement les valeurs de 2000Ω - 1000µH, 200Ω - 100µH, 20Ω - 10µH, 0.2Ω - 0.1µH, 0.02Ω - 0.01µH et 0.002Ω - 0.001µH. Cette série de simulations permet alors de réaliser 9 identifications respectant la condition (2.33). On peut résumer les identifications et les conditions utilisées dans le Tableau 2.5.

Cet essai est intéressant car il va permettre de tester la sensibilité du résultat vis-à-vis de la manière dont la condition (2.33) est respectée.

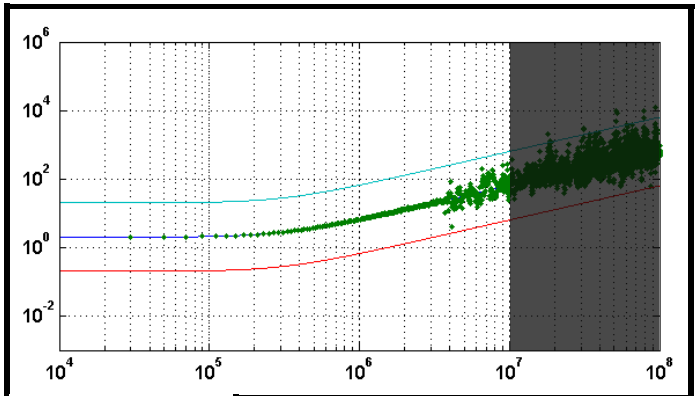
En effet, si on se réfère uniquement à cette condition, l'identification H devrait fournir le meilleur résultat car l'écart entre les impédances amont et celle du modèle est alors le plus grand. Or, cette condition ne prend pas en compte qu'en modifiant la valeur de Z_{amont},

l'amplitude des tensions mesurées varie. Il peut donc alors y avoir des erreurs numériques qui apparaissent lorsque l'on effectue les différences V_1-V_2 et $Z_{am1}V_2$-$Z_{am2}V_1$.

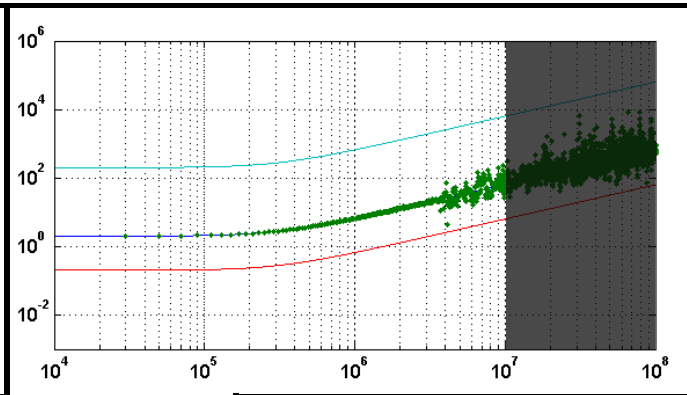
Les résultats des identifications sont présentés dans le Tableau 2.6 pour la source de courant ainsi que pour l'impédance de 2Ω-1µH.

		Z_{am2}		
	Ratio par rapport à $Z_{modèle}$	×10	×100	×1000
Z_{am1}	÷10	A	B	C
	÷100	D	E	F
	÷1000	G	H	I

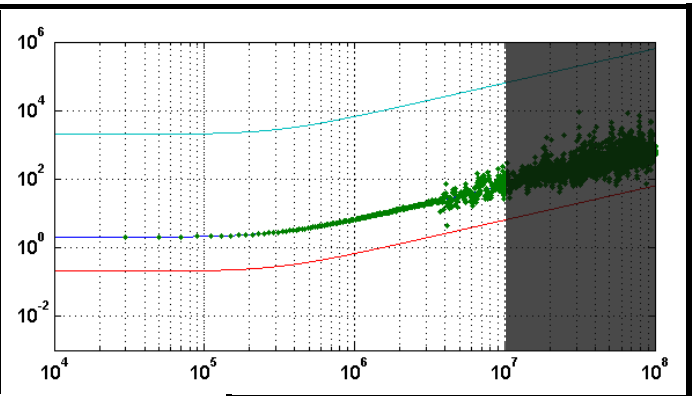
Tableau 2.5 : Dénomination des identifications.



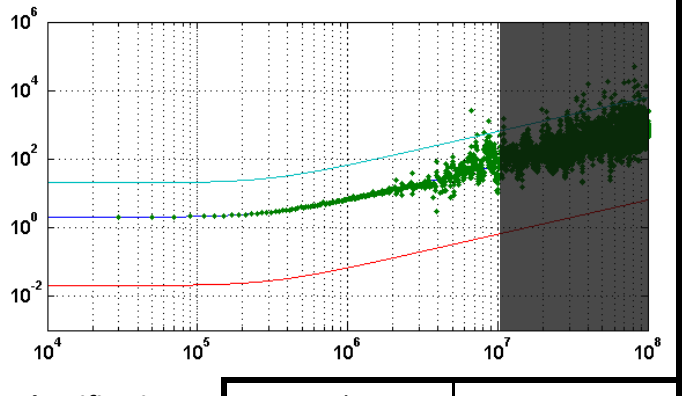
Identification A	Err. quad sur Z_{mo}	2.19



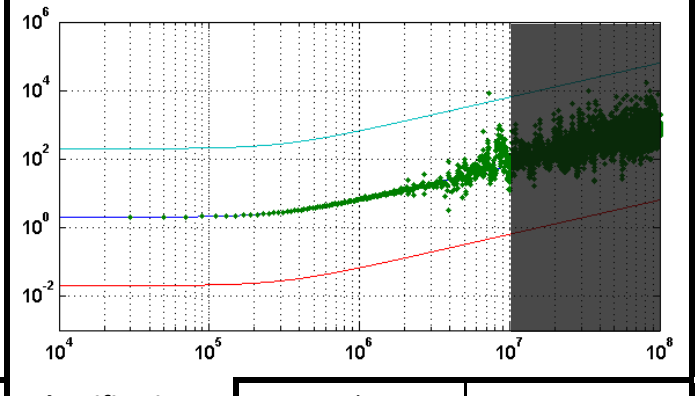
Identification B	Err. quad sur Z_{mo}	2.00



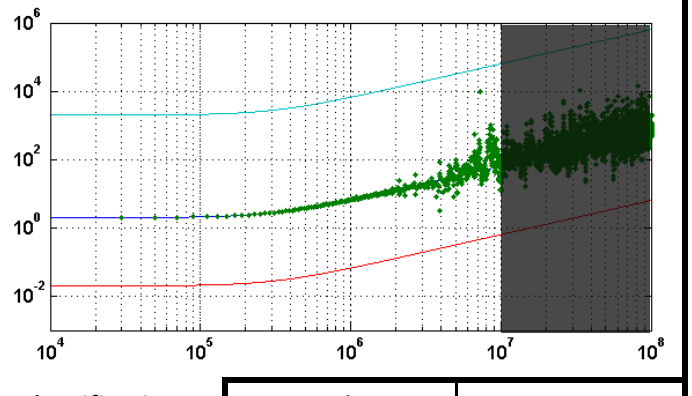
Identification C	Err. quad sur Z_{mo}	1.98



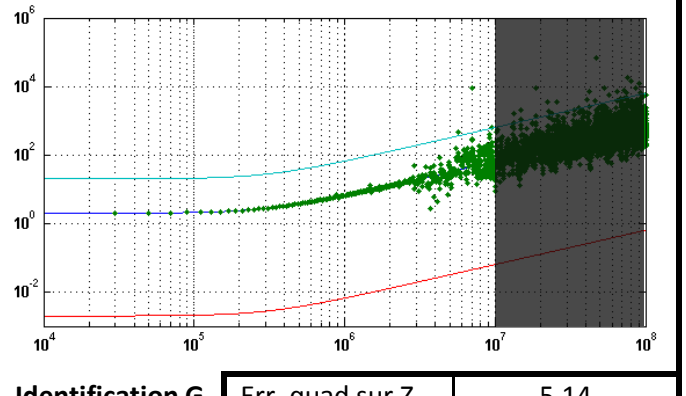
Identification D	Err. quad sur Z_{mo}	4.55



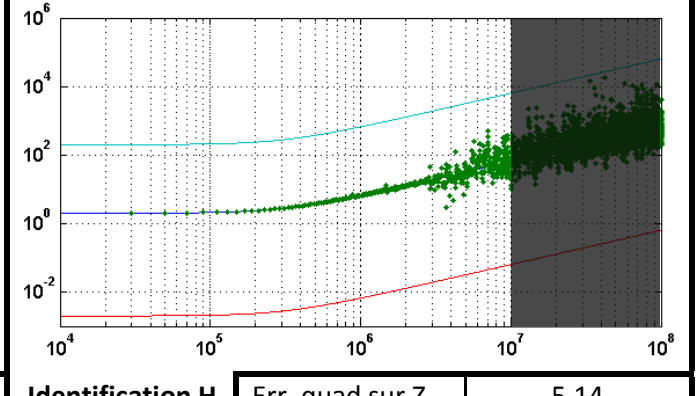
Identification E	Err. quad sur Z_{mo}	4.12



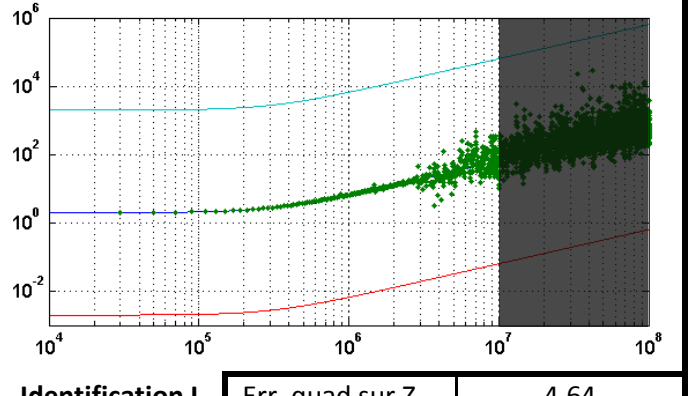
Identification F	Err. quad sur Z_{mo}	4.08



Identification G	Err. quad sur Z_{mo}	5.14

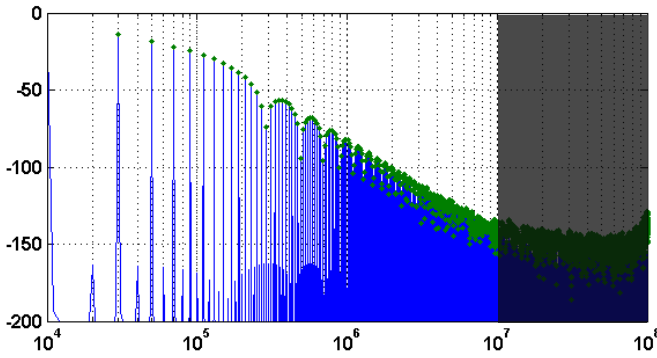


Identification H	Err. quad sur Z_{mo}	5.14

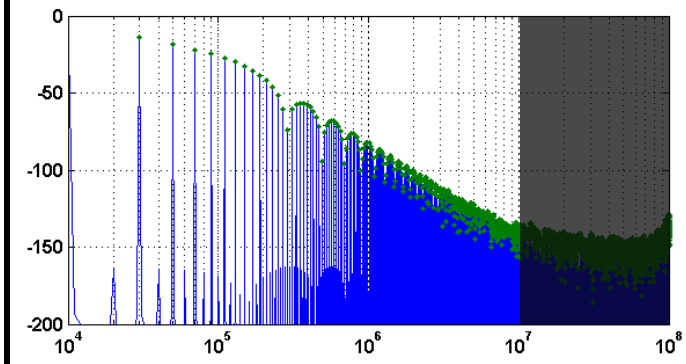


Identification I	Err. quad sur Z_{mo}	4.64

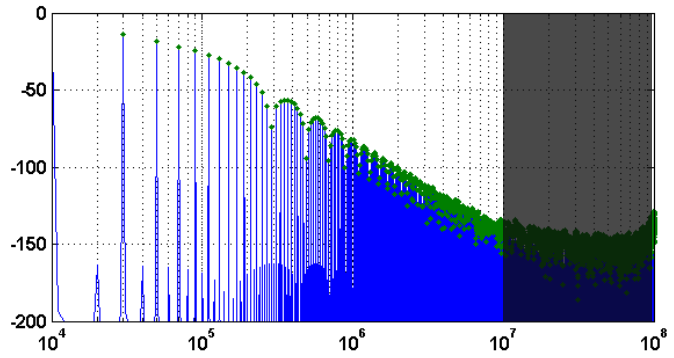
(en vert : le résultat, en bleu : l'impédance vraie, en cyan et rouge : les impédances amont d'identification)



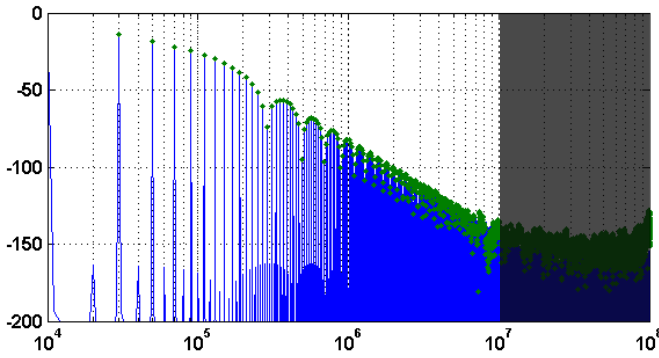
Identification A	Err. quad sur I_{mo}	$6.20e^{-06}$



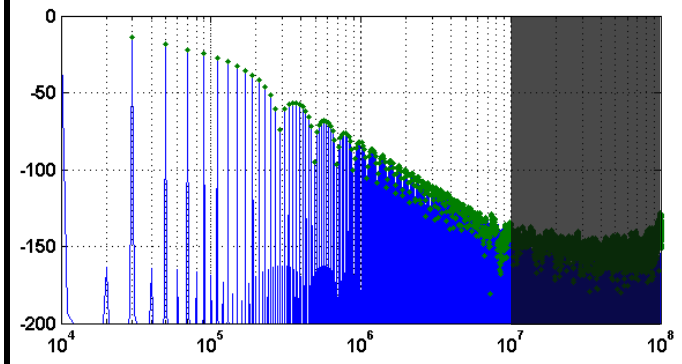
Identification B	Err. quad sur I_{mo}	$6.17e^{-06}$



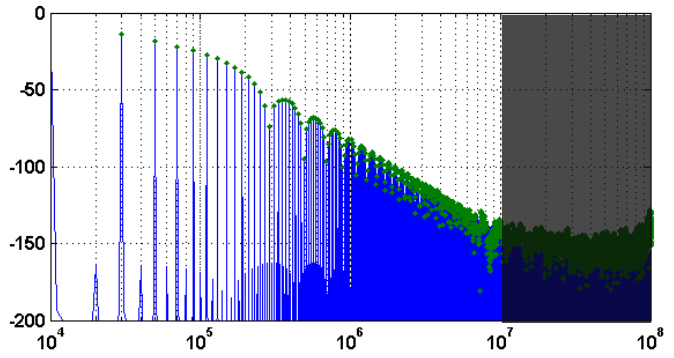
Identification C	Err. quad sur I_{mo}	$6.17e^{-06}$



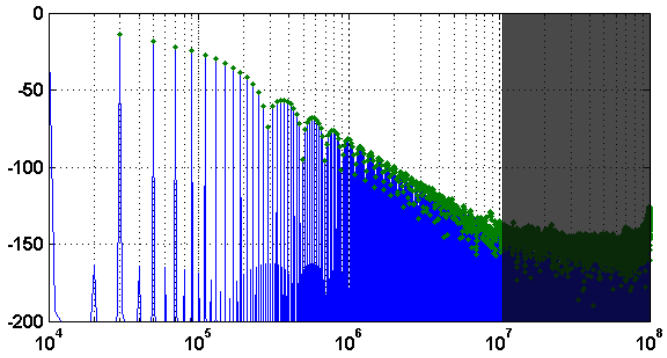
Identification D	Err. quad sur I_{mo}	$5.01e^{-06}$



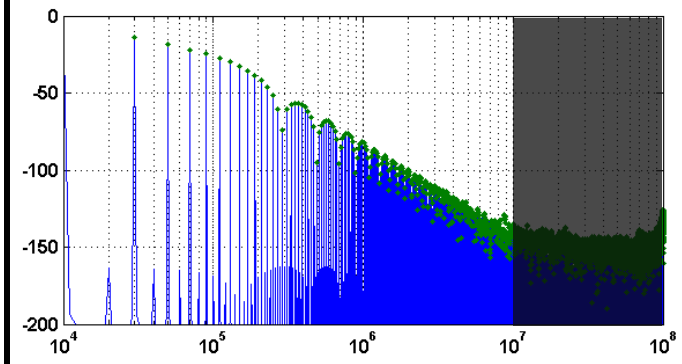
Identification E	Err. quad sur I_{mo}	$5.00e^{-06}$



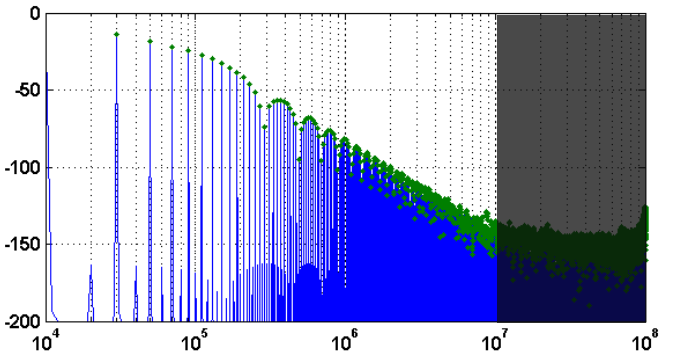
Identification F	Err. quad sur I_{mo}	$5.00e^{-06}$



Identification G	Err. quad sur I_{mo}	$1.15e^{-05}$



Identification H	Err. quad sur I_{mo}	$1.15e^{-05}$



Identification I	Err. quad sur I_{mo}	$1.16e^{-05}$

Tableau 2.6 : Identifications obtenues : Courants en dBA, impédance en Ω. (en vert : le résultat, en bleu : la source vraie)

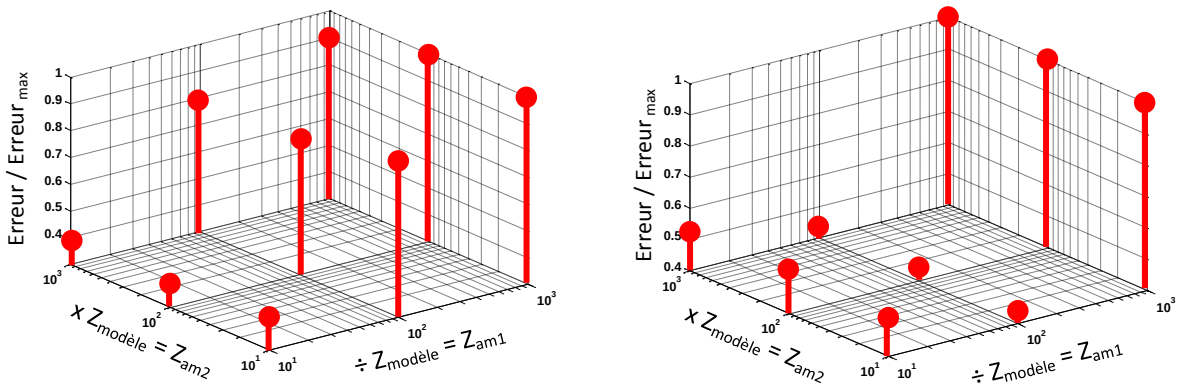
Pour les impédances identifiées, on note que :

- les courbes bleues représentent l'impédance de 2Ω en série avec 1µH et le spectre de la source de courant qui constituent nos références ;
- les courbes vertes représentent les identifications effectuées aux points d'intérêt.
  Il est important de se rappeler que les identifications sont uniquement effectuées aux fréquences multiples de la fréquence de découpage ;
- les courbes rouges et bleu-ciel représentent les deux impédances amont utilisées pour l'identification. L'observation des courbes permet de se rendre compte des conditions d'identification plus ou moins favorables vis-à-vis de la condition définie par (2.33).

De manière stricte, l'identification I possède les conditions d'identification les plus favorables dans la mesure où on est le plus proche de $Z_{amont1} << Z_{modèle} << Z_{amont2}$. Or l'observation des courbes ainsi que la comparaison des erreurs quadratiques moyennes permettent de mettre en évidence, pour un même modèle, l'identification sera moins bonne (pour la source et pour les impédances) lorsque les impédances d'identification sont très nettement éloignées de l'impédance du modèle comme c'est le cas pour l'identification I.

Cette étude qualitative met en évidence que le ratio entre l'impédance que l'on souhaite identifier et celles qui sont placées en amont pour l'identification doivent respecter l'équation (2.33) donc un ratio relativement faible. Cette problématique sera à nouveau mise en avant dans le chapitre suivant sur deux types de hacheurs simples qui donneront une idée plus précise des limites de l'équation (2.33).

La suite de cette partie traitera en termes de propagation d'erreurs les limites de l'équation (2.33). On s'intéressera ensuite à la manière dont on peut obtenir un apriori sur l'impédance à identifier.



(a) Par rapport à l'impédance. **(b) Par rapport à la source de courant.**

Erreur par rapport au modèle (rapporté à l'erreur maximal) en fonction du système résolu.

Les points ci-dessus permettent de mettre en évidence, de manière empirique que, dans notre cas particulier où les impédances d'identification seront définies comme un ratio de l'impédance du modèle, on obtient de meilleur résultat lorsque le ratio est faible.

2.2.1.2.2 Etude analytique de l'impact des erreurs de valeurs d'impédance et de mesures sur l'identification de l'impédance

Ici, l'objectif est de déterminer comment une variation de Z_{amont1} ou de Z_{amont2} impacte le résultat de l'identification de $Z_{modèle}$. La méthode utilisée est celle des dérivées partielles sur l'équation (2.31). On a alors :

$$dZ_{mod} = \frac{\partial Z_{mod}}{\partial Z_{a1}} \cdot dZ_{a1} + \frac{\partial Z_{mod}}{\partial Z_{a2}} \cdot dZ_{a2} + \frac{\partial Z_{mod}}{\partial V_1} \cdot dV_1 + \frac{\partial Z_{mod}}{\partial V_2} \cdot dV_2$$

Ce qui, par rapport à Z_{a1}, donne :

$$\frac{dZ_{mod}}{dZ_{a1}} = \frac{\partial Z_{mod}}{\partial Z_{a1}} + \frac{\partial Z_{mod}}{\partial Z_{a2}} \cdot \frac{dZ_{a2}}{dZ_{a1}} + \frac{\partial Z_{mod}}{\partial V_1} \cdot \frac{dV_1}{dZ_{a1}} + \frac{\partial Z_{mod}}{\partial V_2} \cdot \frac{dV_2}{dZ_{a1}}$$

Or, l'équation (2.30) nous permet d'affirmer que V_2 est indépendant de Z_{a1}. De plus, les impédances Z_{a1} et Z_{a2} sont indépendantes. On a donc :

$$\frac{dZ_{mod}}{dZ_{a1}} = \frac{\partial Z_{mod}}{\partial Z_{a1}} + \frac{\partial Z_{mod}}{\partial V_1} \cdot \frac{dV_1}{dZ_{a1}}$$

Sachant que :

$$\begin{cases} \dfrac{\partial Z_{mod}}{\partial Z_{a1}} = -\dfrac{V_1 \cdot {Z_{a2}}^2 \cdot (V_1 - V_2)}{(V_1 \cdot Z_{a2} - V_2 \cdot Z_{a1})^2} \\ \dfrac{\partial Z_{mod}}{\partial V_1} = \dfrac{V_2 \cdot Z_{a1} \cdot Z_{a2} \cdot (Z_{a1} - Z_{a2})}{(V_1 \cdot Z_{a2} - V_2 \cdot Z_{a1})^2} \\ \dfrac{dV_1}{dZ_{a1}} = \dfrac{{Z_{mod}}^2 \cdot I_{mod}}{\left(Z_{a_1} + Z_{mod}\right)^2} \end{cases}$$

On arrive donc à :

$$\frac{dZ_{mod}}{dZ_{a1}} = -\frac{V_1 \cdot {Z_{a2}}^2 \cdot (V_1 - V_2)}{(V_1 \cdot Z_{a2} - V_2 \cdot Z_{a1})^2} + \frac{V_2 \cdot Z_{a1} \cdot Z_{a2} \cdot (Z_{a1} - Z_{a2})}{(V_1 \cdot Z_{a2} - V_2 \cdot Z_{a1})^2} \cdot \frac{{Z_{mod}}^2 \cdot I_{mod}}{\left(Z_{a_1} + Z_{mod}\right)^2}$$

Il est alors intéressant d'observer le comportement de cette équation lorsque Z_{a1} tend vers zéro (on se rappellera que nous avions choisi $Z_{a1} << Z_{mod} << Z_{a2}$). On remarque alors que plus l'impédance amont est faible, plus la variation de Z_{mod} tend vers une limite définie uniquement à partir des tensions :

$$\lim_{Z_{a1} \to 0} \frac{dZ_{mod}}{dZ_{a1}} = -\frac{(V_1 - V_2)}{V_1} = -\frac{\Delta V}{V_1}$$

Or, V_1 devient faible ((2.29)). L'influence d'un Z_{a1} « trop faible » sera donc de première importance.

En utilisant la même approche pour l'influence de Z_{a2} sur Z_{mod}, on arrive à la même conclusion si on s'intéresse à l'impact lorsque Z_{a2} devient grand devant Z_{mod}. En définitive, plus Z_{a1} et Z_{a2} encadre de près Z_{mod}, plus l'erreur sur l'identification de cette impédance sera

faible. Cette remarque peut être mise en regard avec la vitesse avec laquelle un algorithme d'optimisation convergera vers sa solution lorsque les bornes de l'espace de recherche et l'initialisation sont bien choisies.

2.2.2 Obtention d'un apriori sur le modèle

Comme nous venons de le présenter précédemment, les impédances amont à utiliser pour identifier les éléments du convertisseur doivent être choisies de manière judicieuse vis-à-vis des impédances du modèle. Lors de l'étude de la CEM d'un convertisseur, différentes méthodes existent pour connaitre un schéma équivalent en termes d'impédances des convertisseurs. Nous allons donc exploiter ces techniques pour obtenir notre apriori.

Par souci de simplicité, la suite de l'approche se focalisera sur la décomposition dans la base mode-commun et mode différentiel. Sachant, qu'il sera toujours possible d'obtenir le modèle dans la base classique en inversant le changement de base.

2.2.2.1 Modélisation statique à partir de l'état des semi-conducteurs de puissance

2.2.2.1.1 Principe de l'analyse

L'obtention d'un schéma équivalent impédant d'un convertisseur suppose de le considérer comme un quadripôle linéaire. Or, l'utilisation d'une électronique de commutation rend le système rigoureusement non-linéaire. Le principe de l'analyse que nous effectuons ici repose sur le fait qu'en première approximation, en dehors des instants de commutations, il est possible de considérer que tous les semi-conducteurs sont parfaits. On a alors uniquement les conditions suivantes qui sont envisageables :

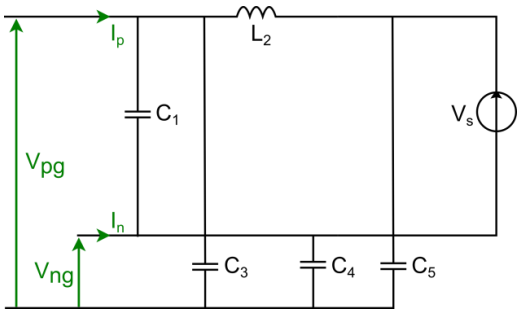
- le semi-conducteur conduit et la chute de tension qui existe à ses bornes est nulle. L'interrupteur peut donc être remplacé par un court-circuit ;
- le semi-conducteur est bloqué et son courant de fuite est suffisamment faible pour être considéré comme nul. Le composant peut être remplacé par un circuit ouvert.

Cette approche permet alors d'obtenir un certain nombre de schémas équivalents (en termes d'impédances) linéarisés du convertisseur. Par exemple, si on considère un convertisseur dont la structure se compose d'un IGBT et d'une diode, on obtient quatre schémas équivalents apriori distincts.

On note alors que parmi ces schémas, certains ne sont pas physiques dans le sens où ils ne représentent pas le fonctionnement du convertisseur ou bien qu'ils violent une des lois d'association des sources. Contrairement à ce qui a été proposé dans la partie 1.3.1.1, les schémas obtenus ici ne sont pas des modèles CEM propres vu qu'ils sont uniquement constitués d'éléments passifs, les sources de perturbations sont donc ignorées. Par ailleurs, on remarque que la démarche est toutefois similaire à celle proposée au paragraphe 1.3.1.1 dans la mesure où l'on remplace les semi-conducteurs de puissance à ceci près que l'aspect source de perturbation n'est pas considéré.

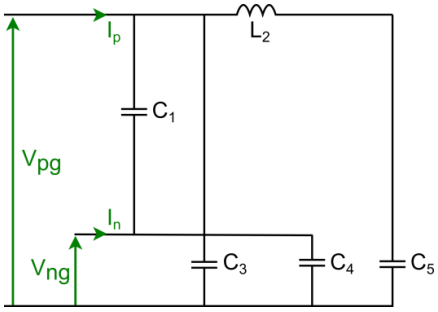
Cette approche a donc pour seule utilité d'obtenir de l'information apriori sur le convertisseur que l'on souhaite identifier. Les résultats présentés ici seront à mettre en regard avec d'autres approches possibles.

2.2.2.1.2 Application à un hacheur parallèle

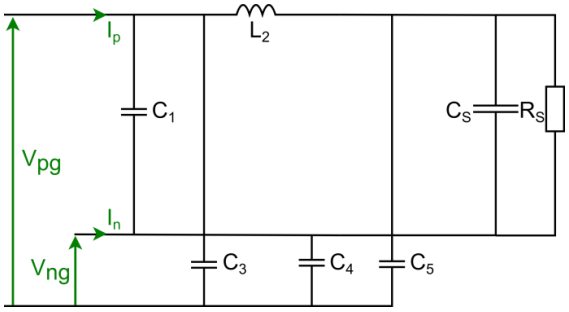


Schémas équivalents d'un hacheur parallèle.

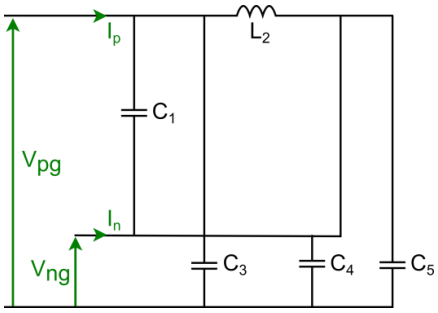
En conservant les notations de la Figure 1.16 (qui est rappelée ci-dessus) et en appliquant la méthodologie proposée dans le paragraphe précédent, on obtient les schémas impédants suivants. En termes de notations, l'impédance Z_S représente la mise en parallèle de la capacité C_S avec la résistance de la charge R_S.



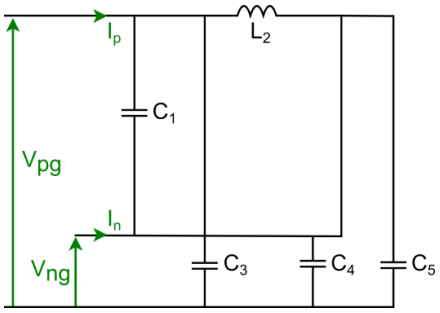
(a) Transistor bloqué, diode bloquée.



(b) Transistor bloqué, diode passante.



(c) Transistor passant, diode bloquée.



(d) Transistor passant, diode passante.

Figure 2.13 : Schémas équivalents impédants d'un hacheur parallèle.

On remarque que les schémas équivalents (c) et (d) sont les mêmes. Ceci vient du fait qu'à partir du moment où l'interrupteur commandé conduit, l'état de la diode n'a pas d'impact. On obtient donc 3 schémas distincts ((a), (b) et (c)).

On peut obtenir aisément les matrices des impédances en mode commun et mode différentiel (ainsi que le terme de couplage) en exploitant le changement de base présenté en Annexe A.

Pour le schéma (a) qui correspond à la diode et le transistor bloqués, on a la mise en équation suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{MD} \\ V_{MC} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{MD_a} & Z_{Coupl_a} \\ Z_{Coupl_a} & Z_{MC_a} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{MD} \\ I_{MC} \end{pmatrix} \quad \text{où :} \qquad \textbf{(2.34)}$$

$$Z_{MD_a} = \frac{Z_1(Z_3Z_2 + Z_3Z_5 + Z_4Z_3 + Z_4Z_2 + Z_4Z_5)}{Z_3Z_2 + Z_3Z_5 + Z_1Z_3 + Z_1Z_2 + Z_1Z_5 + Z_4Z_3 + Z_4Z_2 + Z_4Z_5}$$

$$Z_{MC_a} = \frac{1}{4}\frac{Z_4Z_3Z_1 + Z_4Z_2Z_1 + Z_4Z_5Z_1 + 4Z_4Z_3Z_2 + Z_3Z_2Z_1 + Z_3Z_5Z_1 + 4Z_4Z_3Z_5}{Z_3Z_2 + Z_3Z_5 + Z_1Z_3 + Z_1Z_2 + Z_1Z_5 + Z_4Z_3 + Z_4Z_2 + Z_4Z_5}$$

$$Z_{Coupl_a} = -\frac{1}{2}\frac{Z_1(-Z_3Z_2 - Z_3Z_5 + Z_4Z_3 + Z_4Z_2 + Z_4Z_5)}{Z_3Z_2 + Z_3Z_5 + Z_1Z_3 + Z_1Z_2 + Z_1Z_5 + Z_4Z_3 + Z_4Z_2 + Z_4Z_5}$$

Pour le schéma (b) qui correspond à la diode passante et le transistor bloqué, on a alors :

$$\begin{pmatrix} V_{MD} \\ V_{MC} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{MD_b} & Z_{Coupl_b} \\ Z_{Coupl_b} & Z_{MC_b} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{MD} \\ I_{MC} \end{pmatrix} \quad \text{où :} \qquad \textbf{(2.35)}$$

$$Z_{MD_b} = \frac{\begin{array}{c} Z_1(Z_4Z_2Z_S + Z_4Z_5Z_S + Z_4Z_2Z_5 + Z_3Z_4Z_S + Z_3Z_2Z_S + Z_3Z_2Z_5 + Z_3Z_5Z_S + Z_4Z_3Z_2) \end{array}}{\begin{array}{c} Z_4Z_2Z_1 + Z_1Z_5Z_S + Z_1Z_2Z_S + Z_3Z_4Z_S + Z_4Z_5Z_1 + Z_4Z_2Z_S + Z_4Z_5Z_S + Z_4Z_2Z_5 + Z_3Z_2Z_S + Z_3Z_2Z_5 + Z_4Z_3Z_2 \\ +Z_1Z_2Z_5 + Z_3Z_5Z_S + Z_3Z_1Z_S + Z_3Z_5Z_1 + Z_4Z_3Z_1 \end{array}}$$

$$Z_{MC_b} = \frac{1}{4}\frac{\begin{array}{c} Z_4Z_2Z_SZ_1 + 4Z_3Z_4Z_SZ_2 + 4Z_3Z_4Z_SZ_5 + Z_4Z_2Z_5Z_1 + Z_4Z_5Z_SZ_1 + Z_3Z_2Z_5Z_1 + Z_3Z_2Z_SZ_1 + 4Z_3Z_5Z_4Z_2 + Z_3Z_4Z_SZ_1 \\ +Z_3Z_2Z_4Z_1 + Z_3Z_5Z_SZ_1 + 4Z_3Z_5Z_4Z_1 \end{array}}{\begin{array}{c} Z_4Z_2Z_1 + Z_1Z_5Z_S + Z_1Z_2Z_S + Z_3Z_4Z_S + Z_4Z_5Z_1 + Z_4Z_2Z_S + Z_4Z_5Z_S + Z_4Z_2Z_5 + Z_3Z_2Z_S + Z_3Z_2Z_5 + Z_4Z_3Z_2 \\ +Z_1Z_2Z_5 + Z_3Z_5Z_S + Z_3Z_1Z_S + Z_3Z_5Z_1 + Z_4Z_3Z_1 \end{array}}$$

$$Z_{Coupl_b} = \frac{1}{2}\frac{\begin{array}{c} Z_1(-Z_4Z_2Z_5 + Z_3Z_2Z_5 + Z_3Z_5Z_S - Z_4Z_5Z_S + Z_3Z_2Z_S + Z_4Z_3Z_2 - Z_4Z_2Z_S - Z_3Z_4Z_S) \end{array}}{\begin{array}{c} Z_4Z_2Z_1 + Z_1Z_5Z_S + Z_1Z_2Z_S + Z_3Z_4Z_S + Z_4Z_5Z_1 + Z_4Z_2Z_S + Z_4Z_5Z_S + Z_4Z_2Z_5 + Z_3Z_2Z_S + Z_3Z_2Z_5 + Z_4Z_3Z_2 \\ +Z_1Z_2Z_5 + Z_3Z_5Z_S + Z_3Z_1Z_S + Z_3Z_5Z_1 + Z_4Z_3Z_1 \end{array}}$$

On remarque que les modèles (a) et (b) deviennent identiques si on fait tendre Z_S vers l'infini (ce qui n'est cependant pas compatible avec le hacheur parallèle).

Pour les schémas (c) et (d) qui correspondent aux cas où le transistor passant, on a :

$$\begin{pmatrix} V_{MD} \\ V_{MC} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{MD_c} & Z_{Coupl_c} \\ Z_{Coupl_c} & Z_{MC_c} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{MD} \\ I_{MC} \end{pmatrix} \quad \text{où :} \qquad \textbf{(2.36)}$$

$$Z_{MD_c} = \frac{(Z_3Z_4 + Z_3Z_5 + Z_4Z_5)Z_2Z_1}{Z_2Z_1Z_4 + Z_2Z_1Z_5 + Z_1Z_3Z_4 + Z_1Z_3Z_5 + Z_1Z_4Z_5 + Z_2Z_3Z_4 + Z_2Z_3Z_5 + Z_2Z_4Z_5}$$

$$Z_{MC_c} = \frac{1}{4}\frac{Z_2Z_3Z_1Z_4 + Z_2Z_3Z_1Z_5 + 4Z_2Z_4Z_5Z_3 + Z_2Z_4Z_5Z_1 + 4Z_1Z_4Z_5Z_3}{Z_2Z_1Z_4 + Z_2Z_1Z_5 + Z_1Z_3Z_4 + Z_1Z_3Z_5 + Z_1Z_4Z_5 + Z_2Z_3Z_4 + Z_2Z_3Z_5 + Z_2Z_4Z_5}$$

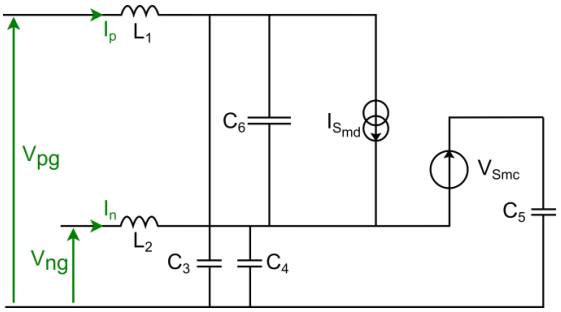
$$Z_{Coupl_c} = \frac{1}{2}\frac{(Z_3Z_4 + Z_3Z_5 - Z_4Z_5)Z_2Z_1}{Z_2Z_1Z_4 + Z_2Z_1Z_5 + Z_1Z_3Z_4 + Z_1Z_3Z_5 + Z_1Z_4Z_5 + Z_2Z_3Z_4 + Z_2Z_3Z_5 + Z_2Z_4Z_5}$$

On remarque que, si on fait tendre Z_S vers zéro, ce dernier schéma, qui correspond au cas où l'interrupteur commandé est fermé, donne les mêmes impédances que le modèle obtenu avec la Figure 1.16 avec l'approche exhaustive. Les impédances sont alors équivalentes avec les modèles où le transistor est commandé.

De plus, la configuration (a) n'étant pas la plus conforme au fonctionnement du convertisseur, les similitudes entre les modèles (b), (c) et (d) nous confortent sur l'approche choisie pour obtenir un apriori en impédance. L'exploitation de ces résultats sera effectuée au chapitre suivant dans le but d'identifier des convertisseurs et d'en faire l'analyse.

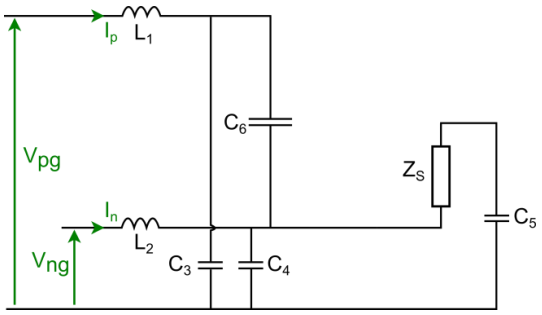
2.2.2.1.3 Application à un hacheur série

En conservant les notations de la Figure 1.21 (qui est rappelé ci-dessous) et en appliquant la méthodologie proposée dans le paragraphe 2.2.2.1.1, on obtient les schémas impédants de la Figure 2.14.

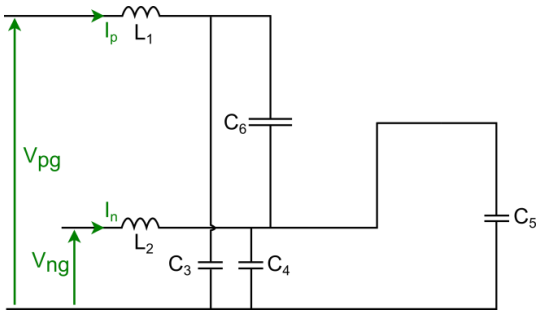


Schémas équivalents d'un hacheur parallèle.

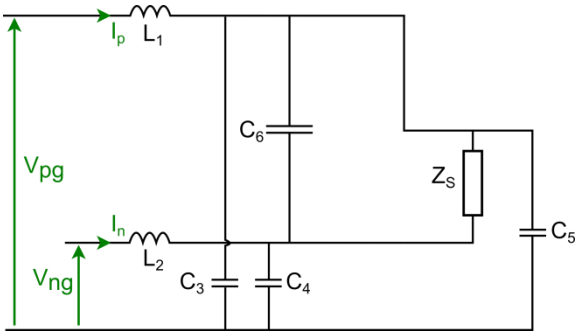
D'un point de vue des éléments, on rappelle que Z_S est de nature inductive.



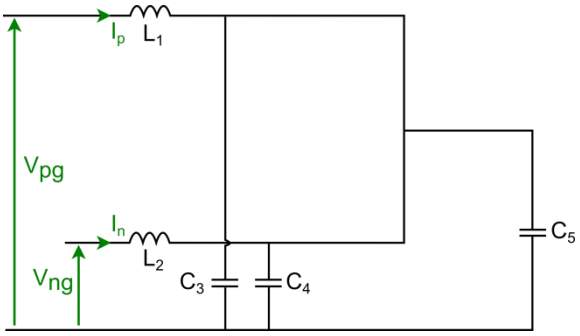
(a) Transistor bloqué, diode bloquée.



(b) Transistor bloqué, diode passante.



(c) Transistor passant, diode bloquée.



(d) Transistor passant, diode passante.

Figure 2.14 : Schémas équivalents impédants d'un hacheur parallèle.

D'un point de vue des structures, on remarque ici aussi des similitudes entre les schémas (a) et (b) ainsi que (c) et (d). En effet, il suffit de considérer Z_S=0 pour passer des premiers aux seconds. En termes de matrices d'impédances, on obtient les expressions suivantes.

Pour (a) :

$$\begin{pmatrix} V_{MD} \\ V_{MC} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{MD_a} & Z_{Coupl_a} \\ Z_{Coupl_a} & Z_{MC_a} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{MD} \\ I_{MC} \end{pmatrix} \quad \text{où :} \qquad \textbf{(2.37)}$$

$$Z_{MD_a} = \frac{\begin{matrix} Z_4Z_SZ_6 + Z_1Z_3Z_5 + Z_1Z_3Z_4 + Z_3Z_5Z_6 + Z_1Z_3Z_S + Z_3Z_4Z_6 + Z_1Z_6Z_S + Z_2Z_6Z_4 + Z_2Z_6Z_5 + Z_1Z_6Z_5 + Z_2Z_3Z_4 \\ +Z_2Z_3Z_5 + Z_2Z_3Z_S + Z_2Z_6Z_S + Z_3Z_SZ_6 + Z_1Z_4Z_5 + Z_1Z_4Z_S + Z_1Z_6Z_4 + Z_2Z_4Z_5 + Z_2Z_4Z_S + Z_4Z_5Z_6 \end{matrix}}{Z_4Z_5 + Z_4Z_S + Z_6Z_4 + Z_6Z_5 + Z_6Z_S + Z_3Z_4 + Z_3Z_5 + Z_3Z_S}$$

$$Z_{MC_a} = \frac{\begin{matrix} Z_4Z_5Z_6 + Z_3Z_5Z_6 + Z_1Z_6Z_5 + Z_1Z_6Z_S + Z_1Z_3Z_4 + Z_3Z_SZ_6 + Z_1Z_3Z_S + 4Z_4Z_5Z_3 + Z_4Z_SZ_6 + Z_1Z_3Z_5 + 4Z_4Z_SZ_3 \\ +Z_3Z_4Z_6 + Z_1Z_4Z_5 + Z_1Z_4Z_S + Z_1Z_6Z_4 + Z_2Z_4Z_5 + Z_2Z_4Z_S + Z_2Z_6Z_4 + Z_2Z_6Z_5 + Z_2Z_6Z_S + Z_2Z_3Z_4 + Z_2Z_3Z_5 \\ +Z_2Z_3Z_S \end{matrix}}{4(Z_4Z_5 + Z_4Z_S + Z_6Z_4 + Z_6Z_5 + Z_6Z_S + Z_3Z_4 + Z_3Z_5 + Z_3Z_S)}$$

$$Z_{Coupl_a} = \frac{1}{2}\frac{\begin{matrix} Z_3Z_SZ_6 + Z_1Z_6Z_S + Z_3Z_5Z_6 + Z_1Z_3Z_5 + Z_1Z_6Z_5 - Z_4Z_5Z_6 + Z_1Z_3Z_4 - Z_4Z_SZ_6 + Z_1Z_3Z_S + Z_3Z_4Z_6 + Z_1Z_4Z_5 \\ +Z_1Z_4Z_S + Z_1Z_6Z_4 - Z_2Z_4Z_5 - Z_2Z_4Z_S - Z_2Z_6Z_4 - Z_2Z_6Z_5 - Z_2Z_6Z_S - Z_2Z_3Z_4 - Z_2Z_3Z_5 - Z_2Z_3Z_S \end{matrix}}{Z_4Z_5 + Z_4Z_S + Z_6Z_4 + Z_6Z_5 + Z_6Z_S + Z_3Z_4 + Z_3Z_5 + Z_3Z_S}$$

Pour (b) :

$$\begin{pmatrix} V_{MD} \\ V_{MC} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{MD_b} & Z_{Coupl_b} \\ Z_{Coupl_b} & Z_{MC_b} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{MD} \\ I_{MC} \end{pmatrix} \quad \text{où :} \qquad \textbf{(2.38)}$$

$$Z_{MD_b} = \frac{\begin{matrix} Z_1Z_3Z_5 + Z_1Z_3Z_4 + Z_3Z_5Z_6 + Z_3Z_4Z_6 + Z_2Z_6Z_4 + Z_2Z_6Z_5 + Z_1Z_6Z_5 + Z_2Z_3Z_4 + Z_2Z_3Z_5 + Z_1Z_4Z_5 + Z_1Z_6Z_4 \\ +Z_2Z_4Z_5 + Z_4Z_5Z_6 \end{matrix}}{Z_4Z_5 + Z_6Z_4 + Z_6Z_5 + Z_3Z_4 + Z_3Z_5}$$

$$Z_{MC_b} = \frac{1}{4}\frac{\begin{matrix} Z_4Z_5Z_6 + Z_3Z_5Z_6 + Z_1Z_6Z_5 + Z_1Z_3Z_4 + 4Z_4Z_5Z_3 + Z_1Z_3Z_5 + Z_3Z_4Z_6 + Z_1Z_4Z_5 + Z_1Z_6Z_4 + Z_2Z_4Z_5 + Z_2Z_6Z_4 \\ +Z_2Z_6Z_5 + Z_2Z_3Z_4 + Z_2Z_3Z_5 \end{matrix}}{Z_4Z_5 + Z_6Z_4 + Z_6Z_5 + Z_3Z_4 + Z_3Z_5}$$

$$Z_{Coupl_b} = \frac{1}{2}\frac{\begin{matrix} Z_3Z_5Z_6 + Z_1Z_3Z_5 + Z_1Z_6Z_5 - Z_4Z_5Z_6 + Z_1Z_3Z_4 + Z_3Z_4Z_6 + Z_1Z_4Z_5 + Z_1Z_6Z_4 - Z_2Z_4Z_5 - Z_2Z_6Z_4 - Z_2Z_6Z_5 \\ -Z_2Z_3Z_4 - Z_2Z_3Z_5 \end{matrix}}{Z_4Z_5 + Z_6Z_4 + Z_6Z_5 + Z_3Z_4 + Z_3Z_5}$$

Les modèles (a) et (b) sont formellement identiques si on considère l'impédance Z_S comme très faible. Dans la mesure où elle est de nature inductive, cette hypothèse est envisageable en basse fréquence. Par ailleurs, ce modèle est équivalent à celui proposé dans le paragraphe 1.3.1.1.2.

Pour (c) :

$$\begin{pmatrix} V_{MD} \\ V_{MC} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{MD_c} & Z_{Coupl_c} \\ Z_{Coupl_c} & Z_{MC_c} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{MD} \\ I_{MC} \end{pmatrix} \quad \text{où :} \qquad \textbf{(2.39)}$$

$$Z_{MD_c} = \frac{\begin{matrix} Z_2Z_6Z_3Z_S + Z_2Z_6Z_3Z_4 + Z_2Z_6Z_5Z_S + Z_2Z_6Z_5Z_4 + Z_1Z_SZ_5Z_3 + Z_1Z_SZ_3Z_4 + Z_1Z_SZ_5Z_4 + Z_1Z_6Z_5Z_3 + Z_1Z_6Z_3Z_S \\ +Z_1Z_6Z_3Z_4 + Z_1Z_6Z_5Z_S + Z_1Z_6Z_5Z_4 + Z_SZ_6Z_5Z_3 + Z_SZ_6Z_3Z_4 + Z_SZ_6Z_5Z_4 + Z_2Z_SZ_5Z_3 + Z_2Z_SZ_3Z_4 + Z_2Z_SZ_5Z_4 \\ +Z_2Z_6Z_5Z_3 \end{matrix}}{Z_SZ_5Z_3 + Z_4Z_SZ_3 + Z_SZ_5Z_4 + Z_3Z_5Z_6 + Z_3Z_SZ_6 + Z_3Z_4Z_6 + Z_6Z_5Z_S + Z_4Z_5Z_6}$$

$$Z_{MC_c} = \frac{1}{4}\frac{\begin{matrix} Z_1Z_6Z_5Z_4 + Z_1Z_6Z_5Z_3 + Z_1Z_SZ_5Z_3 + Z_1Z_SZ_3Z_4 + Z_1Z_SZ_5Z_4 + 4Z_4Z_6Z_5Z_3 + Z_1Z_6Z_3Z_S + Z_1Z_6Z_3Z_4 + Z_1Z_6Z_5Z_S \\ +Z_2Z_SZ_3Z_4 + Z_2Z_SZ_5Z_4 + Z_SZ_6Z_5Z_4 + Z_2Z_SZ_5Z_3 + Z_2Z_6Z_3Z_4 + Z_2Z_6Z_5Z_S + Z_2Z_6Z_5Z_3 + Z_2Z_6Z_3Z_S + Z_SZ_6Z_5Z_3 \\ +Z_SZ_6Z_3Z_4 + Z_2Z_6Z_5Z_4 + 4Z_SZ_4Z_5Z_3 \end{matrix}}{Z_SZ_5Z_3 + Z_4Z_SZ_3 + Z_SZ_5Z_4 + Z_3Z_5Z_6 + Z_3Z_SZ_6 + Z_3Z_4Z_6 + Z_6Z_5Z_S + Z_4Z_5Z_6}$$

$$Z_{Coupl_c} = \frac{1}{2}\frac{\begin{matrix} Z_1Z_SZ_5Z_4 + Z_1Z_6Z_5Z_3 + Z_1Z_SZ_5Z_3 + Z_1Z_SZ_3Z_4 + Z_1Z_6Z_5Z_S + Z_1Z_6Z_5Z_4 + Z_1Z_6Z_3Z_S + Z_1Z_6Z_3Z_4 - Z_2Z_SZ_3Z_4 \\ -Z_2Z_SZ_5Z_4 - Z_SZ_6Z_5Z_4 - Z_2Z_SZ_5Z_3 - Z_2Z_6Z_3Z_4 - Z_2Z_6Z_5Z_S - Z_2Z_6Z_5Z_3 - Z_2Z_6Z_3Z_S + Z_SZ_6Z_5Z_3 - Z_SZ_6Z_3Z_4 \\ -Z_2Z_6Z_5Z_4 \end{matrix}}{Z_SZ_5Z_3 + Z_4Z_SZ_3 + Z_SZ_5Z_4 + Z_3Z_5Z_6 + Z_3Z_SZ_6 + Z_3Z_4Z_6 + Z_6Z_5Z_S + Z_4Z_5Z_6}$$

Pour (d) :

$$\begin{pmatrix} V_{MD} \\ V_{MC} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{MD_d} & Z_{Coupl_d} \\ Z_{Coupl_d} & Z_{MC_d} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{MD} \\ I_{MC} \end{pmatrix} \quad \text{où :} \qquad \textbf{(2.40)}$$

$$Z_{MD_d} = Z_1 + Z_2$$

$$Z_{MC_d} = \frac{Z_1 + Z_2}{4} + \frac{Z_3Z_4Z_5}{Z_3Z_4 + Z_3Z_5 + Z_4Z_5}$$

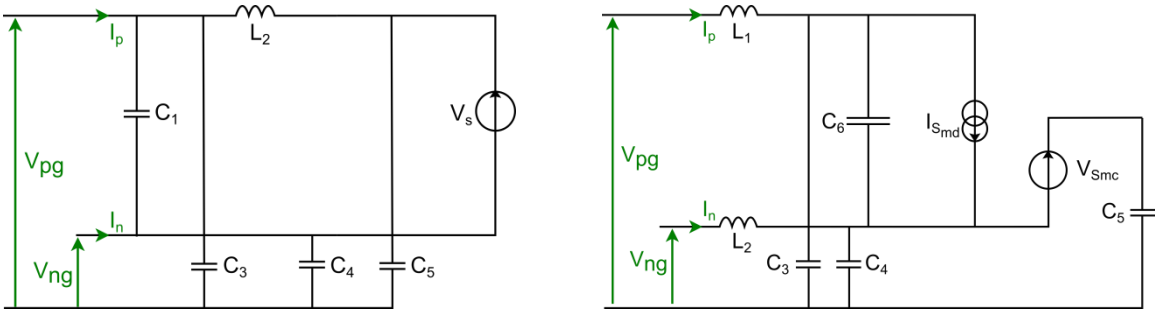
$$Z_{Coupl_d} = \frac{Z_1 - Z_2}{2}$$

Les impédances du modèle (d) ont la forme la puis lisible en termes de modélisation du convertisseur. On retrouve toutefois certains éléments d'analyse des couplages de modes que nous avions vus dans le paragraphe 1.3.1.1.2 : la symétrie des inductances des alimentations est un des gages d'absence de couplage des modes.

L'exploitation des impédances présentées ici (pour les hacheurs série et parallèle) sera effectuée dans le Chapitre 3. On commentera alors les différences entre les différents schémas impédants.

2.2.2.2 Utilisation des modèles exhaustifs

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe 1.3.1.1, la connaissance de la structure interne du convertisseur permet d'obtenir un modèle exhaustif de ce dernier dans lequel les éléments représentent des chemins de propagation réels des perturbations ainsi que des sources de perturbations localisées. On obtient ainsi par exemple les schémas de la Figure 2.15. Ces modèles possèdent des informations sur les valeurs des impédances de mode commun et de mode différentiel. Ces impédances pourraient alors être utilisées comme impédances apriori.



(a) Hacheur parallèle. **(b) Hacheur série.**

Figure 2.15 : Schémas exhaustifs.

Toutefois, cette démarche n'exploiterait que partiellement l'information disponible dans les modèles proposés à la Figure 2.15. En effet, les modèles exhaustifs possèdent de l'information sur les impédances du convertisseur linéarisé mais aussi sur ces sources de perturbation. Ainsi, on pourra toujours mettre le modèle sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{MD} \\ V_{MC} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{MD_{exhaustif}} & Z_{Coup_{exhaustif}} \\ Z_{Coup_{exhaustif}} & Z_{MC_{exhaustif}} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{MD} \\ I_{MC} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_{Source_{MD}} \\ V_{Source_{MC}} \end{pmatrix} \qquad \textbf{(2.41)}$$

Cette équation peut être mise en regard avec la séparation en mode commun et mode différentiel effectuée à la Figure 1.25 sur le modèle « boîte noire » 3-ports générique. On a alors :

$$\begin{pmatrix} V_{MD} \\ V_{MC} \end{pmatrix} = [Z_{eq}] \begin{pmatrix} I_{MD} \\ I_{MC} \end{pmatrix} + [Z_{Source}] \begin{pmatrix} I_{PG} \\ I_{NG} \end{pmatrix} \quad \text{où :} \qquad \textbf{(2.42)}$$

$$Z_{eq} = \frac{1}{Z_{NG} + Z_{PG} + Z_{PN}} \begin{bmatrix} (Z_{NG} + Z_{PG})Z_{PN} & -\dfrac{(Z_{NG} - Z_{PG})Z_{PN}}{2} \\ -\dfrac{(Z_{NG} - Z_{PG})Z_{PN}}{2} & \dfrac{Z_{NG}Z_{PN} + 4Z_{NG}Z_{PG} + Z_{PG}Z_{PN}}{4} \end{bmatrix}$$

$$Z_{Source} = \frac{1}{Z_{NG} + Z_{PG} + Z_{PN}} \begin{bmatrix} Z_{PG}Z_{PN} & -Z_{NG}Z_{PN} \\ \dfrac{(2Z_{NG} + Z_{PN})Z_{PG}}{2} & \dfrac{(2Z_{PG} + Z_{PN})Z_{NG}}{2} \end{bmatrix}$$

A partir des équations précédentes, il est alors possible d'identifier membre à membre les éléments de notre modèles 3-ports comme :

$$Z_{PG} = 2\frac{Z_{MC}Z_{MD} - Z_{COUPLAGE}^2}{Z_{MD} - 2\,Z_{COUPLAGE}} \qquad \textbf{(2.43)}$$

$$Z_{NG} = 2\frac{Z_{MC}Z_{MD} - Z_{COUPLAGE}^2}{Z_{MD} + 2\,Z_{COUPLAGE}} \quad \textbf{(2.44)}$$

$$Z_{PN} = 4\frac{Z_{MC}Z_{MD} - Z_{COUPLAGE}^2}{-Z_{MD} + 4\,Z_{MC}} \quad \textbf{(2.45)}$$

$$I_{PG} = \frac{1}{2}\frac{Z_{MD}V_{SOURCE_{MC}} - Z_{COUPLAGE}V_{SOURCE_{MD}} + 2\,Z_{MC}V_{SOURCE_{MD}} - 2\,Z_{COUPLAGE}V_{SOURCE_{MC}}}{Z_{MC}Z_{MD} - Z_{COUPLAGE}^2} \quad \textbf{(2.46)}$$

$$I_{NG} = -\frac{1}{2}\frac{2\,Z_{MC}V_{SOURCE_{MD}} - Z_{MD}V_{SOURCE_{MC}} - 2\,Z_{COUPLAGE}V_{SOURCE_{MC}} + Z_{COUPLAGE}V_{SOURCE_{MD}}}{Z_{MC}Z_{MD} - Z_{COUPLAGE}^2} \quad \textbf{(2.47)}$$

En termes d'exploitation, cette approche permet de mettre en évidence les sensibilités des éléments du modèle « boîte noire » vis-à-vis des constituants physiquement présents dans le convertisseur étudié. Une attention particulière sera portée sur l'étude des dissymétries dans le chapitre suivant pour leur impact direct sur le couplage de modes et donc sur la validité de la séparation de modes.

Toutefois, cette approche est critiquable si on suppose qu'une approche « boîte noire » est de garantir une totale confidentialité de la structure du convertisseur. Or, l'approche exhaustive se base sur l'étude de la structure, on peut donc dire qu'à partir du moment où on a accès à la structure du convertisseur, il n'est pas nécessaire de mettre en place le protocole d'identification du modèle « boîte noire » et une simple réduction de modèle à l'étude au niveau du réseau pourra être effectuée.

A notre niveau, le passage de l'approche exhaustive à l'approche « boîte noire » nous servira de garde-fou et de point de comparaison aussi bien vis-à-vis des résultats finaux que des étapes de sélection des impédances apriori.

2.2.2.3 Mesures hors-fonctionnement

En CEM, l'impédance d'entrée d'un convertisseur industriel est classiquement circonscrite à son étage d'entrée. Cette approche est légitimée par le fait que si le filtrage passif réalisé en mode commun et mode différentiel a correctement été dimensionné (en assurant de plus une bonne symétrie de la structure), le réseau sur lequel le convertisseur est connecté ne « voit » que cet étage d'entrée avec l'influence des câbles d'alimentation et le chemin de terre.

Les mesures classiques au pont d'impédances sont alors possibles et permettent d'obtenir les impédances Z_{MD} et Z_{MC} aisément sur une large bande. La prise en compte de la topologie de la connexion pourra, quant à elle, se faire obtenue à partir d'une simulation par éléments finis ou à l'aide des modèles classiques des câbles. Cette approche est alors le plus proche de ce qu'il est possible de réaliser de manière non-intrusive sur un convertisseur dont les caractéristiques (structures et valeurs des éléments) resteraient alors inconnues et non-nécessaires.

2.2.3 Conclusions

Dans cette partie, nous avons vu qu'à partir d'une modélisation exhaustive, il est possible d'extraire notre modèle « boîte noire » de manière assez directe et très complète. Toutefois, cette solution n'est pas toujours abordable dans la mesure où elle nécessite la connaissance de la structure du convertisseur ainsi qu'une modélisation exhaustive qu'il n'est commode d'obtenir que dans le cas de convertisseurs simples.
Cette méthode sera donc réservée à l'étape de conception des convertisseurs dans la mesure où, comme il sera mis en avant dans le chapitre suivant, il est possible d'étudier l'impact des constituants du convertisseur sur les éléments du modèle « boîte noire ».

Une solution reposant sur l'étude des états des interrupteurs a aussi été présentée comme moyen d'obtention apriori des impédances en mode commun et mode différentiel. Cette solution nécessite elle aussi la connaissance de la structure du convertisseur même si elle ne nécessite pas de prendre en compte les fonctions et les vitesses de commutation mises en jeu. Cette approche a pour principal objectif de légitimer la dernière méthode de détermination qui consiste simplement à réaliser une mesure hors fonctionnement de l'impédance d'entrée du convertisseur.

Dans le chapitre suivant, les méthodes proposées ici seront mises en œuvres sur deux exemples simples ayant pour but de mettre en évidence les points durs et les exploitations possibles des résultats.

Chapitre 3.
Applications et analyses en modes commun et différentiel

3.1 Rappel de la stratégie d'identification 77

3.2 Application au hacheur série 78

3.3 Application au hacheur parallèle 97

3.4 Conclusions 103

3.1 Rappel de la stratégie d'identification

Dans un premier temps, l'étude du modèle « boîte noire » sera réalisée dans la base mode commun et mode différentiel afin de limiter l'étude à deux modèles 2-ports découplés. Cette hypothèse de travail suppose que le convertisseur étudié a une impédance de couplage de modes très faible voire nulle. Ceci revient naturellement à considérer que les chemins de retour à la terre sont symétriques, ainsi que les impédances de liaison avec la source. Vis-à-vis du modèle 3-ports, cela revient à considérer que les impédances Z_{PG} et Z_{NG} sont identiques. L'impact de cette absence de considération de couplage de modes sera quantifié.

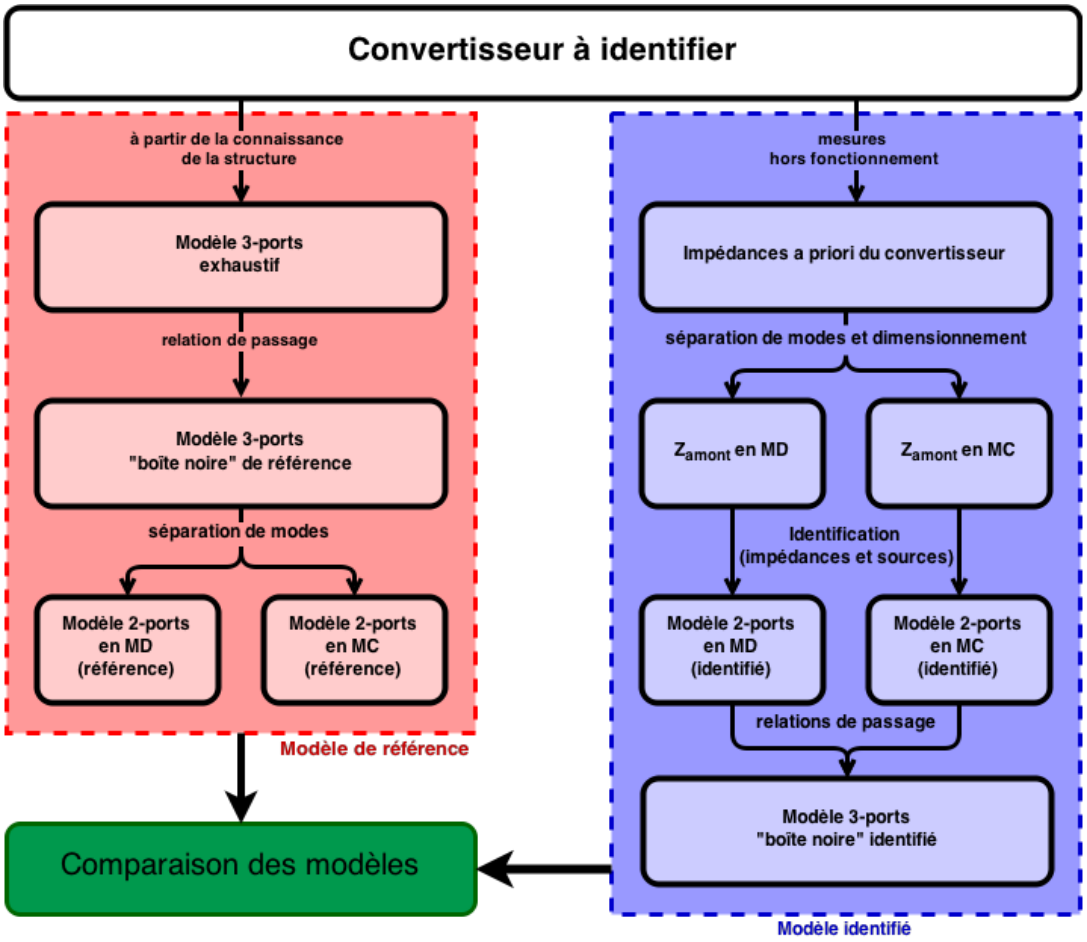


Figure 3.1 : Synoptique de la méthode d'identification.

Par ailleurs, il est important de garder en tête que l'identification des modèles de type « boîte noire » 2-ports est plus simple que celle des 3-ports dans la mesure où il y a moins d'impédance en jeu ce qui simplifie le dimensionnement des impédances amont. De plus, la résolution qui est immédiate selon les équations (2.31) et (2.32).

La seconde étape qui sera réalisée consistera à évaluer le modèle « boîte noire » obtenu à partir du modèle exhaustif. Ce dernier servira de point de comparaison pour le modèle final identifié.

L'état des interrupteurs permettra à son tour d'obtenir une estimation des impédances : ces dernières peuvent être comparées à celles mesurées lors d'un essai convertisseur à l'arrêt ainsi qu'aux impédances du modèle exhaustif. Des jeux d'impédances amont seront alors dimensionnés suivant l'équation (2.33) de manière à illustrer l'étude aux limites réalisée alors.

L'identification à proprement parler sera alors réalisée dans la base mode commun – mode différentiel sous la forme de deux modèles 2-ports. Une étude sera alors réalisée sur la possibilité de remonter au modèle 3-ports complet à partir de ces deux modèles 2-ports. Cette étape ne sera possible qu'à la condition de considérer que les impédances Z_{PG} et Z_{NG} sont identiques. Le modèle 3-ports obtenu alors sera donc un modèle dégradé ne représentant pas correctement les couplages de modes.

3.2 Application au hacheur série

Le hacheur série possède la structure présentée dans la Figure 1.18 rappelée ci-dessous dont la simulation est présentée en Annexe C.

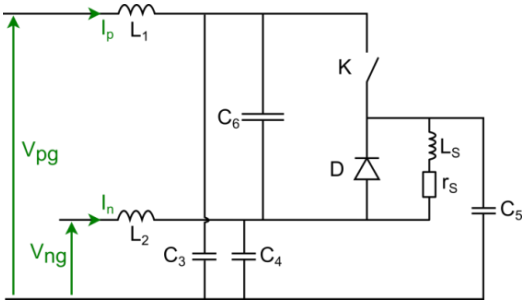


Figure 3.2 : Hacheur série, rappel des éléments.

Différents hacheurs ont été réalisés afin de mettre en évidence l'influence des éléments et des couplages de modes sur la justesse de l'identification et de la démarche mise en œuvre. Le Tableau 3.1 résume les valeurs des éléments passifs de trois hacheurs séries définis selon les valeurs de leurs éléments parasites.

	HACHEUR 1	HACHEUR 2	HACHEUR 3
L_1	15µH (2pF, 2kΩ en //)		25µH (idem)
L_2			5µH (idem)
C_6	100µF (30nH, 130mΩ en série)		
C_3	200pF	50pF	
C_4	50pF		
C_5	150pF		
r_S - L_s	12.5Ω - 1.6mH		

Tableau 3.1 : Valeurs des éléments des convertisseurs.

Il est possible de distinguer les trois hacheurs par les caractéristiques suivantes :

- Le hacheur 1 possède une structure pour laquelle il n'y a pas de couplage de modes car $Z_3 = \frac{Z_4 Z_5}{Z_4+Z_5}$ ce qui se traduit par le fait que $C_3 = C_4 + C_5$ comme présenté dans l'équation (1.7).

  L'hypothèse selon laquelle Z_{PG} et Z_{NG} sont identiques est donc valide et l'identification en mode commun et mode différentiel sans couplage de modes se justifie et permet d'identifier sans approximation le modèle 3-ports.

- Le hacheur 2 est identique au hacheur 1 à ceci près qu'un léger couplage est introduit en cassant l'égalité de l'équation (1.7). Le modèle exhaustif duquel est tirée cette information correspond à la Figure 1.21. Il est ici important de se rappeler que ce dernier est issu d'un choix quant à la position du couplage capacitif du point flottant par rapport aux alimentations. Ceci revient à choisir entre les équations (1.4) et (1.5) ou (1.6) et (1.7) qui définissent les conditions de symétrie des structures des deux modèles exhaustifs décrits. La suite du raisonnement sera donc soumise à la validité de ce choix. De manière plus rigoureuse, il serait intéressant de réaliser un raisonnement moyen entre les deux modèles comme proposé dans [52].

  On remarquera toutefois que cette dissymétrie très légère ne crée pas un terme de couplage important. Ce cas permettra de voir dans quelle mesure il est possible de remonter aux impédances du modèle 3-ports à partir de l'identification en mode commun et mode différentiel où les couplages de modes sont négligés.

- Le hacheur 3 possède la même dissymétrie légère au niveau des capacités parasites avec en plus une dissymétrie entre les inductances de liaison L_1 et L_2. Le terme de couplage de modes prendra alors une importance non négligeable.

  L'objectif de ce dernier convertisseur sera de mettre en évidence les limites de l'étude dans laquelle on identifie deux modèles 2-ports en mode commun et mode différentiel pour ensuite remonter au modèle 3-ports.

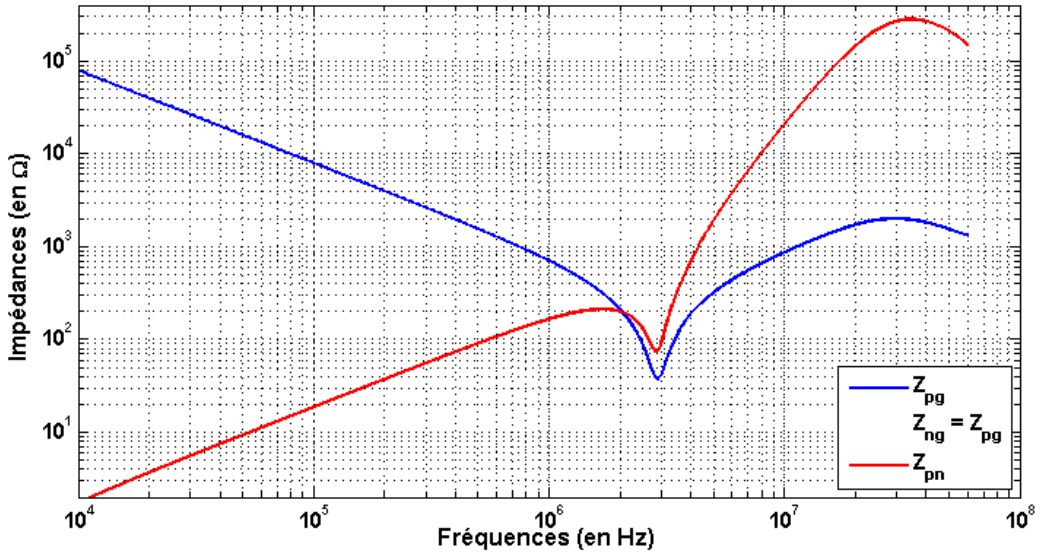
D'un point de vue de la commutation, il a été choisi de l'adoucir autant que possible afin de limiter les difficultés de convergence dues à l'étude sur un temps longs (8.7ms) avec un temps d'échantillonnage faible (4.35ns). On a donc une fréquence de découpage de 114.9kHz avec un temps de montée de 1.74µs. Bien que ne représentant pas la réalité pratique d'un convertisseur (front de commutation doux qui conduit à une décroissante en fréquence simplifiée), ce choix n'est pas dérangeant vis-à-vis du développement de notre méthode d'identification (seule l'allure de la source de perturbations sera impactée).

3.2.1 Hacheur série 1 : étude de la méthode sur un cas favorable

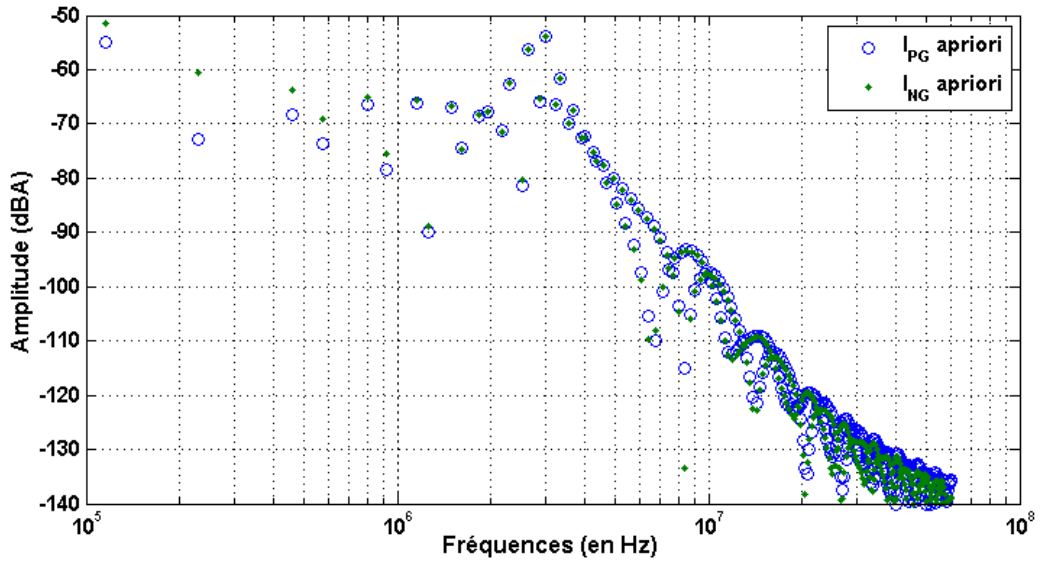
Ainsi, comme pour la Figure 3.2, ce premier cas possède une structure parfaitement symétrique vis-à-vis de l'étude exhaustive proposée dans le paragraphe 1.3.1.1.2.

3.2.1.1 Approche exhaustive : obtention de la référence

En exploitant les relations établies dans les équations (2.43) et suivantes, on peut obtenir le modèle « boîte noire » de référence pour ce cas d'étude.



(a) Z_{PG}, Z_{NG} et Z_{PN}.



(b) I_{PG} et I_{NG}.

Figure 3.3 : Modèle de référence (par l'approche exhaustive).

Grâce aux résultats de la Figure 3.3, certaines remarques s'imposent :

- Les impédances Z_{PG} et Z_{NG} sont effectivement strictement identiques comme nous nous y attendions dans la mesure où la structure ne présente aucun

couplage de modes. Dans la suite de ce cas d'étude, nous parlerons donc de l'impédance $Z_{_G}$ pour faire référence à Z_{PG} et Z_{NG}.

- Les impédances $Z_{_G}$ et Z_{PN} possèdent toutes les trois des informations sur les chemins de propagations des perturbations en mode commun et mode différentiel. En effet, si on considère $Z_{_G}$, on remarque que :
    - Dans la première moitié du spectre (< 2MHz), on reconnait l'impédance Z_3 et Z_4 en parallèle avec Z_5 qui correspond physiquement à un chemin de couplage en mode commun.
    - Tandis que la seconde partie fait apparaître les impédances Z_1 et Z_2 principalement visibles en mode différentiel.

  Les deux modes de propagation sont présents dans ces impédances le décrivent les expressions (2.43) et (2.44).
- Les sources de courant I_{PG} et I_{NG} sont, quant à elles, identifiées à partir des équations (2.46) et (2.47). Il est nécessaire d'utiliser les spectres calculés de la tension V_{SMC} et du courant I_{SMC}. Il est important de garder à l'esprit que les seuls points de calcul retenus pour les sources I_{PG} et I_{NG} sont effectuées pour des fréquences portant de l'information. Dans notre cas, il s'agira des multiples de la fréquence de découpage. Ceci permet d'expliquer la représentation en série de points de la Figure 3.3 (b). La technique de sélection de points réalisée sur les spectres mesurés est présentée dans le chapitre suivant.
- Par ailleurs, il n'y a ici non plus aucun mode représenté de manière privilégiée par l'une ou l'autre des sources.

La suite de l'étude sera réalisée dans une base mode commun et mode différentiel. Il faudra donc exploiter les expressions de l'équation (2.42) pour obtenir les impédances Z_{MD}, Z_{MC} de référence.

3.2.1.2 Etude des impédances obtenues à partir des configurations des semi-conducteurs

Il s'agit ici de l'application directe de l'approche détaillée au paragraphe 2.2.2.1.3. Il a pour but de nous fournir de l'information sur la faisabilité de l'utilisation de mesures extra-convertisseur pour obtenir un apriori sur les impédances en mode commun et mode différentiel. Dans le cas d'une étude pratique, cette étape correspondrait à des mesures à l'entrée du convertisseur hors-fonctionnement. En observant les impédances présentées, on peut noter plusieurs résultats intéressants :

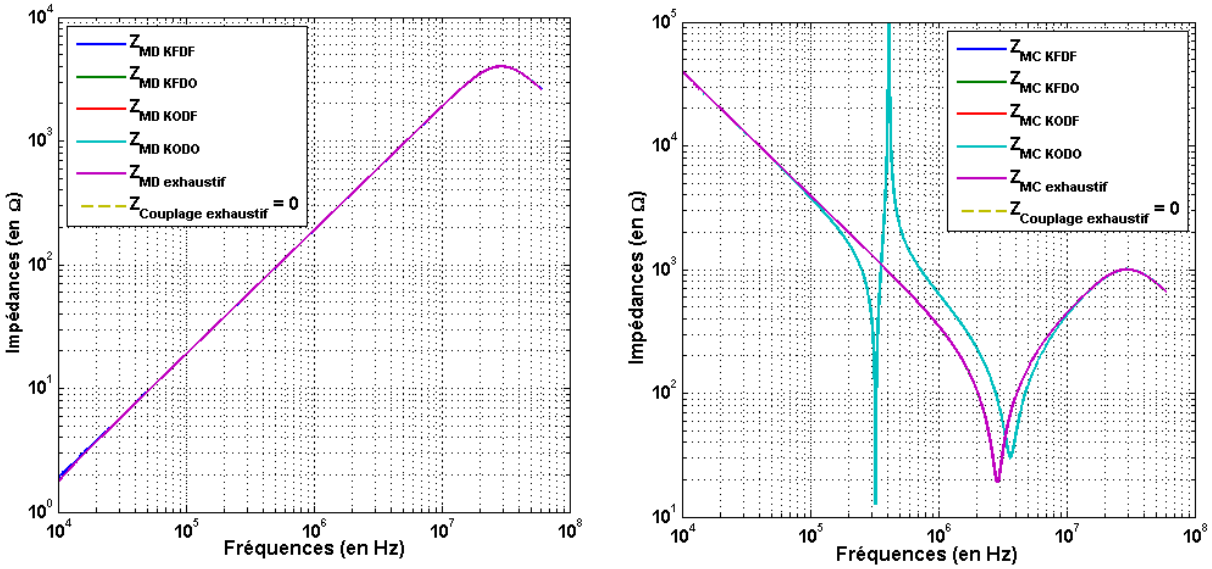
(a) Pour le mode différentiel, toutes les configurations de états des interrupteurs donnent la même impédance que celle que l'on obtient à partir du modèle de référence présenté précédemment. Ceci nous conforte dans notre démarche.

Par ailleurs, cette impédance correspond bien à ce qui aurait été présenté comme étant l'impédance de mode différentiel au vue de la Figure C.2 : les valeurs des impédances du convertisseur sont présentées. Il s'agit ici de Z_1+Z_2.

(b) Pour le mode commun, toutes les impédances du résultat sont identiques à celles du modèle de référence excepté pour l'impédance issue de la configuration où les deux semi-conducteurs sont ouverts qui présente une résonance supplémentaire.

On remarque que l'impédance de mode commun correspond alors bien à l'action des trois capacités C_3, C_4 et C_5 en basses fréquences puis aux inductances de ligne. Il est donc possible d'obtenir un apriori correct de ces impédances à partir d'une mesure convertisseur à l'arrêt. Ce résultat est convenable avec l'idée classique que l'on se fait du mode commun.

En ce qui concerne la configuration où les deux semi-conducteurs sont bloqués, si on passe sous silence le fait que cette dernière ne représente pas un état réel du fonctionnement du convertisseur, on remarque que la différence avec l'impédance de référence vient d'une résonance liée à la charge. Ce cas ne sera pas considéré dans la suite du raisonnement conduisant au dimensionnement des impédances amont servant à l'identification.



(a) Mode différentiel. **(b) Mode commun.**

Figure 3.4 : Impédances apriori (par l'étude de l'état des interrupteurs).

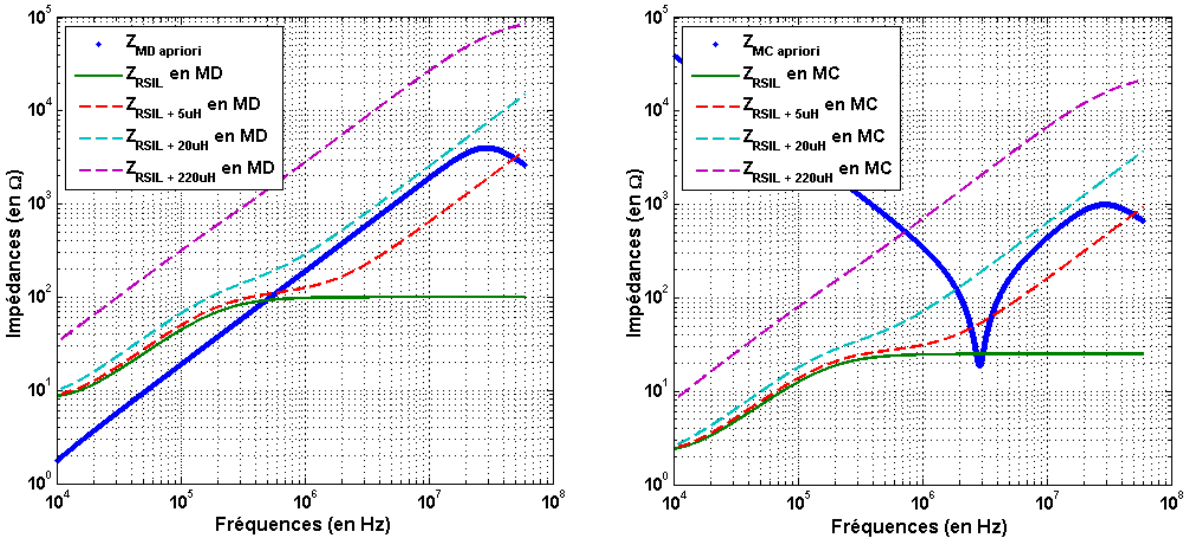
3.2.1.3 Dimensionnement des impédances amont d'identification

Comme on peut le voir dans l'Annexe C. , l'essai en fonctionnement normal est réalisé sur un RSIL dont les valeurs sont celles du Tableau 1.1. Dans le but de mettre en évidence les limites de l'équation (2.33), 3 essais supplémentaires sont réalisés avec une impédance amont modifiée.

Le RSIL présentant une impédance plus faible que $Z_{MD\ apriori}$ et $Z_{MC\ apriori}$ sur l'ensemble de la plage de fréquences d'intérêt, il est nécessaire d'ajouter une inductance en série sur la ligne pour augmenter les valeurs et donc encadrer les impédances apriori. Trois valeurs

d'inductance sont retenues : 5µH, 20µH et 220µH. Ces valeurs permettent d'obtenir les encadrements de la Figure 3.5.

En termes d'identification, on remarque que le dimensionnement n'est pas parfait pour le mode différentiel dans la première moitié du spectre (< 1MHz). En effet, il aurait fallu réaliser un essai avec une capacité de shunt afin de diminuer l'impédance du RSIL. De même, en mode commun, une inductance plus importante aurait été nécessaire. L'objectif de cet essai étant de montrer la faisabilité de la démarche, nous limiterons notre analyse aux seules plages de fréquences pour lesquelles le dimensionnement est correct.



(a) Mode différentiel. **(b) Mode commun.**

Figure 3.5 : Dimensionnment des impédances amont.

On notera donc que l'identification à l'aide de l'inductance de 220µH donne une résolution du système dans le cas le plus favorable.

3.2.1.4 Identification en mode commun et mode différentiel

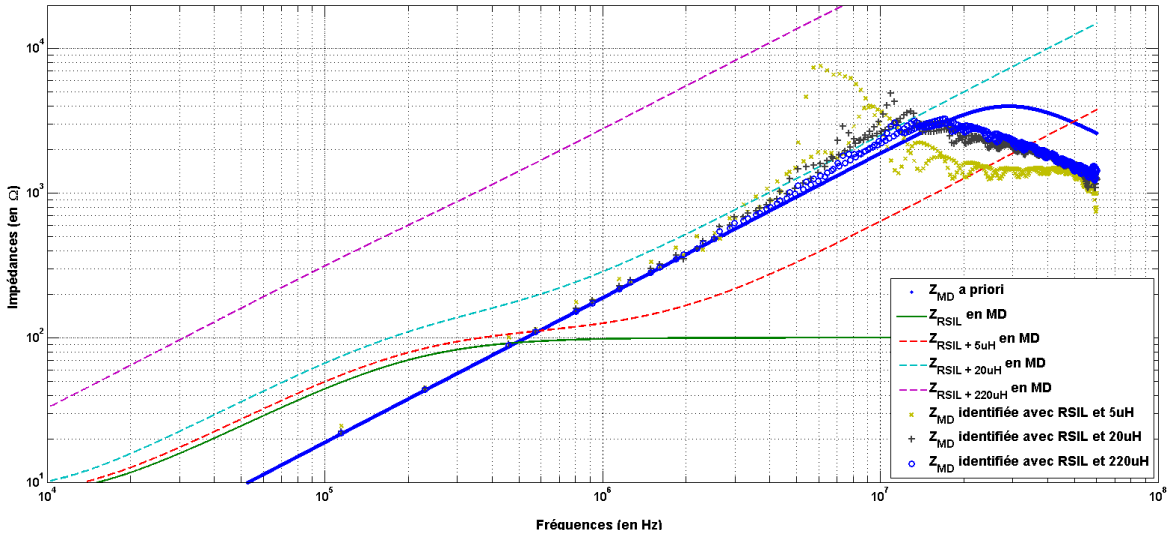
Compte tenu des essais accomplis, quatre identifications des paramètres des modèles « boîte noire » 2-ports ont été calculés. Les deux conditions d'identification qui ont été exploitées pour les différentes identifications sont les suivantes :

(a) $Z_{amont1} = Z_{RSIL}$ et $Z_{amont\ 2} = Z_{RSIL + 5\mu H}$;

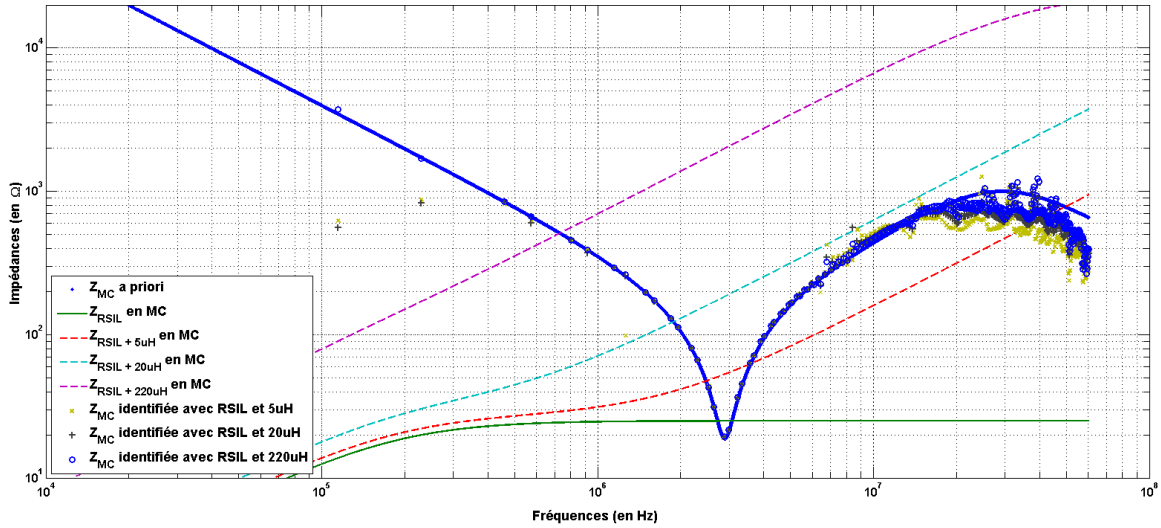
(b) $Z_{amont1} = Z_{RSIL}$ et $Z_{amont\ 2} = Z_{RSIL + 20\mu H}$;

(c) $Z_{amont1} = Z_{RSIL}$ et $Z_{amont\ 2} = Z_{RSIL + 220\mu H}$.

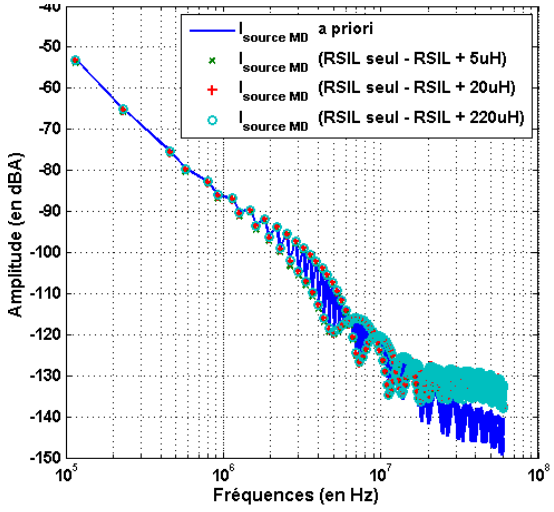
Les modèles obtenus ont la structure d'un modèle de Norton équivalent. Afin de les confronter au modèle de référence, il faut mettre ce dernier sous cette même forme dans la base mode commun – mode différentiel.



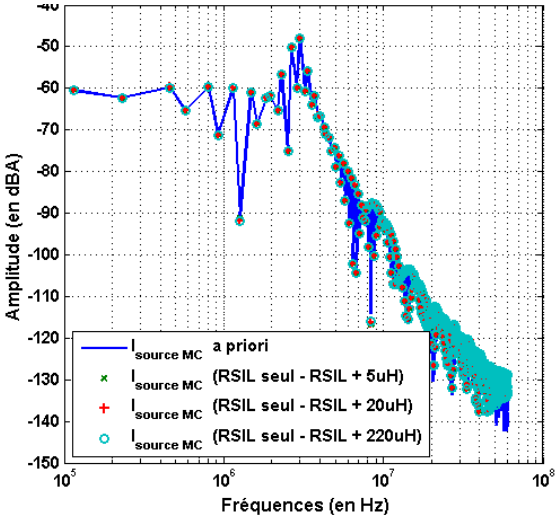
(a) Z_{MD} : apriori, identifiées et impédances amont.



(b) Z_{MC} : apriori, identifiées et impédances amont.



(c) I_{sMD} : apriori et identifiées.



(c) I_{sMC} : apriori et identifiées.

Figure 3.6 : Comparaison des modèles identifiés et apriori (en MC et MD).

Comme attendu, l'identification à l'aide de l'essai exploitant l'inductance de 220µH donne les meilleurs résultats. Plusieurs éléments conduisent à cette constatation au regard de la Figure 3.6 :

- entre 100kHz et 600kHz, l'impédance de mode commun présente une erreur importante pour les identifications (a) et (b). En effet, aucun des jeux d'impédances amonts utilisés pour les trois identifications ne respecte le critère de l'équation (2.33) ;
- Entre 4MHz et 10MHz, en mode différentiel :
    - l'utilisation de l'inductance conduit à une identification dont l'erreur reste raisonnable ;
    - l'identification (b) conduit à une erreur plus grande alors que la condition de l'équation (2.33) est relativement bien respectée ;
    - l'utilisation de l'inductance de 5µH ne respecte absolument pas le critère d'encadrement de l'équation (2.33) et l'erreur est alors d'autant plus importante.

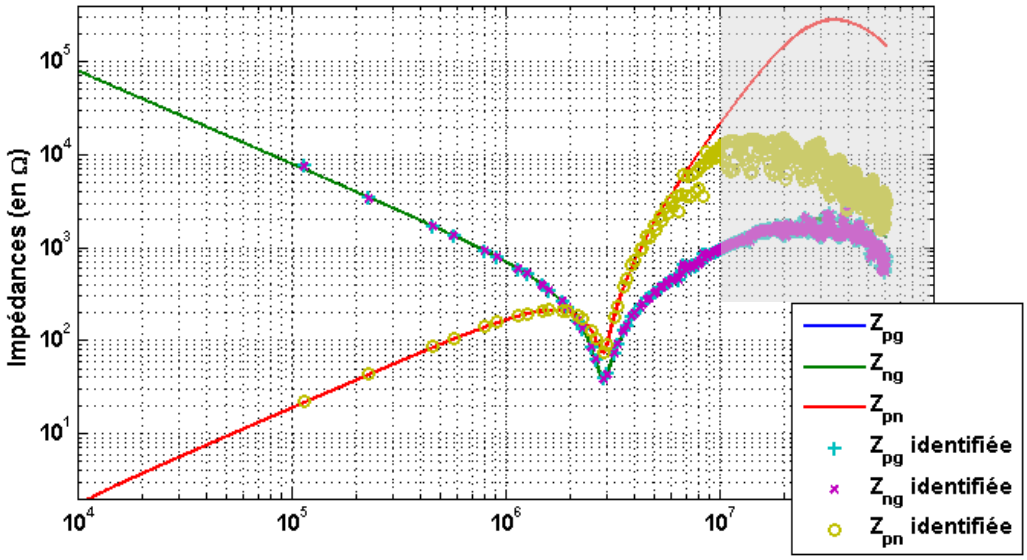
Toutefois, cette constatation doit être modérée par le fait que les 3 identifications conduisent au même résultat pour l'identification des sources. Ce dernier résultat est en adéquation avec les sources de référence. On notera l'apparition d'un écart sur la source de mode différentiel et sur les impédances dans les deux modes. L'impact de cet écart devra être pondéré avec le retour sur le modèle 3-ports. Ce phénomène vient du fait que pour cette gamme de fréquences, le dimensionnement qui a été proche du cas où la quasi-totalité du courant se reboucle dans les impédances amont. De ce fait, la source de courant est correctement identifiée tandis que le système d'équations n'est pas dans un cas favorable pour l'identification des impédances (cas C de l'analyse de sensibilité réalisée dans le paragraphe 2.2.1.1).

Par rapport au critère de choix du jeu d'impédances d'identification, il est important de remarquer ici que les résultats pour l'identification des sources sont comparables. Ceci peut être expliqué à l'aide du raisonnement effectué au paragraphe 2.2.1.1, toutes les combinaisons d'équations font intervenir de manière équivalente la source de courant. Ainsi, le respect de la condition (2.33) n'a que peu d'impact dans l'identification des sources.

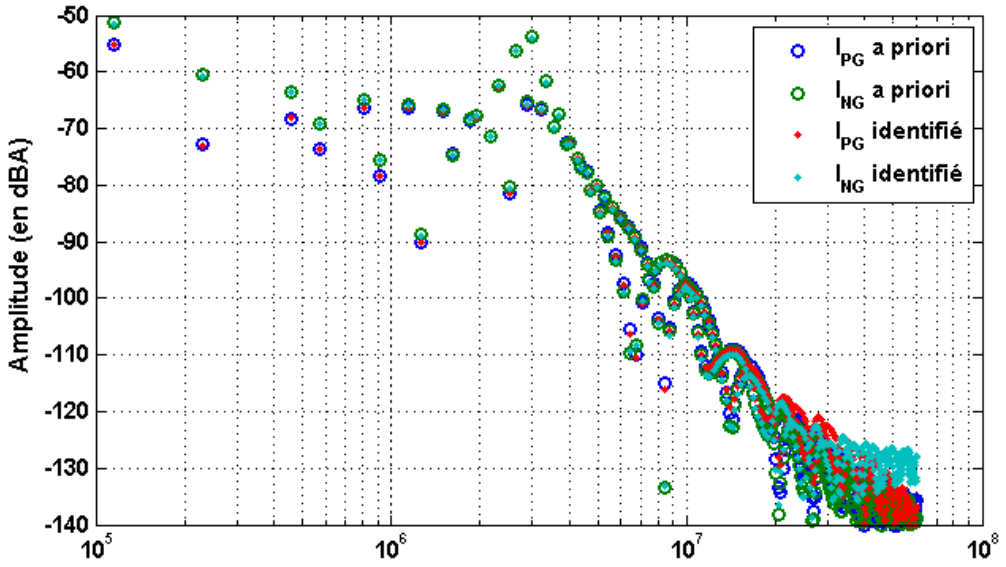
Pour faire le lien avec le modèle exhaustif, il est important de remarquer que les ordres de grandeur des sources de perturbations en mode commun et en mode différentiel sont les mêmes. Ceci est à mettre en relation avec le fait que dans le modèle exhaustif, les sources de perturbations ont un impact dans les deux modes.

3.2.1.5 Obtention du modèles 3-ports correspondant

Dans la suite de l'identification de ce hacheur 1, nous conserverons uniquement les conditions les plus favorables, c'est-à-dire « RSIL seul, RSIL +220µH ».



(a) Z_{PG}, Z_{NG} et Z_{PN} : apriori et identifiées.



(b) I_{PG} et I_{NG} : apriori et identifiées.

Figure 3.7 : Comparaison des modèles 3-prots identifié et apriori.

Les modèles identifiés ici dans la base mode commun – mode différentiel permettent d'obtenir de manière satisfaisante le modèle 3-ports en l'absence de couplage de modes (ce qui est le cas ici). Ceci revient à considérer Z_{PG} et Z_{NG} comme égaux dans les équations : le système possède alors 4 inconnus ($Z_{_G}$, Z_{PN}, I_{PG} et I_{NG}) pour 4 paramètres identifiés ici (Z_{MD}, I_{sMD}, Z_{MC} et I_{sMC}).

Par ailleurs, l'erreur qui apparait au-delà de 10MHz peut, comme dans le paragraphe 2.2.1.2.1, s'expliquer par l'absence de précision sur les spectres mesurés au-delà de cette fréquence.

3.2.1.6 Conclusions

La mise en place de la démarche d'identification sur ce cas simple et favorable met en évidence les points suivants :

- Dans le cadre de mesures sur un prototype réel, une attention particulière à la qualité de la mesure devrai être portée ;
- La détermination des impédances amont d'identification est réalisable à partir d'un apriori sur les impédances en mode commun et mode différentiel ;
- Les critères de dimensionnement des impédances amont d'identification ont été validés ;
- La reconstitution du modèle 3-ports unique est possible en l'absence de couplage de la structure étudiée.

3.2.2 Hacheur série 2 : ajout d'un couplage de modes

Au vu des résultats encourageants du hacheur sans couplage, il a été choisi d'étudier un cas où un couplage de modes est présent. Le moyen choisi ici pour introduire ce couplage est de casser la symétrie des chemins de propagation vis-à-vis de la terre. Pour cela, C_3 et C_4 sont égales et valent le tiers de C_5.

Avec ce cas d'étude, l'analyse dans la base mode commun et mode différentiel doit conduire en principe à des erreurs dans la mesure où le terme de couplage de modes est négligé. De même le retour sur le modèle 3-ports sera approximatif car Z_{PG} et Z_{NG} seront considérées comme égales ce qui n'est pas rigoureusement le cas.

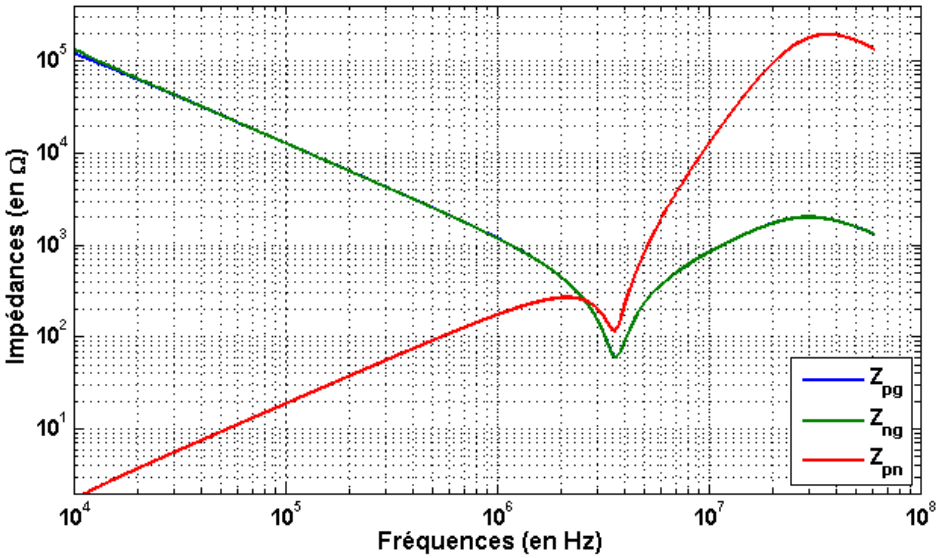
3.2.2.1 Modèle de référence et impédances apriori

Comme précédemment un modèle 3-ports de référence est déterminé à partir de la connaissance de la structure et de la valeur des éléments et de l'exploitation du modèle exhaustif qui en découle. La Figure 3.8 présente les impédances et les sources de courant correspondantes.

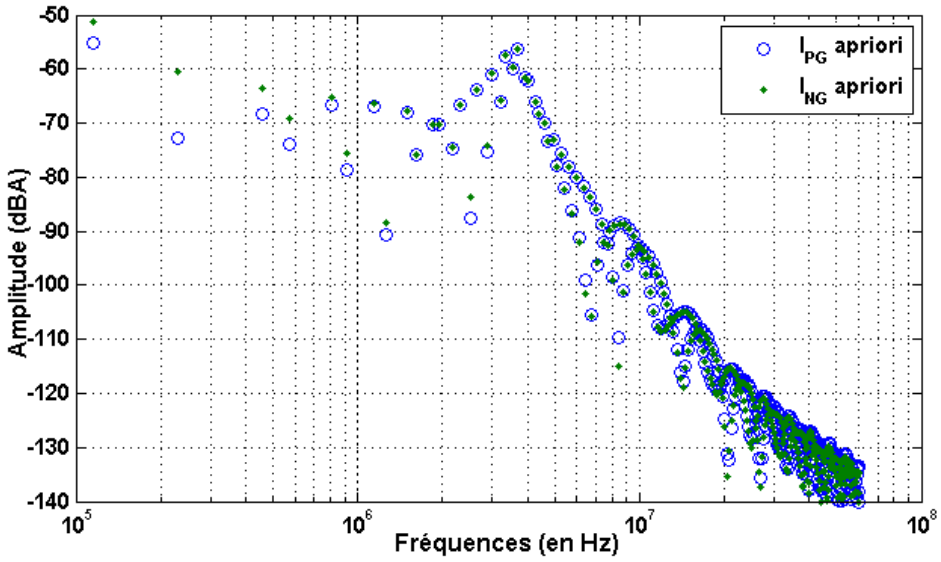
Les courbes ont la même allure que celle proposée pour le modèle de référence du hacheur 1. On note toutefois un léger décalage entre I_{PG} et I_{NG} aux alentours de 110kHz. On peut donc considérer que le cas d'étude ne présente pas un couplage très fort. Toutefois, l'étude en mode commun et mode différentiel nous renseigne sur la prépondérance des termes de couplage car on a :

$$\begin{cases} V_{MD} = Z_{MD} I_{MD} + Z_{Couplage} I_{MC} + V_{source\ en\ MD} \\ V_{MC} = Z_{MC} I_{MC} + Z_{Couplage} I_{MD} + V_{source\ en\ MC} \end{cases} \quad (3.1)$$

Il sera alors primordial de comparer la prépondérance des termes $Z_{Couplage} I_{M_}$ vis-à-vis des termes $Z_{MD} I_{MD}$ et $Z_{MC} I_{MC}$. On pourra alors constater l'impact plus ou moins important du couplage de modes sur l'un ou l'autre des modes.



(a) Z_{PG}, Z_{NG} et Z_{PN}.



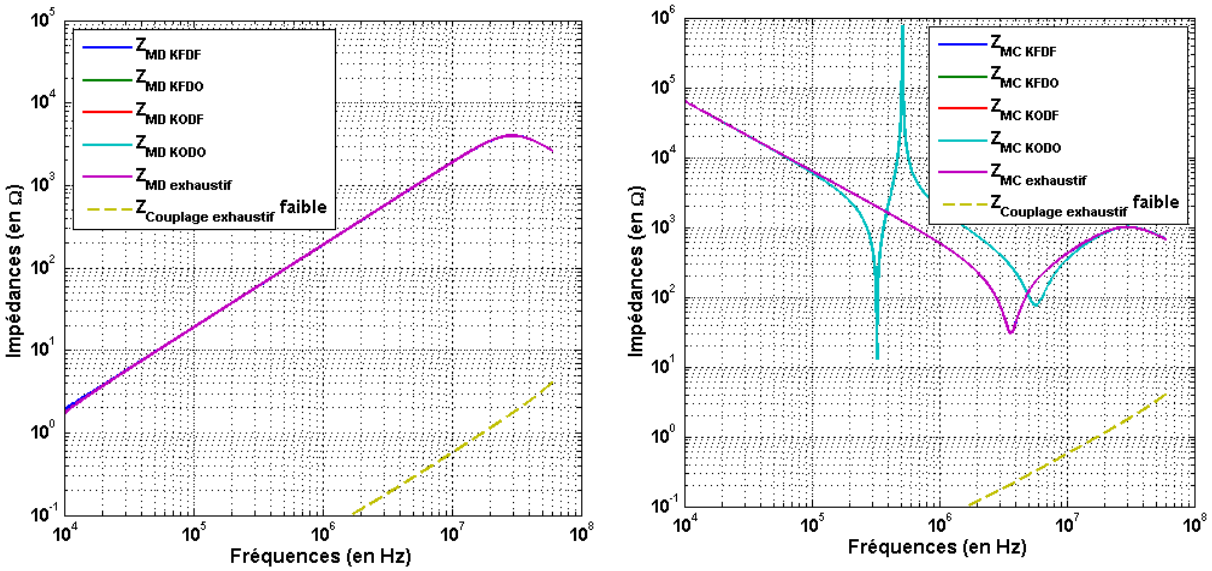
(b) I_{PG} et I_{NG}.

Figure 3.8 : Modèle de référence (par l'approche exhaustive).

Du fait du faible écart entre les impédances des hacheurs 1 et 2, il aurait été possible d'utiliser de facto les impédances amont précédentes. Ici, le modèle apriori servira, comme la Figure 3.9 le met en évidence, à montrer l'existence d'un terme de couplage de modes non nul. On remarque à partir de cette figure que ce dernier semble largement négligeable par rapport aux impédances de mode commun et de mode différentiel.

Toutefois, il est important de noter que les comparaisons entre les impédances Z_{MD}, Z_{MC} et $Z_{Couplage}$ ne représentent pas le réel impact du terme de couplage. En effet, il serait plus

juste de s'intéresser à $Z_{Couplage}I_{M_}$ par rapport à $Z_{MD}I_{MD}$ et $Z_{MC}I_{MC}$. Des erreurs qui n'existaient pas dans le cas du hacheur 1 pourraient apparaître dans l'identification.



(a) Mode différentiel. **(b) Mode commun.**

Figure 3.9 : Impédances apriori (par l'étude de l'état des interrupteurs).

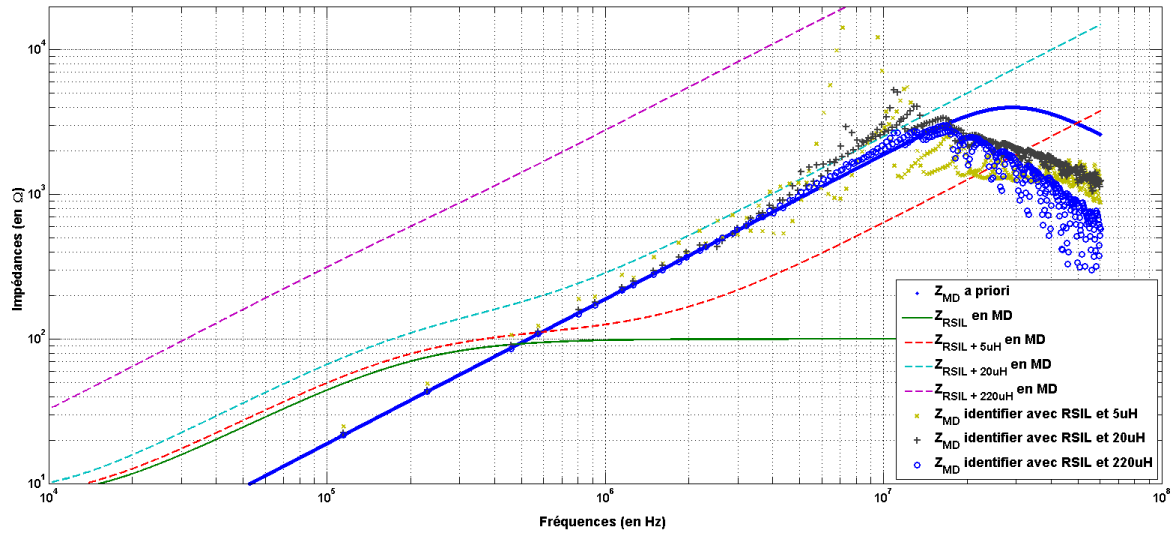
3.2.2.2 Dimensionnement des impédances amont et identification

Comme les termes servant à déterminer les impédances amont d'identification sont Z_{MD} et Z_{MC} (qui sont très proches de ceux du hacheur 1), il a été choisi de réaliser l'identification en utilisant les mêmes jeux d'impédances « RSIL seul – RSIL + 220µH » (qui étaient le plus favorable), « RSIL seul – RSIL + 20µH » et « RSIL seul – RSIL + 5µH ».

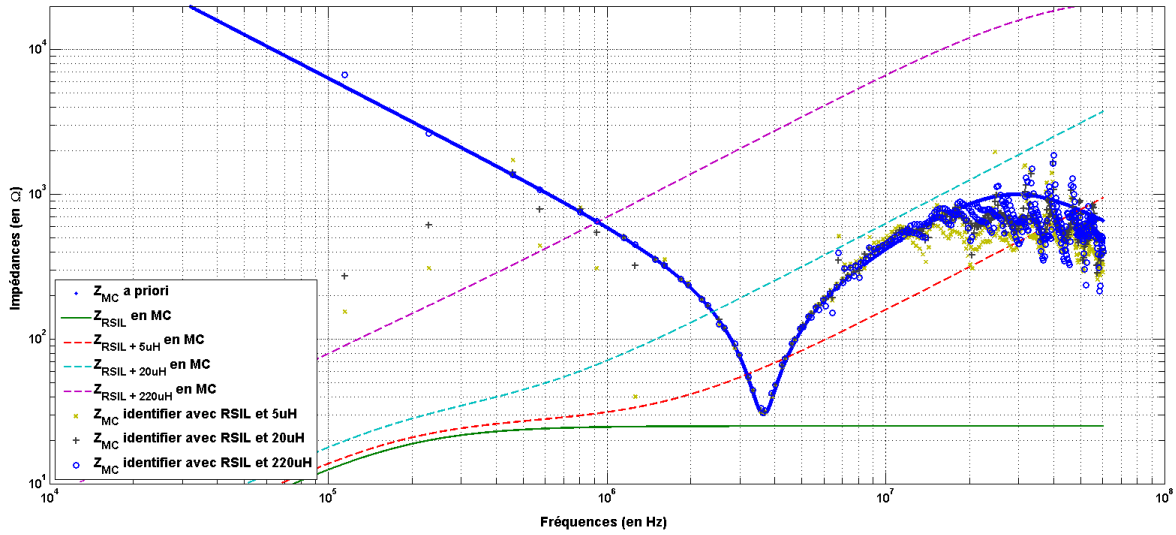
Comme pour le hacheur 1, les résultats d'identification au-delà de 10MHz ne doivent pas être pris en compte du fait de la limite de résolution de la simulation.

On note que les meilleurs résultats de l'identification à l'aide du jeu d'impédances « RSIL seul, RSIL + 220µH » se retrouve à nouveau ici. Toutefois, pour la fréquence du fondamental, on remarque une erreur plus grande que dans le cas du hacheur 1. Par ailleurs, la justesse des autres identifications où le choix des impédances amont était moins favorable est ici détériorée.

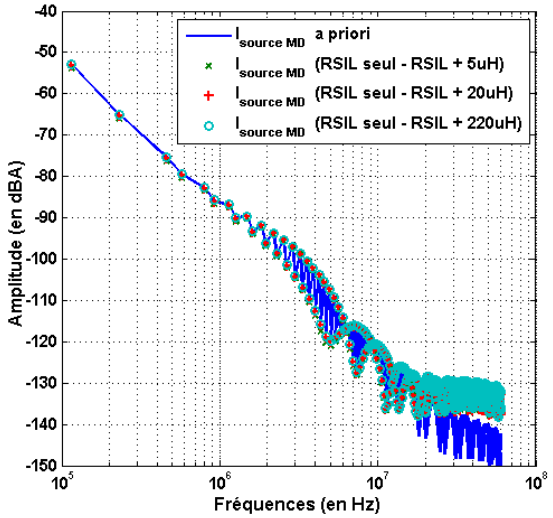
Les identifications des sources, quant à elles, restent correctes jusqu'à la fréquence de 10MHz.



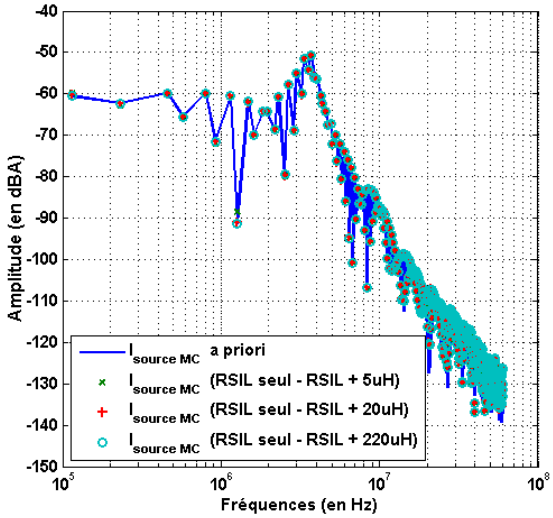
(a) Z_{MD} : apriori, identifiées et impédances amont.



(b) Z_{MC} : apriori, identifiées et impédances amont.



(c) I_{sMD} : apriori et identifiées

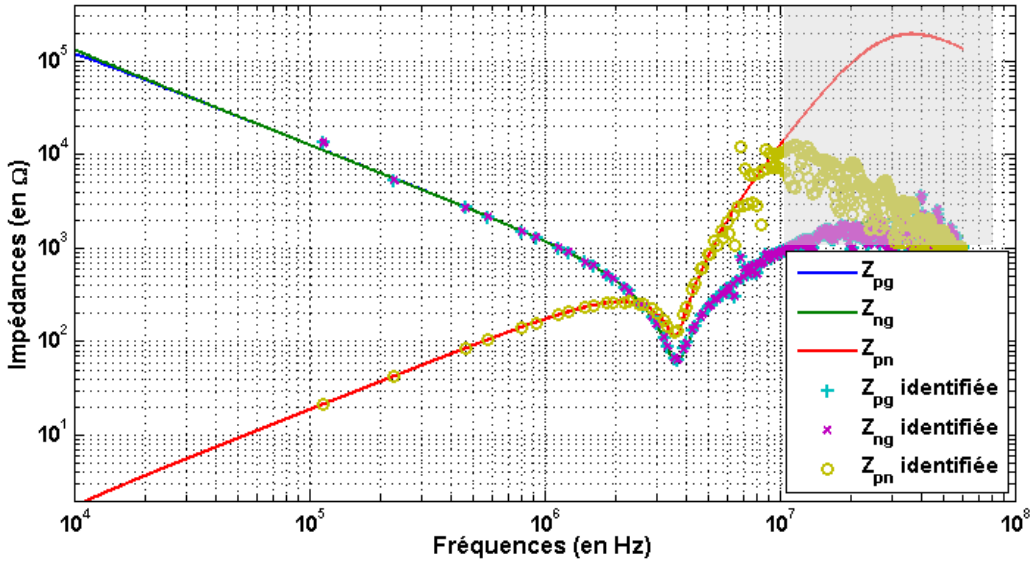


(c) I_{sMC} : apriori et identifiées

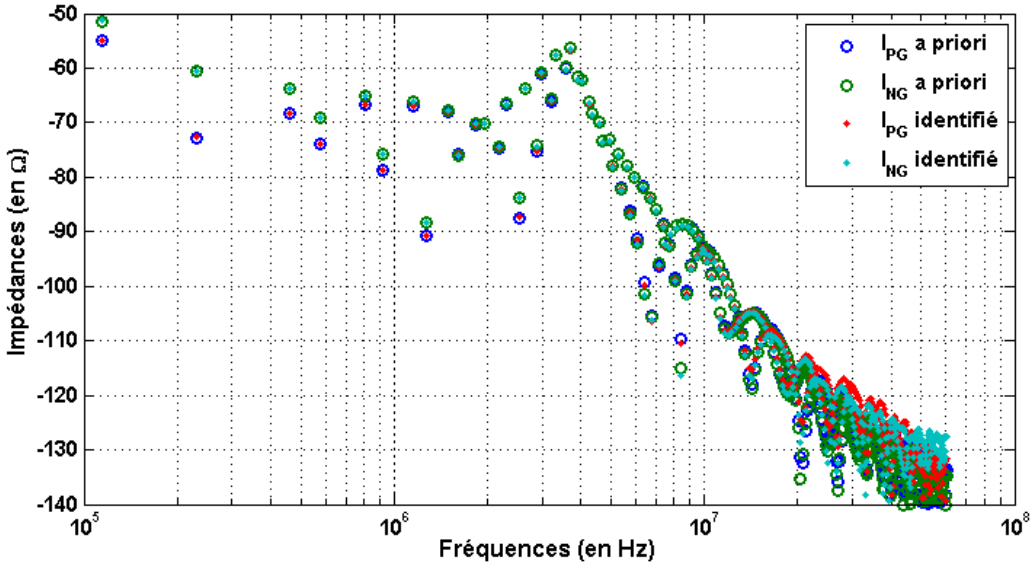
Figure 3.10 : Comparaison des modèles identifiés et apriori (en MC et MD).

3.2.2.3 Retour sur le modèle 3-ports

Il est important de se rappeler ici que la relation de passage permettant de retrouver le modèle 3-ports a pour hypothèse que Z_{PG} et Z_{NG} sont identiques afin d'avoir autant de paramètres recherchés que de paramètres connus. Cette hypothèse revient à considérer le couplage comme nul. Dans le cas de ce hacheur qui semble faiblement couplé si on analyse les Figure 3.8.a. et Figure 3.9, cette approximation ne semble pas illégitime. On obtient alors le modèle de la Figure 3.11.



(a) Z_{PG}, Z_{NG}, Z_{PN} : apriori et identifiées.



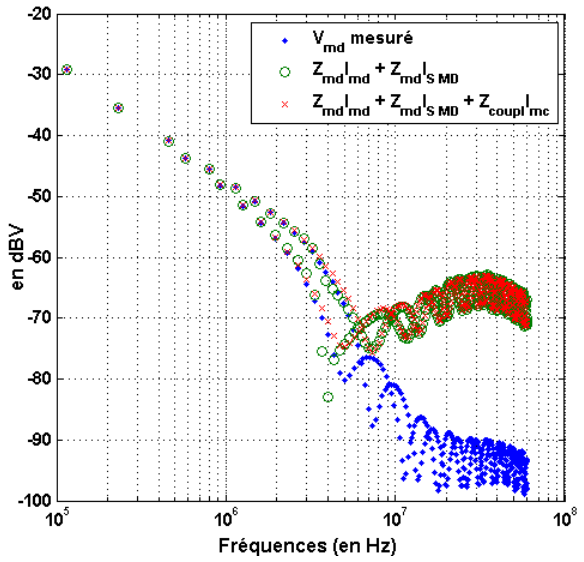
(b) I_{PG} et I_{NG} : apriori et identifiées.

Figure 3.11 : Comparaison des modèles 3-ports identifié et apriori.

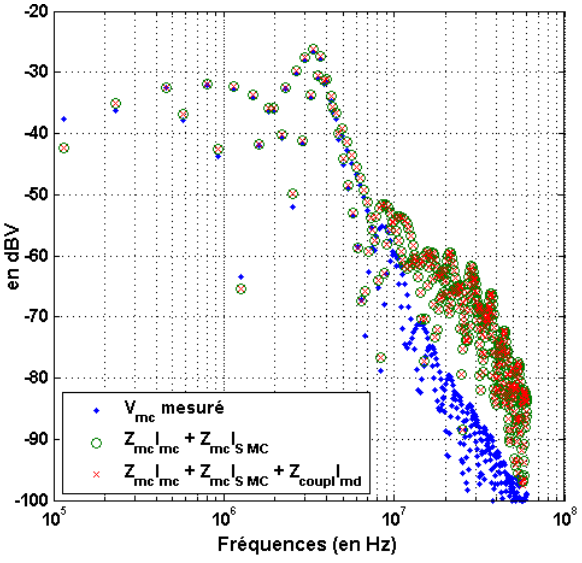
On remarque alors une erreur plus importante sur la première fréquence d'identification pour les impédances Z_{PG} et Z_{NG}.

Pour analyser plus en détails l'impact de l'hypothèse selon laquelle le couplage de modes est absent dans le modèle, il est intéressant de revenir sur le modèle de référence et d'exploiter l'équation (3.1) pour voir la prédominance des différents termes.

A partir de la Figure 3.12.c, on remarque ainsi par exemple qu'en mode différentiel, autour des fréquences de l'ordre de 3 – 4MHz, le terme de couplage de modes devient du même ordre de grandeur que le terme de mode commun. Ceci se retrouve dans la Figure 3.12.a. dans l'erreur de reconstitution si on ne considère pas le couplage de modes. Pour le mode commun, ce phénomène ne se retrouve pas. En effet, le terme de couplage de modes (Figure 3.12.d.) reste largement négligeable devant celui du mode commun sur l'ensemble de la plage de fréquences.

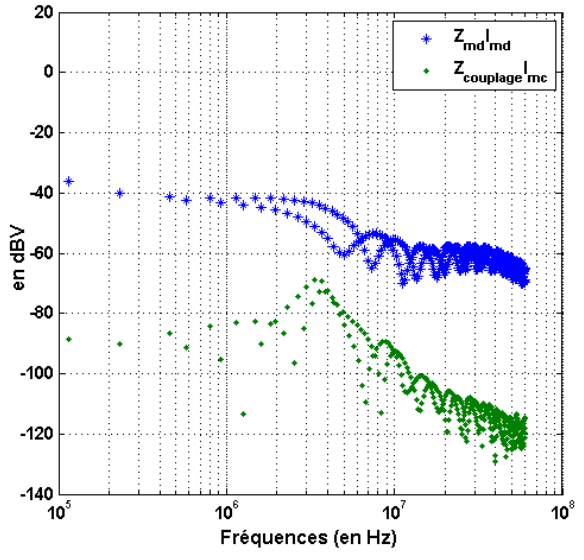


(a) Mode différentiel.

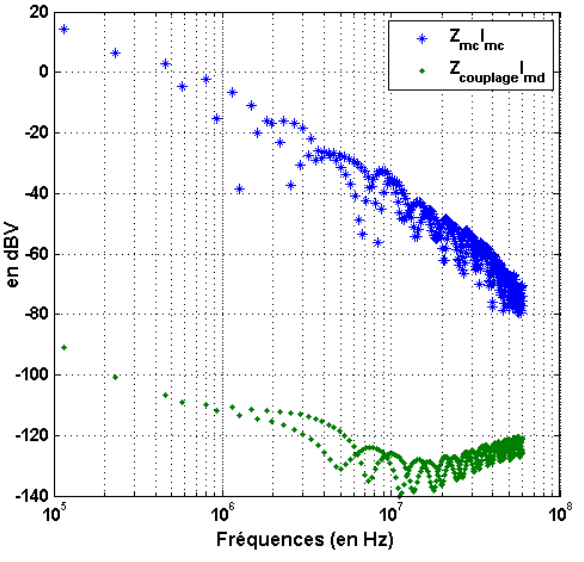


(b) Mode commun.

Reconstitution des tensions à partir des paramètres du modèle apriori.



(c) Mode différentiel.



(d) Mode commun.

Contributions respectives des termes à partir du modèle a priori.

Figure 3.12 : Contributions des couplages de modes (analayse à partir du modèle de référence).

Finalement, on retrouve donc bien que, même dans le cadre d'une impédance de couplage faible, le terme de couplage de modes peut avoir un impact. Nous avons donc ici mis en évidence un moyen de mesure d'impact possible du couplage de modes à partir du modèle de référence.

Dans le hacheur série 3, nous allons introduire un couplage bien plus important par lequel il ne sera plus possible de considérer que les impédances Z_{PG} et Z_{NG} sont identiques. La méthode d'analyse des termes de couplage de modes sera alors d'autant plus parlante.

3.2.3 Hacheur série 3 : étude sur un cas défavorable

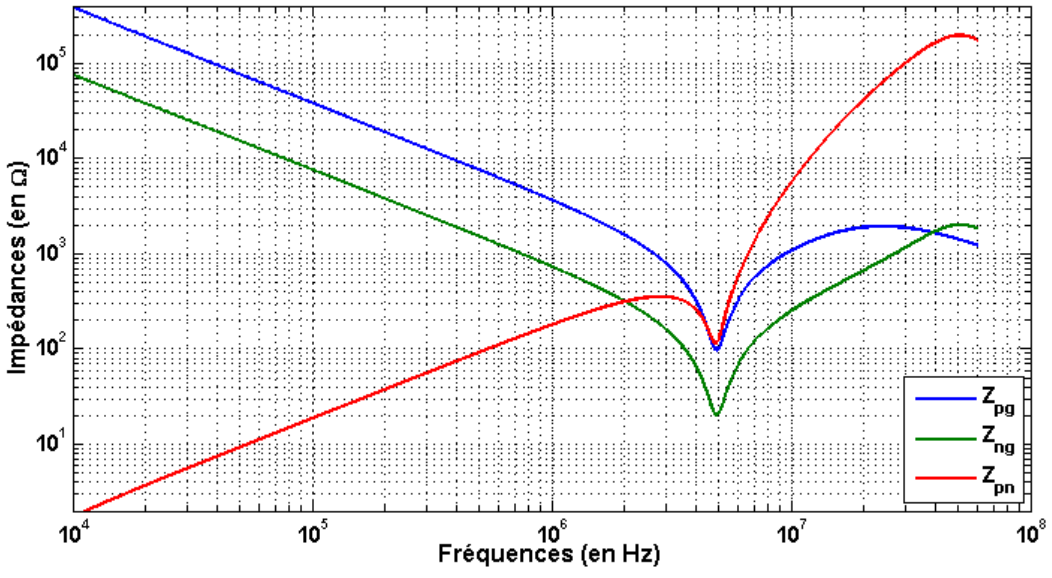
Afin d'augmenter encore le couplage de modes, le hacheur série 3 possède une dissymétrie importante au niveau des inductances L_1 et L_2 (Figure 3.2). Les autres impédances restent inchangées par rapport au hacheur série 2.

La démarche d'étude de ce troisième hacheur série étant exactement la même que pour les deux précédents, nous nous contenterons de présenter les résultats et leur analyse. L'intérêt de ce dernier cas de hacheur série et de mettre en exergue les expressions du couplage de modes.

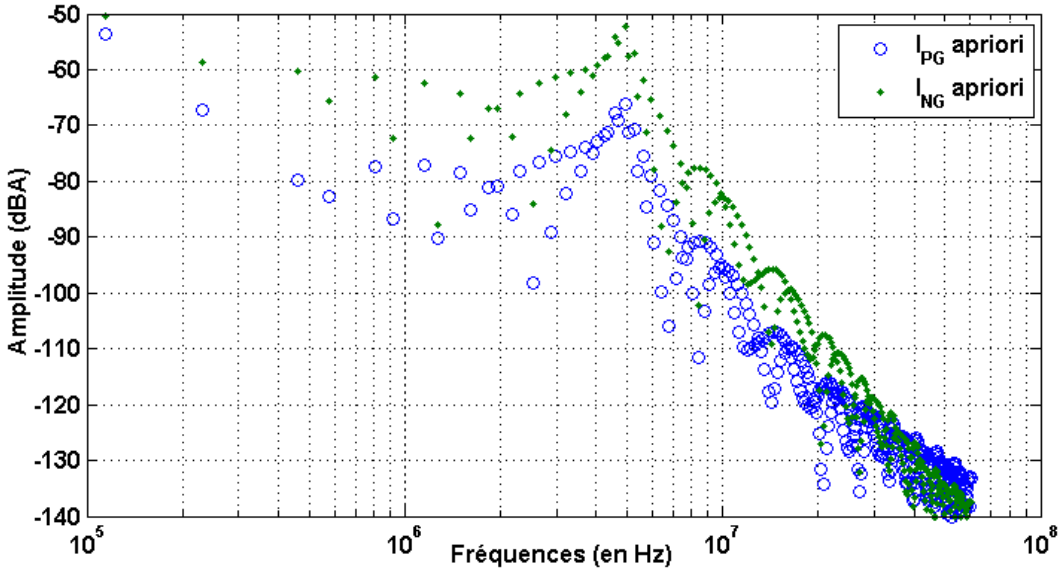
3.2.3.1 Modèle de référence

Comme on peut le constater au travers de la Figure 3.13, les impédances Z_{PG} et Z_{NG} sont maintenant radicalement différentes sur l'ensemble de la plage de fréquences. L'hypothèse selon laquelle l'impédance de couplage de modes est négligeable s'avère normalement fausse.

Même si les deux sources de courant ont une contribution équivalente sur les modes commun et différentiel (voir Figure 1.25), on remarque que l'écart entre ces dernières devient plus marqué sur l'ensemble de la plage de fréquences.



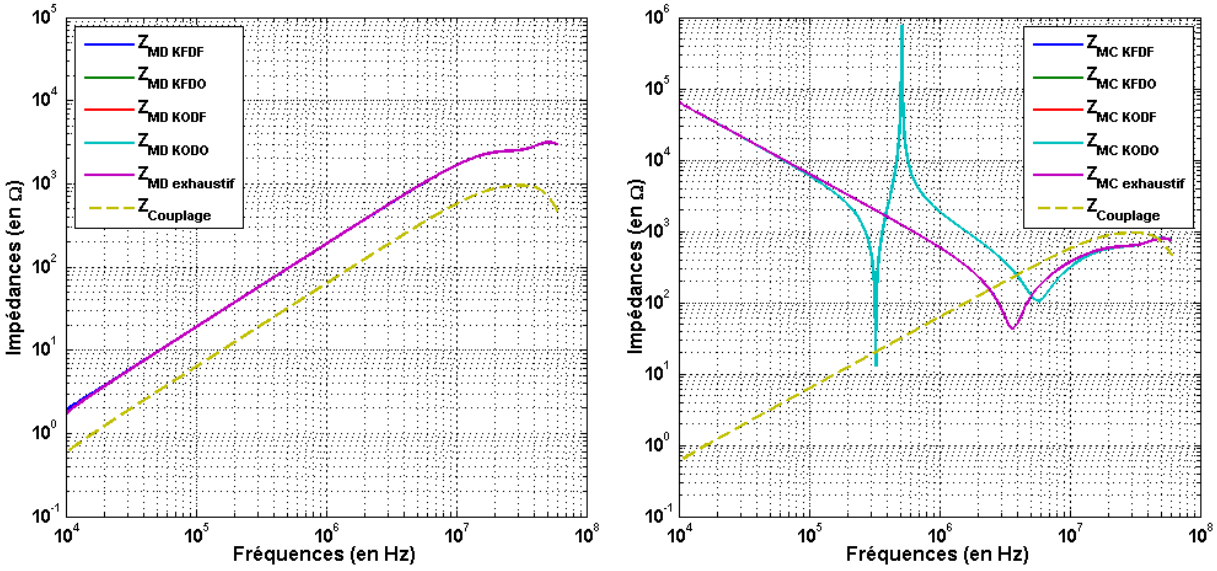
(a) Z_{PG}, Z_{NG} et Z_{PN}.



(b) I_{PG} et I_{NG}.

Figure 3.13 : Modèle de référence (par l'approche exhaustive).

Le fait que le terme de couplage de modes soit non-négligeable se retrouve à nouveau dans la Figure 3.14 par l'existence d'une impédance de couplage de modes du même ordre de grandeur que Z_{MD} et Z_{MC}.



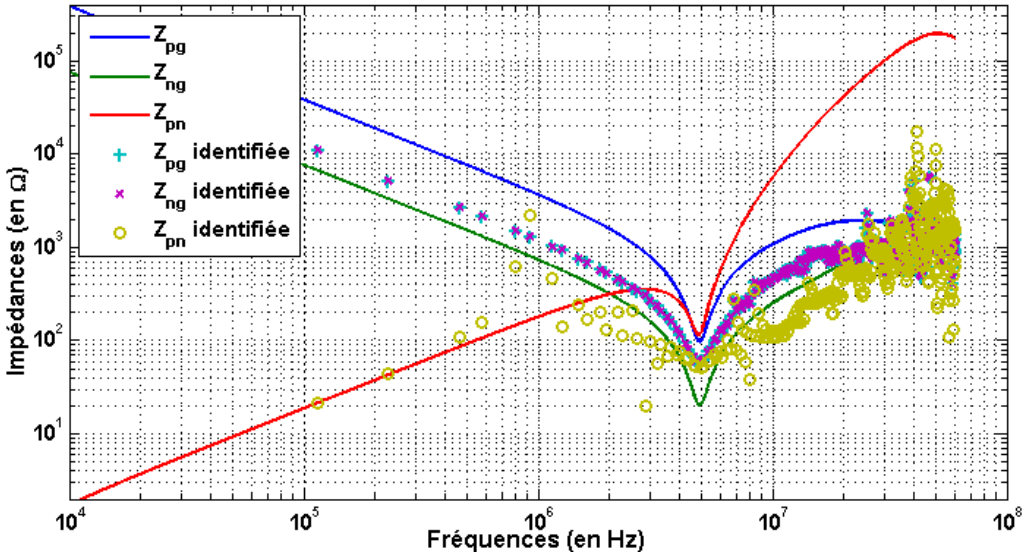
(a) Mode différentiel. **(b) Mode commun.**

Figure 3.14 : Impédances apriori (par l'étude de l'état des interrupteurs).

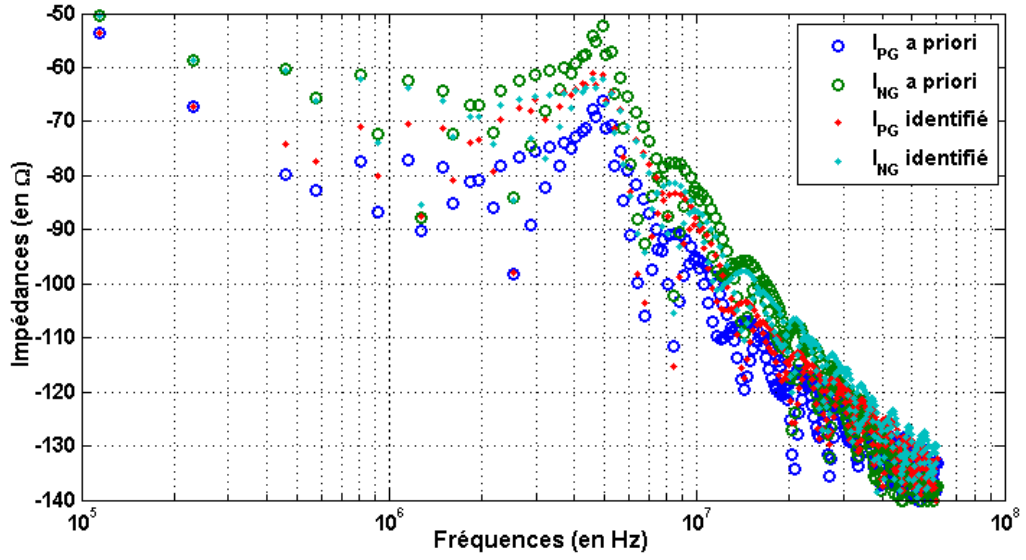
En termes de contributions, on pourrait initialement penser que l'effet du couplage de modes sur le mode différentiel est légèrement ressenti sur l'ensemble de la plage de fréquences dans la mesure où l'écart entre les deux impédances reste constant. De la même manière, pour le mode commun, on pourrait proposer que le couplage de modes ait un effet qui deviendrait prédominant dans les hautes fréquences.

3.2.3.2 Modèle 3-ports identifié

A la suite de l'identification en mode commun et mode différentiel, le retour sur le modèle 3-ports a été effectué par la même méthode que pour les deux hacheurs séries précédents. On se rappelle qu'il est nécessaire de considérer que Z_{PG} et Z_{NG} sont identiques dans ce raisonnement. Le résultat est celui de la Figure 3.15 ci-dessous.



(a) Z_{PG}, Z_{NG}, Z_{PN} : apriori et identifiés.



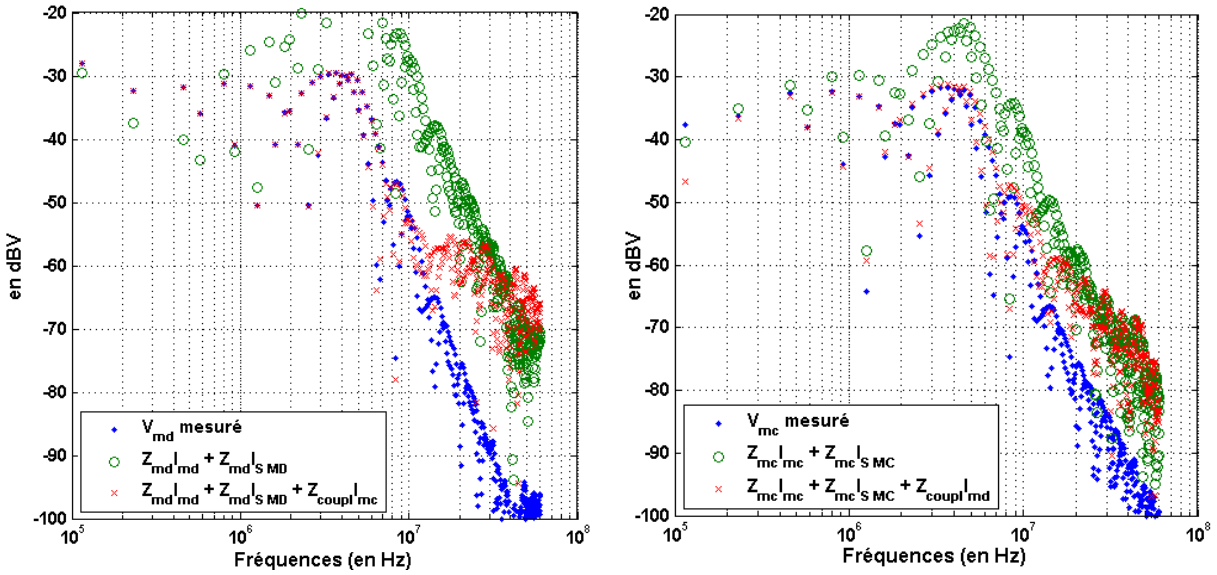
(b) I_{PG} et I_{NG} : apriori et identifiés.

Figure 3.15 : Comparaison des modèles 3-ports identifié et apriori.

Comme attendu, le résultat n'est pas satisfaisant aussi bien du point de vue des impédances que des sources de courant. Toutefois, il est remarquable de constater que l'impédance $Z_{_G}$ identifiée se situe entre Z_{PG} et Z_{NG} recherchées. Ainsi, le modèle obtenu ici pourrait être exploité comme point de départ d'une identification du modèle 3-ports à l'aide d'un algorithme d'optimisation comme nous l'avions présenté dans le paragraphe 2.1.3.2.

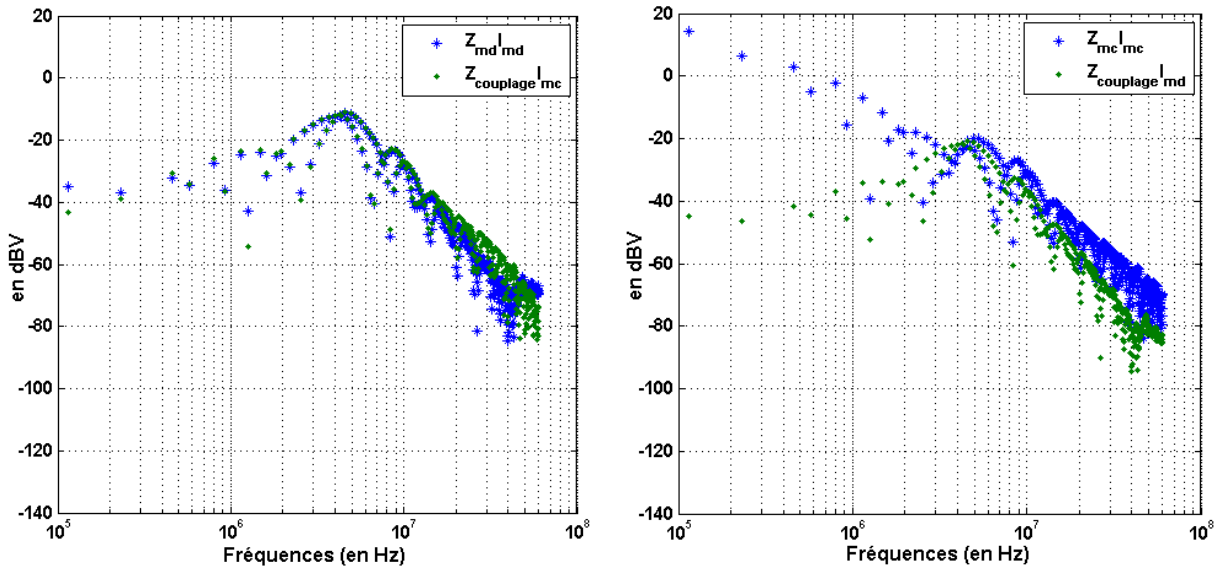
En parallèle de ceci, il est possible d'analyser l'impact du couplage de modes sur le mode commun et le mode différentiel au travers de l'analyse des résultats de la Figure 3.16. On remarque que les termes $Z_{Couplage} I_{MC}$ et $Z_{MD} I_{MD}$ restent du même ordre de grandeur sur l'ensemble de la plage de fréquences (c) et ainsi on a bien une erreur importante pour toute les fréquences si on ne considère pas le terme de couplage (a).

De la même manière, l'importance du terme de couplage de modes sur la tension de mode commun devient plus importante à mesure que la fréquence augmente. Cet effet est mis en évidence sur les figures (b) et (d).



(a) Mode différentiel. **(b) Mode commun.**

Reconstitution des tensions à partir des paramètres du modèle apriori.



(c) Mode différentiel. **(d) Mode commun.**

Contributions respectives des termes à partir du modèle apriori.

Figure 3.16 : Contributions des couplages de modes (analyse à partir du modèle de référence).

3.3 Application au hacheur parallèle

L'intérêt d'étudier le hacheur parallèle en plus du hacheur série peut se voir à partir du modèle exhaustif de ce dernier (Figure 1.16). En effet, on remarquera la présence d'une unique source de perturbations. Ainsi, l'analyse de l'impact de cette unique source sera plus facilement interprétable.

3.3.1 Structure du hacheur

Le hacheur parallèle étudié possède la structure de la Figure 1.13 que nous rappelons ci-dessous.

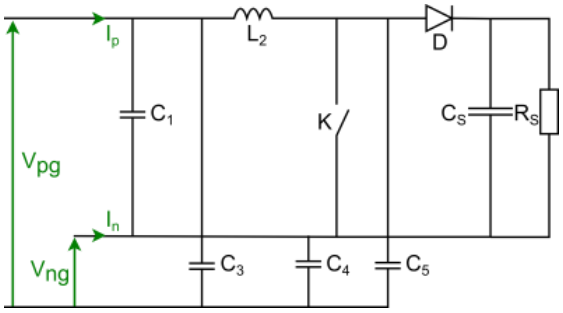


Figure 3.17 : Hacheur parallèle, rappel des éléments.

Afin de ne pas être redondant avec l'étude réalisée sur les hacheurs série, un unique jeu de valeurs des éléments sera présenté ici.

C_1	4200µF (13nH et 25mΩ en série)
L_2	18.5µH (13pF et 3.95kΩ en //)
C_3	20pF
C_4	10pF
C_5	10pF
C_S	1µF
R_S	25Ω

Tableau 3.2 : Valeurs des éléments du convertisseur.

Le choix des valeurs des éléments a été effectué de telle sorte que l'impédance de couplage de modes soit la plus faible possible et donc limiter l'importance des termes de couplage sur les tensions mesurées. Ainsi, l'identification dans la base mode commun – mode différentiel en négligeant le couplage de modes est valide.

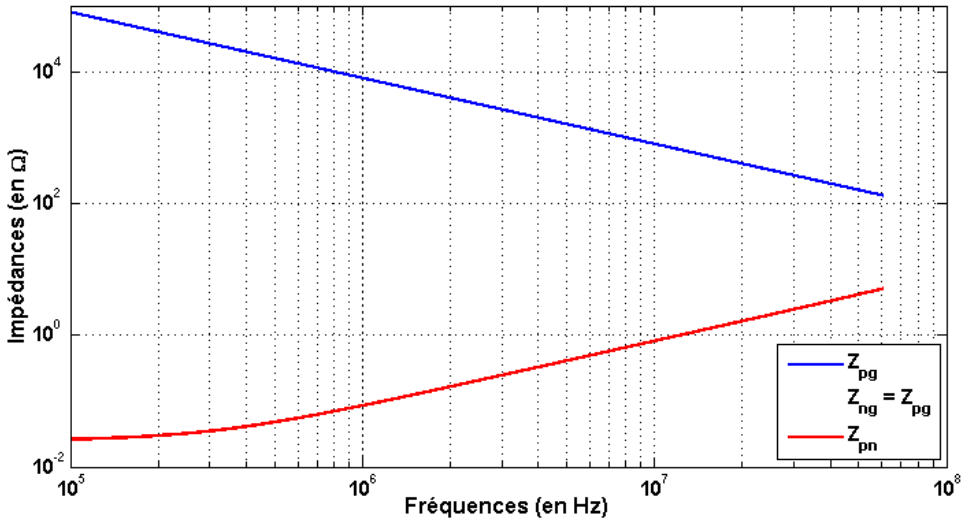
Du point de vue du dimensionnement du convertisseur, on remarque que le choix de la capacité C_S conduit à des ondulations de la tension de sortie non-négligeables (Figure 1.17). De même, les fronts de commutation ont été adoucis. Pour notre application, vérification de la faisabilité d'identification, le seul paramètre qui sera impacté est l'enveloppe du spectre des sources qui auront une décroissance simplifiée.

Du point de vue de la fréquence de découpage, il a été choisi de conserver une commande équivalente à celle du hacheur série. L'objectif étant, en cas de mise en réseau de ces deux convertisseurs, d'accentuer les perturbations conduites aux multiples de la fréquence de découpage. Ce choix constituerait alors une situation défavorable pour le réseau.

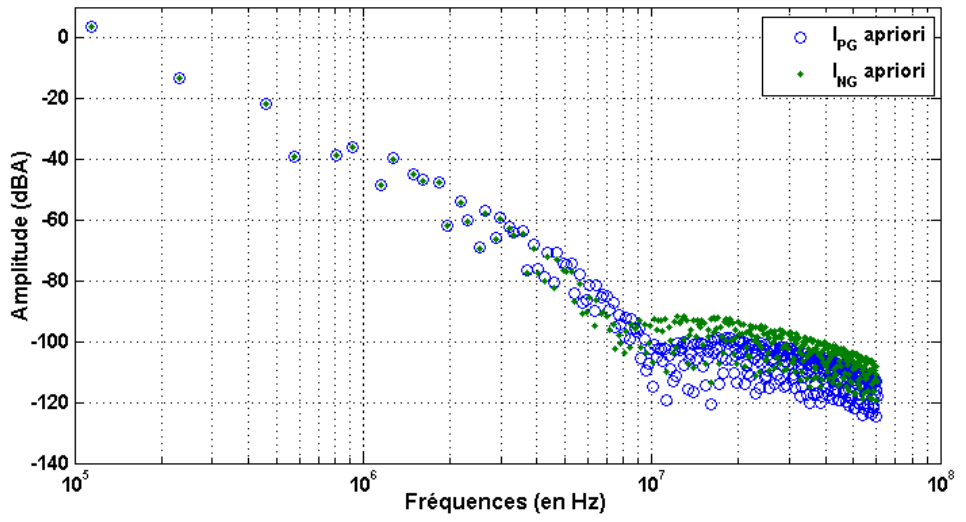
3.3.2 Identification

3.3.2.1 Modèle de référence par l'approche exhaustive, décomposition dans la base mode commun – mode différentiel

En exploitant le modèle exhaustif, on obtient le modèle 3-ports à virtuellement 5 éléments (Z_{PG} et Z_{NG} sont identiques vu qu'il n'y a pas de couplage avec les valeurs choisies). La Figure 3.18 représente le résultat de cette étape.



(a) Z_{PG}, Z_{NG} et Z_{PN}.

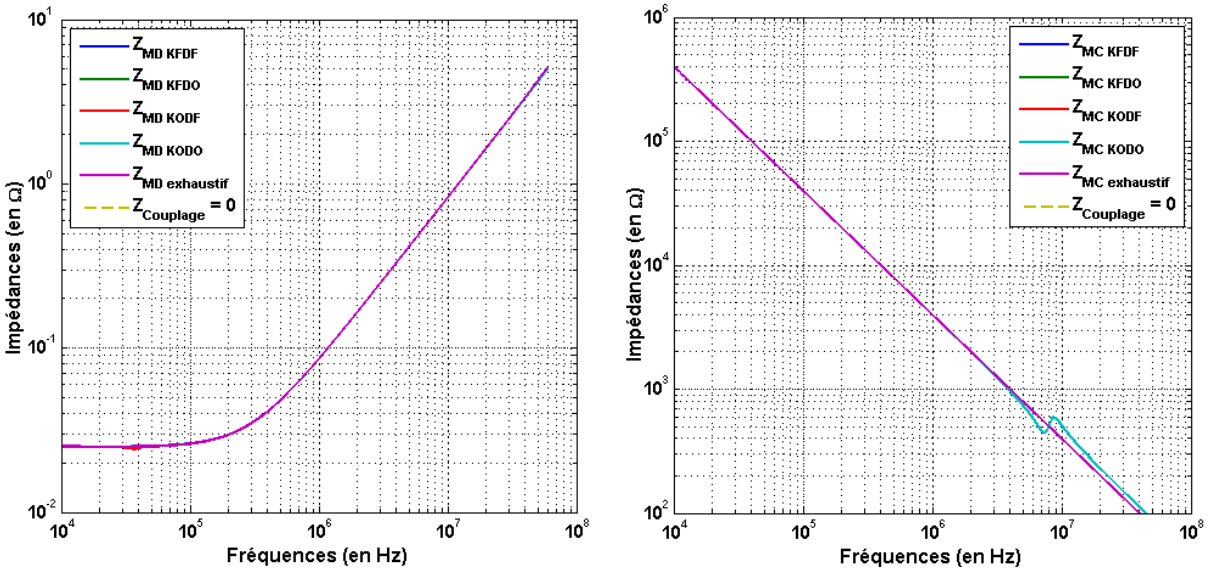


(b) I_{PG} et I_{NG}.

Figure 3.18 : Modèle de référence (par l'approche exhaustive).

Dans le cas particulier que nous avons ici où il n'y a pas de couplage de modes, on remarque que les impédances Z_{PG} et Z_{NG} sont constituées des capacités parasites par rapport à la terre. On les retrouvera donc au travers du mode commun (Figure 3.19.b). L'impédance Z_{PN} se compose de la capacité d'entrée C_1, elle aura un impact sur le mode différentiel (Figure 3.19.a).

Par rapport à la Figure 3.18.b et au vu de la structure où une unique source de perturbations suffit pour l'obtention du modèle exhaustif, on constate que le passage à I_{PG} et I_{NG} donne deux sources identiques.



(a) Mode différentiel. **(b) Mode commun.**

Figure 3.19 : Impédances apriori (par l'état des interrupteurs).

3.3.2.2 Dimensionnement des impédances amont et résultats de l'identification

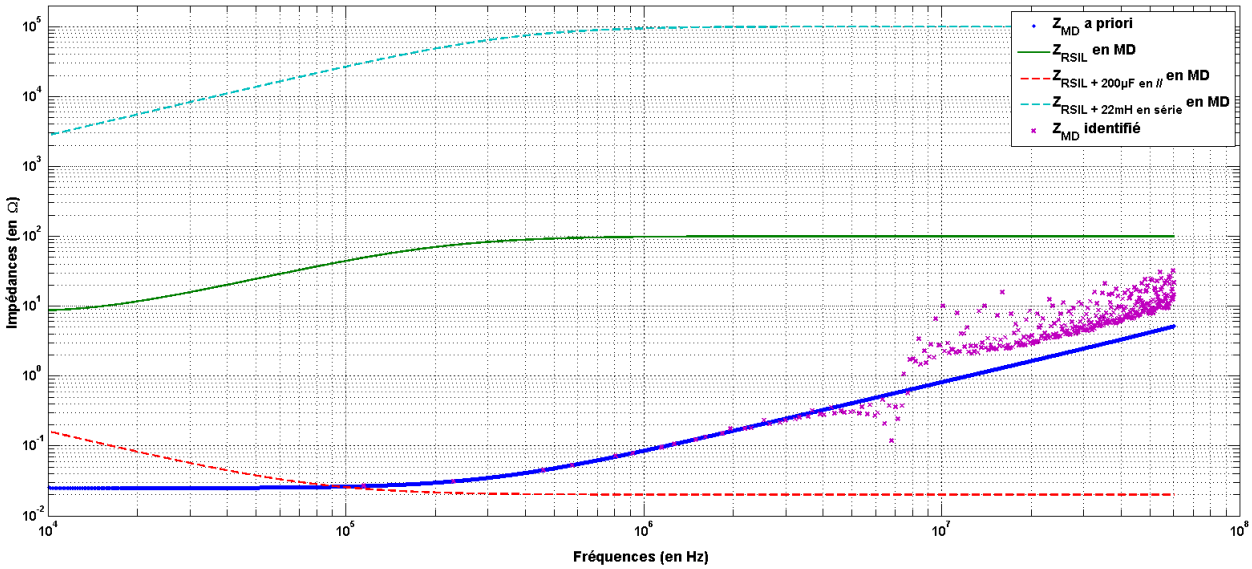
Contrairement au cas des hacheurs séries, les impédances en mode commun et en mode différentiel ont des ordres de grandeur radicalement différents. Ceci aura des conséquences importantes sur le dimensionnement des impédances amont.

En effet, en utilisant le raisonnement développé au paragraphe 0, le mode différentiel requiert la mise en place d'une capacité en parallèle sur chaque branche du RSIL (que nous avons fixé à 200µF) tandis que le mode commun, comme pour les hacheurs séries précédents, nécessite une inductance (d'une valeur de 22mH) en série avec ces mêmes branches de RSIL.

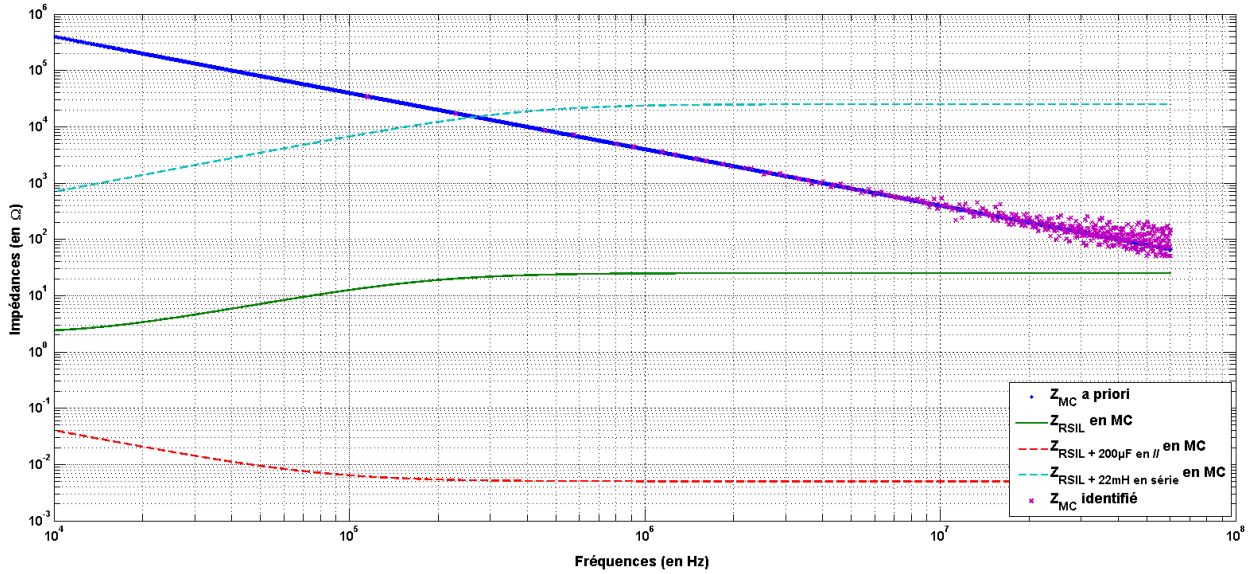
La Figure 3.20 présente les impédances à identifier ainsi que le RSIL seul et les modifications qui lui ont été apportées (ajout des inductances et capacités).

L'identification obtenue est elle aussi représentée et s'avère satisfaisante. Elle a été réalisée à partir des mesures réalisées à partir des essais avec « RSIL + 200µF en parallèle » et « RSIL + 20mH en série ». La même réserve que précédemment doit être effectuée quant à la qualité des spectres mesurés au-delà de 10MHz.

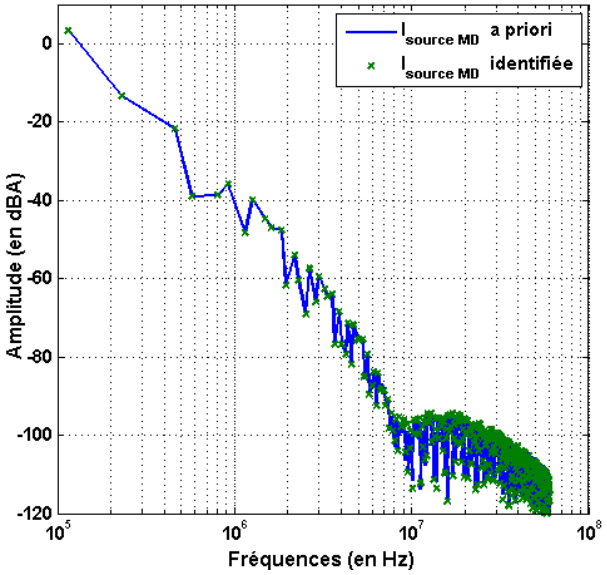
Une simple analyse sur les sources de courant peut aussi être effectuée. On remarque qu'en termes d'ordre de grandeur, I_{SMC} est très largement négligeable par rapport à I_{SMD}. Ceci n'est pas surprenant si on se rappelle que dans le modèle exhaustif du convertisseur, la seule source de perturbations avait une contribution uniquement en mode différentiel. Ceci est à mettre en parallèle avec le fait que les sources I_{PG} et I_{NG} du modèle de référence sont égales en module.



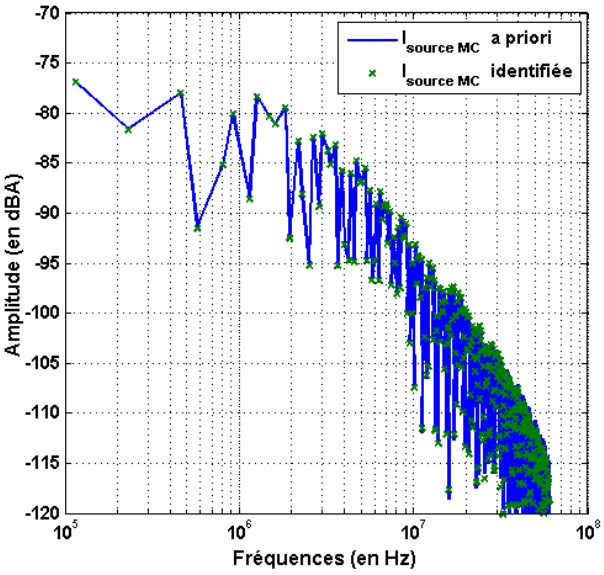
(a) Z_{MD} : apriori, identifié et amont.



(b) Z_{MC} : apriori, identifié et amont.



(c) I_{sMD} : apriori et identifié.



(d) I_{sMD} : apriori et identifié.

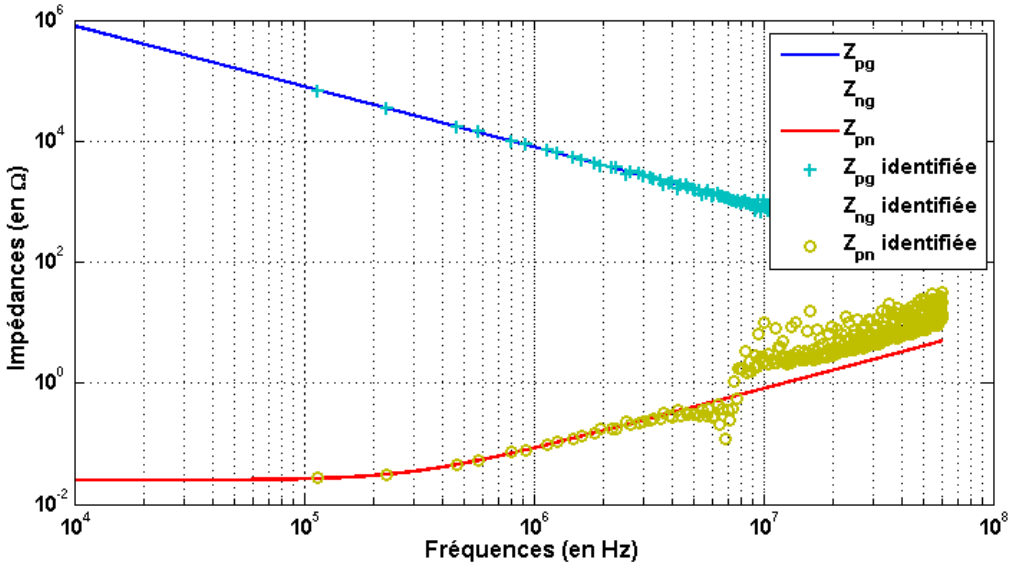
Figure 3.20 : Comparaison des modèles : identifié et apriori (en MC et MD).

3.3.2.3 Modèle 3-ports correspondant

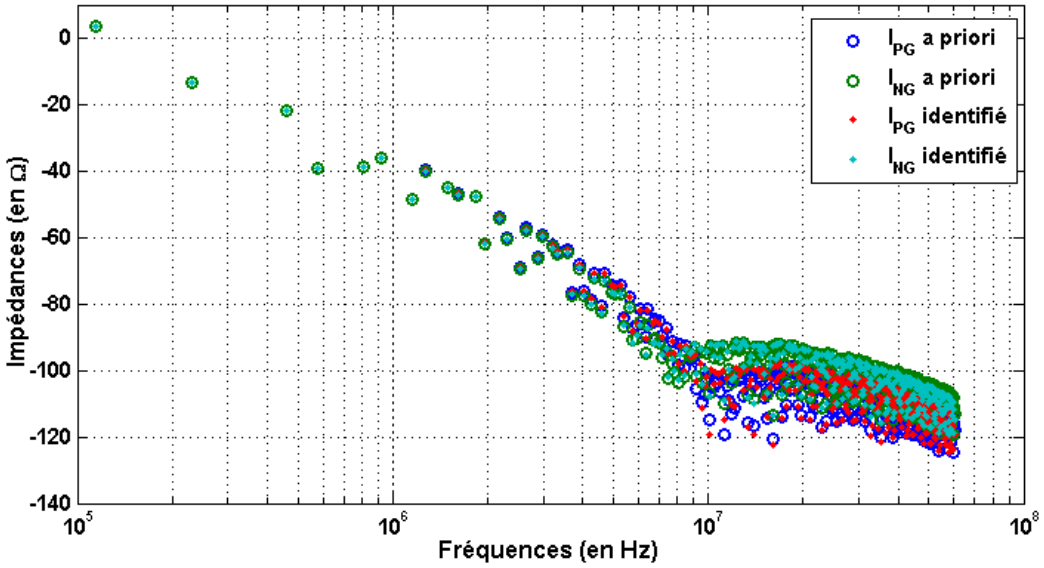
Contrairement au hacheur série 3, l'obtention du modèles 3-ports équivalent ne pose pas de problème dans la mesure où le hacheur parallèle ne possède pas de couplage. L'hypothèse selon laquelle Z_{PG} et Z_{NG} sont identiques est donc valide.

La résonnance de Z_{PN} autour de 10MHz se retrouve sur l'impédance du mode commun (Figure 3.19) au travers de l'analyse à partir des combinaisons d'état des interrupteurs.

Cette approche possède donc un intérêt dans la compréhension de l'allure du modèle 3-ports identifié.



(a) Z_{PG}, Z_{NG}, Z_{PN} : apriori et identifié.



(b) I_{PG} et I_{NG} : apriori et identifié.

Figure 3.21 : Comparaison des modèles 3-ports identifié et apriori.

3.4 Conclusions

Au vu des résultats d'identification obtenus, la méthode mise en place (qui a été présentée de manière synthétique dans la Figure 3.1) est éprouvée lorsque l'on souhaite identifier des convertisseurs ne présentant pas de couplage de modes. Si on se rappelle que l'objectif premier du développement de ces modèles de type « boîte noire » est de permettre l'analyse de réseaux embarqués, il faudra prendre en compte que les convertisseurs à identifier possèderont les caractéristiques des convertisseurs industriels.

Ces derniers possédants systématiquement des filtres d'entrée, la structure perçue par le réseau sera bien souvent symétrique pour les fréquences inférieures à 1MHz. Cette remarque est à considérer avec précautions sachant qu'il existe des convertisseurs dont le retour de puissance s'effectue par le châssis ; dans ce cas, l'étude d'un modèle 3-ports et la séparation en mode comme – mode différentiel ne sont plus pertinents. Le modèle à déterminer sera un unique modèle 2-ports dont l'identification est beaucoup moins problématique.

Pour l'étude au-delà ou dans le cadre d'un couplage de modes non négligeable (comme c'est le cas pour le dernier hacheur série présentés ici), l'identification réalisée ici pourra servir à une future optimisation sur le modèle 3-ports où Z_{PG} et Z_{NG} ne sont pas considérées comme identiques.

En termes d'analyse, l'étude de ces cas nous a permis de mettre en évidence un outil d'analyse des couplages de modes à partir de la comparaison des termes principaux ($Z_{MD}I_{MD}$ et $Z_{MC}I_{MC}$) par rapport au terme de couplage ($Z_{Couplage}I_{MC}$ et respectivement $Z_{Couplage}I_{MD}$) dans la mesure où la comparaison des seules impédances peut conduire à des analyses discutables.

Les liens avec les modèles exhaustifs ont été mis en avant et exploités dans l'analyse des modèles 3-ports identifiés. Une autre piste qui aurait pu être développée ici aurait été d'exploiter ces liens dans le but d'un retour sur conception du convertisseur afin de limiter des effets (générés par les éléments Z_{PG}, Z_{NG}, Z_{PN}, I_{PG} et I_{NG}) observables sur le réseau de convertisseurs. Ceci revient finalement à donner du sens physique aux éléments qui n'en avaient pas (Chapitre 2).

Tout au long de ce chapitre, la qualité des spectres de mesures avait un impact important sur la qualité des résultats de l'identification. Or, ce chapitre possède l'avantage d'être réalisé à partir de simulations où les problématiques de bruits de mesures sont mineures. Ainsi, une attention particulière devra être portée à la réalisation des mesures.

Chapitre 4.

Applications industrielles en mode différentiel

4.1 Contexte de l'étude **107**

4.2 Etude de l'onduleur **109**

4.3 Application au hacheur 48V-12V **124**

4.4 Conclusions **130**

4.1 Contexte de l'étude

L'objectif de ce chapitre est de mettre à l'épreuve les méthodes développées sur des convertisseurs réels dans un contexte de manipulations industrielles. Ainsi, dans le cadre d'un partenariat avec le constructeur automobile français Renault, nous avons eu la possibilité de mettre en place notre méthode sur un réseau embarqué à deux niveaux de tensions (12V – 48V) où sont placés deux types de convertisseurs aux caractéristiques très différentes ainsi qu'une batterie. Les éléments connectés sont :

- un onduleur ayant pour fonction l'alimentation d'une machine électrique qui est connecté sur la partie 48V du réseau. Il possède une commande MLI ce qui aura une importance dans la mise en œuvre des mesures temporelles ainsi que dans le traitement numérique des spectres ;
- un hacheur 12V-48V réversible qui a pour fonction d'assurer le changement de niveau de tension entre la partie 12V où se situe la batterie 12V et le côté 48V. Ce convertisseur a une commande plus simple que le précédent mais ne peut fonctionner en l'absence de l'onduleur dans le cadre du banc d'essai de notre étude ;
- la modélisation de la batterie ne sera pas étudiée vu qu'elle n'est pas présente sur le banc d'essai et qu'elle ne rentre pas dans le cadre du modèle établie ici.

La Figure 4.1 présente le banc de mesure qui a été mis à notre disposition.

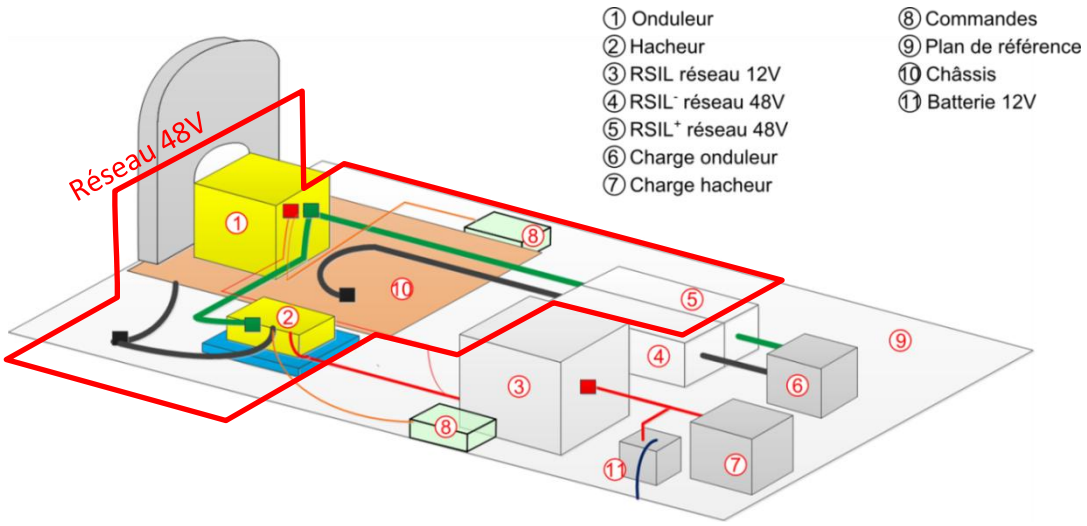
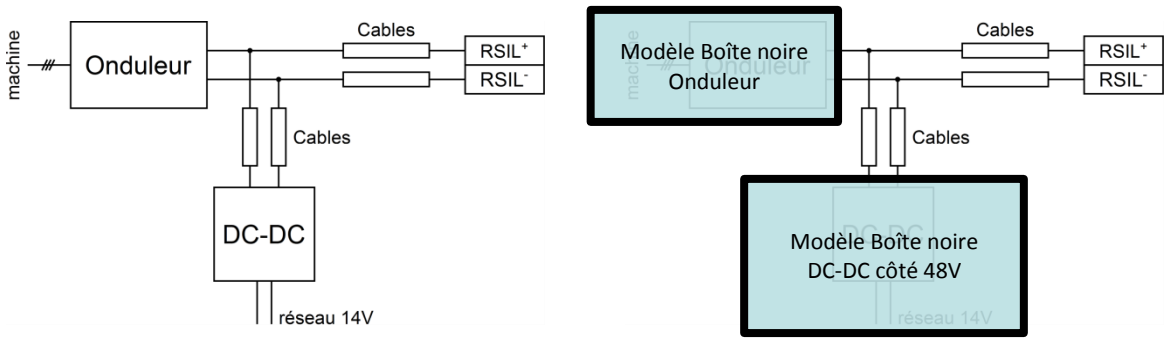


Figure 4.1 : Schéma de principe du banc de test étudié.

Du fait des contraintes de disponibilité de ce banc, un nombre très limité de créneaux de mesure nous a été alloués (2 journées). C'est pourquoi, notre travail s'est limité au réseau 48V, uniquement en mode différentiel. Il s'agit donc d'identifier dans un premier temps un modèle 2-ports des convertisseurs.

D'un point de vue de la structure de ce réseau 48V, on remarque que les retours de puissance se font via le châssis. L'étude au travers d'un modèle 2-ports n'est alors pas incohérente vis-à-vis de ce type de chemin de propagation.



(a) Réseau étudié. **(b) Modélisation recherchée.**

Figure 4.2 : Limitation de l'étude.

Dans ce contexte, on peut considérer que le réseau 12V constitue une charge pour le hacheur 48V-12V. Il sera donc inclus dans le modèle de ce dernier. Nous nous plaçons donc dans une modélisation 2-ports dite terminale des convertisseurs pour un point de charge (voir paragraphe 1.3.2.2). Il est alors possible de simplifier notre étude comme présentée dans la Figure 4.2 ci-dessus. Par rapport au champ d'application de notre méthode, ce cas est pertinent puisque nous ne possédons pas d'information sur la structure et la commande des différents convertisseurs. Il s'agit donc bien d'une étude de type « boîte noire ».

L'étude sera donc décomposée en deux identifications bien séparées. Au travers de ce chapitre, nous aurons l'occasion de mettre en avant et de proposer des solutions par rapport aux principales difficultés liées à la réalisation pratique d'une identification qui sont :

- la réalisation des conditions d'étude normative où l'unique convertisseur à identifier est directement relié au RSIL ;
    - on cherche en effet à identifier un convertisseur à la fois. Il est donc nécessaire de pouvoir isoler chaque convertisseur ;
- le dimensionnement des impédances amont d'identification par rapport à l'impédance du convertisseur :
    - connaissance d'un apriori représentatif de l'impédance du convertisseur dans les conditions industrielles ;
    - réalisations pratiques de ces impédances sur l'ensemble de la plage de fréquences ;
- l'obtention du contenu spectral des tensions servant à l'identification :
    - nécessité d'une synchronisation entre les différents essais (ce qui revient à obtenir les modules **et** les phases des spectres) ;
    - sensibilité de la mesure au bruit ambiant (nécessité d'un dispositif de mesure ayant des performances accrues) ;
    - sélection sur les spectres des points d'intérêt représentatifs du comportement du convertisseur ;

- la prise en compte des conditions d'identification dans le modèle (connectique, câblage,…).

4.2 Etude de l'onduleur

4.2.1 Caractéristiques du convertisseur

Pour des raisons de confidentialités qui sont en accord avec la modélisation « boîte noire », nous avons très peu d'informations sur la structure d'électronique de puissance ainsi que sur la commande de l'onduleur en question. Les seules informations dont nous disposons viennent donc directement de l'analyse des mesures électriques réalisées à l'entrée du convertisseur :

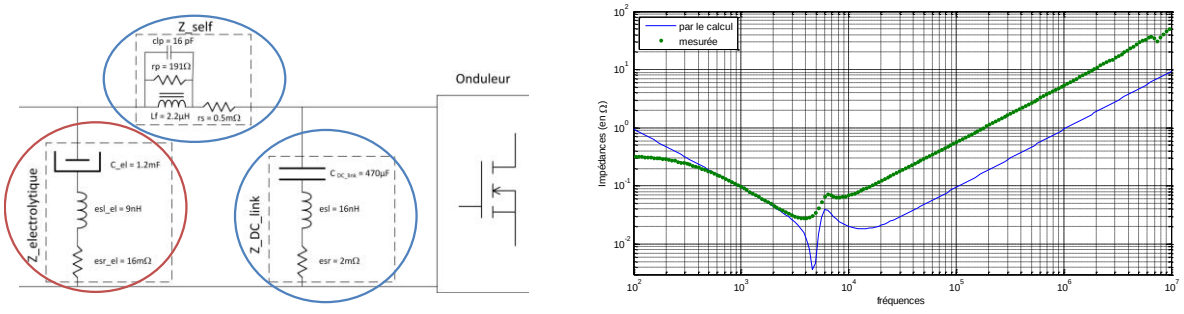
- tension d'entrée : 48V ;
- fréquence de découpage : 20kHz ;
- commande : modulation de largeur d'impulsion ;
- charge : machine à 4 paires de pôles avec une vitesse de rotation de 2150tr/min.

Ces informations seront importantes pour le calcul des spectres afin de choisir de manière judicieuse, entre autres, la durée d'acquisition et la fréquence d'échantillonnage.

Du point de vue du fonctionnement, il est important d'identifier uniquement des perturbations issues de l'onduleur, c'est pourquoi seul ce dernier est présent sur le réseau à cette étape. Par ailleurs, l'association de ce dernier à la machine asynchrone est en fonctionnement générateur. De ce fait, les perturbations présentes ne peuvent provenir que de ce dernier. Comme nous le présenterons dans la partie 4.3, cette configuration ne sera pas retrouvée dans le cas du second convertisseur à identifier

4.2.2 Obtention de l'impédance apriori

Du fait du peu de temps disponible, des études préliminaires de l'impédance d'entrée du convertisseur ont été réalisées par l'industriel lui-même. Nous disposons donc d'un équivalent de ce dernier sous la forme d'une cellule en π comme présenté dans la Figure 4.3(a).



(a) Filtre d'entrée de l'onduleur. **(b) Impédance du filtre.**

Figure 4.3 : Impédance apriori de l'onduleur.

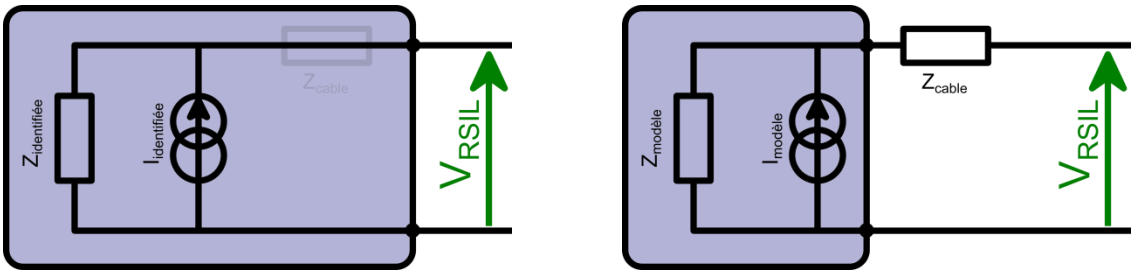
A la Figure 4.3(b), on représente cette impédance ainsi qu'une mesure qui a été réalisée lors de notre premier passage sur site. On constate alors une différence importante entre les deux impédances.

Il est alors primordial de préciser les conditions dans lesquelles a été réalisée cette mesure :

- en considérant la configuration de la Figure 4.2, le convertisseur DC-DC est déconnecté du réseau ;
- l'onduleur est connecté au RSIL par des câbles d'une longueur d'environ 60cm ;
- les mesures d'impédances ont été effectuées, hors fonctionnement du convertisseur, à l'aide d'un analyseur d'impédance Agilent 4294A. Pour des raisons de connectiques, ces mesures ont été réalisées au niveau du RSIL qui a préalablement été déconnecté ;
- l'impédance qui est mesurée correspond donc à la mise en série de l'impédance d'entrée du convertisseur avec celle du câble qui est principalement inductive.

  On notera pour mémoire que l'inductance ($L_{câble}$) du câble a été estimée à 0.6µH.

Vis-à-vis du protocole d'identification, le fait d'avoir choisi de placer les mesures au niveau du RSIL aura pour conséquence d'intégrer les câbles au modèle. Il sera donc ensuite nécessaire de les « soustraire » au modèle pour obtenir la configuration de la Figure 4.4(b) ci-dessous.



(a) Modèle identifié incluant le câble. **(b) Modèle recherché.**

Figure 4.4 : Equivalence entre le modèle identifié et le modèle recherché.

On a la relation de passage suivante :

$$\begin{cases} Z_{modèle} = Z_{identifié} - Z_{cable} \\ I_{modèle} = I_{identifié} \dfrac{Z_{identifié}}{Z_{identifié} - Z_{cable}} \end{cases} \quad (4.1)$$

Par ailleurs, le fait que les mesures aient été réalisées au niveau du RSIL est lié à la configuration du banc de test où le chemin de retour de la puissance s'effectue par le châssis. Avec la solution mise en place, les chemins de propagation des perturbations ne sont pas modifiés.

Un autre aspect à prendre en compte dans l'influence du câble sur l'identification est celui de la réalisation pratique des impédances amont. En effet, les impédances amont seront dimensionnées par rapport à l'impédance $Z_{onduleur} + Z_{cable}$. Le câble a donc pour effet de relever l'impédance par rapport à celle en absence du câble. Comme nous le verrons dans le paragraphe suivant, la capacité à réaliser sera plus faible que s'il n'y avait pas ce câble.

En termes de plage de fréquences considérées, on remarque qu'au-delà de 6MHz, le pont de mesure d'impédances donne des résultats peu satisfaisants malgré la calibration. Le peu de temps disponible sur place nous a conduits à limiter notre plage d'étude à cette valeur.

4.2.3 Réalisation des impédances amont d'identification

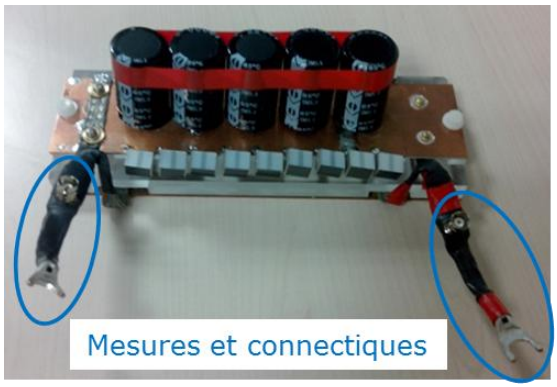
Théoriquement, il est nécessaire de diminuer l'impédance du RSIL en mode différentiel pour obtenir les conditions de l'équation (2.33). Les conditions théoriques d'identification seront donc les suivantes :

- onduleur + Câble + RSIL (4-5 de la Figure 4.1) seuls ;
- onduleur + Câble + RSIL (4-5 de la Figure 4.1) + Capacité d'une valeur de 40mF en parallèle.

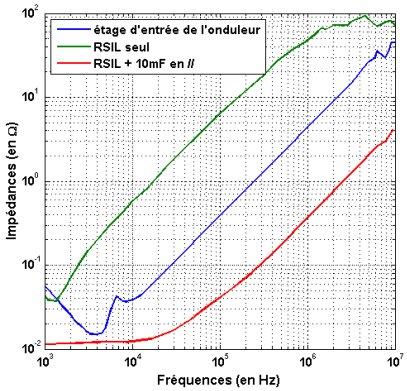
On remarque ici que la réalisation des impédances amont constitue l'une des difficultés du passage à la pratique par rapport aux simulations du chapitre précédent. En effet, il a été nécessaire d'utiliser plusieurs technologies de condensateurs pour obtenir la valeur de capacité désirée sur la plage de fréquences voulue :

- 5 condensateurs chimiques d'une valeur de 10000µF chacun et d'une tenue en tension de 63V. Ces derniers permettent d'obtenir une forte valeur mais ont un très mauvais comportement en fréquences ;
- 17 condensateurs films d'une valeur de 10µF chacun. Cette technologie permet de limité la remontée de l'impédance en hautes fréquences.

L'assemblage réalisé a été conçu de manière à limiter l'esr (résistance série) qui aurait pu être problématique comme nous pouvons le voir sur la Figure 4.1 du fait du faible écart entre l'impédance amont du RSIL modifié et celle d'entrée de l'onduleur



(a) Réalisation pratique de la capacité.



(b) Impédances mesurées.

Figure 4.5 : Réalisation et validation du dimensionnement des impédances amont.

En conclusion, le dimensionnement, réalisé au laboratoire, donne un encadrement performant une fois sur site. En effet, même si l'écart entre les impédances de l'étage d'entrée et celle du RSIL modifié est faible en deçà de 10kHz, il faut se rappeler que notre identification sera réalisée sur les points d'intérêt des spectres mesurés. Or, nous savons que ce convertisseur possède une commande MLI dont la porteuse est fixée à 20kHz, les fréquences d'intérêt seront situées au-delà de cette fréquence.

4.2.4 Réalisation pratique des mesures et calcul des spectres

Un certain nombre de mesures ont été réalisées sur le banc de tests dans le but de pouvoir procéder à différentes méthodes de post-traitement. Avant de les présenter, il semble pertinent d'effectuer des rappels de traitement du signal permettant de justifier les choix de mesures.

4.2.4.1 Positionnement du problème de mesures pratiques

Dans notre routine d'identification, nous avons choisi de réaliser une identification fréquence par fréquence à partir des tensions mesurées au niveau du RSIL lors des deux essais. De ce fait, la qualité du résultat sera donc directement dépendante de celle des mesures réalisées en termes de connexions (prise de référence des sondes de mesure) et de niveau d'acquisition.

4.2.4.1.1 Quantification et niveaux de bruit

Du point de vue de la mesure, il faut garder à l'esprit que les signaux mesurés sont des signaux de puissance. Toutefois, les informations qui sont pertinentes sur ces signaux sont des perturbations de faible amplitude. Il est donc primordial d'avoir un rapport signal sur bruit le meilleur possible. C'est pourquoi, nous avons choisi d'utiliser comme système d'acquisition des signaux un oscilloscope (LeCroy HRO 12-bits) numérisant sur 12 bits et non sur 8 bits. Cette quantification permet de diminuer le plancher de bruit de 24dB ([53]). Les mesures présentées dans la partie suivante illustreront ce gain.

4.2.4.1.2 Mesure de la phase et influence sur la mesure

Pour obtenir un modèle qui a un sens physique et qui pourra être utilisé dans la prédiction de perturbations réseaux, il est nécessaire d'obtenir notre modèle aussi bien en termes de module que de phase. C'est pour cette raison qu'il est essentiel de déterminer les amplitudes et les déphasages des tensions mesurées.

Il est donc primordial de conserver un signal de synchronisation entre les deux essais. Lors de l'exploitation des simulations, cette synchronisation n'est pas problématique dans la mesure où les commandes sont accessibles. Dans notre étude présente, vu que ces signaux ne sont pas accessibles et qu'il s'agit d'une commande MLI (dont nous ne connaissons pas la nature exacte), il n'est pas évident d'obtenir cette synchronisation.

C'est pour ces différentes raisons qu'il a été choisi de réaliser systématiquement deux acquisitions par essai :

- **Acquisition 1** : Une acquisition sur une durée courte de 50µs ce qui correspond à une période de découpage :
  - l'absence de synchronisation entre les deux essais ne nous garantissant pas que ces acquisitions soient réalisées au même moment de la MLI, il est peu probable que l'exploitation en soit pertinente ;
  - de même, la MLI ne sera pas visible dans l'exploitation de ces acquisitions dans la mesure où on ne voit qu'une unique période de découpage ce qui correspond à une seul position de la porteuse et de la modulante.
- **Acquisition 2** : Une acquisition sur une durée de 10ms soit 200 périodes de découpage :
  - l'absence de synchronisation est toujours présente mais sur une durée plus longue ;
  - sur ces 200 périodes, la probabilité d'être en présence d'une séquence complète de MLI est importante.

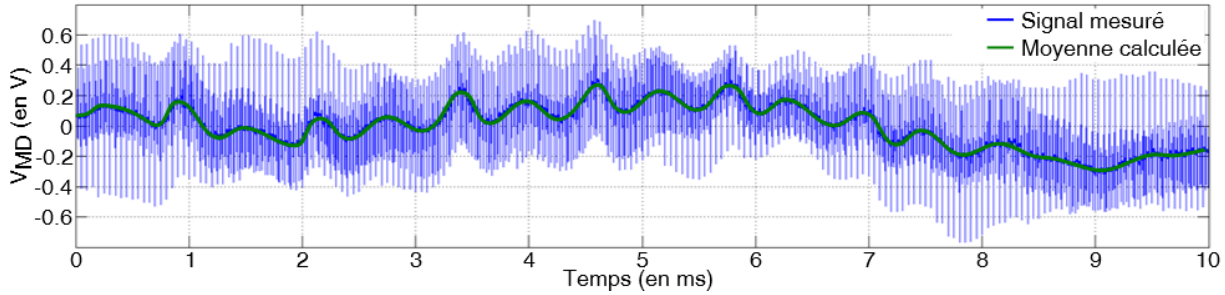
4.2.5 Post-traitements et identifications correspondantes

A partir de ces mesures, les post-traitements et identifications suivantes ont été réalisés. Dans chacun des paragraphes suivants, seule l'impédance identifiée est comparée à une référence qui provient de la mesure directe de l'impédance d'entrée du convertisseur. En effet, s'il était possible d'obtenir une modélisation de la source de courant à partir d'une autre approche, notre identification n'aurait pas lieu d'être.

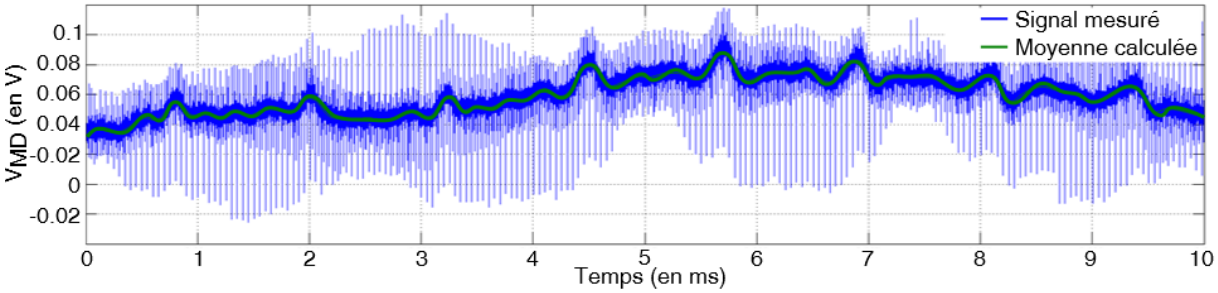
4.2.5.1 Exploitation directe de la mesure de 10ms

L'objet de cette exploitation et de limiter au strict minimum le nombre de traitements réalisés. Comme nous le présenterons, cette identification ne sera pas des plus performantes en termes de résultats mais permettra d'avoir une première vision sur l'exploitation possible des mesures. Son objectif est donc principalement de nous conforter dans notre démarche avant d'employer des techniques plus importantes de traitement de signal.

La Figure 4.6 présente les résultats des mesures qui ont été réalisées sur un temps d'acquisition de 10ms. Les pics présents dans les deux essais sont dus aux commutations et entrent parfaitement dans le cadre de notre étude.



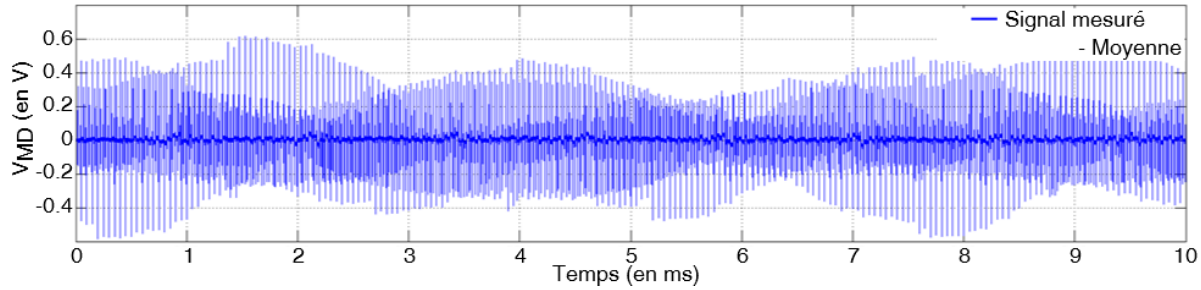
(a) Essai 1 : « RSIL seul ».



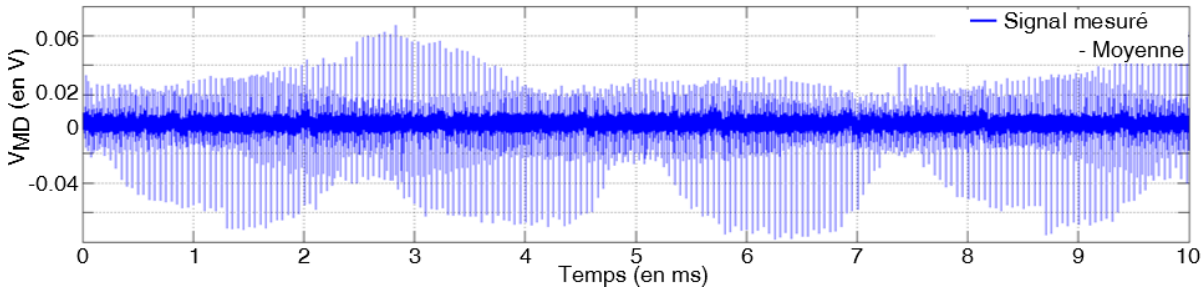
(b) Essai 2 : « RSIL + 40mF ».

Figure 4.6 : Tensions de mode différentiel et moyennes calculées.

En plus de ceux-ci, on remarque la présence de modulations plus basses fréquences qui sont liées aux fréquences de fonctionnement de la machine électrique et à des aspects de régulation. Celles-ci ayant des fréquences équivalentes beaucoup plus faibles (de l'ordre de 800Hz) ne seront pas étudiées dans nos travaux. La méthode qui a été choisie pour éliminer cette partie du signal repose sur la soustraction au signal de départ d'une moyenne glissante calculée de ce dernier qui est, elle aussi, représenté dans la Figure 4.6. On obtient alors les signaux de la Figure 4.7.



(a) Essai 1 : « RSIL seul ».



(b) Essai 2 : « RSIL + 40mF ».

Figure 4.7 : Tensions de mode différentiel : signaux exploités.

En termes d'interprétations de ces signaux, la diminution d'amplitude lors du second essai s'explique par la présence du condensateur supplémentaire. On remarque bien l'effet de la MLI au travers de deux phénomènes :

- les rapports cycliques sont différents entre deux périodes de découpage successives ;
- il existe des similitudes dans les enveloppes des signaux (décrochements caractéristiques) comme par exemple, pour le premier signal aux instants 0.19ms et 7.7ms et, pour le second signal, aux instants 1.3ms et 8.7ms. On remarque que les fréquences équivalentes de cette caractéristique pour les deux signaux est proche (133Hz et 120Hz).

Du point de vue de la modélisation, on se rappelle qu'il est nécessaire de travailler fréquence par fréquence sur les spectres des signaux. La méthode de calcul exploitant en grande partie la fonction de fft de Matlab, une étape de sur-échantillonnage est réalisée dans le but d'avoir un nombre d'échantillons multiple d'une puissance de 2 (l'algorithme « papillon » sur lequel se base cette fonction étant optimisé pour ce cas).

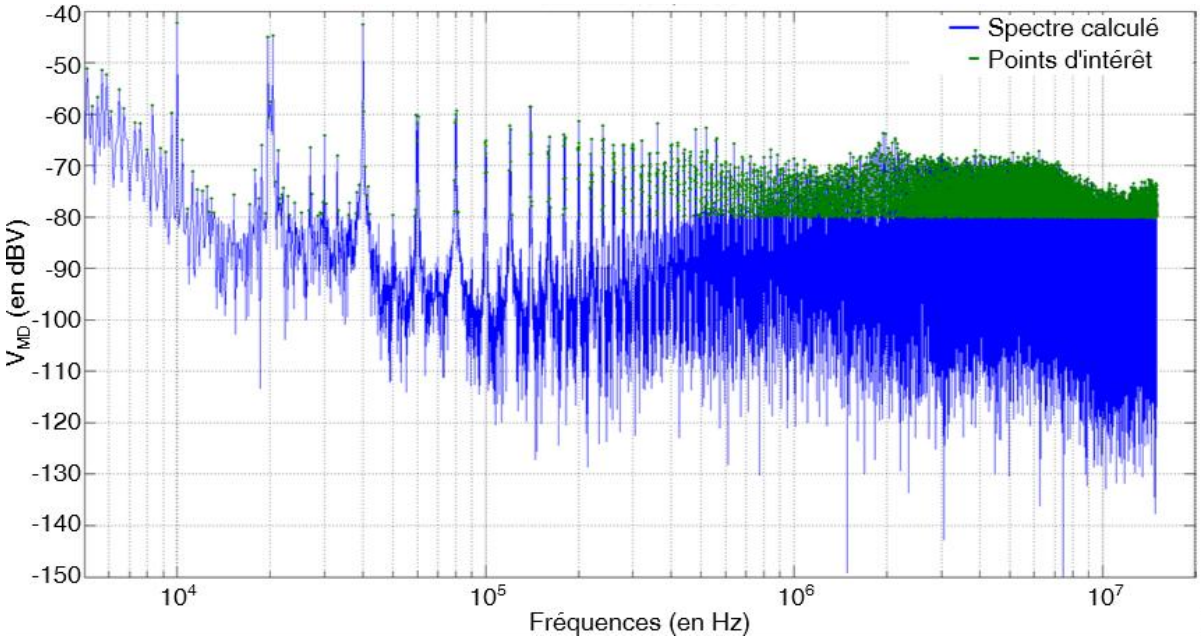
On obtient alors les spectres dont les amplitudes sont représentées en bleu dans la Figure 4.8. Il est primordial de garder à l'esprit qu'il n'y a pas de cohérence entre les phases des deux signaux temporels, et donc que la justesse de l'exploitation qui en sera faite est plus que contestable.

Malgré cela, plusieurs remarques sont intéressantes à faire sur la Figure 4.8 :

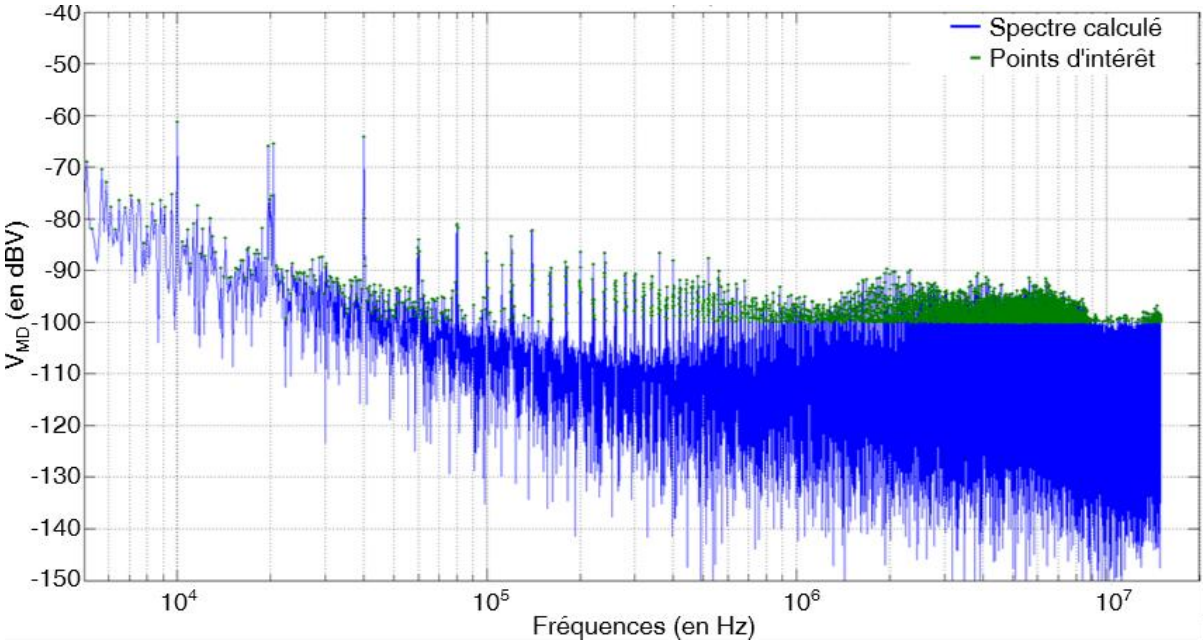
- Tout d'abord, on remarque ici encore une différente de 20dBV entre les deux signaux du fait de la présence du condensateur. Cet effet est parfaitement désirable dans la mesure où c'est celui-ci qui garantit la différence entre V_{MD1} et V_{MD2} des équations (2.29) et (2.30).
- L'influence de la MLI est parfaitement visible au travers de l'existence de raies latérales autour de la fréquence de découpage et de ces multiples. Ces spectres ne donnent néanmoins pas plus d'information sur la nature de cette commande ni de moyen de synchroniser a postériori les signaux de la Figure 4.7.
- En illustration du paragraphe 4.2.4.1.1, l'importance d'un plancher de bruit le plus faible possible est remarquable. En effet, une augmentation de 20dB de ce dernier rendrait indétectable un très grand nombre de raies au-delà de 1MHz. Il est donc indispensable de le réduire le plus possible.
- Comme nous l'avions présenté dans les chapitres Chapitre 2 et Chapitre 3, le modèle est identifié sur les points de fréquences où le convertisseur étudié est générateur de perturbations CEM. Dans le cas présent, il s'agit des raies dues au découpage et donc dépendant de la MLI. La méthode de sélection des fréquences dite d' « intérêt » est donc accomplie au travers d'une recherche des maxima par zone pour les deux spectres (a) et (b) (une limite inférieure a été à -80dB pour le premier signal et à -100dB pour le second). Une intersection entre

les deux vecteurs de fréquences a ensuite été réalisée pour réduire quelque peu le nombre de points de calcul du modèle.

On obtient alors les points d'intérêt (en vert) de la Figure 4.8. Il n'a pas été mis en œuvre une recherche très poussée sur cette méthode ici. L'objectif principal de ce paragraphe est de nous conforter dans notre approche pratique du problème.



(a) Essai 1 : « RSIL seul ».



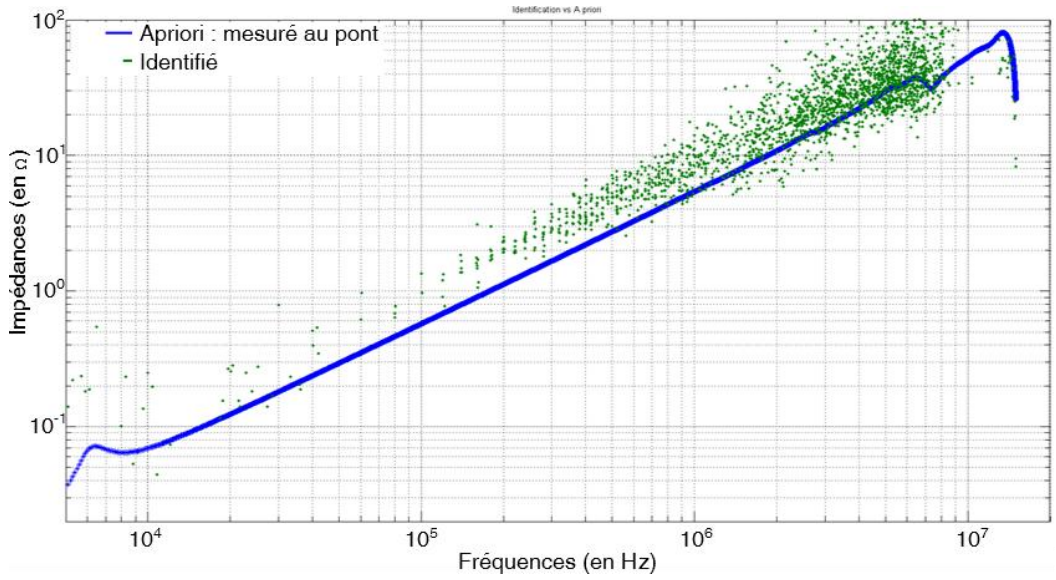
(b) Essai 2 : « RSIL + 40mF ».

Figure 4.8 : Tensions de mode différentiel : spectres calculés et points d'intérêt.

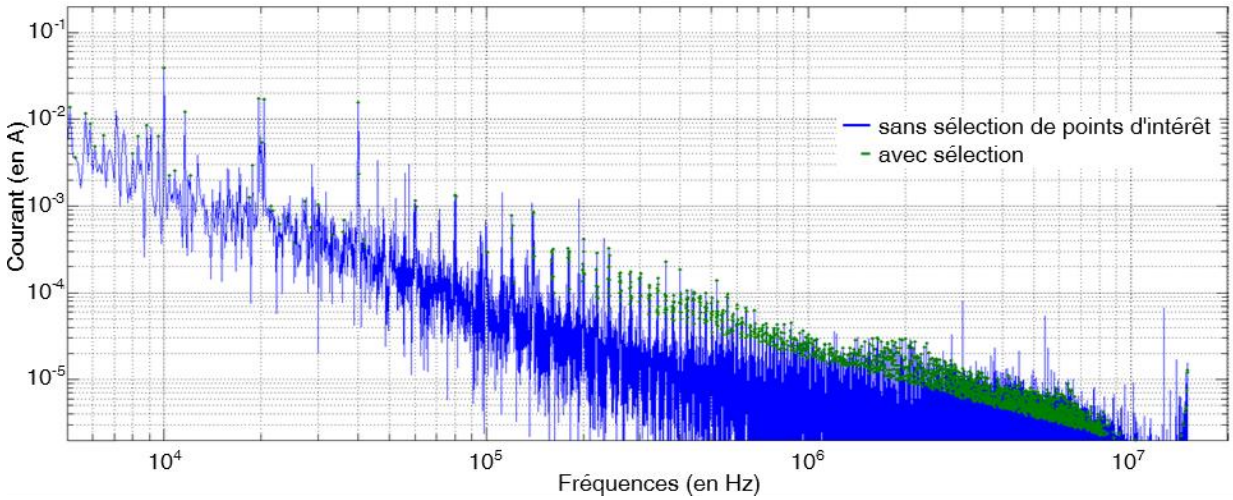
La dernière étape consiste alors à calculer le modèle 2-ports équivalent à notre onduleur par les équations (2.31) et (2.32). Le calcul a été opéré à partir de l'ensemble des spectres de la Figure 4.8 (en bleu). Toutefois, l'information est pertinente aux fréquences d'intérêt. On obtient alors le résultat présenté à la Figure 4.9.

Pour les impédances, seuls les points d'intérêt sont présentés (en vert) et comparé à l'impédance d'entrée mesurée du convertisseur (en bleu). La similitude certaine entre les deux nous conforte donc bien dans notre démarche même si le résultat n'est pas satisfaisant du point de vue du sens physique du modèle. Il est en effet fort peu probable que l'impédance varie aussi rapidement entre des fréquences aussi proches.

La source de courant identifié donne une allure avec une décroissance en fonction de la fréquence. L'influence de la MLI est ici aussi perceptible au travers de l'existence d'un certain nombre de raies latérales. Toutefois, les points supposément d'intérêt disparaissent assez rapidement dans le bruit de mesure.



(a) en vert : impédance identifiée. en bleu : impédance d'entrée mesurée.



(b) Amplitude de la source de courant (en vert, les points d'intérêt).

Figure 4.9 : Modèle identifié en mode différentiel.

En conclusion, même si le résultat présent ne peut pas être qualifié de parfait, au vu de sa rapide mise en œuvre, il reste tout de même encourageant sur les améliorations possibles. A partir de cette exploitation, de nombreux axes d'amélioration sont envisageables dans le but d'améliorer la qualité de l'identification :

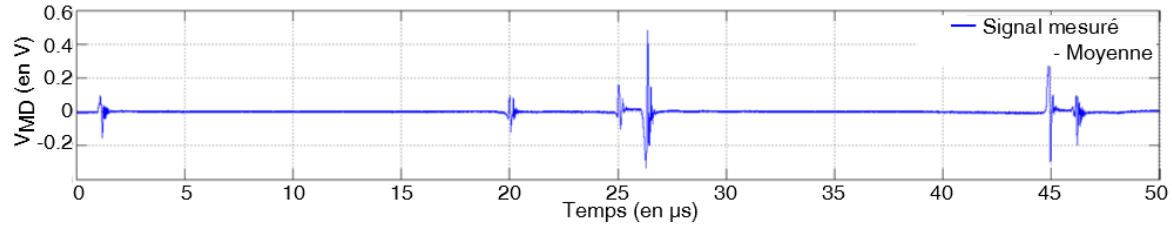
- une réelle synchronisation temporelle entre les signaux permettrait d'obtenir le déphasage entre les acquisitions. Dans la mesure où elle n'est pas réalisable au moment de la mesure, cette dernière sera à trouver dans la Figure 4.7 ;
- une meilleure prise en compte de la nature de la MLI en termes de détermination des points d'intérêt mais aussi sur la durée choisie pour le calcul du spectre ;
- une meilleure détection des points d'intérêt dans les spectres au travers de différents traitements numériques.

4.2.5.2 Exploitation de la mesure de 50µs : résolution fréquentielle et synchronisation

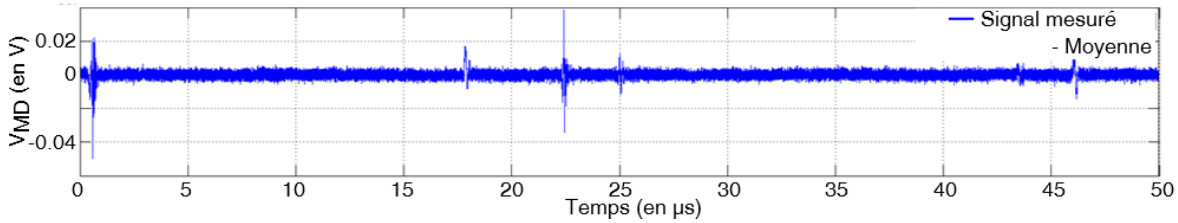
L'objectif de cette exploitation est de réaliser une identification à partir d'une durée plus courte de 50µs qui correspond à une période de découpage :

- l'information sur la MLI est perdue dans la mesure où une unique période de découpage est alors considérée. Il est plus aisé déterminer le début des périodes de découpage des deux essais et donc de les resynchroniser ;
- de plus, il est possible de dupliquer le signal un certain nombre de fois pour augmenter numériquement la résolution fréquentielle et donc faciliter la détection des points d'intérêt.

La Figure 4.10 correspond aux signaux temporels obtenus après enlèvement de la moyenne glissante. En termes d'interprétation, ces représentations temporelles ne nécessitent pas plus de remarques qu'il n'en a été faites dans l'exploitation précédente. On notera tout de même qu'il n'y a aucune garantie que les deux essais aient été réalisés au même moment de la MLI ce qui conduit à des rapports cycliques différents dans les deux essais.



(a) Essai 1 : « RSIL seul ».



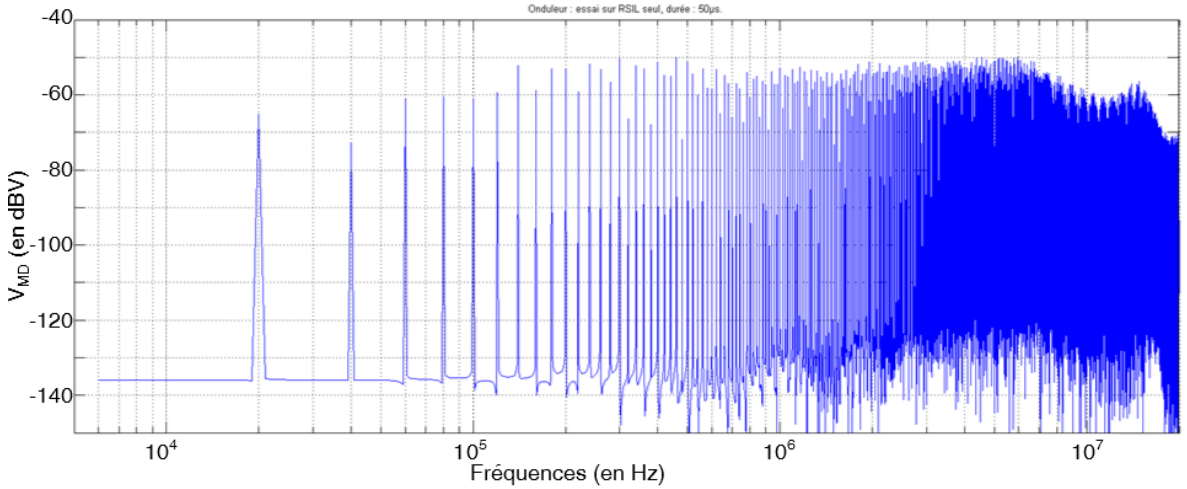
(b) Essai 2 : « RSIL + 40mF ».

Figure 4.10 : Tensions de mode différentiel : signaux exploités.

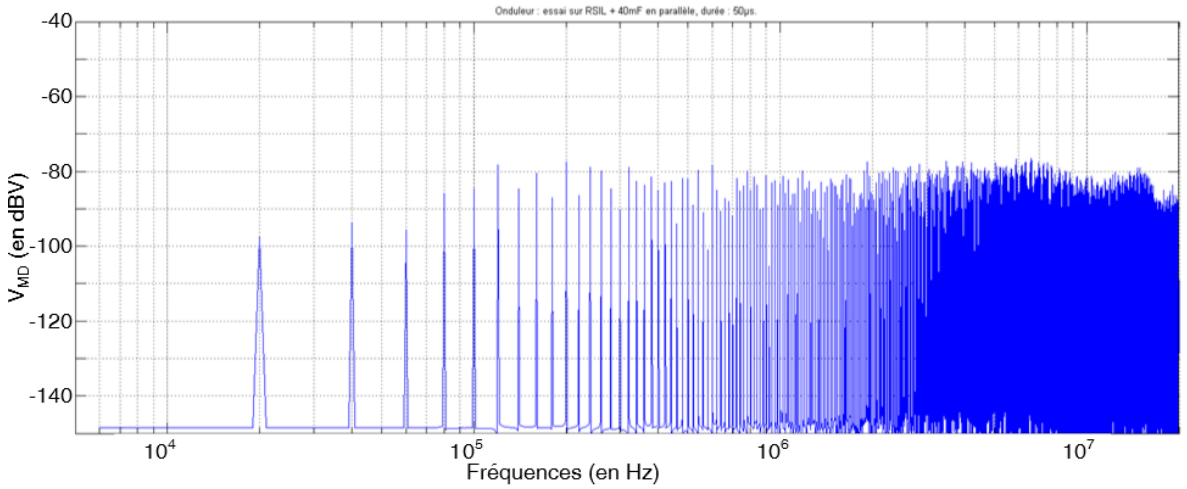
Avant de calculer les spectres correspondants à ces signaux par la même méthode que dans le paragraphe 4.2.5.1, une synchronisation artificielle entre les essais est réalisée par la méthode suivante :

- la longueur des signaux est multipliée en dupliquant / concaténant le signal de départ ;
- une période entière de découpage est sélectionnée à partir d'un instant considéré arbitrairement comme le début de la période de découpage :
    - situé autour des 1µs pour l'essai sur RSIL ;
    - situé à 0.5µs pour l'essai sur RSIL+ 40mF.

Le signal est concaténé/dupliqué 10 fois ce qui permet d'avoir un signal d'une durée plus longue. La résolution fréquentielle est alors artificiellement augmentée sans perte d'information par rapport à notre signal de départ. Puis, comme pour l'exploitation précédente, le nombre d'échantillons est ramené à un multiple d'une puissance de 2 pour optimiser les performances du calcul de la fft. On obtient alors les spectres dont les amplitudes sont présentées dans la Figure 4.11.



(a) Essai 1 : « RSIL seul ».



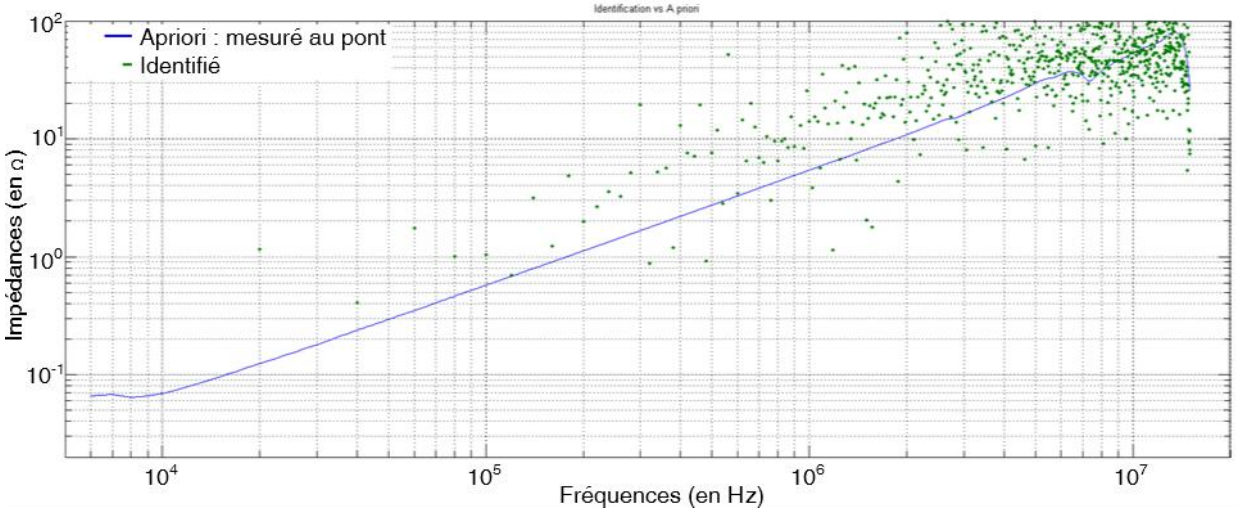
(b) Essai 2 : « RSIL + 40mF ».

Figure 4.11 : Tensions de mode différentiel : amplitudes des spectres.

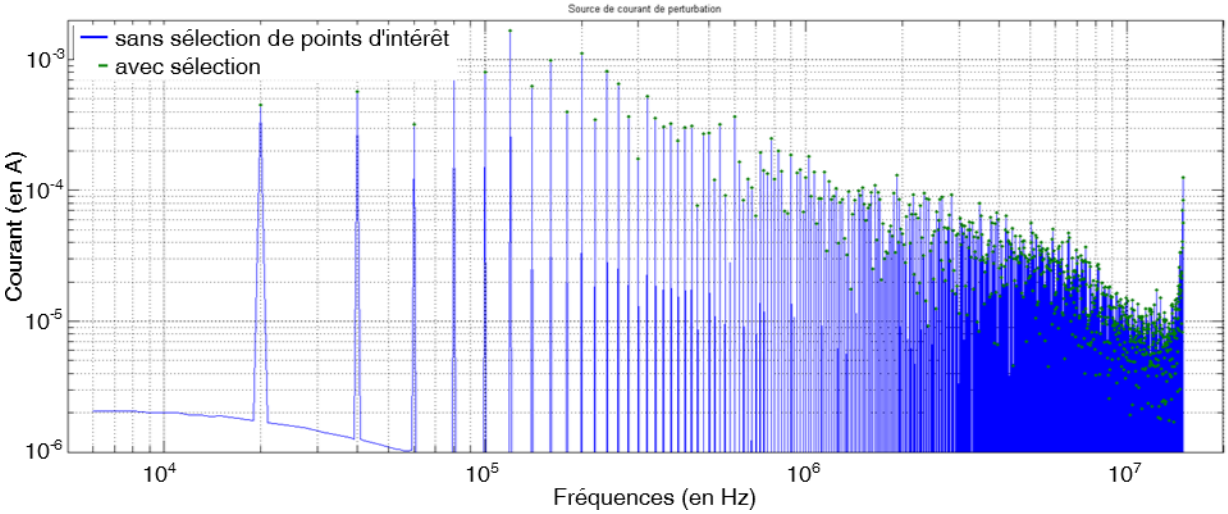
Contrairement aux amplitudes des spectres de la Figure 4.8, l'influence de la MLI n'est plus visible ici (absence de raies latérales). Ceci vient du fait que le prétraitement temporel réalisé conduit à l'étude d'un signal à rapport cyclique fixe ce qui correspond à une perte d'information.

Par ailleurs, comme les niveaux relatifs des différents harmoniques ne sont pas les même dans les deux essais, on retrouve bien le fait que les signaux de départ n'ont pas été pris aux mêmes instants de la MLI. Quant à la détection des fréquences d'intérêt, celle-ci est intrinsèquement facilitée par la nature des spectres obtenus.

L'identification est réalisée, on obtient l'impédance et la source de courant dont le module et l'amplitude sont représentés dans la Figure 4.12.



(a) en vert : impédance identifiée ; en bleu : impédance d'entrée mesurée.



(b) Amplitude de la source de courant (en vert, les points d'intérêt).

Figure 4.12 : Modèle identifié en mode diférentiel.

En comparaison avec l'identification de la Figure 4.9, le résultat obtenu n'est pas satisfaisant, vu que l'erreur par rapport à l'impédance d'entrée mesurée n'est pas réduite. De plus, il y a eu une perte d'informations non négligeable vis-à-vis de la MLI.

Comme voies d'amélioration, les pistes à approfondir sont donc :

- l'indentification sur des périodes correspondantes entre les deux essais. Ceci revient à dire que, bien qu'incomplète vis-à-vis de la MLI, l'étude sur une unique période de découpage peut être pertinente si elle est réalisée sur les même instants de la MLI ;
- même si celle-ci n'était pas parfaitement retranscrite, la MLI est visible dans les spectres de la première exploitation du fait du calcul des spectres sur plusieurs périodes de découpage. Il serait donc intéressant de déterminer le nombre de périodes de découpage nécessaire à la représentation optimale d'une séquence de la MLI.

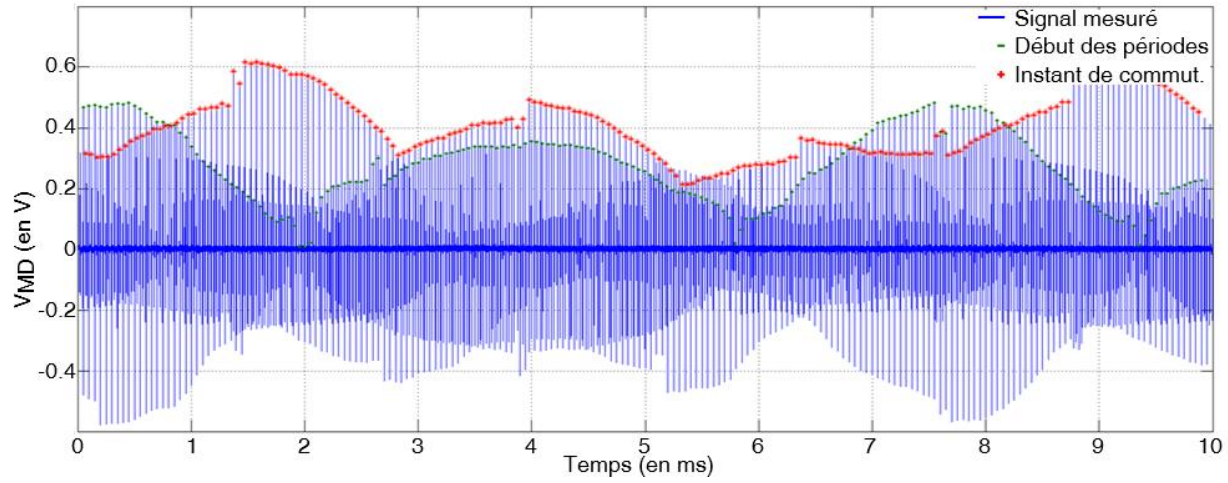
4.2.5.3 Exploitation d'un segment de 50µs : améliorations

En vue d'améliorer l'exploitation sur 50µs précédente, l'axe retenu a été de chercher dans les mesures de 10ms les périodes les plus semblables entre les deux essais. Cette démarche peut être synthétisée par les étapes décrite sur la Figure 4.13 :

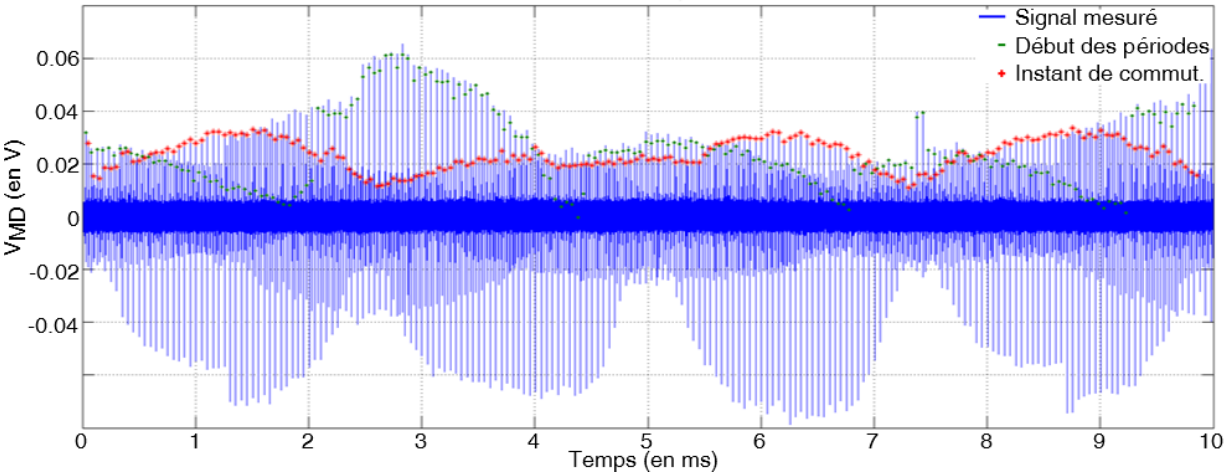
- sur les deux signaux considérés, détection de toutes les périodes (avec une tolérance sur la valeur effective de la période) : on obtient alors les points rouges de la Figure 4.13 ;
- détection de tous les instants de commutation (αT_{dec}) pour les deux essais : ces temps correspondent aux points verts de la Figure 4.13 ;
- recherche des périodes les plus semblables entre les deux signaux. Il s'agit de la période qui aura la même durée et le même rapport cyclique.

Même si elle n'est pas parfaite, cette méthode permet maximise les chances de se trouver au même instant de la MLI dans les deux essais. Dans notre cas, 42 couples de périodes ont été retenus.

Les traitements et les calculs de spectre ont ensuite été réalisés pour chacun des couples à partir de la même méthode que dans le paragraphe 4.2.5.2. Les allures des amplitudes des spectres obtenus étant comparables à celles de la Figure 4.11, la sélection des points d'intérêt n'est pas plus problématique.



(a) Essai 1 : « RSIL seul ».

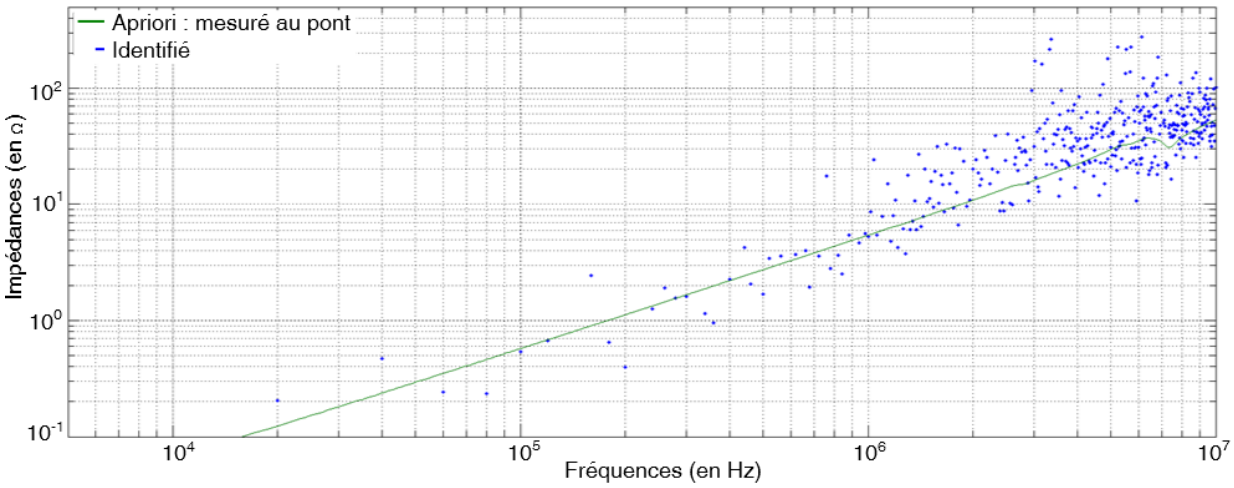


(b) Essai 2 : « RSIL + 40mF ».

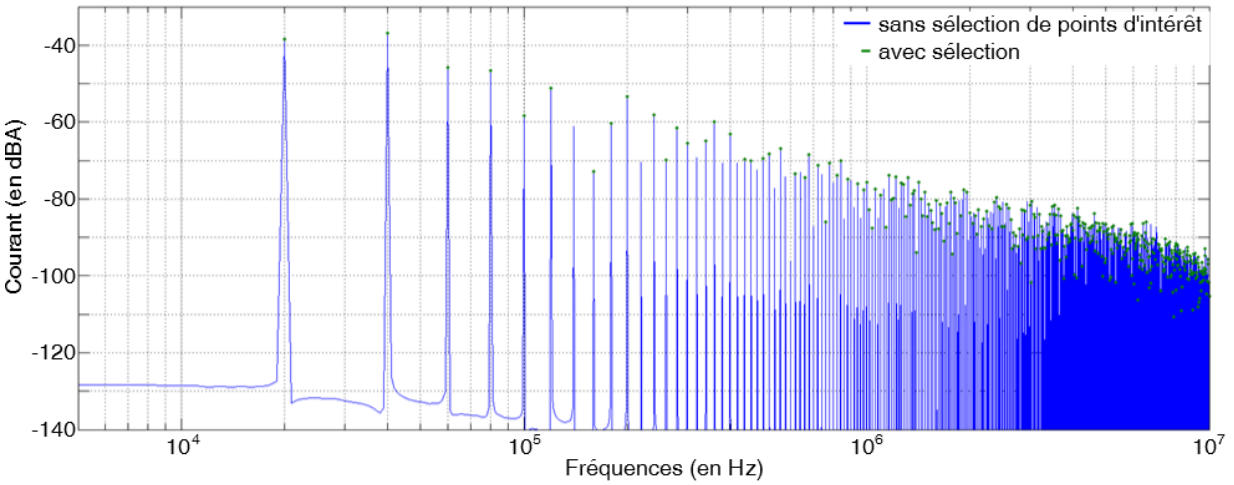
Figure 4.13 : Recherche de synchronisation(s) temporelle(s).

42 identifications ont été réalisées à partir des 42 couples de spectres. La Figure 4.14 présente un des résultats pour l'impédance et pour l'amplitude du spectre de la source de courant.

Par rapport aux résultats présentés dans la Figure 4.9 et Figure 4.12, ce dernier est plus satisfaisant vis-à-vis de la corrélation avec l'impédance d'entrée mesurée de l'onduleur. En ce qui concerne la source de courant, l'interprétation de la figure n'est pas évidente dans la mesure où nous ne possédons pas de point de comparaison. On peut toutefois se rappeler que la méthode d'identification proposée ici ne prend toujours pas en compte la commande MLI ; il manque donc nécessairement des raies dans le spectre identifié de la Figure 4.14.



(a) en vert : impédance identifiée ; en bleu : impédance d'entrée mesurée.



(b) Amplitude de la source de courant (en vert, les points d'intérêt).

Figure 4.14 : Modèle identifié en mode différentiel.

4.2.6 Conclusion de l'identification de l'onduleur

L'identification proposée ici sur l'onduleur présente des résultats plus qu'encourageant en termes d'applications industrielles de la méthode développée. La prise en compte des conditions d'indentification (absence de signal de synchronisation, choix du positionnement des mesures), la réalisation pratique des impédances amont d'identification (dimensionnement et choix des technologies de capacités, mise en œuvre) ainsi que les méthodes de traitement du signal appliquées ont permis d'améliorer l'identification initiale.

Plusieurs points restent problématiques :

- la prise en compte de la MLI est à améliorer. Pour cela, à partir de la table des périodes de découpage (comprenant la durée de la période et la valeur du

rapport cyclique), une recherche d'une série la plus longue possible dont les périodes successives correspondent au mieux entre les deux essais permettrait de récupérer l'information sur la MLI ;

- la recherche des fréquences d'intérêt dans le cadre d'une MLI dont on ne connait pas les caractéristiques peut rapidement devenir incertaine. En effet, les raies latérales peuvent se trouver noyées sous le niveau de bruit ;
- la synchronisation entre les deux essais constitue le point le plus dur du passage à la pratique dans la mesure où cette synchronisation simplifierait radicalement notre approche.

L'identification réalisée ici sur l'onduleur, bien qu'étant encourageante sur la faisabilité de l'utilisation des modèles de type « boîte noire » dans l'étude des réseaux, met très nettement en avant l'importance d'une synchronisation entre les différentes acquisitions. Cette problématique sera très certainement présente dans de nombreux réseaux. De ce fait, il est fort probable que l'ajout de connaissances (par exemple sur la commande) simplifie l'identification et soit plus en adéquation avec des attentes industrielles.

4.3 Application au hacheur 48V-12V

En principe, la démarche d'identification du hacheur est la même que pour l'onduleur. Il est nécessaire de se placer dans la situation où le hacheur est seul avec le RSIL.

Notre étude se limitant à l'étude du réseau 48V, on considérera le réseau 12V comme une charge. La Figure 4.15 présente cette configuration d'identification.

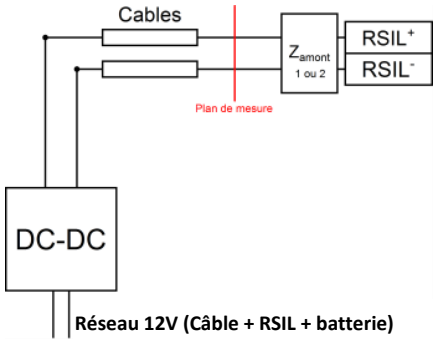


Figure 4.15 : Configuration d'identification.

4.3.1 Caractéristiques du convertisseur et dimensionnement des impédances amont d'identification

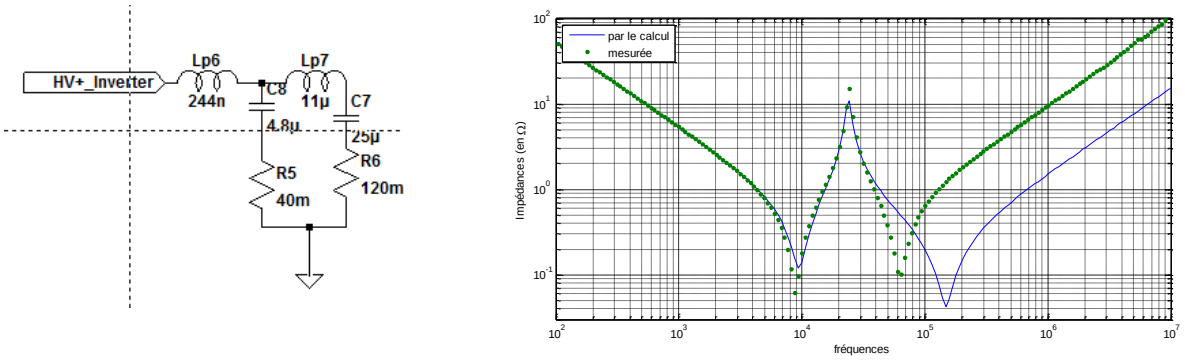
4.3.1.1 Présentation du convertisseur

Les informations qui nous ont été transmises par l'industriel sont que ce convertisseur découpe à une fréquence de 200kHz avec un rapport cyclique fixe. A partir des mesures que nous avons réalisées, la fréquence de découpage apparente étant de 600kHz, nous pouvons supposer qu'il s'agit d'une structure avec entrelacement.

Du point de vue de notre méthode d'identification, la connaissance de ces informations n'est pas essentielle. Ces dernières nous permettent tout de même de supposer que la recherche des fréquences d'intérêt sera facilitée du fait de l'absence de raies latérale noyées dans le plancher de bruit.

4.3.1.2 Obtention de l'impédance apriori

Comme pour l'onduleur, un modèle du filtre d'entrée nous a été fourni par l'industriel. Nous avons de même confronté ce modèle à nos mesures. On obtient alors le résultat de la Figure 4.16.



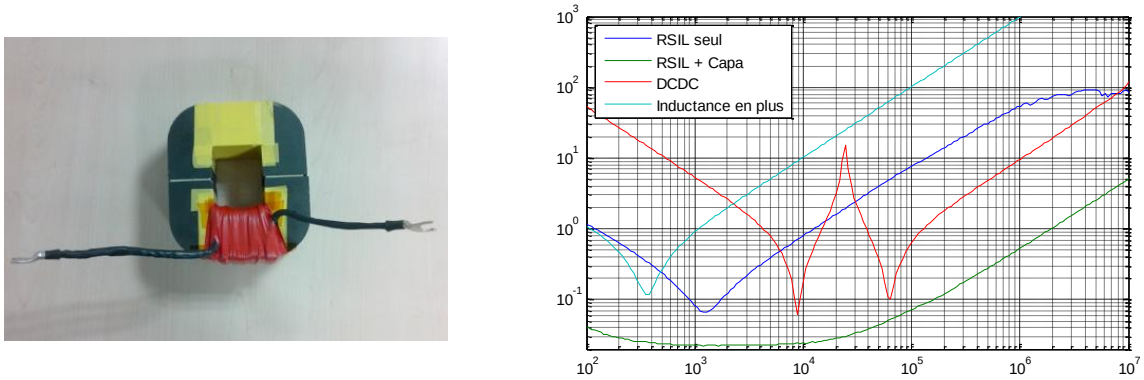
(a) Filtre d'entrée du hacheur. **(b) Impédance du filtre.**

Figure 4.16 : Impédance apriori du hacheur.

L'écart entre le modèle et la mesure provient ici encore de l'inductance du câble d'environ 60cm qui est de 0.6µH. La présence de cette inductance n'est ici encore pas problématique en termes d'identification de modèle. Il suffira de la soustraire (Figure 4.4).

4.3.1.3 Impédances amont : dimensionnement et réalisations pratiques

En comparant l'impédance d'entrée de l'onduleur à celle du hacheur, on constate que la seconde est plus élevée que la première autour de 200kHz. Du point de vue du dimensionnement des impédances amont qui a été réalisées pour l'étude de l'onduleur, cette remarque implique que le RSIL seul ne constitue pas une impédance suffisamment élevée pour l'indentification. C'est pourquoi il a été nécessaire de réaliser, en plus de la capacité de forte valeur, une inductance de 50µH capable de supporter un courant allant de 20 à 50A. La Figure 4.17 présente la réalisation pratique de l'inductance ainsi que les impédances amont d'identification par rapport à l'impédance d'entrée du hacheur.



(a) Réalisation pratique de l'inductance. **(b) Impédances mesurées.**

Figure 4.17 : Réalisation et validation du dimensionnement des impédances amont.

4.3.2 Caractéristiques du réseau et impacts sur l'identification

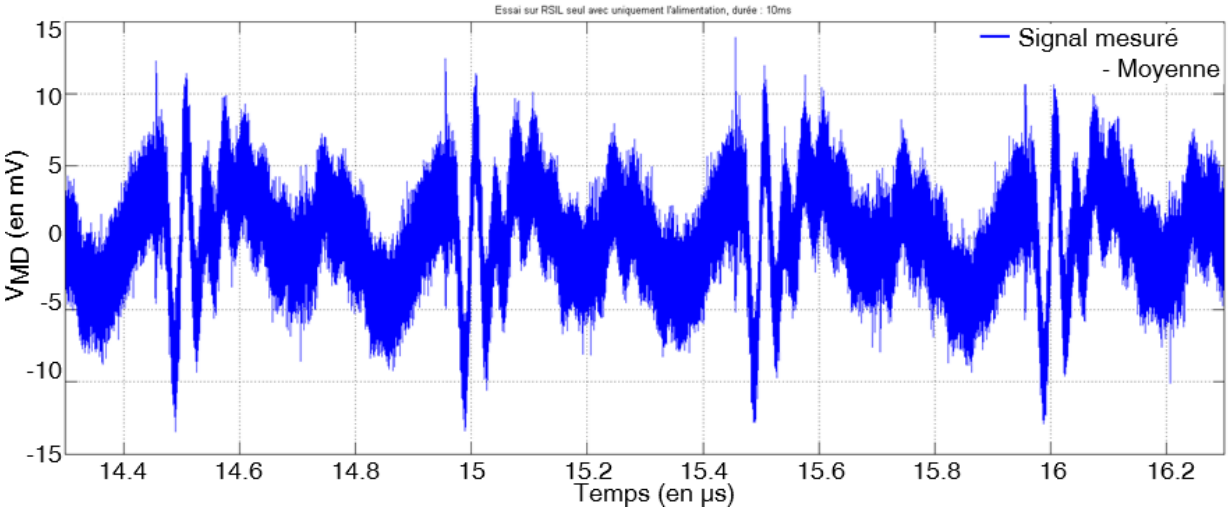
4.3.2.1 Présentation de la problématique

Sur le plan pratique au moment de nos mesures sur la plateforme industrielle, une caractéristique de la configuration du banc de mesure a particulièrement été problématique pour l'identification du hacheur. En principe, ce dernier réalise la conversion de l'énergie entre le réseau 48V où sont présents l'onduleur, le RSIL-48V et le réseau 12V où se situent RSIL-12V et batterie. Malheureusement, lors de nos essais, la configuration n'était pas celle-ci :

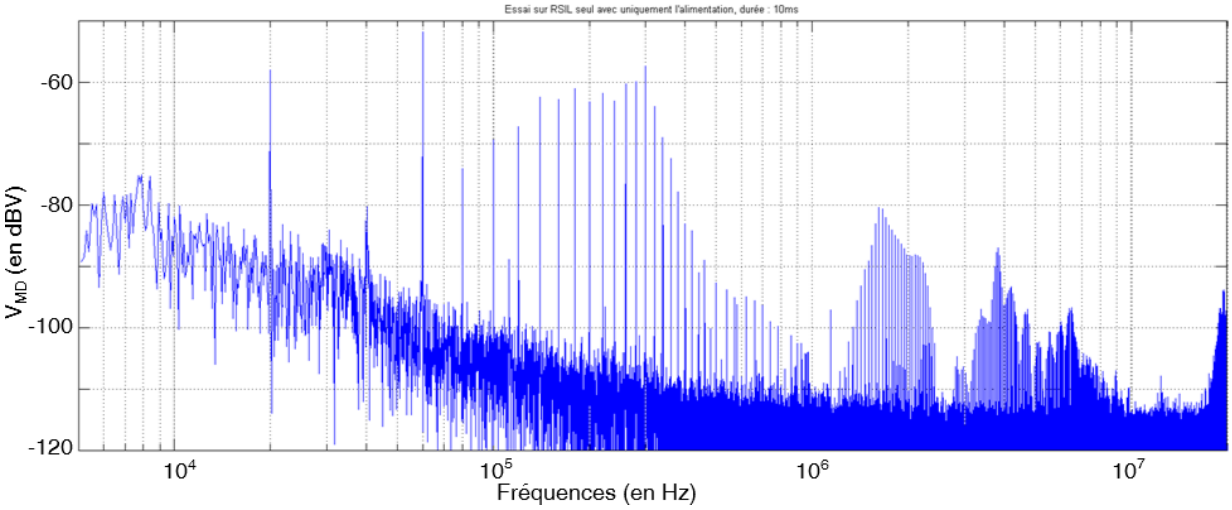
- La batterie n'était pas présente et avait été remplacée par une charge quelconque. Ce point n'est pas particulièrement problématique car, bien qu'entrainant la modification de la charge du hacheur (on rappelle que le réseau étudié ici est le réseau 48V et donc que tout ce qui est en aval du hacheur constituera une charge pour ce dernier) et par la même occasion potentiellement de son point de fonctionnement, la mise en application de la méthode est possible.
- Le RSIL-48V et l'alimentation de puissance 48V continu qui se situe en amont de ce dernier génère un niveau de perturbations non négligeable pour notre étude (cet effet provient d'un mauvais réglage au niveau du RSIL que nous ne pouvions modifier dans les délais impartis ainsi que de la qualité de l'alimentation que nous ne contrôlions pas). Les mesures, que nous avons réalisées au niveau du « plan de mesure » de laFigure 4.15, furent donc fortement perturbées par cet effet.

Par rapport à l'identification que nous avons réalisée sur l'onduleur, ces perturbations issues de l'alimentation n'étaient pas présentes puisque cette dernière était à l'arrêt (machine + onduleur en fonctionnement générateur). En effet, lors du fonctionnement de référence du banc, l'onduleur fonctionne en redresseur commandé alimenté par une génératrice. Ainsi, l'alimentation 48V est à l'arrêt et les perturbations mesurées sur le RSIL correspondent bien uniquement à celles de l'onduleur.

Pour le hacheur, c'est la nécessité d'alimenter le réseau par une autre source, qui, placée en amont du RSIL, ne devrait pas générer de perturbations notables au niveau de notre plan de mesures.



(a) Mesure temporelle.



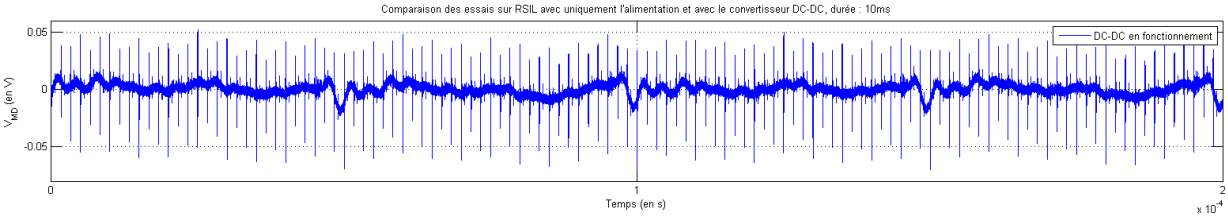
(b) Amplitude du spectre.

Figure 4.18 : Mesure de V_{MD} au niveau du plan de mesure (Figure 4.15) : influence de la source en amont du RSIL, convertisseur à l'arrêt.

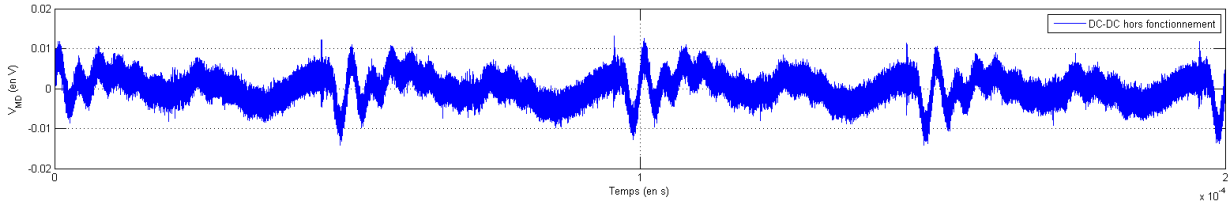
La Figure 4.18 ci-dessus représente les mesures temporelles qui ont été réalisées ainsi que l'amplitude du spectre correspondant. Hormis la soustraction de la valeur continue (qui a été calculé à l'aide d'une moyenne glissante), aucun traitement particulier n'a été effectué. On remarque que le bruit généré par l'alimentation en amont du RSIL est d'un niveau non-négligeable sur une grande partie de la plage de fréquences qui nous intéresse (200kHz – 4MHz).

4.3.2.2 Mesures et analyses

Afin de vérifier notre hypothèse selon laquelle il n'est pas possible de distinguer les perturbations ayant pour origine l'alimentation de celles issues du hacheur, un essai a été réalisé sur une durée de 10ms. La Figure 4.19, qui est un agrandissement des mesures réalisées, met en avant la présence non-négligeable de ces dernières.



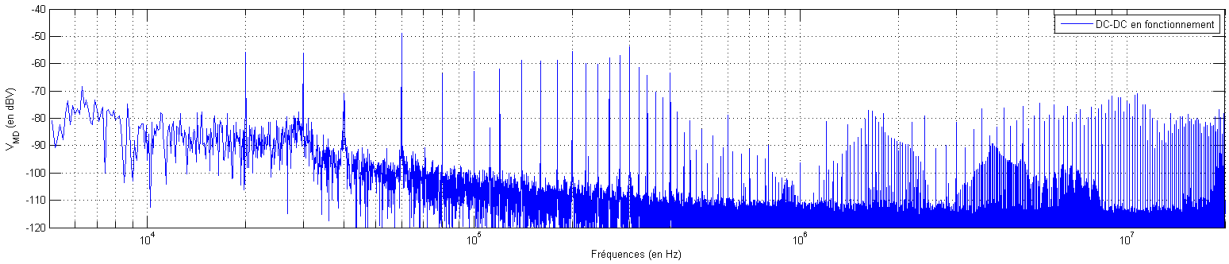
(a) Hacheur en fonctionnement.



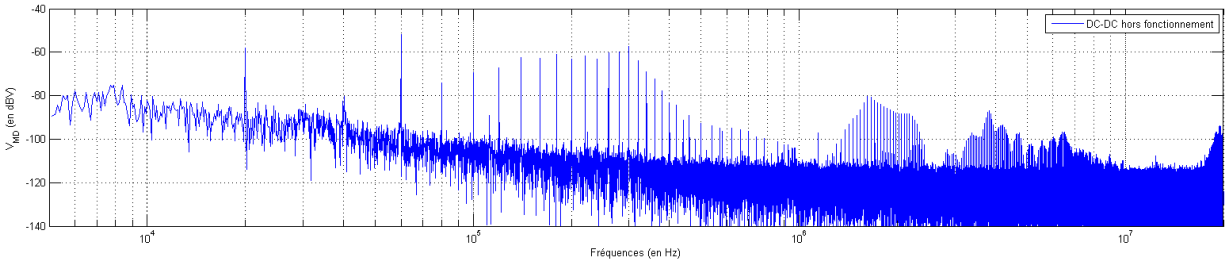
(b) Hacheur hors fonctionnement.

Figure 4.19 : Mesures temporelles au niveau du RSIL, influence de l'alimentation.

Du point de vue des amplitudes des spectres (Figure 4.20), on constate qu'il est difficile de distinguer les raies générées par l'un ou par l'autre. En effet, il est possible de distinguer les harmoniques de découpage du hacheur de manière claire à partir de 2MHz ce qui correspond à la fréquence à laquelle le pont de mesure d'impédance n'avait pas une calibration suffisante.



(a) Hacheur en fonctionnement.



(b) Hacheur hors fonctionnement.

Figure 4.20 : Amplitudes des spectres des tensions au niveau du RSIL, influence de l'alimentation.

Ainsi, une identification à partir de ces acquisitions conduirait à l'identification d'un modèle dont les sources de perturbations représenteraient les perturbations issues de deux origines différentes : le hacheur **et** l'alimentation en amont du RSIL.

4.3.3 Voies d'amélioration

Des tentatives d'extraction du bruit de l'alimentation (en temporel ou en fréquentiel) ont été réalisées mais n'ont pas conduit à des résultats concluant pour l'instant.

Plusieurs pistes d'amélioration sont à creuser en vue de l'identification du hacheur :

- la mise en place d'un banc de test où l'alimentation ne pollue pas de cette manière en aval du RSIL. Cette possibilité pourrait être facilement réalisable.

  Du point de vue de l'électronicien de puissance et de l'étude CEM, cette approche sera à privilégier dans la mesure où elle se place dans le cadre de l'étude CEM classique où le RSIL représente la borne amont de l'étude ;

- l'identification du modèle de l'alimentation comme source de perturbation par notre méthode. Ceci suppose de réaliser une mesure de son impédance, le dimensionnement des impédances amont et de réaliser la démarche proposée dans le manuscrit.

  A la suite de cette identification, on pourra remplacer les impédances amont des schémas de la Figure 2.11 par un modèle de Norton correspondant aux impédances amont (ici RSIL + câble + impédances de l'alimentation ou C_{shunt} + câble + impédance de l'alimentation) et à la source de perturbations ramener au niveau du RSIL.

  Cette technique, bien que résolvant le problème de la source d'alimentation pose un problème conceptuel car elle repousse les limites de notre étude en remontant en amont du RSIL. Il est alors possible de se demander jusqu'où l'étude doit remonter et quel est alors le rôle du RSIL dans cette étude s'il ne remplit pas sa fonction de filtre ;

- une meilleure analyse en termes de traitement du signal des mesures réalisées pourrait conduire à des spectres plus facilement exploitables sans nécessiter la réalisation d'essais supplémentaires.

  Cette solution, bien que plus simple en termes de présence sur le site industriel pose le problème des compétences à mettre en œuvre.

4.4 Conclusions

L'identification réalisée sur l'onduleur ainsi que les différentes techniques de traitement du signal mises en œuvre permettent de conclure sur la possibilité d'appliquer la méthode développée en laboratoire dans un contexte industriel. Toutefois, un certain nombre de points restent critiques.

- La nécessité d'une synchronisation entre les différents essais rend obligatoire :
  - soit, antérieurement à l'étude, une analyse des signaux de commande s'ils sont accessibles ;
  - soit la mise en place d'un traitement important des signaux pour obtenir en post-traitement une telle synchronisation.
- La difficulté d'analyser les spectres obtenus devient prioritaire lorsque la commande est plus élaborée qu'une commande à rapport cyclique et fréquences de découpage fixes (MLI, glissante, …).
  En effet, il devient rapidement difficile de détecter les points d'intérêt par rapport au niveau de bruit.
- La qualité des mesures temporelles en termes de rapport signal sur bruit est critique vu qu'elle a un impact direct sur la plage de fréquences d'identification.

De plus, les essais réalisés avec le hacheur 48V-12V mettent en avant l'importance du banc de test sur lequel les mesures sont réalisées. On a constaté que la présence de plusieurs sources de perturbations rend toute identification impossible avec les techniques de traitement du signal mises en œuvre. En effet, il faudrait modifier la structure présentée dans la Figure 2.11 de telle sorte à avoir une source de perturbations en amont de Z_{amont}. Ceci nécessite alors l'identification antérieure de l'alimentation en tant que source de perturbations. La qualité et la connaissance du banc de test est donc primordiale pour notre étude.

En ce qui concerne la mise en œuvre pratique des impédances amont (inductances et condensateurs), même si elle suppose un certain savoir-faire, n'est pas critique dans notre cas.

En conclusion, bien que fort encourageant au vue des résultats d'identification de l'onduleur, la mise en pratique de la méthode sur un réseau industriel met en lumière la grande complexité d'analyse de ce type d'architecture.
En effet, les réseaux industriels possèdent une difficulté supplémentaire dans la mesure où le fonctionnement d'un convertisseur pourrait être soumis à celui d'un autre (comme c'est le cas ici pour le hacheur par rapport à l'onduleur). De ce fait, il devient complexe de mettre en place des conditions d'identification correspondant à ce qui a été théoriquement établi comme nécessaire.

Chapitre 5.

Conclusions et perspectives

5.1 Bilan et conclusions

Les véhicules de transport tendent à utiliser de plus en plus des énergies dites propres. De ce fait, les structures des réseaux électriques embarqués tendent à se complexifier que ce soit en termes d'architecture, de nombre de convertisseurs d'électronique de puissance connectés ou bien des technologies utilisées dans ces derniers.

En complément de l'approche normative, où le convertisseur est étudié seul dans un environnement normalisé, cette thèse de modélisation CEM de convertisseurs statiques se place dans le cadre particulier des réseaux pour lesquels :

- la connaissance de la structure interne du convertisseur étudiée n'est pas nécessaire à la réalisation de son modèle. La méthode développée se base uniquement sur des mesures extra-convertisseurs. Cette approche possède l'avantage de garantir aux fabricants une certaine confidentialité sur l'architecture interne des convertisseurs tout en permettant à l'équipementier d'étudier les effets de ces derniers sur son réseau de bord ;
- le réseau sur lequel les convertisseurs sont modélisés peut posséder une architecture complexe par rapport à l'approche « convertisseur seul sur RSIL ». Pour plus de réalisme, le fonctionnement normal d'un convertisseur peut être soumis au fonctionnement d'autres convertisseurs du réseau. Ainsi, les impédances qui seront mises face au convertisseur étudié devront représenter la réalité de ce réseau qui ne sera alors pas nécessairement bien connu. Même si ce n'est pas ce qui a été réalisé au cours de cette thèse, ce point est important puisqu'il remet en question l'utilisation systématique des RSIL puisqu'ils faussent le comportement réel sur réseau ;
- la montée en fréquence des technologies utilisées dans les convertisseurs conduit à la nécessité d'un modèle sur une plage de fréquences allant au-delà des 30MHz conventionnels imposés par les normes. Pour ce travail, une plage allant de la fréquence de découpage jusqu'à 100MHz était visée.

En définitive, l'objectif principal de cette thèse a été de réaliser un protocole d'identification clairement défini dans le but de renseigner un modèle de type « boîte noire » compatible avec les convertisseurs statiques.

Ce modèle a été choisi pour :

- son faible nombre d'éléments, le rendant compatible avec l'analyse d'un réseau où de nombreux convertisseurs seront présents ;
- sa généricité qui permet d'établir une méthode d'analyse systématique.
- sa compatibilité avec l'étude classique en mode commun – mode différentiel qui, dans le cadre de la séparation de modes, le rend même plus simple à utiliser.

L'envie de donner du sens physique aux éléments de ce modèle a été une clé dans son identification. De ce fait, les nombreux modèles CEM de convertisseurs statiques qui existent et qui possèdent une utilité (par exemple, dans le cadre du dimensionnement des filtres CEM d'entrée) n'ont pas été laissés de côté. Il a donc été choisi de réaliser dès que possible un lien formel entre les différents modèles.

Ainsi, dans un premier temps, les travaux réalisés ont donc permis, à partir de modèles exhaustifs, d'établir le modèle « boîte noire ». Cette étape, qui ne constitue pas le cœur de cette thèse, nous a permis d'avoir un « point de repère » de ce qui est recherché au travers d'une identification extra-convertisseur. Il s'agit donc d'une analyse dite « apriori ».

Le formalisme utilisé lors de l'utilisation des modèles exhaustifs mais aussi lors de l'analyse des états des interrupteurs de puissance rend cette approche robuste et exploitable dans d'autres études. En effet, même si notre étude se concentre sur l'émissivité des convertisseurs, d'autres travaux pourront s'intéresser aux chemins de propagation des perturbations. Le formalisme mis en place pourrait être utile si l'on souhaite considérer uniquement les impédances du convertisseur vues du réseau.

Cette étude a aussi permis de légitimer l'approche classique de mesures d'impédances de convertisseurs qui consistent à ramener ces dernières à principalement l'étage des filtres d'entrée des convertisseurs industriels.

Le protocole d'identification mis en place a été amélioré ici de sorte qu'il soit le plus compatible possible avec le fonctionnement normal du convertisseur. En parallèle de ceci, une analyse de sensibilité vis-à-vis du choix des conditions d'identification a eu pour but de rendre ces dernières moins empiriques.

Par l'utilisation de multiples simulations, l'application de la méthode développée a permis de mettre en évidence la robustesse des routines mises en œuvre mais aussi de mettre en avant les limites d'applications actuelles. Ainsi, on notera que :

- la prise en compte des couplages de modes n'est pas possible à l'heure actuelle au travers de la méthode proposée ici en l'état ;
- une forte sensibilité des résultats est présente vis-à-vis de la qualité des mesures. Ce point est présent de manière générale dans des études CEM plus conventionnelles.

Une analyse de l'impact des termes de couplage de modes a par ailleurs été proposée de sorte que, même s'ils ne peuvent être pris en compte pour le moment, leurs impacts (et donc la justesse du modèle « boîte noire ») sont mesurables.

La mise en œuvre de la méthode d'identification sur un « réseau automobile » a permis de présenter les possibles applications de cette dernière. Les résultats obtenus, même s'ils restent perfectibles montrent la faisabilité et la compatibilité avec le milieu industriel. Un certain nombre de difficultés qui sont en général absentes dans le cadre du laboratoire universitaire ont par ailleurs été soulevées. On peut citer :

- les difficultés pratiques de réalisations, sur un même support, de plusieurs essais non simultanés mais dont le synchronisme doit être garanti ;
- la lourdeur des techniques de traitement du signal qui doivent être mises en œuvre pour rendre les acquisitions compatibles avec l'analyse réalisée.

Pour ces raisons, il est possible de dire que la méthode développée présente des apports en termes de modélisation des émissions conduites des convertisseurs statiques en vue de l'étude des réseaux embarqués complexes.

5.2 Perspectives

Les suites de cette thèse doivent être vues à différents horizons temporels en fonction de la priorité de ces dernières. Nous présenterons donc une liste non exhaustive des voies à explorer dans la continuité de ces travaux.

A court terme, il semble essentiel de réaliser l'étude d'un réseau élémentaire constitué de convertisseurs qui ont été étudiés en simulation. Ceci permettrait, à peu de frais, de mettre en avant l'intérêt de la méthode en termes de rapidité de simulation du réseau.

En parallèle, une automatisation des scripts rédigés au long des 3 années semble nécessaire maintenant que la robustesse de ces derniers a été prouvée en simulation **et** sur un dispositif industriel. Toutefois, l'étape de prétraitement, comprenant entre autres la synchronisation des acquisitions, doit être améliorée par le biais d'une approche exploitant des techniques plus approfondies de traitement du signal.

A moyen terme, la prise en compte des couplages de modes semble ensuite prioritaire. A cet effet, l'utilisation d'une méthode d'optimisation comme présentée dans le chapitre 2 semble intéressante. On pourrait aisément imaginer prendre comme l'étape initiale de l'algorithme utilisé pour le modèle 3-ports identifié pour lequel les couplages de modes ont été négligés.

Une adaptation plus grande au besoin industriel sera aussi à envisager. Dans le cadre d'une étude CEM des réseaux, certaines informations sur les convertisseurs utilisés sont connues. A titre d'exemple, s'il s'agit de la commande du convertisseur, le traitement des signaux en est simplifié. De même, si la structure du filtre d'entrée est connue, il est alors possible de réaliser un modèle « boîte grise » dans lequel l'étage d'entrée constituerait l'étage de filtre à la suite duquel un modèle « boîte noire » des sources (et impédances internes) serait accolé.

Ainsi, il serait possible de voir l'impact d'une modification du filtre d'entrée directement sur l'ensemble du réseau.

Cette approche « boîte grise » conduit directement à des perspectives à long terme où il sera intéressant de définir clairement des critères de retour sur la conception du convertisseur à partir de l'étude sur le réseau embarqué. Cette représentation ouvrirait alors les portes de l'étude CEM prédictive à l'échelle du réseau, de l'analyse des interactions entre les différents étages d'entrée des convertisseurs interconnectés et, in fine, l'implémentation de filtrage centralisé et non plus réparti sur l'ensemble des convertisseurs. Le gain en volume, de masse ou de coût pourrait être significatif et rentrerait bien dans le cadre d'une approche durable des réseaux électriques embarqués dans les véhicules de transports terrestres et aéroportés.

Bibliographie

[1] M. Jordan, T. Do Thanh, H. Langkowski, et D. Schulz, « Harmonic network impedance identification with pulse response analysis », in *Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS), 2013 3rd International Conference on*, 2013, p. 1–6.

[2] M. Mardiguian, *Manuel Pratique de Compatibilité Electromagnétique*, Hermes., vol. 2ème édition revue et augmenté,. 2003.

[3] M. Jin, M. Weiming, P. Qijun, K. Jun, Z. Lei, et Z. Zhihua, « Identification of Essential Coupling Path Models for Conducted EMI Prediction in Switching Power Converters », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, n° 6, p. 1795‑1803, nov. 2006.

[4] M. Ciobotaru, V. Agelidis, et R. Teodorescu, « Line impedance estimation using model based identification technique », *Power Electron. Appl. EPE 2011 Proc. 2011-14th Eur. Conf. On*, p. 1‑9, août 2011.

[5] T. De Oliveira, J.-M. Guichon, J.-L. Schanen, et L. Gerbaud, « PEEC-models for EMC filter layout optimization », *Integr. Power Electron. Syst. CIPS 2010 6th Int. Conf. On*, p. 1‑6, mars 2010.

[6] V. Ardon, J. Aime, O. Chadebec, E. Clavel, et E. Vialardi, « MoM and PEEC Method to Reach a Complete Equivalent Circuit of a Static Converter », *Electromagn. Compat. 2009 20th Int. Zurich Symp. On*, p. 273‑276, janv. 2009.

[7] X. Roboam, B. Sareni, et A. Andrade, « More Electricity in the Air: Toward Optimized Electrical Networks Embedded in More-Electrical Aircraft », *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 6, n° 4, p. 6‑17, déc. 2012.

[8] R. Wang, H. F. Blanchette, D. Boroyevich, et P. Mattavelli, « EMI noise attenuation prediction with mask impedance in motor drive system », in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, 2012, p. 2279–2284.

[9] B. Toure, J.-L. Schanen, L. Gerbaud, T. Meynard, et J.-P. Carayon, « EMC modelling of drives for aircraft applications: Modelling process and optimisation of EMI filters », in *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, 2011, p. 1–10.

[10] A.-L. Goleanu, M. Dunand, J.-M. Guichon, J.-L. Schanen, et J.-L. Coulomb, « Towards the conception and optimisation of the current return path in a composite aircraft », in *Systems Conference, 2010 4th Annual IEEE*, 2010, p. 466–471.

[11] W. Bing, H. Xiaohong, F. Zhengcai, C. Jian, et S. Wei, « Design and implementation of continuous multiple impulse current generator for aircraft lightning protection tests », in *High Voltage Engineering and Application (ICHVE), 2012 International Conference on*, 2012, p. 89–91.

[12] « CISPR 11 : Appareil industriels, scientifiques et médicaux (ISM) à fréquence radioélectrique - Caractéristiques de perturbations électromagnétiques - Limites et méthodes de mesure ». Comité international spécial des perturbations radioélectriques, dition .1-2004.

[13] « CISPR 14-2 : Compatibilité électromagnétique - Exigences pour les appareils électrodomotiques, outillags électriques et appareils analogues - Partie 2 : Immunité - Norme de famille de produits ». Comité international spécial des perturbations radioélectriques, dition .0-1997.

[14] « CISPR 16-1 : Spécification des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques - Partie 1 : Appareil de mesures des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques ». Comité international spécial des perturbations radioélectriques, dition .1-2002.

[15] « CISPR 25 : Véhicule, batraux et moteur à combustion interne - Caractéristiques des perturbations radioélectriques - Limites et méthodes de mesure pour la protection des récepterus embarqués ». Comité international spécial des perturbations radioélectriques, dition .0-2008.

[16] « S+ CISPR 22 : Appareils de traitement de l'information - Caractéristiques des perturbations radioélectriques - Limites et méthode de mesure ». Comité international spécial des perturbations radioélectriques, dition .0-2008.

[17] M. Beltramini, « Contribution à l'optimisation de l'ensemble convertisseur/filtres de sortie vis à vis des contraintes CEM avion », Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT, 2011.

[18] F. Costa et G. Rojat, « CEM en électronique de puissance Sources de perturbations, couplages, SEM », *Tech. Ing. Outils Anal. En Électronique Puissance Métrologie*, vol. base documentaire : TIB278DUO, n° ref. article : d3290, août 1999.

[19] D. Frey, J.-L. Schanen, S. Quintana, M. Bollen, et C. Conrath, « Study of high frequency harmonics propagation in industrial networks », in *Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012 International Symposium on*, 2012, p. 1–5.

[20] D. Sakulhirirak, V. Tarateeraseth, et W. Khan-ngern, « The Analysis and Design of Line Impedance Stabilization Network for an In-house Laboratory », in *Environmental Electromagnetics, The 2006 4th Asia-Pacific Conference on*, 2006, p. 232–234.

[21] J.-C. Crebier, J. Roudet, et J.-L. Schanen, « Problems using LISN in EMI characterization of power electronic converters », in *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*, 1999, vol. 1, p. 307–312.

[22] J. R. Nicholson et J. A. Malack, « RF impedance of power lines and line impedance stabilization networks in conducted interference measurements », *Electromagn. Compat. IEEE Trans. On*, n° 2, p. 84–86, 1973.

[23] J. Drinovsky et M. MotI, « Specific conditions for EMI filters measuring », 2004, p. 139‑141.

[24] M. Stecher, « Improved reproducibility of conducted emission measurements », in *Electromagnetic Compatibility, 2006. EMC-Zurich 2006. 17th International Zurich Symposium on*, 2006, p. 509–512.

[25] K. Rasmussen, « EMC Precompliance Solutions », Dannemark, mars-2011.

[26] M. Moreau, « Modélisation haute fréquence des convertisseurs d'énergie: application à l'étude des émissions conduites vers le réseau », Ecole Centrale de Lille, 2009.

[27] E. E. Nino, A. B. Nassif, et W. Xu, « Network impedance measurement methods based on on-site data », in *Power Symposium, 2005. Proceedings of the 37th Annual North American*, 2005, p. 569–575.

[28] Y. Weens, « Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisserus d'électronique de puissance », Université des Sciences et Technologies de Lille, 2006.

[29] E. Clavel, Y. Maréchal, et J. Roudet, « Modélisation des câblages en électronique de puissance : apport et complémentarité des méthodes d'éléments finis et de circuits équivalents », *Eur. Phys. J. Appl. Phys.*, vol. 1, n° 2, p. 211‑223, févr. 1998.

[30] X. Wilsun, A. Emad, Z. Xiqin, et L. Xian, « Measurement of network harmonic impedances: practical implementation issues and their solutions », *Power Deliv. IEEE Trans. On*, vol. 17, n° 1, p. 210–216, 2002.

[31] D. Frey, J. Schanen, et I. Dia, « Harmonics propagation in industrial networks in the range of 2 to 150kHz », Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013, p. 2649‑2654.

[32] J.-C. Crebier et J.-P. Ferrieux, « PFC Full Bridge Rectifiers EMI Modeling and Analysis - Common Mode Disturbance Reduction », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, n° 2, p. 378‑387, mars 2004.

[33] B. Sudhakar et A. K. Chattopadhyay, « An improved PSPICE model for simulation and analysis of thyristor commutation circuits in DC choppers », *Educ. IEEE Trans. On*, vol. 39, n° 4, p. 540–547, 1996.

[34] M. Akhbari, « Modèle de Cellule de Commutation pour les Etudes de Pertes et de Performances CEM », Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2000.

[35] S. Hrigua, F. Costa, C. Gautier, et B. Revol, « New modeling method based on transfer functions for EMI analysis in power electronic converters », in *Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012 International Symposium on*, 2012, p. 1–6.

[36] R. Scheich et J. Roudet, « EMI conducted emission in the differential mode emanating from an SCR: phenomena and noise level prediction », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, n° 2, p. 105‑110, mars 1995.

[37] F. Merienne, J. Roudet, et R. Perret, « Power-control interaction in electronic power static converters », in *Power Electronics Congress, 1995. Technical Proceedings. CIEP 95., IV IEEE International*, 1995, p. 62–71.

[38] R. Scheich, J. Roudet, et V. Handel, « EMI conducted emission in differential mode emanating from a SCR: phenomena and noise level prediction », 1993, p. 815‑821.

[39] B. Revol, J. Roudet, J.-L. Schanen, et P. Loizelet, « EMI Study of Three-Phase Inverter-Fed Motor Drives », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, n° 1, p. 223‑231, janv. 2011.

[40] B. Revol, « Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse–machine asynchrone », Université Joseph Fourier, 2004.

[41] A. Durier, C. Marot, et O. Crepel, « Using the EM simulation tools to predict the Conducted Emissions level of a DC/DC boost converter: Introducing EBEM-CE model », présenté à Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMC Compo), 2013 9th Intl Workshop on, 2013, p. 152–157.

[42] C. Marot, « Compatibilité électro-magnétique des électroniques embarquées - Modélisation/Simulation », présenté à Prjet Séisme, 04-avr-2012.

[43] E. Gubia, P. Sanchis, A. Ursua, J. Lopez, et L. Marroyo, « Frequency Domain Model of Conducted EMI in Electrical Drives », *IEEE Power Electron. Lett.*, vol. 3, n° 2, p. 45‑49, juin 2005.

[44] C. Marlier, A. Videt, N. Idir, H. Moussa, et R. Meuret, « Modeling of switching transients for frequency-domain EMC analysis of power converters », in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, 2012, p. DS1e–1.

[45] Q. Liu, F. Wang, et D. Boroyevich, « Modular-Terminal-Behavioral (MTB) Model for Characterizing Switching Module Conducted EMI Generation in Converter Systems », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, n° 6, p. 1804‑1814, nov. 2006.

[46] M. Hosoya, « The simplest equivalent circuit of a multi-terminal network », *Bull.-Fac. Sci. Univ. RYUKYUS*, p. 1–10, 2000.

[47] L. Jourdan, « Stratégie de pré-dimensionnement de convertisseurs statiques : Application à une alimentation 42V-14V réversible pour l'automobile. », Université Joseph Fourier, 2002.

[48] M. Foissac, « Méthodologie d'analyse CEM conduite d'un réseau multiconvertisseurs », Université de Grenoble, 2012.

[49] F. Costa et P. Poulichet, *Sondes Pour La Mesure Courant Electronique Puissance*. Ed. Techniques Ingénieur, 2005.

[50] K. Ammous, « Méthodoligie de mesures avec les sondes de tension », *Tech. Ing. Outils Anal. En Électronique Puissance Métrologie*, n° D3080.

[51] A. Ales, F. T. Belkacem, et D. Moussaoui, « Laboratory Line Impedance Stabilisation Network: Experimental studies », in *Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2011 10th International Conference on*, 2011, p. 1–4.

[52] A. Ales, G. Frantz, J.-L. Schanen, D. Moussaoui, et J. Roudet, « Input impedance investigation of a DC-DC converter on a large frequency range: A novel analytical approach », *Power Electron. Appl. EPE 2013 15th Eur. Conf. On*, p. 1‑9, sept. 2013.

[53] G. Blanchet et M. Charbit, « Traitement numérique du signal - Signaux aléatoires », *Tech. Ing. Arch. Test Circuits Numér.*, n° E3088, mai 2013.

Annexes

Annexe A. Modes commun et différentiel et séparation de mode

Pour l'étude de la CEM conduite, il est classique de décomposer le problème dans la base mode différentiel – mode commun.

Le mode différentiel représente l'ensemble des perturbations qui transite par les « fils de puissance ». Ce mode est principalement vu lorsque la structure est dite symétrique du fait de la présence de di/dt importants sur la phase ou le neutre. De manière complémentaire, le mode commun implique un bouclage dissymétrique par rapport au potentiel de référence (le châssis, la terre, les fils de protection, la carcasse des appareils, …). On remarque alors la présence de di/dt importants sur la ligne de terre.

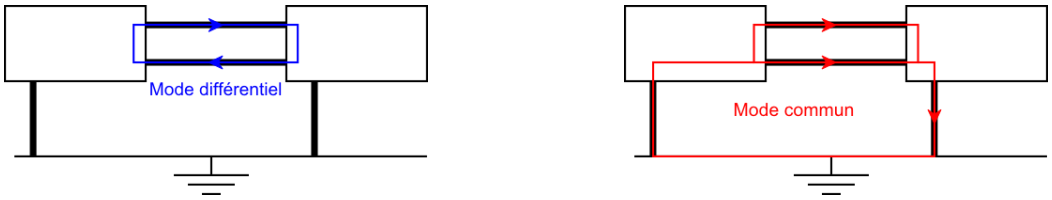


Figure A.1 : Chemin de mode différentiel et de monde commun.

Une autre manière de voir l'étude en mode commun – mode différentiel consiste à le présenter sous la forme du changement de base à partir de mesures réalisées à l'entrée du dispositif sous test comme indiqué Figure A.2.

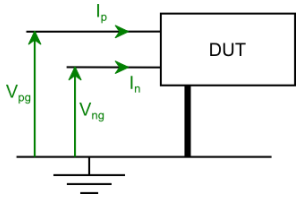


Figure A.2 : Mesures des courants et des tensions.

On peut alors effectuer, d'un point de vue algébrique, le changement de base suivant :

$$\begin{cases} V_{md} = V_{pg} - V_{ng} \\ V_{mc} = \dfrac{V_{pg} + V_{ng}}{2} \end{cases} \quad \textbf{(A.1)}$$

$$\begin{cases} I_{md} = \dfrac{I_p - I_n}{2} \\ I_{mc} = I_p + I_n \end{cases} \quad \textbf{(A.2)}$$

Et :

$$\begin{cases} V_{pg} = V_{mc} + \frac{1}{2} V_{md} \\ V_{ng} = V_{mc} - \frac{1}{2} V_{md} \end{cases} \quad \textbf{(A.3)}$$

$$\begin{cases} I_{p} = \frac{1}{2} I_{mc} + I_{md} \\ V_{ng} = \frac{1}{2} I_{mc} - I_{md} \end{cases} \quad \textbf{(A.4)}$$

On remarque, tout comme indiqué Figure A.3, que le courant de mode différentiel transite dans les fils de puissance « en sens contraire » tandis que le courant de mode commun circule dans les fils de puissance « dans le même sens » pour se reboucler par la ligne de terre via, par exemple, les capacités parasites présentes entre le boîtier et les pistes. De cette représentation, on peut déduire un moyen de mesure direct d'I_{md} et I_{mc} à l'aide d'une sonde de courant comme indiqué Figure A.3.



(a) On mesure directement I_{md}. **(b) On mesure 2 I_{mc}.**

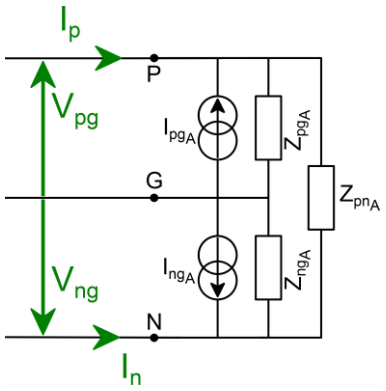
Figure A.3 : Mesures des courants de mode commun et de mode différentiel.

Annexe B. Equivalence entre modèles génériques : le cas du modèles 3-ports

Pour un modèle 3-ports, il est nécessaire et suffisent d'utiliser 3 impédances pour représenter l'ensemble des chemins de propagation. Pour éviter qu'elles soient redondantes, il faut les entre 2 ports d'entrée distinct et de telle sorte à ce qu'elles ne soient pas en parallèle les unes des autres.

Pour l'origine des perturbations, deux sources courant de perturbations sont suffisantes selon [45]. Ces dernières ne devront pas être placées en parallèle l'une de l'autre.

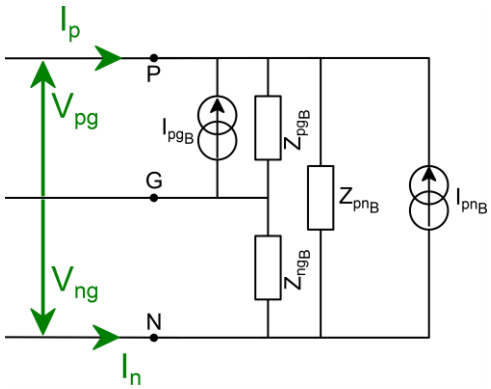
Pour rappel, la Figure B.1 ci-dessous présente le modèle qui a été retenu dans le manuscrit.



$$\begin{cases} \mathbf{I_P} = \dfrac{\mathbf{V_{PG}}}{\mathbf{Z_{PG_A}}} - \mathbf{I_{PG_A}} + \dfrac{\mathbf{V_{PG}} - \mathbf{V_{NG}}}{\mathbf{Z_{PN_A}}} \\ \mathbf{I_N} = \dfrac{\mathbf{V_{NG}}}{\mathbf{Z_{NG_A}}} - \mathbf{I_{NG_A}} + \dfrac{\mathbf{V_{NG}} - \mathbf{V_{PG}}}{\mathbf{Z_{PN_A}}} \end{cases}$$

Figure B.1: Modèle générique A.

Il existe donc 2 autres schémas équivalent possibles qui seront détaillés ci-dessous avec les équations correspondantes.

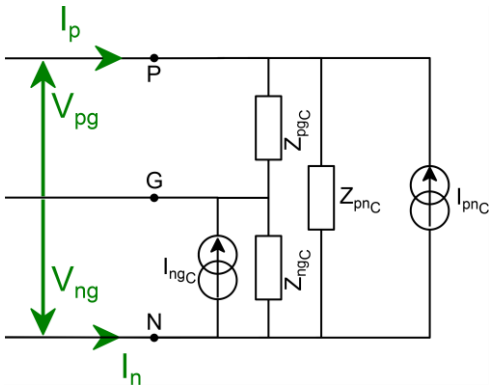


$$\begin{cases} \mathbf{I_P} = \dfrac{\mathbf{V_{PG}}}{\mathbf{Z_{PG_B}}} - \mathbf{I_{PG_B}} + \dfrac{\mathbf{V_{PG}} - \mathbf{V_{NG}}}{\mathbf{Z_{PN_B}}} - \mathbf{I_{PN_B}} \\ \mathbf{I_N} = \dfrac{\mathbf{V_{NG}}}{\mathbf{Z_{NG_B}}} + \dfrac{\mathbf{V_{NG}} - \mathbf{V_{PG}}}{\mathbf{Z_{PN_B}}} + \mathbf{I_{PN_B}} \end{cases}$$

Figure B.2: Modèle générique B.

Ce second modèle est identique au premier si on considère :

$$\mathrm{I_{PG_A}} = \mathrm{I_{PG_B}} + \mathrm{I_{PN_B}} \text{ et } \mathrm{I_{NG_A}} = \mathrm{I_{PN_B}}.$$



$$\begin{cases} \mathbf{I_P} = \dfrac{\mathbf{V_{PG}}}{\mathbf{Z_{PG_C}}} + \dfrac{\mathbf{V_{PG}} - \mathbf{V_{NG}}}{\mathbf{Z_{PN_C}}} + \mathbf{I_{PN_C}} \\ \mathbf{I_C} = \dfrac{\mathbf{V_{NG}}}{\mathbf{Z_{NG_C}}} - \mathbf{I_{NG_C}} + \dfrac{\mathbf{V_{NG}} - \mathbf{V_{PG}}}{\mathbf{Z_{PN_C}}} - \mathbf{I_{PN_C}} \end{cases}$$

Figure B.2: Modèle générique C.

On a de même :

$$\mathrm{I_{NG_A}} = \mathrm{I_{NG_C}} + \mathrm{I_{PN_C}} \text{ et } \mathrm{I_{PG_A}} = \mathrm{I_{PN_C}}.$$

Annexe C. Simulation pour l'obtention du modèle exhaustif équivalent

Nous rappellerons ici les impédances correspondantes des éléments des hacheurs parallèle et série du Chapitre 3 ainsi que les paramètres de simulation.

a. Hacheur parallèle

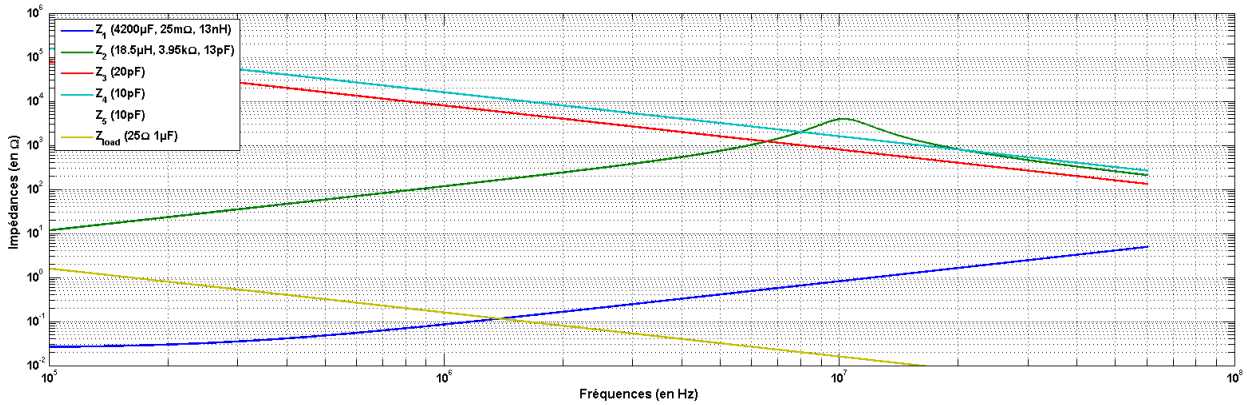


Figure C.1 : Impédances du hacheur parallèle.

b.Hacheur série

1. Hacheur série 1

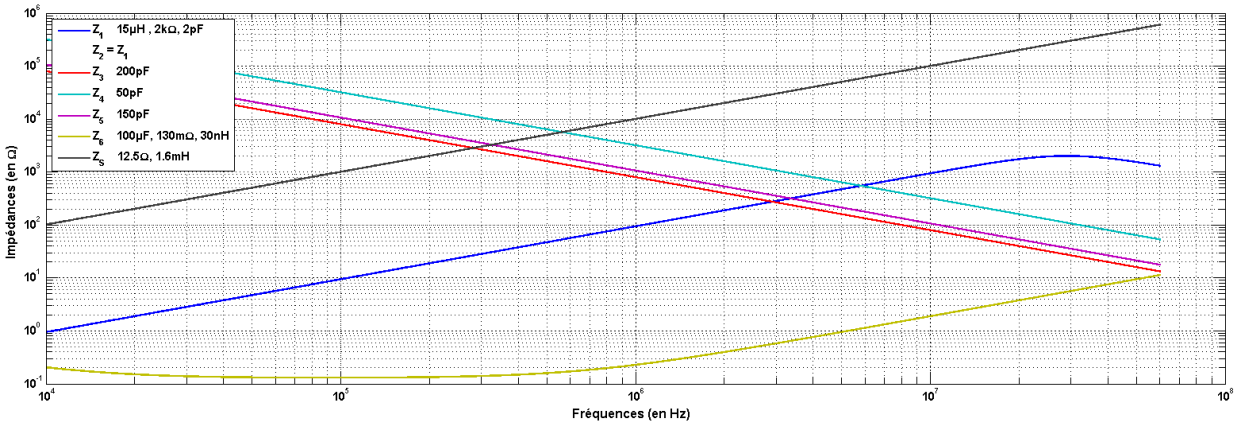


Figure C.2 : Impédances du hacheur série 1.

2. Hacheur série 2

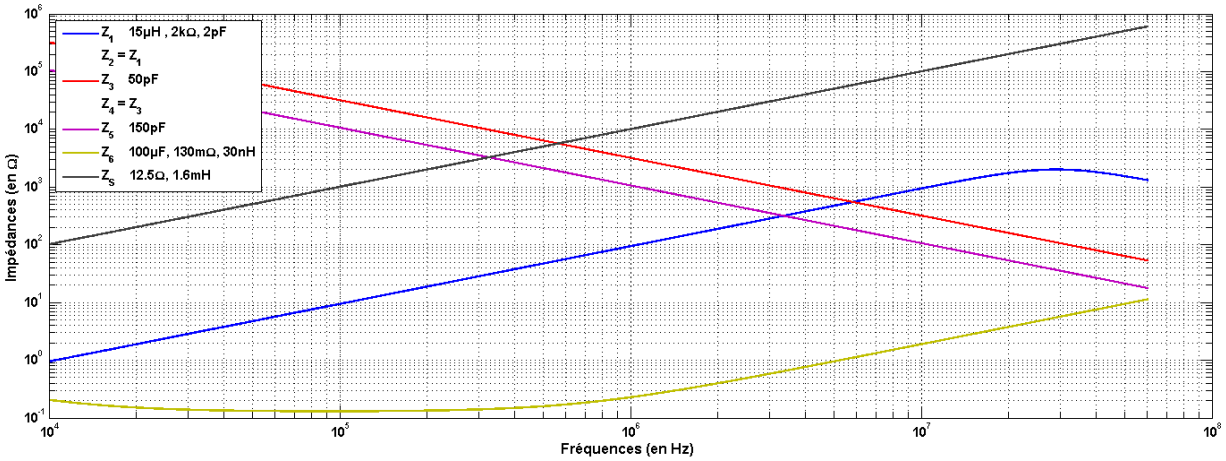


Figure C.3 : Impédances du hacheur série 2.

3. Hacheur série 3

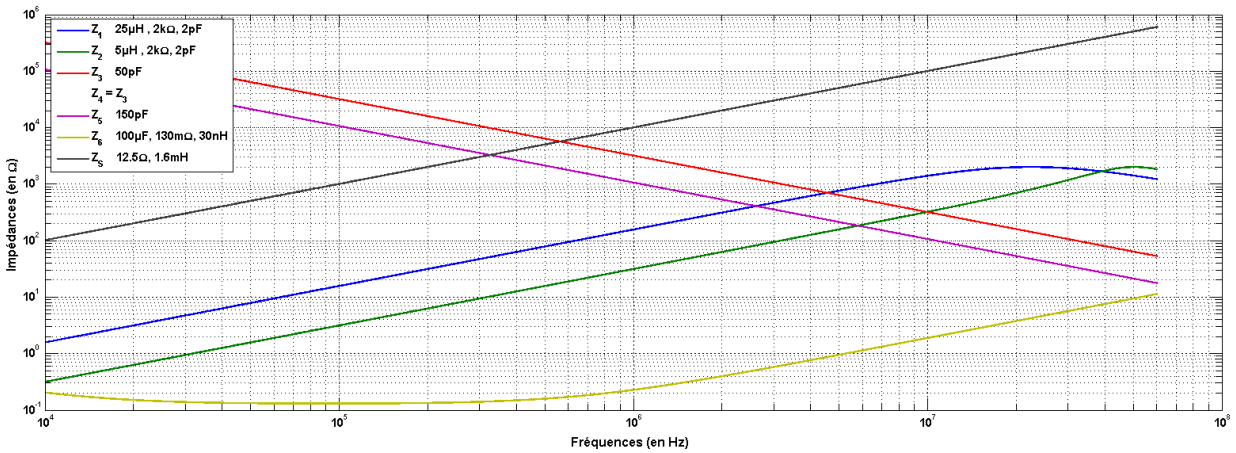


Figure C.4 : Impédances du hacheur série 3.

c. Réalisation de la commande

La simplicité de la commande permet d'obtenir rapidement une convergence de la simulation vers son régime permanent. Pour notre application tournée vers l'identification de modèle CEM ceci a pour conséquence de conduire à des spectres dont la décroissance est beaucoup plus simple que ce que nous aurions sur un convertisseur réel.

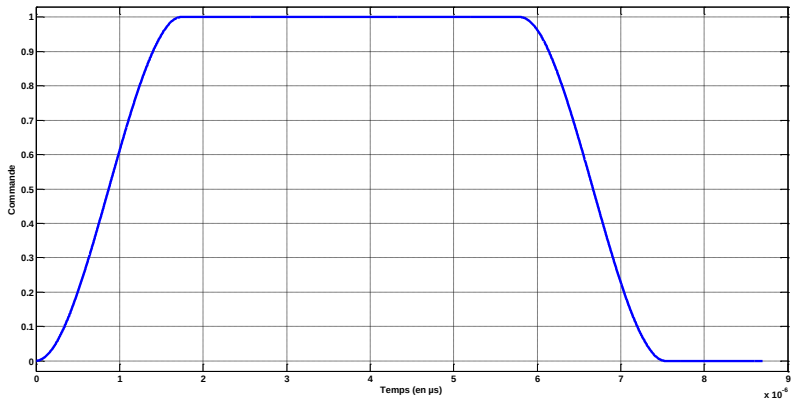


Figure C.5: Réalisation de la commande.

De même, la fréquence de découpages (qui est de 115kHz) et le rapport cyclique (de 2/3) ont été choisis uniquement dans le but d'avoir un impact sur la plage de fréquences de notre étude.

Annexe D. Expression analytique des éléments du modèle « boîte noire » dans le cas de l'approche par court-circuit

a.I_{PG}

On obtient 3 expressions d'I_{PG} en fonction du système résolu :

Systèmes	Expression
A – C – E	$-\frac{Ip2\,Vng1\,Vpg3}{Vng1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1 - Vng2\,Vpg3}$
B – F	$\frac{In3\,Vng1\,Vng2 - In3\,Vng2^2 - Ip2\,Vng1\,Vpg3 - Ip2\,Vng2\,Vpg1 + Ip2\,Vng2\,Vpg3}{Vng1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1 - Vng2\,Vpg3}$
D	$-\frac{Vpg3\,Vng1\,In3\,(Vng1 - Vng2)}{(Vpg1 - Vpg3)\,(Vng1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1 - Vng2\,Vpg3)}$

b.I_{NG}

On obtient 3 expressions d'I_{NG} en fonction du système résolu :

Systèmes	Expression
A	$-\frac{Vng2\,Vpg1\,(Vpg1 - Vpg3)\,Ip2}{(Vng1 - Vng2)\,(Vng1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1 - Vng2\,Vpg3)}$
B – D – F	$-\frac{In3\,Vng2\,Vpg1}{Vng1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1 - Vng2\,Vpg3}$
C – E	$-\frac{In3\,Vng1\,Vpg3 + In3\,Vng2\,Vpg1 - In3\,Vng2\,Vpg3 - Ip2\,Vpg1\,Vpg3 + Ip2\,Vpg3^2}{Vng1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1 - Vng2\,Vpg3}$

c. Z_{PN}

On obtient 2 expressions d'Z_{PN} en fonction du système résolu :

Systèmes	Expression
A – C – E	$-\frac{Vng1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1 - Vng2\,Vpg3}{(Vpg1 - Vpg3)\,Ip2}$
B – D – F	$-\frac{Vng1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1 - Vng2\,Vpg3}{In3\,(Vng1 - Vng2)}$

d. Z_{PG}

On obtient 4 expressions d'Z_{PG} en fonction du système résolu :

Systèmes	Expression
A – C – E	$-\frac{Zrsil\,(Vng1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1 - Vng2\,Vpg3)}{Ip2\,Vng1\,Zrsil - Ip2\,Vpg1\,Zrsil + Ip2\,Vpg3\,Zrsil + Vng1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1 - Vng2\,Vpg3}$
B	$-(Zrsil\,(Vng1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1 - Vng2\,Vpg3)\,Vpg1) \big/ (In3\,Vng1^2\,Zrsil - 2\,In3\,Vng1\,Vng2\,Zrsil - In3\,Vng1\,Vpg1\,Zrsil + In3\,Vng2^2\,Zrsil + In3\,Vng2\,Vpg1\,Zrsil + Ip2\,Vng1\,Vpg3\,Zrsil + Ip2\,Vng2\,Vpg1\,Zrsil - Ip2\,Vng2\,Vpg3\,Zrsil + Vng1\,Vpg1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1^2 - Vng2\,Vpg1\,Vpg3)$
D	$-(Zrsil\,(Vng1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1 - Vng2\,Vpg3)\,(Vpg1 - Vpg3)) \big/ (In3\,Vng1^2\,Zrsil - In3\,Vng1\,Vng2\,Zrsil - In3\,Vng1\,Vpg1\,Zrsil + In3\,Vng1\,Vpg3\,Zrsil + In3\,Vng2\,Vpg1\,Zrsil - In3\,Vng2\,Vpg3\,Zrsil + Vng1\,Vpg1\,Vpg3 - Vng1\,Vpg3^2 + Vng2\,Vpg1^2 - 2\,Vng2\,Vpg1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg3^2)$
F	$(Zrsil\,(Vng1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1 - Vng2\,Vpg3)\,Vpg3) \big/ (In3\,Vng1\,Vng2\,Zrsil + In3\,Vng1\,Vpg3\,Zrsil - In3\,Vng2^2\,Zrsil - In3\,Vng2\,Vpg3\,Zrsil - Ip2\,Vng1\,Vpg3\,Zrsil - Ip2\,Vng2\,Vpg1\,Zrsil + Ip2\,Vng2\,Vpg3\,Zrsil - Vng1\,Vpg3^2 - Vng2\,Vpg1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg3^2)$

e. Z_{NG}

On obtient 4 expressions d'Z_{NG} en fonction du système résolu :

Systèmes	Expression
A	$(Zrsil\,(Vng1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1 - Vng2\,Vpg3)\,(Vng1 - Vng2))\,/\,(Ip2\,Vng1\,Vpg1\,Zrsil - Ip2\,Vng1\,Vpg3\,Zrsil - Ip2\,Vng2\,Vpg1\,Zrsil + Ip2\,Vng2\,Vpg3\,Zrsil - Ip2\,Vpg1^2\,Zrsil + Ip2\,Vpg1\,Vpg3\,Zrsil - Vng1^2\,Vpg3 - Vng1\,Vng2\,Vpg1 + 2\,Vng1\,Vng2\,Vpg3 + Vng2^2\,Vpg1 - Vng2^2\,Vpg3)$
B – D – F	$\frac{Zrsil\,(Vng1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1 - Vng2\,Vpg3)}{In3\,Vng1\,Zrsil - In3\,Vng2\,Zrsil - In3\,Vpg1\,Zrsil - Vng1\,Vpg3 - Vng2\,Vpg1 + Vng2\,Vpg3}$
C	$-(Zrsil\,(Vng1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1 - Vng2\,Vpg3)\,Vng1)\,/\,(In3\,Vng1\,Vpg3\,Zrsil + In3\,Vng2\,Vpg1\,Zrsil - In3\,Vng2\,Vpg3\,Zrsil - Ip2\,Vng1\,Vpg1\,Zrsil + Ip2\,Vng1\,Vpg3\,Zrsil + Ip2\,Vpg1^2\,Zrsil - 2\,Ip2\,Vpg1\,Vpg3\,Zrsil + Ip2\,Vpg3^2\,Zrsil + Vng1^2\,Vpg3 + Vng1\,Vng2\,Vpg1 - Vng1\,Vng2\,Vpg3)$
E	$-(Zrsil\,(Vng1\,Vpg3 + Vng2\,Vpg1 - Vng2\,Vpg3)\,Vng2)\,/\,(In3\,Vng1\,Vpg3\,Zrsil + In3\,Vng2\,Vpg1\,Zrsil - In3\,Vng2\,Vpg3\,Zrsil - Ip2\,Vng2\,Vpg1\,Zrsil + Ip2\,Vng2\,Vpg3\,Zrsil - Ip2\,Vpg1\,Vpg3\,Zrsil + Ip2\,Vpg3^2\,Zrsil + Vng1\,Vng2\,Vpg3 + Vng2^2\,Vpg1 - Vng2^2\,Vpg3)$