



HAL
open science

Prise en compte de la CEM dans une méthodologie de pré-dimensionnement par optimisation déterministe en électronique de puissance : application à un redresseur triphasé aéronautique

Arnaud Baraston

► **To cite this version:**

Arnaud Baraston. Prise en compte de la CEM dans une méthodologie de pré-dimensionnement par optimisation déterministe en électronique de puissance : application à un redresseur triphasé aéronautique. Energie électrique. Université Grenoble Alpes, 2019. Français. NNT : 2019GREAT006 . tel-02304255

HAL Id: tel-02304255

<https://theses.hal.science/tel-02304255>

Submitted on 3 Oct 2019

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

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

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE LA COMMUNAUTÉ UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES

Spécialité : **Génie Electrique**

Arrêté ministériel : 25 mai 2016

Présentée par

Arnaud BARASTON

Thèse dirigée par **Jean-Luc SCHANEN** et
codirigée par **Laurent GERBAUD**

préparée au sein du **Laboratoire de Génie Electrique de
Grenoble**
dans l'**École Doctorale Electronique, Electrotechnique,
Automatique et Traitement du Signal**

Prise en compte de la CEM dans une méthodologie de pré-dimensionnement par optimisation déterministe en électronique de puissance : Application à un redresseur triphasé aéronautique

Thèse soutenue publiquement le **7 Février 2019**,
devant le jury composé de :

M. Nadir IDIR

Professeur à l'Université de Lille, Président du jury

M. Hubert PIQUET

Professeur à l'INPT-ENSEEIHOT de Toulouse, Rapporteur

M. Bertrand REVOL

Maître de Conférences à l'ENS Cachan, Rapporteur

M. Jean-Luc SCHANEN

Professeur à Grenoble INP, Directeur de thèse

M. Laurent GERBAUD

Professeur à Grenoble-INP, Co-Directeur de thèse



REMERCIEMENTS

Voilà, je suis assis pour la dernière fois à mon poste de travail. Moment émouvant. Tant de contradictions pour moi dans ces quatre années de thèse. Une année de sciaticque qui m'a amené dans mon introspection. Et aussi, une fin de relation de 9 ans. Si c'était à refaire, je chercherais mes rêves dès la sortie de mon école d'ingénieur, voire dès la fin du baccalauréat. Mais, je ne regrette pas ce cheminement, car je me mets enfin en mouvement, fort de tout ce que j'ai vécu jusqu'ici.

Ainsi, pour être honnête, je suis profondément heureux et soulagé de clore ce chapitre de ma vie, de quitter ces lieux dans lesquels je n'ai que trop usé mes neurones et rongé mon frein.

Cependant, je ne peux en vouloir à personne d'autre que moi, car l'ambiance du G2ELab est tout simplement fabuleuse.

La coopération est sacrée à mes yeux. Les sciences sont un des rares milieux où cet attrait est un dogme. Et ce dogme est plutôt bien respecté dans les branches de l'électronique de puissance que j'ai arpenté. Mais au G2Elab, c'est un principe fondamental. J'ai eu la chance d'être accueilli dans cet écosystème de partage, d'entraide, de bienveillance, de développement des individus ! En cela, ce lieu est inspirant, et transposer cela à d'autres cadres suscite en moi un certain engouement.

Je remercie tout d'abord mes encadrants de thèse Jean-Luc SCHANEN et Laurent GERBAUD. Sans eux, je ne serais pas arrivé au bout.

Jean-Luc, merci beaucoup pour ton accompagnement. Je ne sais pas si ça s'est fait plus ou moins tout seul (avec le déménagement du G2Elab etc.) ou si tu as bien senti mon besoin d'autonomie et de cadrage ponctuel à la fois. En tout cas, ton management m'a vraiment convenu. Malgré ton agenda sur-surbooké, tu as toujours été disponible et d'une redoutable efficacité pour remettre de l'ordre dans les idées et le cap de ces travaux. Ton contact est très agréable, tu mets à l'aise, tu ne cherches pas le conformisme, au contraire. Et c'est très louable ! Merci !!!

Laurent, je suis très chanceux de t'avoir eu comme encadrant. Tu as des valeurs qui me sont très chères, vis-à-vis de la nature et de passions artistiques. Ton contact est parfois déroutant, tu as une grande droiture envers tes principes et un émerveillement pour la vie qui m'ont fait du bien. Dès le début de notre relation, je savais que je pouvais à tout moment avoir une oreille attentive sur des sujets que je jugeais en décalage complet avec ma vie de doctorant. Honnêtement, sans cela, je ne suis pas sûr que je me serais lancé dans l'aventure. Bien que j'ai découvert plus tard les grandes qualités de mon directeur de thèse, c'est ton encouragement qui m'a engagé dans cette aventure, ainsi que ta reconnaissance sur mes savoir-faire en informatique.

Merci à vous deux pour tout le temps que vous m'avez consacré, pour toutes les compétences que vous m'avez transmises. Sur le plan rédactionnel notamment. Ainsi que sur le plan humain.

Je remercie toute l'équipe du G2Elab, scientifique et administrative, pour leur disponibilité, leur avenance, leur promptitude à aider. Je vous souhaite à toutes et à tous une très belle continuation. Et que cette chaleureuse ambiance se poursuive.

Je remercie tous les collègues doctorants que j'ai eu au cours de ces années. Je vous souhaite de belles réussites scientifiques et personnelles !

Une mention spéciale à Yoann Quérel pour la bonne humeur qu'il insuffle dans l'équipe MAGE, et au laboratoire plus largement. C'est très appréciable ! De même pour la belle énergie de Kathleen Mallard, avec en plus un GIGANTESQUE merci de m'avoir fait découvrir la danse ivoirienne ! Papayooo !!!

Je remercie mes parents et ma famille pour tout leur soutien et leur accompagnement dans tout ce que j'ai traversé. Merci beaucoup d'être venu pour ma soutenance ! C'était magnifique d'être tous ensemble dans mes montagnes pour ce moment fort.

Je remercie Marie GUIGUET pour tout ce que tu as fait pour moi, malgré l'être fragile et compliqué que je suis petit à petit devenu ces dernières années. Je te souhaite du fond du cœur le meilleur pour rayonner davantage tout ce magnifique amour qui est en toi.

Je remercie Charlotte PERRIER, ma sœur de cœur. Merci d'être là depuis si longtemps, d'être venu à Grenoble, d'apporter tant de couleurs à ma vie, d'être aussi forte et différente, d'être quelqu'un d'authentique, d'être cette magnifique boule d'émotions pures.

Merci Angèle RAVACHOL, ange de la danse.

Merci à la vie, je m'envole vers la danse, les arts et le partage.

SOMMAIRE

Introduction générale	7
------------------------------------	----------

Chapitre 1 – Présentation du redresseur triphasé avec filtres CEM amont et aval.....	21
---	-----------

1.1. Présentation du redresseur boost triphasé en PFC et du cahier des charges de l'étude	21
--	-----------

1.2. Présentation de la commande vectorielle pour notre convertisseur triphasé	24
---	-----------

1.2.1. Notations et rappels.....	24
----------------------------------	----

1.2.2. Les potentiels aux phases de l'onduleur.....	25
---	----

1.2.3. Les vecteurs tournants	26
-------------------------------------	----

1.2.4. Fonctionnement du convertisseur grâce à la commande vectorielle.....	28
---	----

1.2.5. Vérification de l'équilibre du système : calcul du courant continu engendré par la commande vectorielle	31
---	----

1.2.6. Le motif de commutation et les instants de commutation	34
---	----

1.2.7. Mise en œuvre du système en simulation.....	35
--	----

1.2.8. Résultats de simulation	38
--------------------------------------	----

1.2.9. Limites de la commande vectorielle sur le point de fonctionnement désiré	40
---	----

1.2.10. Ondulations des courants d'entrée et de la tension de sortie	41
--	----

1.3. Introduction des éléments liés à la CEM : RSIL et structure de filtrage.....	46
--	-----------

1.4. Conclusion du chapitre	48
--	-----------

Chapitre 2 – Les modèles de dimensionnement pour les composants du convertisseur	51
---	-----------

2.1. Hypothèses générales de modélisation, en fonction des objectifs de nos travaux .	52
--	-----------

2.2. Modèle des pertes semi-conducteurs et du refroidisseur	53
--	-----------

2.2.1. Modèle des pertes semi-conducteurs.....	53
--	----

2.2.2. Modèle de refroidisseur	61
--------------------------------------	----

2.3. Stratégie de modélisation des inductances et des capacités.....	67
2.4. Modélisation des inductances	69
2.4.1. Orientation de la modélisation : objectifs et choix.....	69
2.4.2. Choix de la technologie de réalisation.....	70
2.4.3. Notations	72
2.4.4. Modèle d'inductance torique.....	72
2.4.5. Modèle des enroulements	74
2.4.6. Modèle thermique.....	80
2.4.7. Prise en compte de la saturation des tores magnétiques.....	96
2.4.8. Modèle d'inductance de fuite pour les inductances de mode commun.....	100
2.4.9. Chute de la perméabilité en fonction de la fréquence considérée.....	102
2.4.10. Eléments parasites des inductances	105
2.4.11. Conclusions sur les modèles d'inductance	106
2.5. Modélisation des condensateurs.....	108
2.5.1. Condensateurs pour le filtrage CEM.....	108
2.5.2. Condensateurs du bus continu	110
2.5.3. Eléments parasites des condensateurs.....	114
2.6. Conclusion du chapitre	115

Chapitre 3 – La Compatibilité Electromagnétique (CEM) en optimisation

119

3.1. Introduction de la problématique de la CEM conduite, et de l'approche mise en œuvre pour l'optimisation	199
3.1.1. La CEM conduite.....	119
3.1.2. Normes CEM.....	120
3.1.3. Origine des perturbations	122
3.1.4. Propagation des perturbations	125
3.2. Topologie des filtres CEM et procédure classique de dimensionnement.....	128
3.2.1. Dépendance du filtrage avec les impédances amont et aval.....	129
3.2.2. Topologie des filtres CEM, dans la base MD et MC.....	132
3.2.3. Approche classique pour le calcul des valeurs des filtres CEM	142
3.2.4. Interaction de mode commun entre le filtre AC et le filtre DC.....	152
3.2.5. Dimensionnement des filtres.....	154

3.2.6.	Conclusions sur l'approche classique de dimensionnement	156
3.3.	Introduction de l'approche mise en œuvre pour l'optimisation	157
3.3.1.	Réflexions sur l'approche de pré-dimensionnement souhaitée	157
3.3.2.	Approche existante et extensions à apporter.....	158
3.3.3.	Problèmes sous-jacents.....	160
3.4.	Présentation des modèles analytiques pour la CEM conduite en optimisation déterministe	162
3.4.1.	Modèle des sources de perturbation CEM	162
3.4.2.	Modèle fréquentiel du PFC.....	168
3.5.	Stratégie pour la surveillance des spectres CEM et la formulation de la contrainte CEM en optimisation	176
3.5.1.	Diminution du nombre d'appel aux modèles de sources et au modèle fréquentiel	176
3.5.2.	Sélection automatique des harmoniques CEM calculées, pour la surveillance du spectre CEM.....	178
3.5.3.	Choix de la formulation de la contrainte CEM en optimisation	184
3.5.4.	Résumé de la procédure de sélection des harmoniques et de la formulation de la contrainte CEM.....	186
3.6.	Conclusion du chapitre	187

Chapitre 4 – Comportement des optimisations et résultats : dimensionnements du convertisseur en fonction de la fréquence de découpage	191	
4.1. Implantation logicielle du modèle global et de l'optimisation déterministe.....	191	
4.2. Comportement du modèle global en optimisation	196	
4.2.1.	Optimisation globale avec la contrainte CEM et la fréquence de découpage variable.....	197
4.2.2.	Comportement des optimisations à fréquence de découpage fixée	198
4.2.3.	Analyse du comportement de la contrainte CEM	198
4.2.4.	Problèmes liés au compromis (rapidité / fiabilité) des stratégies de surveillance des spectres CEM.....	200
4.3. Mise en place d'une procédure automatique de lancement des optimisations	200	
4.4. Résultats des optimisations : masse du convertisseur en fonction de la fréquence de découpage.....	202	
4.4.1.	Design par optimisation du convertisseur sans CEM	203

4.4.2.	Designs par optimisation globale du convertisseur avec CEM	206
4.4.3.	Simplification de la procédure automatique de lancement des optimisations	210
4.4.4.	Designs par optimisation pseudo-séquentielle du convertisseur avec CEM.....	211
4.4.5.	Analyse des résultats.....	215
4.5.	Conclusion du chapitre	223
Conclusion générale		227
Annexes.....		233
Annexe A - Sélections des tores magnétiques dans les catalogues des constructeurs MAGNETICS et VACUUMSCHMELZE pour le calcul des coefficients de proportionnalité α et β, et de la densité volumique ρ		233
Annexe B - Explication du calcul de la couche équivalente de bobinage e_{spires}.....		235
Annexe C - Validation du modèle des sources de perturbation CEM en tension.....		236
Annexe D - Validation du modèle CEM au niveau du spectre CEM DC.....		237
Annexe E - Modifications des ondulations de courant par les RSIL et les filtres CEM... 		238
Résumé / Abstract.....		240

INTRODUCTION GENERALE

L'électronique de puissance est le moyen de conversion de l'énergie électrique le plus populaire qui gagne tous les secteurs d'activité. De par la variété des applications, la conception d'un convertisseur à découpage relève aujourd'hui encore d'un savoir-faire réservé à certains experts. En effet, le dimensionnement d'un système d'électronique de puissance est un problème complexe.

La démarche commence par la détermination de la topologie du circuit et du fonctionnement qui lui est associé. Cette phase utilise des formules analytiques ou des outils de simulation temporelle et permet de déterminer les critères de dimensionnement des composants du circuit (valeurs, conditions de fonctionnement à supporter...).

Chacun des nombreux composants du système (passifs, interrupteurs de puissance, refroidisseur, câbles...) doit ensuite être dimensionné pour permettre à l'ensemble de fonctionner d'une part, et pour supporter les conditions dans lesquelles il s'insère d'autre part. Pour chaque composant ou presque, la conception est un problème multiphysique (électrique, magnétique, électromagnétique, mécanique, thermique...) dépendant de beaucoup de paramètres (dimensions géométriques, choix technologiques, propriété des matériaux, dispositions, packaging...). Pour un composant donné, il existe en général plusieurs solutions possibles.

Ainsi, le problème de conception est un ensemble de nombreuses variables à paramétrer. De plus, les composants interagissent souvent entre eux ainsi que sur le fonctionnement global du système, ce qui complexifie la démarche. Généralement, on prend alors des hypothèses simplificatrices et des marges de sécurité dans les dimensionnements afin d'être moins sensible à ces interactions, et ainsi pouvoir découper le problème en plusieurs parties supposées indépendantes. Cela permet d'appréhender et de concevoir ces systèmes complexes plus facilement. Cette démarche est très pratique, mais peut aboutir à des surdimensionnements.

Dans de nombreux problèmes de conception, on recherche une solution optimisée vis-à-vis d'un ou plusieurs critères : coût, masse, volume, fiabilité, tolérance aux pannes...

Idéalement, il serait préférable d'éviter ces marges de précaution et ces hypothèses simplificatrices, et plutôt de prendre en compte les couplages entre les différentes parties du problème de dimensionnement. Il faudrait également envisager et comparer toutes les solutions possibles pour élire le système le plus satisfaisant.

Malheureusement, l'espace des solutions entre les choix de structure, de commande et de composants est bien trop vaste pour envisager une exploration exhaustive de l'ensemble des combinaisons. Dans ces travaux, nous proposons d'assister le concepteur par une démarche basée sur des algorithmes d'optimisation. En effet, ces outils permettent d'explorer de très grands nombres de solutions potentielles, et intègrent des méthodes permettant d'aboutir efficacement aux meilleures configurations du système [Roboam-12]. En revanche, ces algorithmes nécessitent une modélisation du système et une mise en équation rigoureuses du problème de conception.

Nous rappelons ici la formulation mathématique d'un problème de conception en optimisation [Touré-12].

Pour le système à dimensionner, il faut définir ses variables de dimensionnement $X = (x_1, \dots, x_i, \dots, x_n)$ qui servent à décrire ses différentes configurations possibles. Ces variables peuvent être numériques (une dimension géométrique par exemple) ou non (référence d'un composant dans un catalogue constructeur par exemple). Dans la suite, nous simplifierons le discours en considérant uniquement des variables numériques pouvant varier de façon continue, mais le principe reste le même pour des variables discrètes ou non numériques. Selon le cahier des charges, chacune de ces variables est soit fixée à une valeur x_i^* , soit autorisée à varier dans un intervalle déterminé $[x_{i,min}, x_{i,max}]$ (ou un ensemble de valeurs pour les variables discrètes ou non numériques).

L'ensemble E des configurations possibles du système est donc décrit mathématiquement par :

$$E = \{ (x_1, \dots, x_i, \dots, x_n) \text{ tel que } \forall i \in [1..n], x_i = x_i^* \text{ ou } x_i \in [x_{i,min}, x_{i,max}] \}$$

Le cahier des charges du système définit toutes les contraintes auxquelles le système doit répondre pour fonctionner correctement et satisfaire les besoins exprimés. Par exemple, en électronique de puissance, il faut veiller à ce que la température de fonctionnement d'un composant passif n'excède pas sa limite maximale lors du fonctionnement du système. Il est alors nécessaire d'estimer ses pertes, la montée en température qu'elles engendrent et de connaître la température maximale du composant.

Les contraintes doivent être mise en équations de sorte à pouvoir évaluer mathématiquement si une configuration donnée respecte le cahier des charges. Pour cela, chacune doit être représentée par une fonction g_j dont le résultat permet d'estimer si elle est respectée par la configuration X : soit en étant égal à une valeur g_j^* , soit en

respectant un intervalle $[g_{j,min}, g_{j,max}]$. Dans l'exemple précédent du composant passif, il faut une fonction qui estime ses pertes, puis en déduit sa température. Alors, le respect de la contrainte s'exprime mathématiquement par : *la température évaluée doit être inférieure ou égale à la température maximale autorisée pour ce composant.*

Ainsi, sur l'ensemble E des configurations possibles, nous avons une formulation mathématique qui permet de décrire l'ensemble E' des configurations qui répondent au cahier des charges :

$$E' = \{ X \in E \quad \text{tel que} \quad \forall j \in [1..m], \quad g_j(X) = g_j^* \text{ ou } g_j(X) \in [g_{j,min}, g_{j,max}] \}$$

Dans cette espace E' des solutions satisfaisant le cahier des charges, le but d'une optimisation est de trouver « la meilleure » des solutions possibles, vis-à-vis d'un critère donné, qui doit s'exprimer par un objectif à maximiser ou minimiser. Un exemple courant est de chercher à minimiser le prix de fabrication, ou encore de maximiser le rendement d'un système.

Ainsi, il est nécessaire de formuler mathématiquement cet objectif par une fonction f_{obj} dont le résultat est à maximiser ou minimiser, selon la configuration X . Cette fonction s'appelle la fonction objectif de l'optimisation.

En conclusion, l'expression mathématique du problème d'optimisation et de sa solution globale X' est la suivante :

$$\begin{aligned} & \text{On cherche } X' \in E' \text{ tel que :} \\ & \forall X \in E', \quad f_{obj}(X) \leq f_{obj}(X') \text{ si le critère est à maximiser,} \\ & \quad \text{ou } f_{obj}(X) \geq f_{obj}(X') \text{ si le critère est à minimiser.} \end{aligned}$$

Une fois que ces différents éléments ont été définis (les x_i et leur x_i^* ou $[x_{i,min}, x_{i,max}]$, les g_j et leur g_j^* ou $[g_{j,min}, g_{j,max}]$, et enfin f_{obj}) , il existe différents algorithmes d'optimisation permettant de trouver, ou du moins se rapprocher, de la solution globale X' . Ces algorithmes sont divisés en deux grandes familles : les approches stochastiques et les approches déterministes [Roboam-12-2].

Les méthodes stochastiques présentent l'avantage, au travers de très nombreux appels du modèle de dimensionnent, de conduire à l'optimum global X' de l'espace des solutions E' . Cependant, elles sont souvent très couteuses en temps de calcul et gèrent peu de contraintes (quelques dizaines) [Di Barba-10].

Les méthodes déterministes les plus connues pour des problèmes non linéaires sont la programmation quadratique séquentielle (SQP pour Sequential Quadratic Programming) [Wurtz-96] [Boggs-00] [Magot-04] et la méthode du point intérieur (IP pour Interior Point) [Etayo-17] [Bossi-16]. Elles utilisent souvent le gradient, voir le

hessien du modèle de dimensionnement. Elles sont rapides car elles requièrent beaucoup moins d'appels au modèle de dimensionnement, comparé aux approches stochastiques. Elles sont aptes à gérer de nombreuses contraintes, mais peuvent se faire piéger par des optima locaux. Enfin, elles requièrent une configuration initiale du système comme point de départ. La convergence de ces méthodes est liée à cette configuration de départ et à la qualité du calcul du jacobien (i.e. les gradients) des contraintes $g_j(X)$ et de la fonction objectif $f_{obj}(X)$ en fonction des grandeurs de dimensionnement x_i :

$$\frac{\partial g_j(X)}{\partial x_i}, \quad \forall (i,j) \in ([1..n] * [1..m])$$

$$\text{et } \frac{\partial f_{obj}(X)}{\partial x_i}, \quad \forall i \in [1..n].$$

Bien que ces gradients puissent être obtenus par différences finies, cela n'est généralement pas satisfaisant en termes de qualité et de temps de calcul. Ainsi, si cela est possible, il est fortement conseillé d'utiliser une dérivation exacte : soit par dérivation formelle, soit par dérivation de code [Wurtz-96] [Fischer-04] [Enciu-09].

L'application des stratégies d'optimisation en électronique de puissance est souvent basée sur la connaissance et les outils des experts, c'est-à-dire des moyens de simulation assez lourds (simulation temporelle, éléments finis pour les composants magnétiques...), et pendant longtemps la notion d'optimisation s'est résumée à environner l'expert de moyens de calculs. L'automatisation de ces procédés est plus récente, mais compte tenu des outils de simulation utilisés, l'état de l'art consiste bien souvent à piloter les outils informatiques au moyen d'un algorithme stochastique plus ou moins performant [Hajji-03] [Mueller-18]. Par ailleurs, les composants disponibles industriellement étant discrétisés (condensateurs, noyaux magnétiques, semiconducteurs, ...), il est assez naturel d'essayer d'explorer cet espace des solutions discret, par nature, à l'aide d'algorithmes adaptés (souvent des algorithmes génétiques [Hajji-03] [Scoltock-16] [Scoltock-17]).

Ces méthodes peuvent donner de bons résultats dans des cas où le cahier des charges est fixé, et où on cherche à dimensionner un convertisseur. Cependant dans les phases de prédimensionnement, le cahier des charges est encore flou, les choix négociables, et l'espace des solutions encore trop vaste pour pouvoir l'explorer à l'aide de ces techniques. Par ailleurs, les systèmes électriques se complexifient à tel point qu'il devient important de considérer l'ensemble de l'environnement du convertisseur, y

compris d'autres convertisseurs sur le même réseau, pour effectuer un dimensionnement réellement optimisé [Cuellar-14] [Li-16].

C'est pourquoi nous nous proposons une démarche résolument tournée vers l'utilisation d'algorithmes déterministes pour l'électronique de puissance. Nous rappelons que la mise en place d'une approche déterministe est plus exigeante qu'une approche stochastique, car il faut être en mesure d'obtenir les gradients des modèles.

À présent, nous allons définir dans quel contexte nous nous plaçons et les problématiques associées que nous abordons dans ces travaux, vis-à-vis de leur prise en compte en optimisation, par des approches déterministes.

Pour illustrer l'approche, nous choisissons le domaine de l'aéronautique, particulièrement contraint en terme de masse embarquée. Le concept de More Electric Aircraft [Emadi-00] largement répandu engendre la multiplication des solutions à base d'électronique de puissance dont la masse globale doit être contenue. Par ailleurs, une contrainte de conception importante pour les systèmes électroniques est la Compatibilité Electromagnétique (CEM). Cette problématique concerne les courants parasites hautes fréquences générés par le système, et pouvant circuler vers son environnement. Bien que ces courants soient faibles comparés aux courants de puissance, ils peuvent perturber les systèmes de basses puissances, qui eux sont plus sensibles. C'est pourquoi, des normes définissent les niveaux maximums de ces perturbations, sous forme de gabarits fréquentiels. Dans le cadre de la norme aéronautique que nous considérons, la DO-160G [DO-160], l'intervalle de fréquence normé est [150 kHz ; 30 MHz]. Ces restrictions sont appliquées sur les courants mesurés aux bornes du système d'électronique de puissance, du côté connecté au réseau, afin de vérifier qu'il n'émette pas trop de parasites hautes fréquences vers son environnement. Ces mesures de courant sont effectuées par l'intermédiaire d'un système normatif appelé Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL).

Pour confiner ces courants parasites, il faut avoir recours à des filtres passe-bas. Or, ces filtres CEM pouvant représenter environ un tiers de la masse globale du système [Wen-11], l'étude de la CEM est un enjeu capital en aéronautique. Pour arriver à réduire leur masse, il faut les concevoir de façon judicieuse, en tenant compte du fonctionnement et des impédances du convertisseur ainsi que des caractéristiques du réseau, représenté par le RSIL. Il est également possible de concevoir le convertisseur de manière à minimiser ses émissions, en choisissant correctement les valeurs des impédances parasites dues au routage [De Oliveira-12] [Diouf-18], ou des lois de commande adaptées [Videt-17]. Au niveau des étapes de prédimensionnement que nous visons, nous ne nous intéresserons pas au routage du convertisseur. Par ailleurs, dans

ces travaux, nous nous sommes bornés à considérer une loi de commande fixe, même si nos résultats pourront aisément être généralisés à tout type de loi de commande.

Cependant, l'approche de dimensionnement classiquement utilisée pour les filtres CEM présente plusieurs défauts à son intégration dans des optimisations déterministes.

Tout d'abord, cette procédure part de la connaissance des perturbations CEM du système, sans filtre [Cuellar-14]. Ces mesures s'effectuent soit sur un banc expérimental, lors de phases avancées de conception, soit en passant par des simulations temporelles, en phase de préconception, ce que nous mettrons en œuvre dans cette thèse.

Dans cette démarche, l'étude CEM intervient donc systématiquement a posteriori. Or, vis-à-vis d'une approche de dimensionnement par optimisation où on cherche à résoudre globalement un problème de conception en incluant l'ensemble des contraintes simultanément, une telle procédure séquentielle "*dimensionnement du convertisseur*" puis "*dimensionnement du filtre*" n'est pas satisfaisante.

Par ailleurs, si on la réalise au moyen de simulations temporelles, l'étude CEM présente des difficultés significatives pour sa mise en œuvre en optimisation déterministe. Premièrement, les temps de simulation sont généralement assez longs (de 1 à 10 minutes), car il faut un pas de temps de l'ordre de la dizaine de nanosecondes afin d'étudier le système jusqu'à 30 MHz (cf. Théorème de Shannon). Or, une optimisation déterministe nécessite plusieurs dizaines (voire centaines) d'itérations, qui vont chacune demander une nouvelle simulation temporelle. Ces temps de calcul sont rédhibitoires. Deuxièmement, entre la simulation temporelle et la transformée de Fourier nécessaire au calcul des spectres CEM, il n'est pas possible d'obtenir les gradients des harmoniques CEM par rapport aux grandeurs du système (hormis par différences finies ce qui n'est pas recommandé, car les temps de calculs sont ostensiblement rallongés, et leur qualité est rarement satisfaisante). Or, les gradients sont indispensables aux approches déterministes.

Nous signalons également que l'approche classique de dimensionnement des filtres CEM utilise la décomposition du problème en deux modes supposés indépendants (mode commun et mode différentiel). Or, cette séparation impose une symétrie parfaite du système, qui n'est souvent pas réaliste.

La méthode des sources équivalentes résolues dans le domaine fréquentiel [Revol-03] [Touré-12] contourne ces difficultés de mise en œuvre. Elle passe par une mise en équation exacte du circuit global du système, et s'affranchit donc de la décomposition entre le mode commun et le mode différentiel. Elle permet également l'obtention des gradients des harmoniques CEM. C'est l'approche que nous avons adoptée dans ces travaux.

Enfin, dans le cas d'application que nous avons considéré, le convertisseur est à l'interface entre deux réseaux sur lesquels les émissions CEM sont limitées. Il faut donc filtrer les perturbations CEM du convertisseur vers le réseau amont. Nous verrons alors que la procédure de dimensionnement classique des deux filtres, indépendamment les uns des autres, est mise en échec, et que seule une approche de conception globale au niveau de la CEM pourrait amener à un dimensionnement optimisé. Ce que permet aussi la méthode des sources équivalentes résolues dans le domaine fréquentiel.

Notre ambition par rapport aux travaux antérieurs sur la modélisation CEM [Revol-03] [Touré-12] est d'intégrer la fréquence de découpage au processus global de conception d'un convertisseur à découpage. Les modèles des sources équivalentes résolues dans le domaine fréquentiel prennent déjà la fréquence de découpage en compte. L'enjeu se situe plutôt au niveau de son intégration dans le processus d'optimisation.

Dans le cas de convertisseurs simples de type DC-DC [Delhommiais-16], le fondamental du système est la fréquence de découpage, et les harmoniques CEM sont naturellement aux multiples de cette fréquence. Avec des ordres de grandeur de quelques dizaines de kilohertz, et un intervalle d'analyse de [150 kHz ; 5 MHz] (en prédimensionnement, la fiabilité des modèles ne permet pas d'analyser la CEM jusqu'à 30 MHz), il en résulte quelques centaines d'harmoniques à surveiller (moins de 250 pour une fréquence de découpage supérieure à 20 kHz par exemple), ce qui est gérable en optimisation déterministe. Dans le cas d'application de [Delhommiais-16], l'analyse se limitait même à moins de 10 harmoniques CEM, suite à des fréquences de découpages de l'ordre de 100 kHz.

En revanche, pour des applications MLI, le contenu spectral est bien plus riche. Dans le cas d'application de ces travaux, que nous présentons par la suite, le fondamental du système triphasé est à 400 Hz. Les spectres sont alors composés d'harmoniques multiples de cette fréquence. L'intervalle [150 kHz ; 30 MHz] représente donc 74 625 harmoniques à calculer. Même en se bornant à 5 MHz, il reste encore 8450 raies à évaluer. Toutes ces raies ne sont pas d'amplitudes équivalentes, seules une partie d'entre elles sont susceptibles de dépasser les niveaux de la norme CEM. Or, lorsque la fréquence de découpage reste fixe, ces harmoniques majeures gardent le même emplacement dans le spectre. Au travers de quelques expérimentations, il est donc possible de dégager les quelques dizaines d'harmoniques à considérer pour surveiller efficacement la CEM tout en ayant un nombre d'harmoniques à calculer et à contraindre très réduit. C'est le choix qu'avait fait [Touré-12] dans ses travaux.

Cependant, dans la mesure où la fréquence de découpage est une variable d'optimisation, il n'est plus possible d'utiliser ces idées et il faudrait donc surveiller les

milliers d'harmoniques CEM des spectres. Il y a donc un enjeu de taille à résoudre, car même avec les méthodes fréquentielles utilisant les sources équivalentes, une telle analyse CEM nécessite environ 10 minutes pour s'effectuer. Nous retombons sur les mêmes problèmes de temps de calcul que si nous considérons des simulations temporelles.

De plus, un deuxième point bloquant est la convergence des optimisations. En effet, chaque harmonique devant respecter une certaine valeur maximale, cela fait plusieurs milliers de contraintes en optimisation. Nous verrons dans ces travaux que cette formulation du problème empêche toute convergence des optimisations.

Ainsi, nous avons dû nous concentrer sur les moyens de réduire drastiquement les temps de calcul et sur une nouvelle formulation de la contrainte CEM pour permettre aux optimisations d'aboutir à des résultats pertinents.

Afin d'étudier tous ces aspects de modélisation et de méthodologie, nous avons défini un cas d'application qui regroupe toutes les difficultés précédemment mentionnées. Nous avons choisi un convertisseur d'interfaçage de réseaux triphasé et continu : un redresseur boost triphasé à absorption sinusoidale [Kolar-13]. Un tel convertisseur doit alors respecter les normes CEM en entrée et en sortie, il y a donc un filtre CEM côté triphasé et un autre filtre CEM côté continu.

Nous illustrons le convertisseur étudié sur la figure I-1.

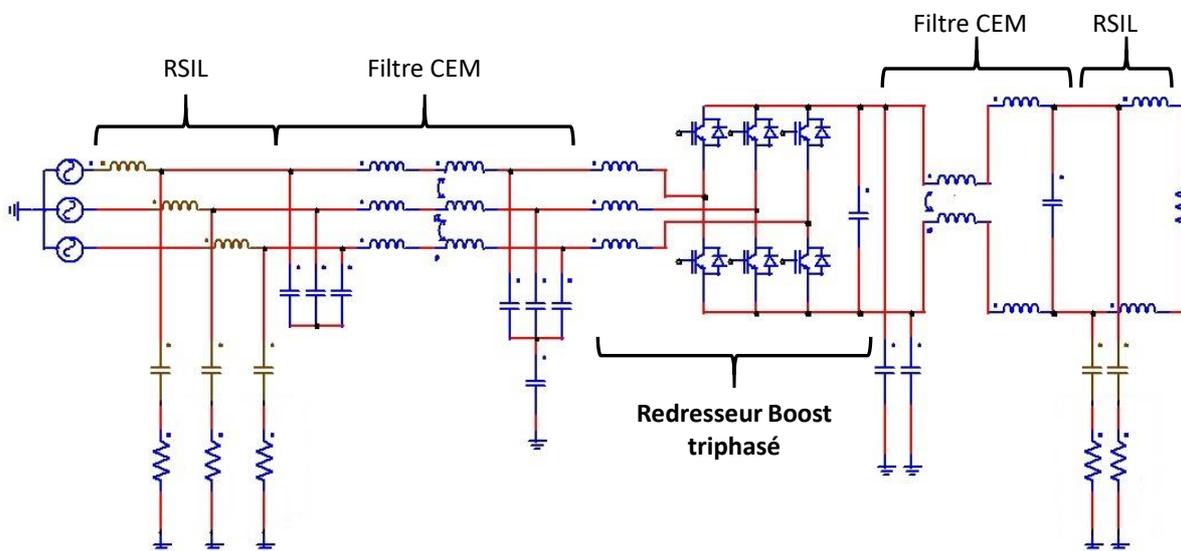


Figure I-1 - Le redresseur boost triphasé, avec filtres CEM et RSIL, côté AC et DC

Comme indiqué précédemment, les deux filtres CEM interagissent entre eux ce qui rend la procédure classique de dimensionnement des filtres CEM inadaptée. Il faut dimensionner les deux filtres ensemble, en même temps que le convertisseur [Zhang-

13]. La complexité de ce système, le nombre de paramètres et le nombre de contraintes sont nettement supérieurs à des cas plus usuels d'un convertisseur avec un filtre CEM.

Dans ce manuscrit, le chapitre 1 est consacré à la description du cas d'étude choisi : le cahier des charges du redresseur triphasé, son fonctionnement et les contraintes de valeur pour ses composants passifs.

Dans le chapitre 2, nous expliquons les modèles de dimensionnement que nous avons utilisés pour chaque composant du redresseur triphasé. Ils intègrent notamment les estimations de masse et la possibilité de faire varier la fréquence de découpage. Ces modèles sont continus et dérivables. Ils proviennent de la littérature ou d'extrapolation de catalogues constructeurs. La modélisation des composants ne constituant pas le cœur de nos travaux, nous avons limité le temps consacré à leur élaboration. Ainsi, leur précision est parfois discutable, néanmoins nous avons toujours tenu à ce que les tendances d'évolution des différents phénomènes, en fonction des paramètres de dimensionnement, soient respectées. Au cours de ces travaux de modélisation, nous avons mis en œuvre plusieurs stratégies permettant d'accélérer et d'améliorer la convergence des algorithmes d'optimisation sans perdre en justesse des modèles.

Nous abordons ensuite la problématique de la CEM au chapitre 3. Nous rappelons sa définition et le contexte normatif en aéronautique. Nous expliquons la topologie des filtres CEM et la démarche classiquement utilisée pour les dimensionner. Puis, nous exposons l'interaction de mode commun entre le filtre CEM côté alternatif et le filtre CEM côté continu, avec l'inadéquation de la démarche classique qui en découle. Nous rappelons alors l'approche des sources équivalentes CEM que nous avons choisi de mettre en œuvre. De là, nous abordons les problèmes calculatoires en optimisation liés à la variation de la fréquence de découpage. Nous expliquons alors les solutions que nous avons apportées. D'une part, grâce à une stratégie de sélection automatique des harmoniques CEM à calculer qui permet de réduire drastiquement les temps de calcul. D'autre part, grâce à une formulation particulière de la contrainte CEM qui a permis aux optimisations de converger vers des systèmes respectant les normes CEM, côté triphasé et côté continu.

Dans le chapitre 4, nous commençons par faire un point sur l'environnement de calcul CADES, orienté pour l'optimisation, afin d'expliquer l'implantation logicielle de l'ensemble des modèles et de leurs gradients, ainsi que le paramétrage des optimisations déterministes. De là, nous abordons le comportement du modèle global de notre convertisseur en optimisation. Nous relevons notamment que l'espace des solutions a énormément de minimums locaux où l'algorithme déterministe se retrouve « piégé » et qu'il n'arrive pas à trouver efficacement les fréquences de découpages pertinentes. Pour pallier à ce problème, nous multiplions le nombre d'optimisation à l'aide d'une procédure automatique qui permet de lancer des optimisations avec des configurations

initiales aléatoires. Grâce aux nombreux résultats, nous arrivons à sélectionner des optimums correspondant à des systèmes légers. Nous obtenons alors la courbe des meilleurs designs du convertisseur en fonction de la fréquence de découpage. Cette courbe permet enfin d'orienter le choix de la fréquence de découpage, pour passer à des phases plus avancées de dimensionnement du convertisseur et de ses filtres CEM.

En conclusion, nous dressons le bilan de ces travaux et proposons des pistes pour les recherches à venir concernant la prise en compte de la CEM dans le dimensionnement par optimisation déterministe en électronique de puissance. Nous pointerons également des interactions entre le RSIL, le filtrage CEM et le fonctionnement du convertisseur, qui sont très difficiles à prendre en compte dans la modélisation analytique du système exposée au chapitre 1. C'est une piste importante de développement pour de futurs travaux, car ces modifications de comportement peuvent avoir un impact important.

Références de l'introduction générale

- [Boggs-00] P.T. Boggs, J.W. Tolle, « Sequential quadratic programming for large-scale nonlinear optimization », *Journal of Computational and Applied Mathematics*, vol. 124, no. 1, pp. 123-137, 2000.
- [Bossi-16] O. Bossi, « Contribution au dimensionnement et à la gestion par optimisation de systèmes de stockage d'énergie pour les réseaux électriques ferroviaires », Thèse de doctorat, Grenoble INP, 2016.
- [Cuellar-14] C. Cuellar, N. Idir, « EMI filter design methodology taking into account the static converter impedance », 16th European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1 – 10, 2014.
- [De Oliveira-12] T. De Oliveira, « Optimisation du routage d'un filtre CEM », Thèse de doctorat, Grenoble INP, 2012.
- [Delhommais-16] M. Delhommais, G. Dadanema, Y. Avenas, F. Costa, J. L. Schanen, C. Vollaire, « Design by optimization of power electronics converter including EMC constraints », *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, pp. 182-187, 2016.
- [Di Barba-10] P. Di Barba, « Multiobjective Shape Design in Electricity and Magnetism », Livre édité aux éditions Springer, 2010.
- [Diouf-18] F. Diouf, N. Sakr, A. Gheonjian, « Simulation-driven Design Optimization of a Multilayer EMC Input Filter », *International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, pp. 2078-2081, 2018.
- [DO-160] Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment, "DO-160G", Washington, DC, USA: RTCA, Inc., 2014.
- [Enciu-09] P. Enciu, « Dérivation Automatique pour le calcul des sensibilités appliqué au dimensionnement en génie électrique », Thèse de doctorat, Grenoble INP, 2009.

- [Etayo-17] A. Etayo, «Methods and tools for the optimization of modular electrical power distribution cabinets in aeronautical applications», Thèse de doctorat, INP Toulouse, 2017.
- [Emadi-00] K. Emadi, M. Ehsani, « Aircraft power systems: technology, state of the art, and future trends », IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, Volume 15, Issue 1, pp. 28 – 32, 2000.
- [Fischer-04] V. Fischer, « Composants logiciels pour le dimensionnement en génie électrique. Application à la résolution d'équations différentielles », Thèse de doctorat, Grenoble INP, 2004.
- [Hajji-03] O. Hajji, « Contribution au développement de méthodes d'optimisation stochastiques : application à la conception des dispositifs électrotechniques », Thèse de doctorat, Lille 1, 2003.
- [Kolar-13] J. W. Kolar, T. Friedli, « The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part I », IEEE Transactions on Power Electronics Volume 28, Issue 1, pp. 176 – 198, 2013.
- [Li-16] Q. Li, A. Formentini, A. Baraston, X. Zhang, P. Zanchetta, J.-L. Schanen, D. Boroyevich, « Taking into account interactions between converters in the design of aircraft power networks », IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016.
- [Magot-04] D. Magot, « Méthodes et outils logiciels d'aide au dimensionnement: application aux composants magnétiques et aux filtres passifs», Thèse de doctorat, Grenoble INP, 2004.
- [Mueller-18] D. Mueller, M. Beltle, S. Tenbohlen, « Automated Filter Optimization for High-Voltage Cable Harness Based on Circuit Simulations for Conducted Emissions Prediction », International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), pp. 84-89, 2018.
- [Revol-03] B. Revol, « Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse-machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, 2003.
- [Roboam-12] X. Roboam, « Integrated design by optimisation of electrical energy systems », Livre édité aux éditions ISTE & Wiley, ISBN 978-1-84821-389-0, pp 193-245, 2012.

- [Roboam-12-2] X. Roboam, « Conception systémique pour la conversion d'énergie électrique », Livres édités aux éditions Lavoisier-Hermes Science publication, ISBN 978-2-7462-3193-1, 2012.
- [Scoltock-16] J. Scoltock, G. Calderon-Lopez, Y. Wang, A. J. Forsyth, « Design optimisation and trade-offs in multi-kW DC-DC converters », IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 1-8, 2016.
- [Scoltock-17] J. Scoltock, G. Calderon-Lopez, A. J. Forsyth, « Topology and Magnetics Optimisation for a 100-kW Bi-Directional DC-DC Converter », IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), pp. 1-6, 2017.
- [Touré-12] B. Touré, « Modélisation Haute Fréquence des variateurs de vitesse pour Aéronefs : Contribution au Dimensionnement et à l'Optimisation de Filtres CEM », Thèse de doctorat, Grenoble INP, 2012.
- [Videt-17] A. Videt, M. Messaoudi, N. Idir, H. Boulharts, H. Vang, « PWM Strategy for the Cancellation of Common-Mode Voltage Generated by Three-Phase Back-to-Back Inverters », IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 32, Issue 4, pp. 2675 - 2686, 2017.
- [Wen-11] B. Wen, « Weight Estimation of Electronic Power Conversion Systems », Rapport de Master, Virginia Tech University, USA, 2011.
- [Wurtz-96] F. Wurtz, « Une nouvelle approche pour la conception sous contraintes de machines électriques », Thèse de doctorat, Grenoble INP, 1996.
- [Zhang-13] X. Zhang, « Passive Component Weight Reduction for Three Phase Power Converters », Thèse de doctorat, Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, 2013.

Chapitre 1 – Présentation du redresseur triphasé avec filtres CEM amont et aval

Dans cette partie, nous présentons le convertisseur étudié dans ces travaux : un redresseur boost triphasé en PFC (Power Factor Correction). Nous définissons le cahier des charges de notre étude, puis nous rappelons le principe de son fonctionnement en régime permanent.

Nous exposons une mise en équation détaillée du système, en précisant bien l'ensemble des notations et conventions choisies. Pour cette raison, nous rappelons parfois des connaissances assez basiques en électronique de puissance. Cependant, la clarté de notre analyse a été primordiale pour calculer les instants de commutation, en fonction des différents paramètres du circuit, avec précision. En effet, cela a été un point clé pour réussir la modélisation de la CEM du système (cf. chapitre 3).

La mise en équation du convertisseur et de certains de ses comportements sont également nécessaires pour le dimensionnement de ses composants. Nous étudions notamment les ondulations de tension et courant engendrées par le convertisseur.

Nos travaux s'articulent autour de la CEM conduite du convertisseur. Nous ne détaillons pas la problématique ici car le chapitre 3 y est entièrement consacré. Cependant, les éléments de circuit rattachés à la CEM (filtres CEM et RSIL) sont brièvement présentés ici, car leur dimensionnement est abordé directement au chapitre 2, qui concerne les modèles de dimensionnement de chaque composant.

1.1. Présentation du redresseur boost triphasé en PFC et du cahier des charges de l'étude

Le redresseur boost triphasé en PFC (Power Factor Correction) est un convertisseur qui permet de redresser des tensions d'entrée triphasées alternatives en une tension continue tout en assurant le PFC, i.e. des courants d'entrée triphasés en phase avec les tensions triphasées [Kolar-13]. Le schéma électrique et les comportements attendus sont présentés en figure 1.1.

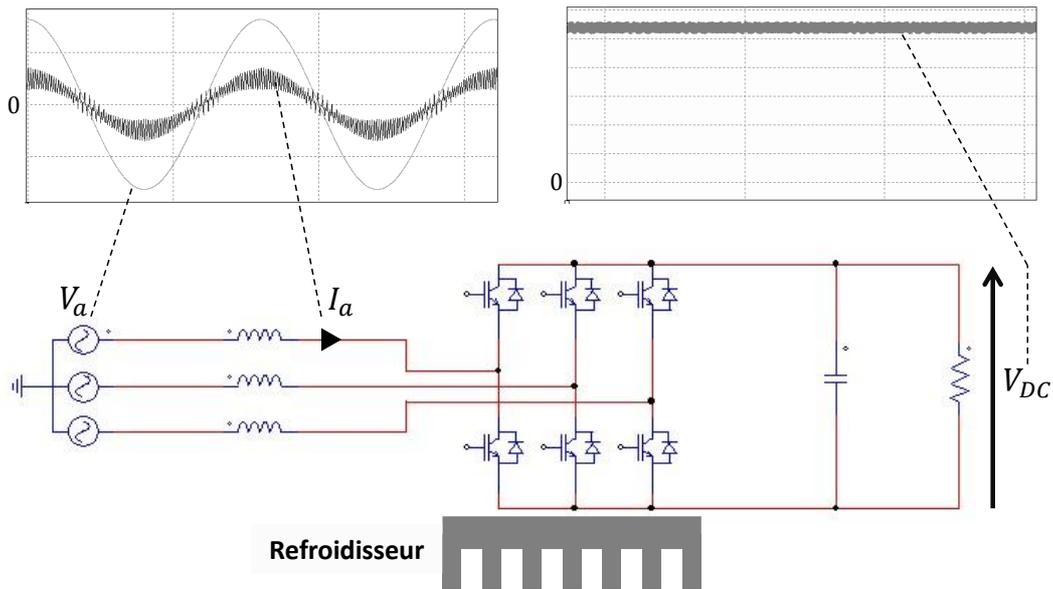


Figure 1.1– Le redresseur boost triphasé en PFC (Power Factor Correction)

La conversion de l'énergie et le mode PFC sont assurés par des interrupteurs de puissance, à l'aide d'une commande spécifique, asservie par des boucles de régulation. Chaque bras est commandé en mode complémentaire, i.e. l'interrupteur du bas est toujours à l'inverse de celui du haut. Il y a donc toujours un interrupteur ON sur chaque bras du convertisseur. La conversion engendre des pertes, au sein des interrupteurs, qu'il faudra évacuer de façon adéquate à l'aide d'un refroidisseur.

Comme nous pouvons le voir sur la figure 1.1, le fonctionnement du convertisseur entraîne l'oscillation des courants alternatifs d'entrée et de la tension continue de sortie. A ces stades très en amont d'étude, nous ne connaissons pas encore les critères de qualité d'énergie auxquels sera soumis le convertisseur final. Cependant, il est certain que ces ondulations doivent être limitées, d'autant plus qu'elles génèrent des pertes supplémentaires dans les composants passifs.

Ainsi, nous choisissons de fixer des limites arbitraires quant aux amplitudes maximales de ces ondulations : nous souhaitons que l'amplitude des oscillations de la tension de sortie, ΔV_{DC} , reste inférieure à 10% de la valeur nominale de la tension continue, V_{DC} , ce qui est assez classique en terme de qualité de l'énergie (cette contrainte peut même être plus sévère). Par ailleurs, nous fixons l'amplitude maximale des oscillations des courants triphasés : ΔI_{AC} inférieure à la valeur crête des courants, \widehat{I}_{AC} . Ces limitations sont illustrées de façon plus explicite sur la figure 1.2.

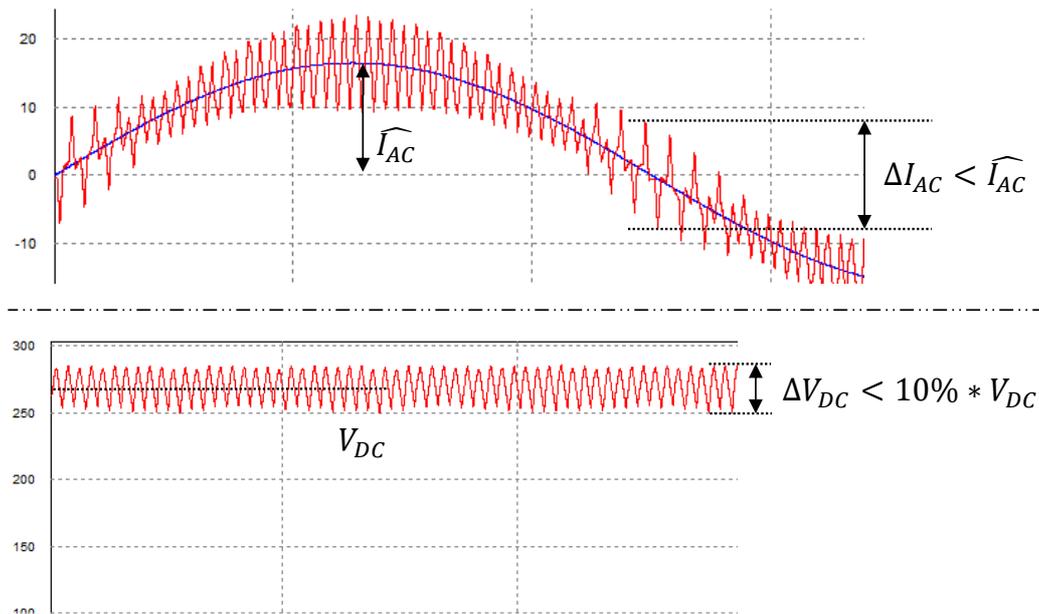


Figure 1.2 - Limitations choisies pour les ondulations des courants d'entrée et de la tension de sortie

Nous allons chercher à dimensionner par optimisation un tel redresseur triphasé avec le cahier des charges suivant :

- puissance : $P = 2000 \text{ W}$,
- valeur nominale de la tension de sortie : $V_{DC} = 270 \text{ V}$,
- valeur efficace de la tension triphasée, phase-neutre : $V_{AC} = 57.5 \text{ V}$,
- fréquence fondamentale du triphasé : $f_0 = 400 \text{ Hz}$,
- amplitude des ondulations de la tension de sortie : $\Delta V_{DC} < 10\%$ de V_{DC} ,
- amplitude maximale des ondulations des courants triphasés : $\Delta I_{AC} < \widehat{I}_{AC}$ (\widehat{I}_{AC} valeur crête des courants alternatifs).

Et concernant la spécificité de ces travaux qui est la variation de la fréquence de découpage dans la conception du convertisseur :

- fréquence de découpage des interrupteurs : $10 \text{ kHz} < f_{dec} < 100 \text{ kHz}$.

Nous allons présenter le principe de la commande des interrupteurs qui permet le fonctionnement du redresseur et l'obtention du PFC du côté alternatif.

1.2. Présentation de la commande vectorielle pour notre convertisseur triphasé

1.2.1. Notations et rappels

Nous allons définir ou rappeler un certain nombre de variables qui nous serviront dans le reste de l'exposé (cf. figure 1.3) :

- P : puissance nominale du système
- $\widehat{V}_{AC} / V_{AC}$: valeur nominale crête / efficace de la tension triphasée, phase-neutre
- $\widehat{I}_{AC} / I_{AC}$: valeur nominale crête / efficace du courant triphasé
- V_{DC} : valeur nominale de la tension continue
- I_{DC} : valeur nominale du courant continu
- f_0 : fréquence des tensions alternatives d'entrée i.e. fréquence fondamentale du système
- ω : pulsation fondamentale du système
- f_{dec} : fréquence de découpage i.e. fréquence de commutation des IGBT
- T_{dec} : période d'un cycle de commutation des IGBT
- $V_a, V_b, V_c(t)$: tension d'entrée des phases a, b et c
- $V'_a, V'_b, V'_c(t)$: potentiel entre l'inductance de boost et le bras de commutation, pour la phase a, b et c
- $S_a, S_b, S_c(t)$: égal à 1 si l'IGBT du haut du bras d'onduleur de la phase a, b et c, est ON, égal à 0 si OFF
- L : valeur des inductances de boost
- C : valeur de la capacité du bus continu
- R_{load} : charge résistive du système.

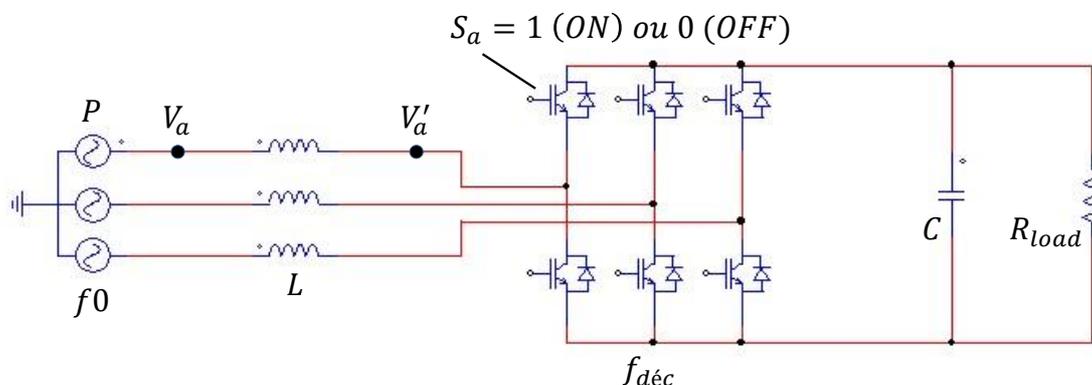


Figure 1.3 – Illustration de quelques notations utilisées dans ce chapitre

Nous sommes dans un système triphasé direct et équilibré :

$$\begin{cases} V_a(t) = \widehat{V}_{AC} * \cos(\omega t) \\ V_b(t) = \widehat{V}_{AC} * \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c(t) = \widehat{V}_{AC} * \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad \& \quad V_a(t) + V_b(t) + V_c(t) = 0$$

On rappelle une relation évidente du PFC, en négligeant les pertes:

$$P = 3 * V_{AC} * I_{AC} = V_{DC} * I_{DC}$$

1.2.2. Les potentiels aux phases de l'onduleur

Selon l'état des interrupteurs S_a , S_b et S_c , les potentiels V'_a , V'_b et V'_c varient.

Si $S_a = S_b = S_c = 0$ (nous noterons cette configuration (000)) ou bien $S_a = S_b = S_c = 1$ (notée (111)), les trois phases sont en court-circuit et nous obtenons $V'_a = V'_b = V'_c$. Ce point n'étant pas relié au neutre, nous ne pouvons pas rigoureusement dire que ces potentiels sont nuls, dans ces cas-là. Cependant, ils restent très faibles, et pour notre niveau d'analyse, nous allons approximer :

$$V'_a = V'_b = V'_c = 0 \text{ , si } S_a = S_b = S_c \text{ (000) ou } S_a = S_b = S_c = 1 \text{ (111)}$$

Maintenant, prenons le cas où $S_a = 1$ et $S_b = S_c = 0$ (noté (100)), nous obtenons la configuration décrite sur la figure 1.4.

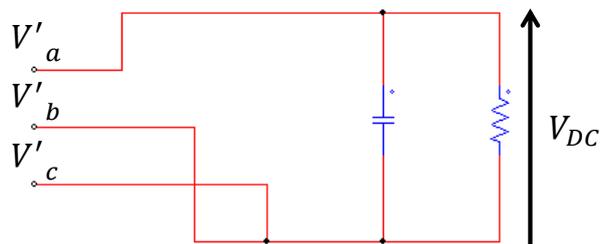


Figure 1.4 - Représentation des connexions pour la configuration (100)

Nous obtenons les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_b' = V_c' \\ V_a' - V_b' = V_{DC} \end{cases}$$

Il existe des tensions homopolaires dans le circuit qui sont relativement faibles. Pour notre niveau d'analyse, nous choisissons de les négliger ici, afin d'obtenir la relation du système équilibré aux bornes de interrupteurs :

$$V_a'(t) + V_b'(t) + V_c'(t) = 0$$

Ainsi, dans la configuration (100), nous avons les potentiels suivants :

$$\begin{cases} V_a' = \frac{2}{3}V_{DC} \\ V_b' = -\frac{1}{3}V_{DC} \\ V_c' = -\frac{1}{3}V_{DC} \end{cases}$$

Par un raisonnement similaire sur les cinq configurations restantes, nous pouvons montrer que :

$$\begin{cases} V_a' = (2S_a - S_b - S_c) * \frac{V_{DC}}{3} \\ V_b' = (2S_b - S_a - S_c) * \frac{V_{DC}}{3} \\ V_c' = (2S_c - S_a - S_b) * \frac{V_{DC}}{3} \end{cases} \quad (\text{Eq.1})$$

1.2.3. Les vecteurs tournants

Dans l'étude des systèmes alternatifs, notamment triphasés, on utilise fréquemment une représentation du système dans le domaine des complexes. Grâce à cela, nous allons passer des grandeurs triphasées à des vecteurs dans le plan complexe.

Par exemple, on définit le vecteur $\overline{V_{AC}}$ qui correspond à la grandeur complexe $\overline{V_{AC}}$ définie par :

$$\overline{V_{AC}}(t) = \frac{2}{3} * (V_a(t) + V_b(t) * a + V_c(t) * a^2) , \quad \text{où } a = e^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (\text{Eq.2})$$

Si nous nous plaçons à un instant t_0 , tel que $\omega * t_0 = \pi/2$, nous obtenons $V_a = 0, V_b = \frac{\sqrt{3}}{2}, V_c = -\frac{\sqrt{3}}{2}$. Cet état est représenté par le vecteur \vec{V}_{AC} montré sur la figure 1.5.

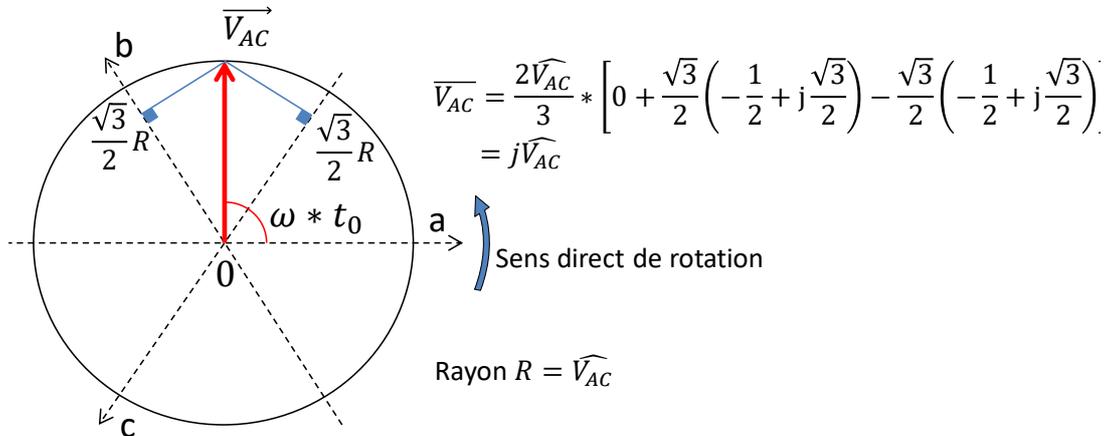


Figure 1.5 - Illustration de la représentation vectorielle des tensions triphasées

La phase de \vec{V}_{AC} correspond à $\omega * t$; ainsi \vec{V}_{AC} est un vecteur tournant dans le temps, à la pulsation ω . On peut retrouver les valeurs réelles des tensions en projetant \vec{V}_{AC} sur les axes orientés a, b et c.

En remplaçant les tensions par les courants triphasés dans l'Eq.2, on obtient le vecteur tournant \vec{I}_{AC} . Le système devant être en PFC, nous cherchons à avoir \vec{V}_{AC} et \vec{I}_{AC} en phase, comme illustré sur la figure 1.6.

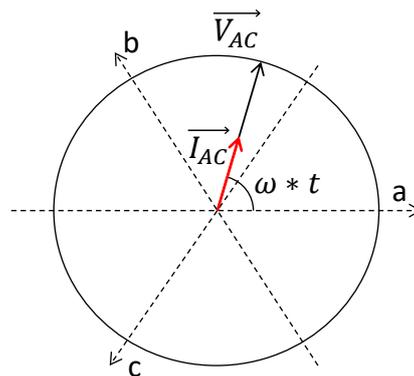


Figure 1.6 - Illustration du PFC avec les vecteurs tournants

Enfin, nous allons introduire le vecteur \vec{V}' qui correspond à V'_a, V'_b et V'_c en utilisant l'Eq.2. Celui-ci est un vecteur discret puisque V'_a, V'_b et V'_c ne peuvent prendre que des valeurs discrètes (cf. Eq.1). Sur la figure 1.7, nous avons illustré les différents \vec{V}'

qu'il est possible de générer, en fonction de l'état des interrupteurs, représenté par la notation utilisée en partie 1.2.2.

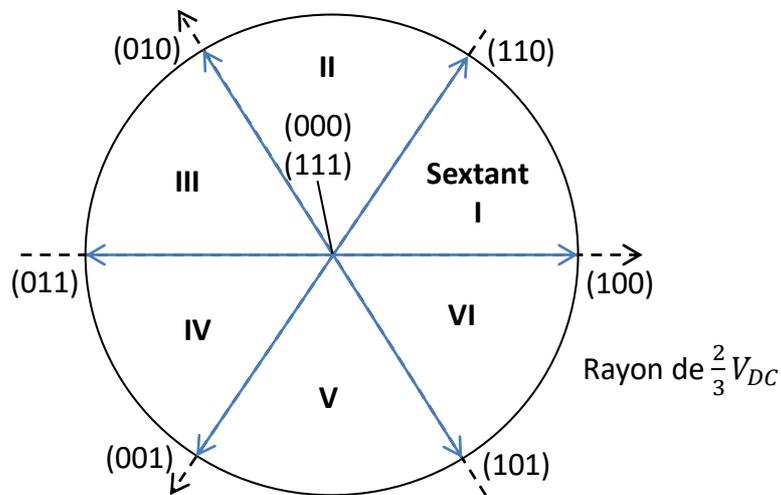


Figure 1.7 - Illustration des huit vecteurs \vec{V} créés par les différents états des interrupteurs

1.2.4. Fonctionnement du convertisseur grâce à la commande vectorielle

La mise en équation du côté alternatif du convertisseur nous donne la relation suivante entre les trois vecteurs tournants :

$$\vec{V}_{AC}(t) - \vec{V}'(t) = L \frac{d\vec{I}_{AC}(t)}{dt}$$

Comme \vec{V}_{AC} et \vec{I}_{AC} doivent être en phase, nous souhaiterions avoir un vecteur tournant \vec{V}'_{cmd} , défini comme sur la figure 1.8.

Remarque : L'abréviation « cmd » a été choisie en référence à « commande ».

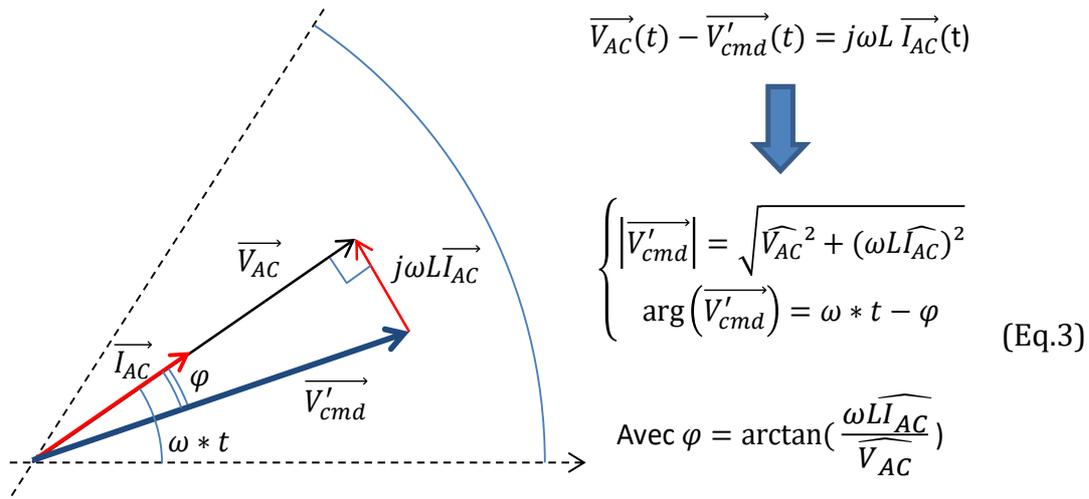


Figure 1.8 - Illustration du vecteur tournant désiré \vec{V}'_{cmd} , pour réaliser le PFC

Or, nous venons d'expliquer dans la partie précédente que \vec{V}^i ne peut prendre que les valeurs discrètes montrées sur la figure 1.7. C'est là que nous allons utiliser une commande vectorielle, pour simuler le vecteur tournant désiré \vec{V}'_{cmd} en faisant des combinaisons parmi les huit vecteurs discrets de \vec{V}^i . Il est alors nécessaire que la dynamique des interrupteurs soit bien supérieure à la dynamique du système i.e. $f_{dec} > > f_0$.

En considérant que \vec{V}'_{cmd} est constant sur une période de commutation T_{dec} ($\ll T$), nous allons le simuler en moyennant les vecteurs adjacents du sextant dans lequel il se trouve. Par exemple, sur la figure 1.9, nous sommes à t tel que $\omega * t$ se trouve dans le sextant I (cf. figure 1.7).

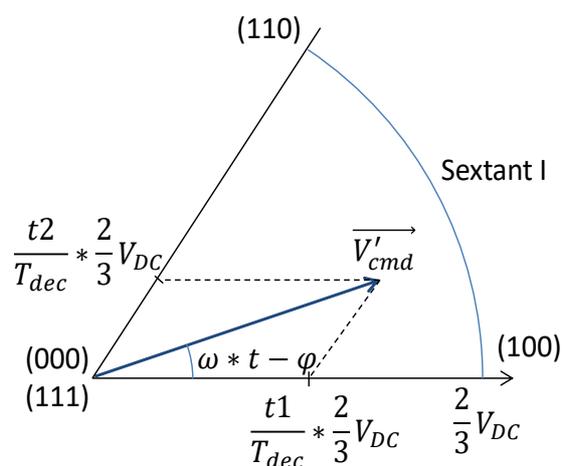


Figure 1.9 – Reconstitution de \vec{V}'_{cmd} dans le sextant I, simulé par les vecteurs (000)/(111), (100) et (110)

Pour recréer $\overrightarrow{V'_{cmd}}$ pendant T_{dec} , il faut que les interrupteurs soient dans la configuration (100) durant un temps $t1$, (110) durant $t2$ et (000) ou (111) durant $t0$, tels que :

$$\begin{cases} T_{dec} * \overrightarrow{V'_{cmd}} e^{j\omega t - \varphi} = t1 * \frac{2}{3} V_{DC} e^{j0} + t2 * \frac{2}{3} V_{DC} e^{j\frac{2\pi}{3}} + t0 * 0 \\ T_{dec} = t1 + t2 + t0 \end{cases}$$

Nous obtenons les relations suivantes :

$$\text{Sextant I : } \begin{cases} t1 = \frac{3 |\overrightarrow{V'_{cmd}}|}{2V_{DC}} * \left(\cos(\omega t - \varphi) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - \varphi) \right) * T_{dec} \\ t2 = \frac{\sqrt{3} |\overrightarrow{V'_{cmd}}|}{V_{DC}} * \sin(\omega t - \varphi) * T_{dec} \\ t0 = T_{dec} - (t1 + t2) \end{cases}$$

Par un raisonnement similaire sur les cinq autres sextants, et en considérant que $t1$ correspond toujours au vecteur adjacent d'angle plus faible et $t2$ à l'autre vecteur adjacent, d'angle plus grand, on obtient les relations suivantes:

$$\text{Sextant II : } \begin{cases} t1 = \frac{3 |\overrightarrow{V'_{cmd}}|}{2V_{DC}} * \left(\cos(\omega t - \varphi) + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - \varphi) \right) * T_{dec} \\ t2 = \frac{3 |\overrightarrow{V'_{cmd}}|}{2V_{DC}} * \left(-\cos(\omega t - \varphi) + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - \varphi) \right) * T_{dec} \\ t0 = T_{dec} - (t1 + t2) \end{cases}$$

$$\text{Sextant III : } \begin{cases} t1 = \frac{\sqrt{3} |\overrightarrow{V'_{cmd}}|}{V_{DC}} * \sin(\omega t - \varphi) * T_{dec} \\ t2 = \frac{3 |\overrightarrow{V'_{cmd}}|}{2V_{DC}} * \left(-\cos(\omega t - \varphi) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - \varphi) \right) * T_{dec} \\ t0 = T_{dec} - (t1 + t2) \end{cases}$$

$$\text{Sextant IV : } \begin{cases} t1 = \frac{3 |\vec{V}'_{cmd}|}{2V_{DC}} * \left(-\cos(\omega t - \varphi) + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - \varphi) \right) * T_{dec} \\ t2 = \frac{\sqrt{3} |\vec{V}'_{cmd}|}{V_{DC}} * (-\sin(\omega t - \varphi)) * T_{dec} \\ t0 = T_{dec} - (t1 + t2) \end{cases}$$

$$\text{Sextant V : } \begin{cases} t1 = \frac{3 |\vec{V}'_{cmd}|}{2V_{DC}} * \left(-\cos(\omega t - \varphi) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - \varphi) \right) * T_{dec} \\ t2 = \frac{3 |\vec{V}'_{cmd}|}{2V_{DC}} * \left(\cos(\omega t - \varphi) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - \varphi) \right) * T_{dec} \\ t0 = T_{dec} - (t1 + t2) \end{cases}$$

$$\text{Sextant VI : } \begin{cases} t1 = \frac{\sqrt{3} |\vec{V}'_{cmd}|}{V_{DC}} * (-\sin(\omega t - \varphi)) * T_{dec} \\ t2 = \frac{3 |\vec{V}'_{cmd}|}{2V_{DC}} * \left(\cos(\omega t - \varphi) + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - \varphi) \right) * T_{dec} \\ t0 = T_{dec} - (t1 + t2) \end{cases}$$

En pilotant de cette manière les interrupteurs de puissance, nous serions capables de générer la tension \vec{V}' de valeur moyenne instantanée égale à \vec{V}'_{cmd} .

Ces temps de conduction dépendent de V_{DC} , et donc de I_{DC} à puissance nominale. Il faut donc vérifier que la commande proposée permette d'obtenir ce point de fonctionnement.

1.2.5. Vérification de l'équilibre du système : calcul du courant continu engendré par la commande vectorielle

À présent, nous allons calculer le courant I_{DC} qui passe du côté continu en utilisant la commande vectorielle. Sur la figure 1.10, nous mettons quelques nouvelles notations. Nous nous replaçons dans le même cas que sur la figure 1.9.

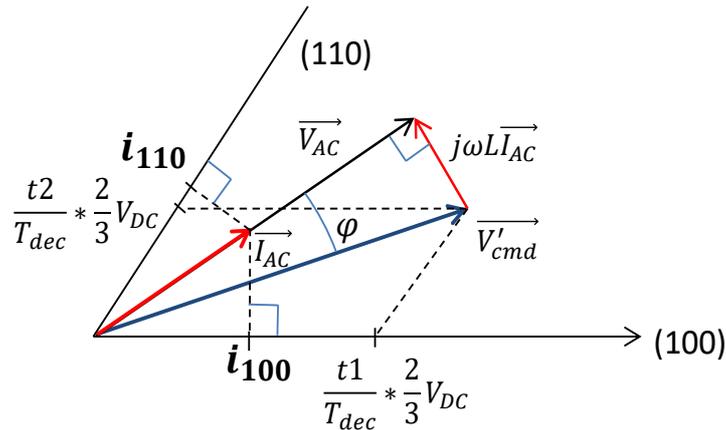


Figure 1.10 - Notations pour le calcul du courant résultant au côté continu

En supposant les courants parfaitement sinusoïdaux, si les interrupteurs sont dans la configuration (100), un courant $i_{100} = \widehat{I}_{AC} * \cos(\omega t)$ passe du côté continu, et pour (110), un courant $i_{110} = -\widehat{I}_{AC} * \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3})$. Compte tenu des temps de conduction $t1$ et $t2$, on obtient en moyenne le courant I tel que :

$$I * T_{dec} = i_{100} * t1 + i_{110} * t2 \quad \Rightarrow \quad I = \frac{i_{100} * t1}{T_{dec}} + \frac{i_{110} * t2}{T_{dec}}$$

En utilisant les temps de commutation du sextant I, nous obtenons :

$$\Rightarrow I = \frac{3 |V'_{cmd}| * \widehat{I}_{AC}}{2V_{DC}} * \left[\left(\cos(\omega t - \varphi) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - \varphi) \right) * \cos(\omega t) - \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\sin(\omega t - \varphi) * \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \right) \right] \quad X$$

À l'aide des formules basiques de trigonométrie, nous développons l'expression X entre crochets, pour obtenir l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
X = & \left(\cos^2(\omega t) \left(\cos\varphi + \frac{\sin\varphi}{\sqrt{3}} \right) + \cos(\omega t) \sin(\omega t) \left(\sin\varphi - \frac{\cos\varphi}{\sqrt{3}} \right) \right) \\
& - \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\cos^2(\omega t) \frac{\sin\varphi}{2} - \sin^2(\omega t) \frac{\sqrt{3}\cos\varphi}{2} \right. \\
& \left. + \cos(\omega t) \sin(\omega t) \left(\frac{\sqrt{3}\sin\varphi}{2} - \frac{\cos\varphi}{2} \right) \right)
\end{aligned}$$

Qui se simplifie en :

$$X = \cos(\varphi) * (\cos^2(\omega t) + \sin^2(\omega t)) = \cos(\varphi)$$

Ce qui nous donne :

$$I = \frac{3}{2V_{DC}} \widehat{I}_{AC} * |\overrightarrow{V'_{cmd}}| * \cos(\varphi)$$

En utilisant l'Eq.3 et la relation $\cos(\arctan(\alpha)) = \frac{1}{\sqrt{1+\alpha^2}}$:

$$I = \frac{3}{2V_{DC}} \widehat{I}_{AC} * \sqrt{\widehat{V}_{AC}^2 + (\omega L \widehat{I}_{AC})^2} * \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L \widehat{I}_{AC}}{\widehat{V}_{AC}}\right)^2}}$$

$$\Rightarrow I = \frac{3}{2V_{DC}} * \widehat{I}_{AC} * \widehat{V}_{AC} = \frac{3}{2V_{DC}} * \sqrt{2} I_{AC} * \sqrt{2} V_{AC} = \frac{P}{V_{DC}} = I_{DC}$$

Nous voyons que la commande vectorielle assure la génération du point de fonctionnement désiré. Le système peut donc atteindre un régime permanent répondant au cahier des charges.

A présent, nous allons voir qu'il y a différentes façons de mettre en place ces temps de conduction. Puis, nous expliciterons celle que nous avons retenue dans ces travaux.

1.2.6. Le motif de commutation et les instants de commutation

Nous venons d'expliquer la théorie de la commande vectorielle. Grâce à elle, nous sommes capables de déduire, sur une période T_{dec} , les durées de conduction t_0 , t_1 et t_2 durant lesquels les interrupteurs devront avoir des configurations particulières pour permettre le bon fonctionnement du convertisseur.

Cependant, au cours de cette période, une infinité d'enchaînements des configurations des interrupteurs est possible. Notons (1) la configuration correspondant à t_1 et (2) à t_2 . On pourrait imaginer commencer à (1) pendant t_1 , puis (2) pendant t_2 et finir avec t_0 à (000) ou (111). On pourrait faire pareil en inversant (1) et (2) ou encore commencer par (000) pendant $t_0/2$ et terminer la séquence par (111) pendant $t_0/2$... Chacun de ces enchaînements, appelés motifs de commutation, aura différents impacts sur les pertes aux interrupteurs, les ondulations dans le système et la CEM [Neascu-01]. Nous n'allons pas les aborder dans ces travaux, même si notre approche est parfaitement capable de les prendre en compte.

Ici, nous avons choisi un motif pour sa rapidité de mise en œuvre, dans le logiciel de simulation PSIM, que nous avons utilisé dans cette étude [PSIM].

Ce motif porte le nom de Symetrically Generated Space Vector Modulation [Neascu-01], i.e. Modulation Vectorielle Symétrique. Il débute par l'état (000) puis passe à la configuration (1) ou (2) en choisissant celle qui ne requiert l'activation que d'un interrupteur ON. Si on revient à la figure 1.7, nous pouvons voir que pour chaque sextant, il y a un vecteur discret adjacent créé par un interrupteur ON (donc un 1) et l'autre est créé par cet interrupteur ON plus un autre (donc deux 1). Dans le sextant I, la commande vectorielle va donc commencer par (100) associé à t_1 et dans le sextant II, par (010) associé à t_2 , par exemple. La commande se poursuit en activant le deuxième interrupteur, pour passer à l'autre vecteur adjacent. Puis, le dernier interrupteur est activé pour se retrouver en (111). De là, on suit le chemin inverse en commençant par le vecteur adjacent nécessitant deux 1, puis l'autre, pour enfin retomber sur (000).

Pour mieux expliciter ce motif et la répartition des temps de conduction, les enchaînements correspondant aux sextants I et II sont présentés sur la figure 1.11.

Sextant I							Sextant II						
(000)	(100)	(110)	(111)	(110)	(100)	(000)	(000)	(010)	(110)	(111)	(110)	(010)	(000)
$\frac{t_0}{4}$	$\frac{t_1}{2}$	$\frac{t_2}{2}$	$\frac{t_0}{2}$	$\frac{t_2}{2}$	$\frac{t_1}{2}$	$\frac{t_0}{4}$	$\frac{t_0}{4}$	$\frac{t_2}{2}$	$\frac{t_1}{2}$	$\frac{t_0}{2}$	$\frac{t_1}{2}$	$\frac{t_2}{2}$	$\frac{t_0}{4}$

Figure 1.11 - Enchaînement des vecteurs adjacents dans les sextants I et II pour la Modulation Vectorielle Symétrique

Pour le sextant II, nous commençons bien par la configuration (2), associée à t_2 , contrairement au sextant I.

À partir de cette répartition des temps de conduction et des formules de la partie 1.2.4, nous sommes capables de calculer avec exactitude les instants de commutation sur une période de la MLI. Cela nous sera précieux pour la modélisation CEM de notre système, au chapitre 3.

À présent, nous allons aborder la mise en œuvre de la commande vectorielle en simulation temporelle, dans le logiciel PSIM.

1.2.7. Mise en œuvre du système en simulation

Afin de vérifier notre compréhension du système, de réaliser les nombreuses validations de notre étude, et de mettre en équation certains comportements plus complexes tels que les oscillations du système, nous avons créé une simulation temporelle dans le logiciel PSIM. Bien que ce ne soit qu'une simulation, elle donne déjà une idée de la réalisation d'un tel système. Le schéma complet du circuit de puissance et de commande est montré sur la figure 1.12.

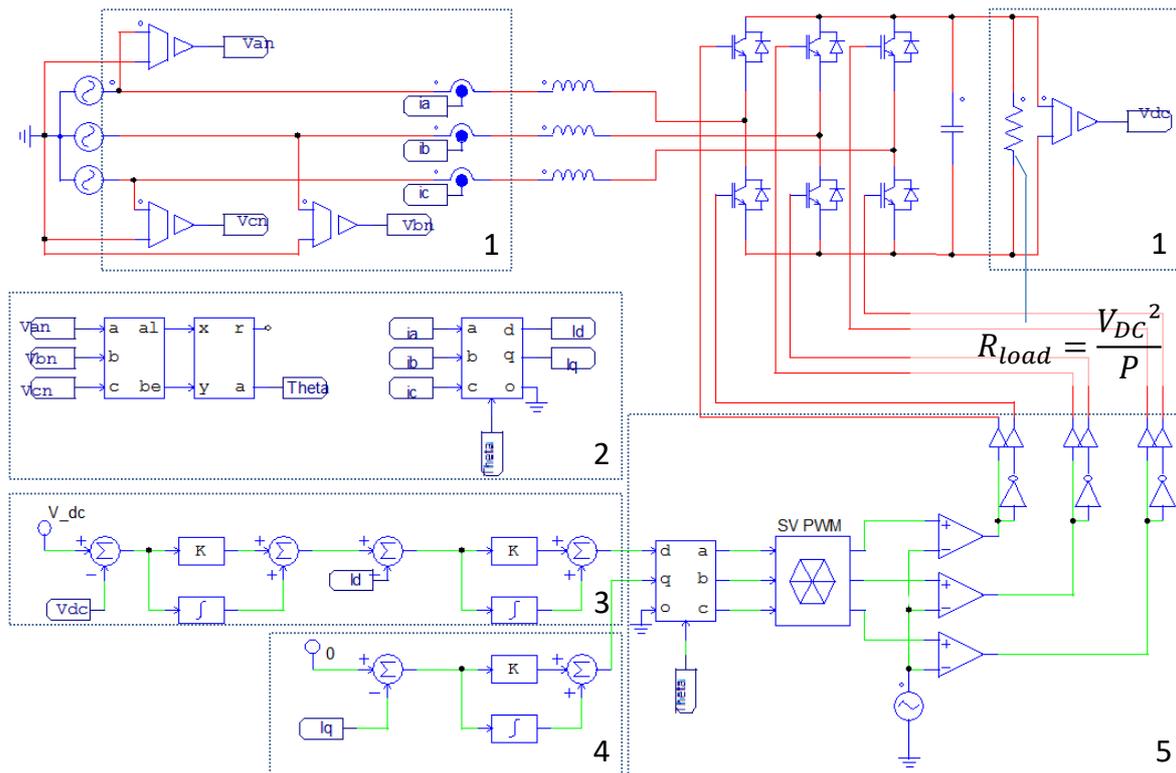


Figure 1.12 - Circuit complet du modèle PSIM

Nous allons clarifier la mise en œuvre de la commande vectorielle et de la régulation pour atteindre le régime permanent, en décomposant le système en cinq parties, montrées sur la figure 1.12.

Dans les deux rectangles 1, nous pouvons voir les capteurs des tensions et courants triphasés et de la tension continue.

Dans le rectangle 2, la pulsation $Theta = \omega * t$ du vecteur tournant \vec{V}_{AC} est calculée puis réinjectée dans la transformation de Park des courants triphasés, en I_d et I_q . Dans cette représentation, le système est en PFC si $I_q = 0$, comme représenté sur la figure 1.13.

Rappel concernant la représentation d-q obtenue par transformée de Park, dans ce cas d'étude : elle donne une représentation complexe des grandeurs triphasées similaire aux vecteurs tournants, dans un référentiel tournant à $\omega * t$, aligné sur \vec{V}_{AC} ; i.e. les vecteurs tournants sont maintenant fixes, l'axe d est aligné sur \vec{V}_{AC} . On souhaite alors avoir la configuration décrite sur figure 1.13 quel que soit t .

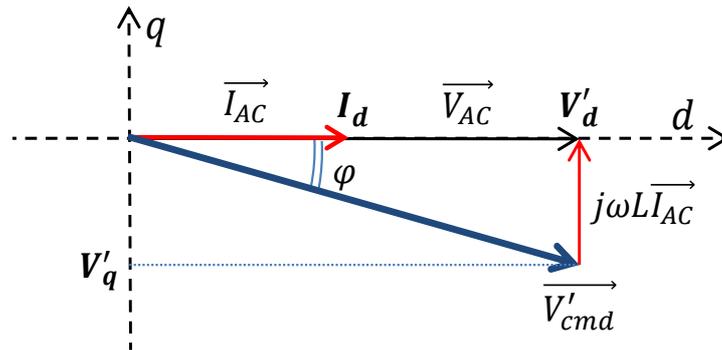


Figure 1.13 - Représentation des grandeurs du système dans le repère d - q

Dans le rectangle 3, la tension continue mesurée est comparée à la consigne V_{DC} . On obtient l'écart ϵV_{DC} qui va alors passer dans un régulateur PI (Proportionnel Intégral) pour obtenir la consigne de courant I_d^* (car c'est ce courant qui sert à créer I_{DC}). Cette commande est comparée au courant I_d mesuré et calculé, pour obtenir l'écart ϵI_d . Cet écart passe alors dans un second régulateur PI qui va calculer une consigne $V'd^*$ afin de créer le courant I_d souhaité.

Dans le rectangle 4, l'écart $-I_q$ passe dans un régulateur PI identique à celui utilisé pour I_d , afin de calculer la consigne $V'q^*$.

Les gains des régulateurs PI ont été réglés manuellement. Nous n'avons donc pas de commande optimale vis-à-vis des comportements transitoires. Cependant, notre étude se porte sur le régime permanent du convertisseur.

Enfin, le rectangle 5 met en œuvre la commande vectorielle avec le motif de commutation présenté en partie 1.2.6.

A partir de la commande $V'd$ et $V'q$, i.e. $\overrightarrow{V'_{cmd}}$, la Modulation Vectorielle Symétrique est créée par MLI intersective. Le bloc SVPWM génère une modulante par phase a, b et c, qui, comparée à un signal triangle à la fréquence de découpage (la porteuse) et allant de $-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}$ à $+\frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}$ (bornes maximales de la commande vectorielle, explicitées en partie 1.2.9) va donner la séquence et les temps de commutation correspondant à la théorie précédemment développée. Un exemple correspondant au sextant I est montré sur la figure 1.14.

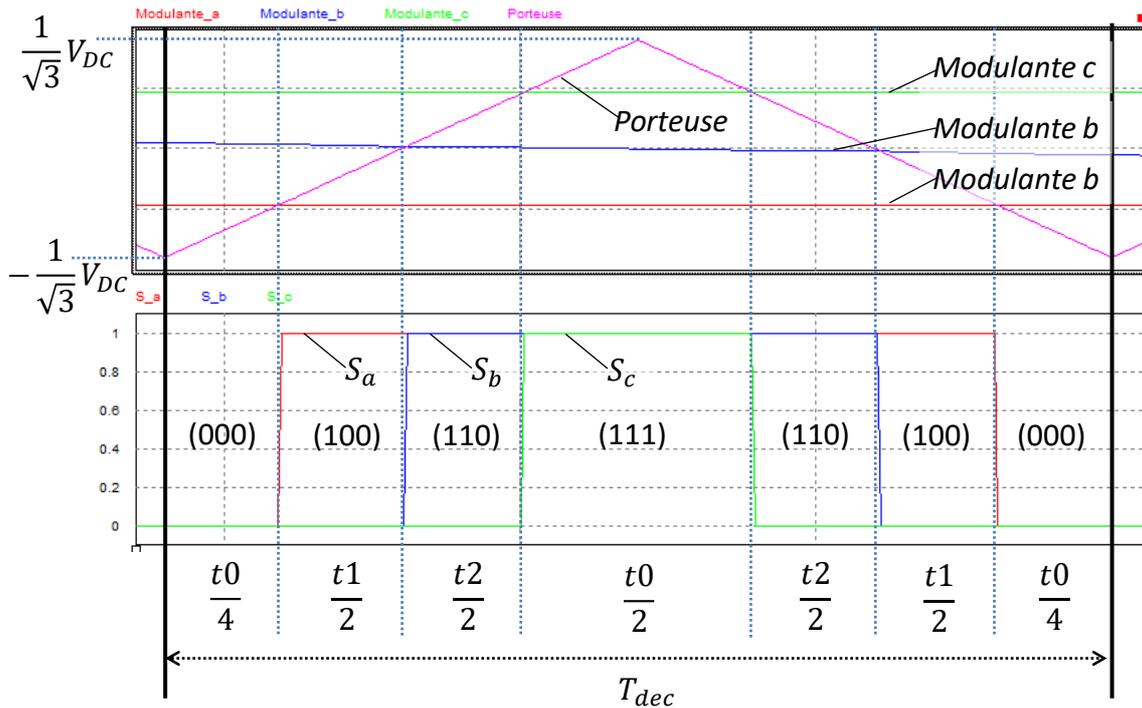


Figure 1.14 - Illustration de la commande vectorielle implémentée par MLI intersective, dans le sextant I

Nous retrouvons exactement l'enchaînement décrit sur la figure 1.11.

Dans le rectangle 5, on remarquera enfin que les signaux S_a , S_b et S_c sont dupliqués et passés dans un inverseur logique pour aller piloter les IGBT du bas en complémentaire. Ici, nous simplifions en ne prenant pas en compte de temps morts.

1.2.8. Résultats de simulation

Nous allons présenter quelques résultats de cette simulation, en régime permanent, dans la configuration décrite par le cahier des charges de la partie 1.1, et avec les paramètres suivants :

- $V_{AC} = 57,5 \text{ V} \Rightarrow \widehat{I}_{AC} = 16,4 \text{ A}$, pour $P = 2 \text{ kW}$
- $f_{dec} = 20 \text{ kHz}$
- $L = 80 \mu\text{H}$
- $C = 5 \mu\text{F}$

Nous représentons les formes d'ondes principales sur la figure 1.15 : le courant et la tension de la phase a et la tension continue.

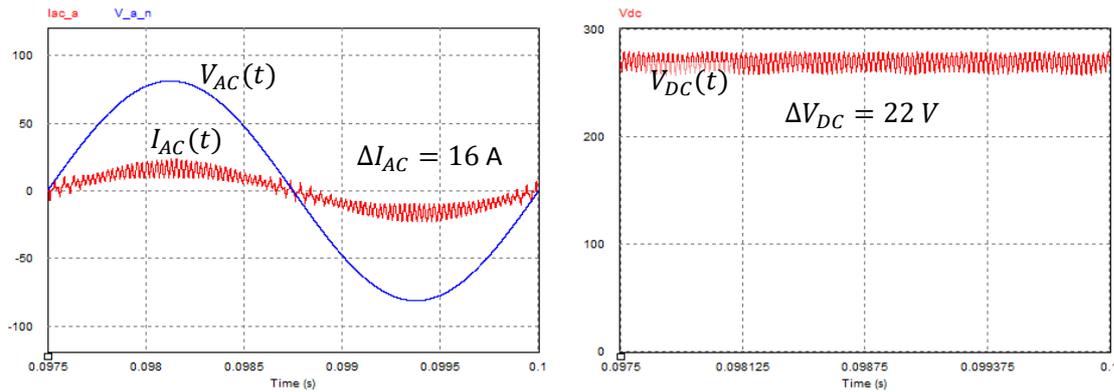


Figure 1.15 - Résultats de simulation : courant et tension phase a et tension continue

Nous voyons que le mode PFC est respecté et que la tension a bien été redressée à 270V côté continu.

Nous constatons des ondulations du courant alternatif et de la tension continue qui apparaissent dans le système. Dans le cas présent, celles-ci respectent les limites voulues par le cahier des charges :

$$\Delta I_{AC} (16 A) < \widehat{I}_{AC} (16,4 A)$$

$$\Delta V_{DC} (22 V) < 10\% \text{ de } V_{DC} (27 V)$$

Ces ondulations sont étudiées en partie 1.2.10.

Nous vérifions la théorie de la commande vectorielle en comparant les V'_d et V'_q théoriques, à la simulation temporelle. En regardant la figure 1.13, nous devrions avoir : $V'_d = 81,3 V$ et $V'_q = -2\pi f_0 * L * \widehat{I}_{AC} = -3,3 A$. Sur la figure 1.16, nous pouvons voir leur allure en simulation temporelle ainsi que leur valeur moyenne, en régime permanent.

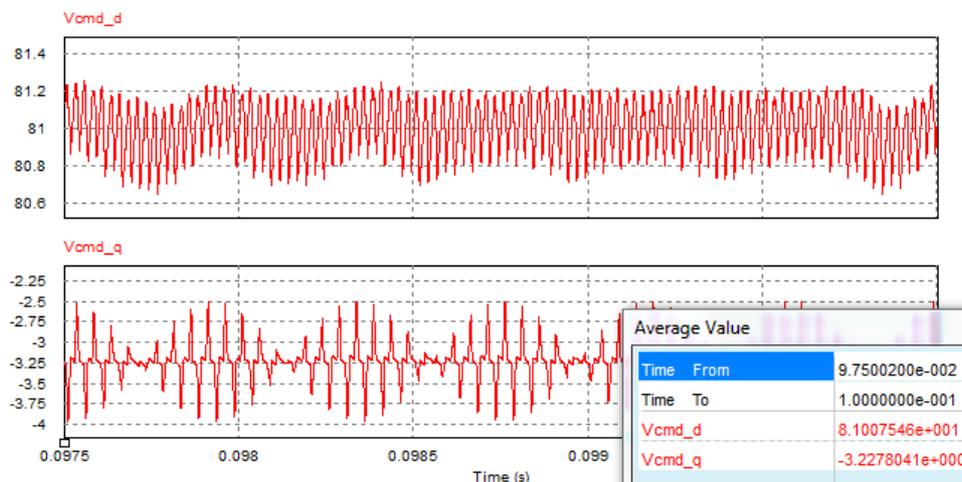


Figure 1.16 - Résultats de simulation : signaux de commande V'_d et V'_q

Les ondulations de ces signaux proviennent des ondulations des courants triphasés et de la tension de sortie. Néanmoins, les valeurs moyennes de V'_d et V'_q sont très proches des valeurs théoriques.

1.2.9. Limites de la commande vectorielle sur le point de fonctionnement désiré

Nous allons ici définir ou rappeler les limitations de la commande vectorielle.

D'abord, il est nécessaire d'avoir $f_{dec} \gg f_0$, pour la commande vectorielle. Dans ces travaux, nous avons $f_{dec} \geq 10 \text{ kHz}$ et $f_0 = 400 \text{ Hz}$. Ainsi, le rapport des deux est supérieur à vingt. Nous aurons, au minimum, trois cycles par sextant.

Ensuite, il ne faut pas dépasser les limites vectorielles : nous savons déjà que $\overrightarrow{V'_{cmd}} < \frac{2}{3}V_{DC}$ (cf. rayon du cercle de la figure 1.7). En réalité, cette limite est inférieure. En effet, lorsque $t_1 = t_2$, i.e. au voisinage de la bissectrice d'un sextant, comme sur la figure 1.17, la norme maximale de $\overrightarrow{V'_{cmd}}$ qu'il est possible de générer est de $V_{DC}/\sqrt{3}$. Cette limite est expliquée graphiquement sur la figure 1.17.

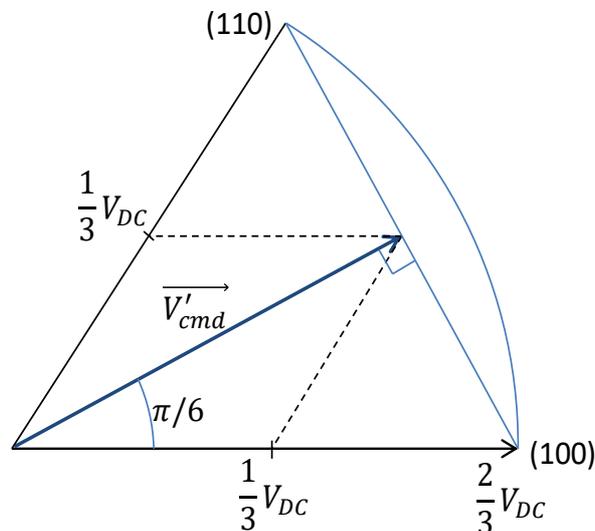


Figure 1.17 - Illustration de la commande vectorielle maximale avec $t_1 = t_2$

Au maximum, $t_1 = t_2 = T_{dec}/2$. Dans ce cas :

$$\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{|\overrightarrow{V'_{cmd}}|_{max}}{\frac{2}{3}V_{DC}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \quad \Rightarrow \quad |\overrightarrow{V'_{cmd}}|_{max} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$$

$$\text{i.e. } \sqrt{\widehat{V}_{AC}^2 + (\omega L \widehat{I}_{AC})^2} < \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} (= 155V)$$

Le terme $(\omega L \widehat{I}_{AC})^2$ est relativement faible. Ainsi, en nous plaçant à $V_{AC} = 57,5 V$ ($\widehat{V}_{AC} = 81,3 V$) dans cette étude, nous respectons largement cette inégalité.

À présent, nous allons nous pencher sur un effet indésirable important : l'apparition des ondulations dans le système. Pour les étudier, nous allons nous servir de la simulation temporelle.

1.2.10. Ondulations des courants d'entrée et de la tension de sortie

Le recours à une séquence d'états discrets pour recréer, en moyenne, le vecteur tournant $\overrightarrow{V'_{cmd}}$ et le courant continu, provoque des ondulations dans les courants triphasés et dans la tension continue, comme illustré sur la figure 1.18.

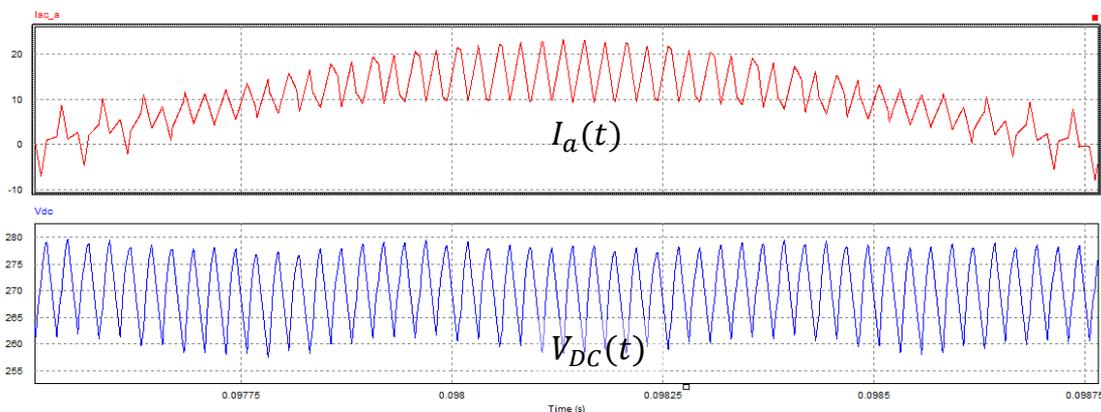


Figure 1.18 - Allure du courant de la phase a et de la tension continue, sur une demi-période

Pour le cas du courant d'entrée de la phase a, nous avons :

$$V_a(t) - V'_a(t) = L \frac{dI_a(t)}{dt} \quad (\text{Eq.4})$$

$V_a'(t)$ varie entre les valeurs discrètes $-\frac{2}{3}$, $-\frac{1}{3}$, 0 , $\frac{1}{3}$ et $\frac{2}{3}$ de V_{DC} (cf. Eq.1), au cours d'un cycle de commutation. D'où les formes quasi-linéaires par morceaux.

Pour le cas de la tension de sortie, nous notons $I_{DC}(t)$ le courant en sortie des interrupteurs, côté continu. Nous avons :

$$I_{DC}(t) = C \frac{dV_{DC}(t)}{dt} + \frac{V_{DC}(t)}{R_{load}} \quad (\text{Eq.5})$$

$I_{DC}(t)$ varie entre les valeurs 0 , $I_a(t)$, $-I_a(t)$, $I_b(t)$, $-I_b(t)$, $I_c(t)$ et $-I_c(t)$ au cours d'un cycle de commutation.

La constante de temps $R_{load} * C$ étant grande, nous pouvons approximer l'Eq.5 à :

$$I_{DC}(t) - I_{DC} = C \frac{dV_{DC}(t)}{dt} \quad (\text{Eq.6})$$

Nous voyons ainsi l'origine des formes quasi-linéaires par morceaux.

L'Eq.4 et l'Eq.6 nous montrent que les ondulations des courants dépendent de L et les ondulations de la tension de C , mais également de la longueur des temps de conduction, directement liée à f_{dec} .

Nous allons maintenant expliciter les relations que nous avons déduites de ces équations et des simulations temporelles. Nous rappelons que les niveaux maximums de ces ondulations seront limités en optimisation par le cahier des charges ou des contraintes indirectes (via les pertes engendrées dans les composants, cf. chapitre 2).

1.2.10.1. Loi de l'ondulation des courants d'entrée

En observant de nombreuses simulations, l'ondulation maximale des courants d'entrée a lieu autour des passages à zéro, pour la modulation vectorielle symétrique, comme illustré sur la figure 1.19.

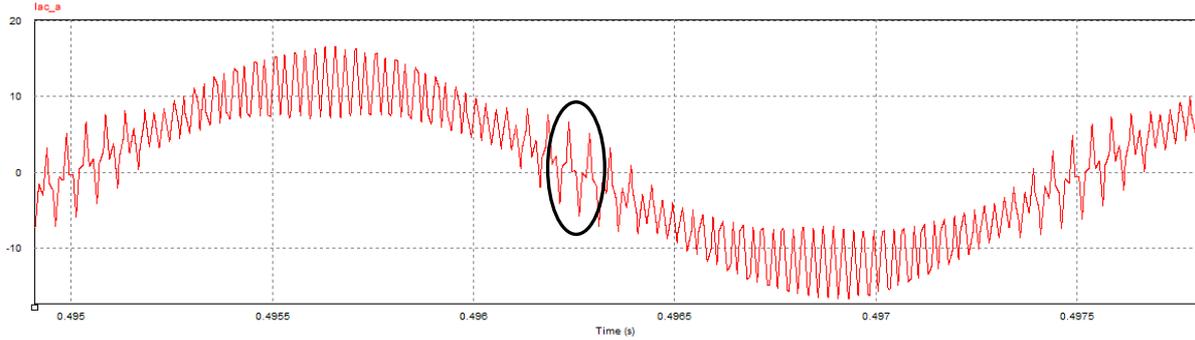


Figure 1.19 - Ondulation maximale des courants triphasés autour des passages à zéro

Dans ce voisinage, la tension de la phase est quasi-nulle. Le vecteur tournant $\overrightarrow{V'_{cmd}}$ est donc orthogonal à l'axe de cette phase (cf. figure 1.5) et se situe au milieu d'un sextant non-adjacent à l'axe de la phase. Par conséquent, l'interrupteur de cette phase ne sera jamais activé en premier dans la séquence des commutations (cf. partie 1.2.6), et selon l'Eq.1, nous aurons alors soit $+\frac{V_{DC}}{3}$ ou $-\frac{V_{DC}}{3}$ aux bornes de l'inductance de boost.

Nous nous retrouvons dans un cas similaire à la figure 1.17 : sur la bissectrice d'un sextant, avec $t_1 = t_2$. Nous avons vu que si $|\overrightarrow{V'_{cmd}}| = V_{DC}/\sqrt{3}$, alors t_1 et t_2 valent $T_{dec}/2$.

Dans nos travaux, les niveaux de courant font que nous pouvons aisément approximer $|\overrightarrow{V'_{cmd}}| \approx \widehat{V}_{AC}$ (cf. figure 1.8, Eq. 3), on trouve la relation plus générale :

$$t_1 = t_2 = \frac{\widehat{V}_{AC}}{V_{DC}/\sqrt{3}}$$

En utilisant l'Eq.4 et en considérant que l'inductance subit $+\frac{V_{DC}}{3}$ pendant t_1 et $-\frac{V_{DC}}{3}$ pendant t_2 , nous obtenons la relation suivante, pour l'amplitude maximale des ondulations :

$$\Delta I_{AC} = \frac{V_{AC}}{\sqrt{6} * f_{dec} * L} \quad (\text{Eq.7})$$

Le tableau 1.1 présente une comparaison entre des ondulations de courant mesurées sur la simulation temporelle et la loi ci-dessus.

Dans les cas où nous avons de faibles ondulation de courant, si nous avons un écart entre notre modèle et la simulation, ce n'est pas important pour notre étude (car on respectera, de toute façon, la contrainte d'ondulation). C'est pourquoi, lorsque l'ondulation de courant est inférieure à la valeur maximale autorisée \widehat{I}_{AC} , nous utilisons un calcul d'écart ε relatif à \widehat{I}_{AC} :

$$\varepsilon = \frac{\text{Modèle} - \text{Simulation}}{\widehat{I}_{AC}} \quad \text{si } \text{Simulation} < \widehat{I}_{AC}$$

Et si l'ondulation est supérieure à la valeur maximale autorisée, nous utilisons la formule classique suivante :

$$\varepsilon = \frac{\text{Modèle} - \text{Simulation}}{\text{Simulation}} .$$

f_{dec} (kHz)	$\widehat{I}_{AC} = 16,4 \text{ A}$			$\Delta I_{AC}(\text{A})$		
	V_{AC} (V)	L (μH)		Simulation	Modèle	Ecart (%)
20	57,5	775		1,35	1,51	1
50	57,5	775		0,45	0,61	1
20	100	775		2,25	2,63	2
20	57,5	190		5,4	6,18	5
50	57,5	190		2,52	2,47	-0,3
20	100	190		9,9	10,74	5
20	57,5	90		11,7	13,04	8
50	57,5	90		4,5	5,22	4
20	100	90		21,6	22,68	5
20	57,5	5		240	234,74	-2

Tableau 1.1 - Validations de la loi de l'ondulation maximale des courants

On remarque une légère surestimation par notre modèle. Dans le cadre de travaux de pré-design par optimisation, une loi simple qui a tendance à légèrement surestimer ce phénomène est acceptable.

La sensibilité de notre estimation, vis-à-vis des différents paramètres, respecte les tendances constatées en simulation.

1.2.10.2. Loi de l'ondulation de la tension de sortie

Sur la figure 1.20, on peut voir l'allure temporelle de $V_{DC}(t)$ et des courants I_C dans la capacité et I_{DC} dans la résistance de charge, sur une demi-période.

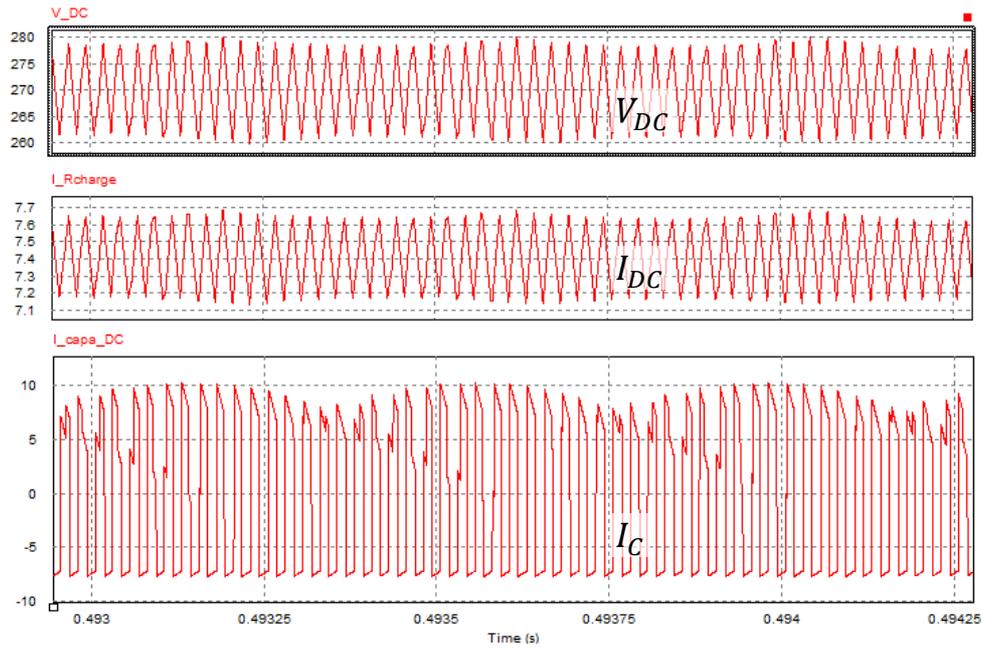


Figure 1.20 - Résultats de simulation de la tension continue et des courants dans la charge et la capacité du bus continu

Nous pouvons voir que la capacité joue bien son rôle de filtrage du courant : un courant I_{DC} quasi-constant est transmis à la charge tandis que le reste I_C est supporté par la capacité du bus continu. L'approximation de l'Eq.6 est donc valide. Dans le courant qui traverse la capacité, on reconnaît les morceaux des trois sinusoïdes des courants d'entrée, redressées et transmises par les interrupteurs.

Nous pouvons voir que ΔV_{DC} est assez constant au cours du temps. Nous nous plaçons alors autour d'un maximum du courant dans la capacité. Celui-ci correspond à un minimum ou un maximum de courant sur une des phases d'entrée. Dans la représentation complexe, nous sommes alors sur un des vecteurs discrets de la commande vectorielle (cf. figure 1.7). Dans ce cas, la commande vectorielle va uniquement se servir de ce vecteur discret. Le temps de conduction (cf. partie 1.2.4.) peut s'approximer à $\frac{3\widehat{V}_{AC}}{2V_{DC}} * T_{dec} = \frac{I_{DC}}{2\widehat{I}_{AC}} * T_{dec}$. Durant ce laps de temps, la capacité reçoit alors un courant $\widehat{I}_{AC} - I_{DC}$.

En reprenant l'Eq.6, nous obtenons :

$$\Delta V_{DC} = \frac{\frac{I_{DC}}{\widehat{I}_{AC}} * (\widehat{I}_{AC} - I_{DC})}{2 * f_{dec} * C} \quad (\text{Eq.8})$$

Dans le tableau 1.2, nous avons mis des comparaisons entre ce modèle et des mesures sur simulations temporelles. Pour les mêmes raisons expliquées dans la section précédente, nous avons utilisé la définition suivante pour les calculs d'écart ε :

$$\varepsilon = \frac{\text{Modèle} - \text{Simulation}}{10\% * V_{DC}} \quad \text{si } \text{Simulation} < 10\% * V_{DC} ;$$

$$\varepsilon = \frac{\text{Modèle} - \text{Simulation}}{\text{Simulation}} \quad \text{sinon.}$$

$V_{DC} = 270 \text{ V}$		$\widehat{I}_{AC} = 16,4 \text{ A}$					Ondulation de tension (V)		
f_{dec} (kHz)	V_{AC} (V)	L (μH)	C (μF)		ΔI_{AC} (A)	Simulation	Modèle	Ecart (%)	
20	57,5	775	10		1,35	11	10,15	-3	
50	57,5	775	10		0,45	4	4,06	-1	
20	100	775	10		2,25	4,2	3,97	1	
20	57,5	190	30		5,4	3	3,38	-1	
50	57,5	190	30		2,52	1,5	1,35	-1	
20	100	190	30		9,9	1,7	1,32	-1	
20	57,5	90	1		11,7	100	101,53	2	
50	57,5	90	1		4,5	40	40,61	2	
20	100	90	1		21,6	75	39,69	-47	
20	57,5	5	5		240	90	20,31	-77	

Tableau 1.2 - Validations de la loi de l'ondulation de la tension continue

Le modèle obtenu est satisfaisant, tant que l'ondulation des courants d'entrée reste dans les limites du cahier des charges (ici, 16.4 A).

Au-delà, nos hypothèses simplificatrices ne semblent plus valables, l'ondulation des courants qui est injectée au côté continu influe trop sur la tension de sortie. L'ondulation de la tension est alors bien supérieure à nos estimations. Cependant, les systèmes que nous dimensionnons devront respecter la limite en ondulation des courants d'entrée, et donc notre approximation sur la tension de sortie sera valide.

1.3. Introduction des éléments liés à la CEM : RSIL et éléments de filtrage

La problématique de la CEM conduite dans notre convertisseur nous amène à ajouter des filtres CEM en entrée et en sortie du convertisseur. Pour l'analyse des spectres, nous devons également ajouter un RSIL en entrée et un RSIL en sortie du convertisseur pour pouvoir réaliser les mesures de courant, et en tirer les spectres CEM.

Nous ne détaillons pas ici les RSIL ni leur impact sur la CEM, car le chapitre 3 y est consacré. Nous abordons ici l'impact des RSIL et des filtres CEM sur la partie fonctionnelle du convertisseur (i.e. les formes d'ondes).

Le circuit complet du redresseur, avec ses filtres CEM et RSIL, côtés amont et aval, est présenté sur la figure 1.21.

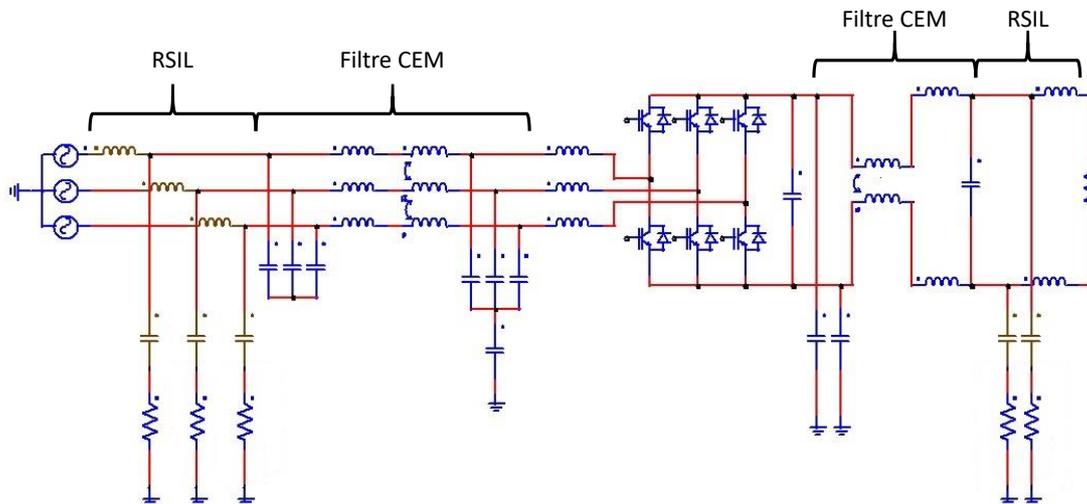


Figure 1.21 - Schéma électrique du redresseur triphasé, avec les éléments pour la CEM conduite

Les filtres CEM et les RSIL sont des structures de type filtre passe-bas (L, C). Celles-ci vont modifier le fonctionnement du convertisseur.

En effet, dans les expressions de V'_{cmd} (cf. figure 1.8 et Eq.3), nous ne considérons plus seulement la valeur des inductances de boost L . Nous devons à présent considérer la somme des inductances de mode différentiel du côté alternatif (pour une phase) : l'inductance du RSIL alternatif, l'inductance de boost, l'inductance de mode différentiel du filtre CEM AC et l'inductance de fuite de l'inductance de mode commun du filtre CEM AC (cf. partie 2.4.8). Bien que ces différentes inductances ne soient pas rigoureusement en série, car il y a des éléments capacitifs entre elles, l'intégration de la somme des inductances dans les équations de V'_{cmd} a été validé en simulation pour plusieurs fréquences de découpage.

1.4. Conclusion du chapitre

Nous venons de présenter le redresseur triphasé que nous souhaitons pré-dimensionner par optimisation déterministe, dans nos travaux.

Nous avons montré son schéma électrique, puis donné le cahier des charges de notre étude, avec notamment les limitations concernant les ondulations de courant et de tension, qui apparaissent dans le système, lors de son fonctionnement.

Nous avons rappelé les bases de la commande vectorielle. Sa compréhension nous a permis de mettre en place la simulation temporelle du convertisseur. Cette simulation est un de nos points de référence concernant l'analyse du système, tant pour sa compréhension que la validation des comportements analysés pour le dimensionnement des composants (cf. chapitre 2) et les études CEM (cf. chapitre 3).

Grâce à la compréhension de la MLI vectorielle et notre simulation temporelle, nous avons dégagé des lois analytiques permettant de prévoir l'amplitude des ondulations dans notre système. Ces ondulations jouent un rôle important dans le dimensionnement de certains composants, et doivent respecter les limites fixées par notre cahier des charges. D'où la nécessité de les estimer, pour réaliser des dimensionnements optimisés de notre convertisseur.

Nous allons maintenant aborder les modèles de dimensionnement des composants de notre convertisseur, y compris des éléments relatifs à la CEM.

Références du chapitre

- [Kolar-13] J. W. Kolar, T. Friedli, « The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part I », IEEE Transactions on Power Electronics Volume 28, Issue 1, pp. 176 – 198, 2013.
- [Neascu-01] D. Neascu, « Space Vector Modulation – An introduction », Tutorial at IECON2001, 2001.
- [PSIM] PSIM SPICE circuit simulation software :
<https://powersimtech.com/products/psim/spice-module/>

Chapitre 2 – Les modèles de dimensionnement pour les composants du convertisseur

Dans cette partie, nous détaillons les différents modèles qui nous permettent de dimensionner les composants du redresseur triphasé et d'estimer leur masse. Sur la figure 2.1, nous pouvons voir le circuit de notre convertisseur et les différents composants à dimensionner.

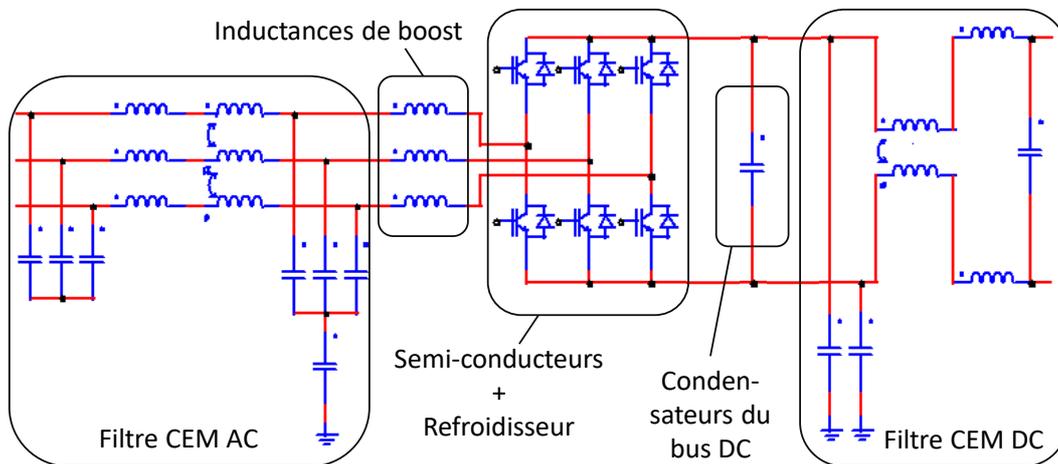


Figure 2.1 - Circuit du redresseur triphasé en PFC et ses différents composants à dimensionner

Nous commençons par rappeler le contexte de ces travaux pour expliquer les choix et hypothèses de modélisation que nous avons effectués (chapitre 2.1). Puis, nous présentons notre modèle de pertes dans les semi-conducteurs, pour ensuite décrire le dimensionnement et l'estimation de la masse d'un refroidisseur permettant leur bonne dissipation (chapitre 2.2). Ensuite, nous introduisons la démarche de modélisation des composants passifs (chapitre 2.3) avant de présenter les modèles des inductances (chapitre 2.4) et des condensateurs (chapitre 2.5).

2.1. Hypothèses générales de modélisation, en fonction des objectifs de nos travaux

Nos travaux sont centrés sur les aspects méthodologiques permettant de prendre en compte la CEM conduite en optimisation déterministe.

Nous avons besoin des modèles de dimensionnement du convertisseur pour aborder l'intégration de la contrainte CEM dans une approche globale de dimensionnement par optimisation déterministe. Ainsi, nous n'avons pas souhaité consacrer trop de temps sur ces modèles de composant, afin de nous concentrer sur les aspects méthodologiques permettant de prendre en compte la CEM en optimisation (cf. chapitre 3).

De plus, à cause du contexte de la variation de la fréquence de découpage, la contrainte CEM est a priori très lourde à gérer en optimisation (cf. chapitre 3). Ainsi, un des défis de ces travaux réside dans le compromis (détail et justesse des modèles/ convergence et rapidité en optimisation). C'est pourquoi, dans un premier temps, nous avons souhaité alléger les modèles de composant. S'il s'avère que nous réussissons à réduire drastiquement les temps de calcul pour nos modèles CEM, il sera alors envisageable de les coupler avec des modèles de composant plus fins et plus lourds, dans de futurs travaux.

Pour ces raisons, différentes parties de nos modèles peuvent être plus ou moins approximatives. Néanmoins, nous avons tenu à ce que les sensibilités des grandeurs par rapport aux paramètres de dimensionnement (c'est-à-dire les tendances) soient respectées.

Nous avons aussi utilisé différentes idées, concernant des choix de modélisation, qui permettront de soulager les calculs des algorithmes d'optimisation, sans perdre en qualité de modélisation.

Enfin, nous rappelons que nous devons obtenir les gradients des modèles, nécessaires aux approches déterministes. Pour cela, nous avons parfois dû extrapoler des données ou des modèles existants pour les rendre continus et dérivables, même si cette étape risquait d'apporter son lot d'approximations.

Pour le design de notre système, nous considérons la problématique de la réduction de sa masse globale. À cet effet, nos modèles incluent des estimations de masse pour chaque composant.

Sachant, que nous avons souhaité limiter le temps passé à l'élaboration des modèles de composant, nous avons réparti nos efforts en fonction de leur masse respective et des possibilités de variation de cette masse vis-à-vis de la conception du composant, dans notre contexte.

Nous avons résumé les efforts que nous avons choisi d'accorder aux différents modèles de dimensionnement des composants, dans le tableau 2.1.

Modèles	Masse	Variation	Efforts de modélisation
Pertes IGBT et refroidisseur	Importante	Moyenne	Moyens
Inductances de boost et des filtres CEM	Importante	Importante	Importants
Capacité du bus continu	Moyenne	Faible	Moyens
Capacités des filtres CEM	Faible	Faible	Nuls

Tableau 2.1 – Efforts de modélisation consacrés aux différentes parties du convertisseur

En connaissance de ces éléments, nous allons présenter nos différents modèles de composants. Malgré leurs approximations, ils respectent les tendances des phénomènes physiques en leur sein, et leur rapidité a participé à la réussite des objectifs de cette thèse.

2.2. Modèle des pertes semi-conducteurs et du refroidisseur

2.2.1. Modèle des pertes semi-conducteurs

Nous allons expliquer quel module de semi-conducteurs nous avons sélectionné et comment nous avons extrapolé ses caractéristiques. Ensuite, nous présentons notre calcul des pertes générées en commutation, puis des pertes générées en conduction. Enfin, nous donnons quelques résultats, et nous les comparons à des données plus précises, obtenues en simulation temporelle.

2.2.1.1. Module de semi-conducteurs choisi

Dans ces travaux, nous avons choisi de fixer la technologie des semi-conducteurs. En effet, la gamme de choix disponible industriellement est assez limitée et l'impact direct sur la masse est très peu sensible.

En considérant les niveaux de puissance et les fréquences de l'application, nous nous sommes tournés vers des IGBT. Nous avons considéré différents modules 600V de

chez Infineon. Finalement, nous avons choisi le module FS50R06W1E3, qui possède une haute tenue en courant de 50 A (notre application pouvant aller jusqu'à 30 A en considérant les ondulations de courant) qui garantit des pertes réduites. Le module intègre les six interrupteurs pour une masse raisonnable de 24 g (à laquelle il faudrait ajouter le driver, l'électronique de commande, etc).

Il existe d'autres solutions, comme le carbure de silicium (SiC) permettant de réduire les pertes en commutation. Mais il n'a pas été possible de prendre en compte des changements de semi-conducteurs dans un modèle continu-dérivable. L'impact de ces autres solutions pourrait être analysé en les modélisant et en effectuant d'autres optimisations avec ces technologies. Cependant, nous avons préféré garder nos efforts pour nous concentrer sur d'autres aspects, dans ces travaux (cf. chapitre 2.1).

Les caractéristiques du module IGBT FS50R06W1E3 qui nous serviront par la suite sont présentées sur la figure 2.2.

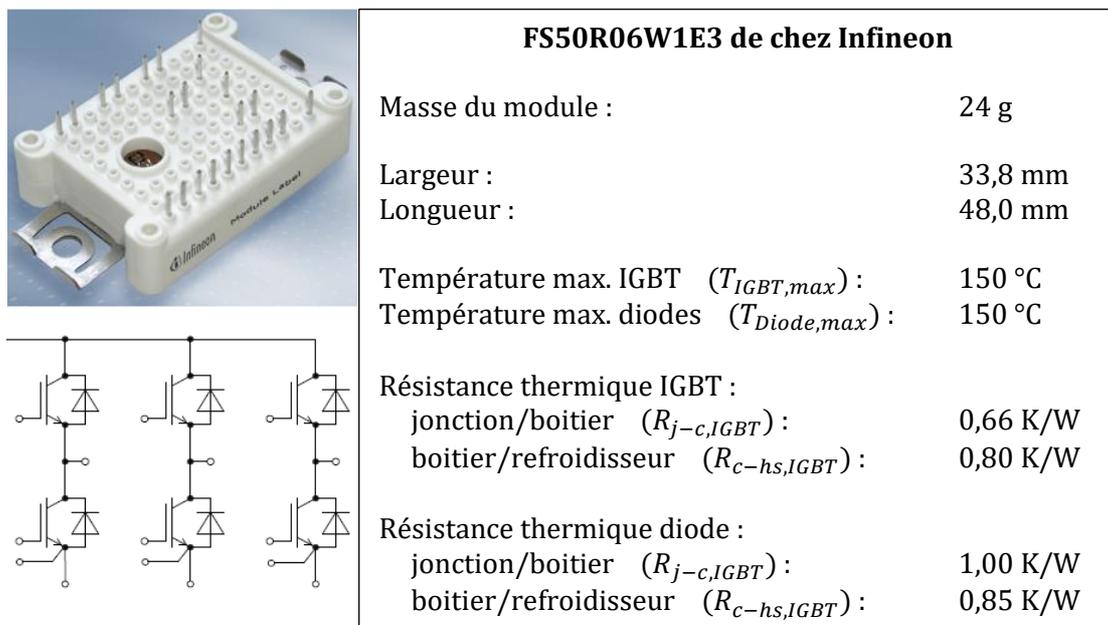


Figure 2.2 - Caractéristiques du module d'IGBT choisi

Un interrupteur est composé d'un IGBT et d'une diode en antiparallèle. Dans un bras du convertisseur, i.e. deux interrupteurs IGBT/diode, le courant passe par un de ces quatre semi-conducteurs, en fonction du signe du courant, et de la consigne de commande. Nous rappelons ces comportements sur la figure 2.3, ceci sera important pour bien évaluer les pertes en conduction.

Nous rappelons que dans cette étude, nous négligeons les temps morts.

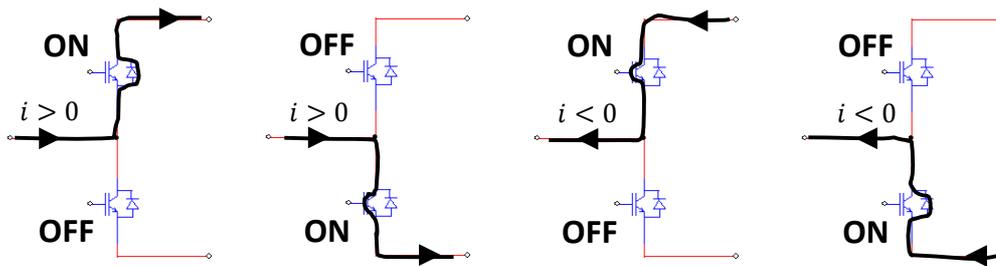


Figure 2.3 - Passage du courant dans un IGBT ou une diode, selon la commande et le courant, dans un bras du convertisseur

2.2.1.2. Caractéristiques de pertes

Au sein des semi-conducteurs, nous considérons les pertes générées lors des commutations : ouverture et fermeture des IGBT et ouverture des diodes. Des pertes ont aussi lieu lors des phases de conduction : le passage d'un courant dans ces semi-conducteurs crée une tension à leurs bornes, ce qui résulte en une dissipation d'énergie.

Concernant les énergies de commutation, $E_{off}(I)$ et $E_{on}(I)$, et la tension à l'état passant des IGBT, $V_{ce}(I)$, les caractéristiques et les extrapolations linéaires que nous en avons tirées sont montrées sur la figure 2.4.

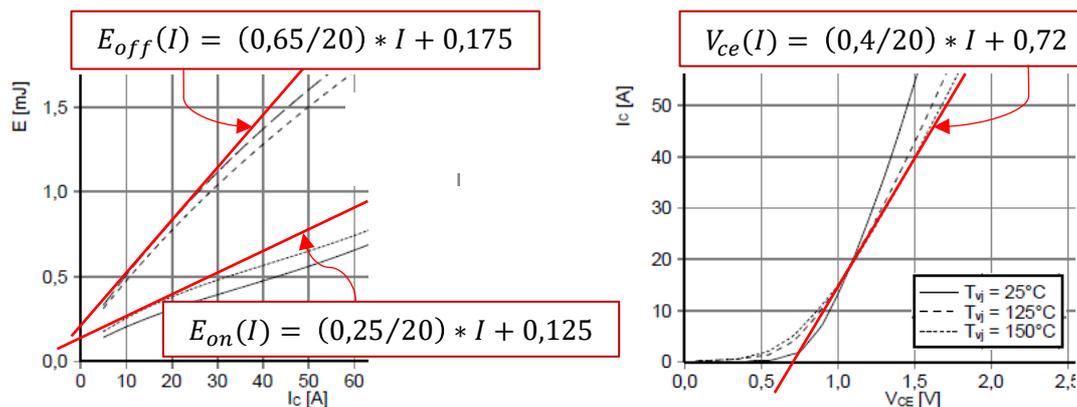


Figure 2.4 - Courbes et extrapolations des énergies de commutations et de la tension à l'état passant des IGBT

Concernant l'énergie de recouvrement $E_{rr}(I)$ et la tension à l'état passant des diodes $V_f(I)$, les caractéristiques et les extrapolations linéaires que nous en avons fait sont montrées sur la figure 2.5.

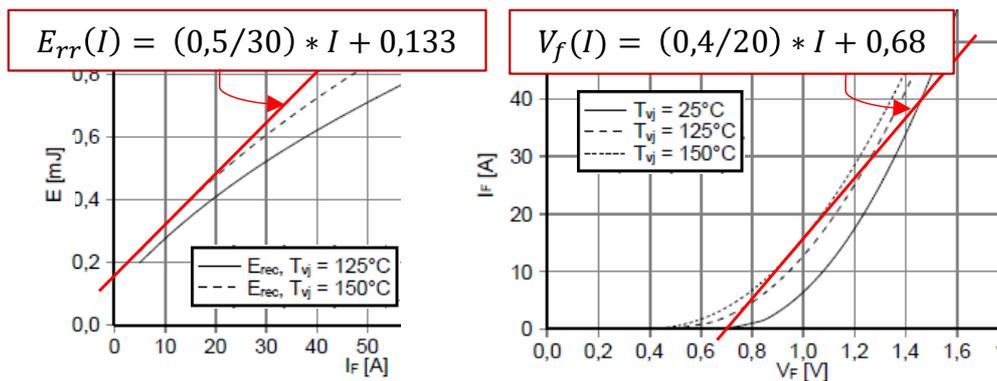


Figure 2.5 - Courbes et extrapolations de l'énergie de recouvrement et de la tension à l'état passant des diodes

On note que les évolutions ne sont pas réellement linéaires. Les extrapolations linéaires que nous avons effectuées sont basées sur la tangente des courbes au voisinage de 15 A, car même si le courant va varier dans le fonctionnement en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), notre application se situe dans cet ordre de grandeur.

En toute rigueur, les pertes dépendent de la température (les courbes sont données pour différentes températures). Ceci induit une formulation implicite puisque la température est elle-même dépendante des pertes. Il est tout à fait possible de résoudre ce problème implicite via l'optimisation avec gradients [Coutel-99] [Baraston-16]. Cependant, pour simplifier la modélisation et faciliter la convergence en optimisation, nous avons préféré une modélisation explicite. Ainsi, nous évaluons les pertes à la température maximale de 150°C, en supposant que l'optimisation convergera vers une exploitation judicieuse du composant, et que sa température de fonctionnement ne sera donc pas trop éloignée de sa contrainte maximale.

Nous précisons qu'en nous plaçant à la température maximale, nous sommes dans le cas le plus défavorable, vis-à-vis des caractéristiques de pertes. Nous sommes donc dans une tendance de surdimensionnement.

2.2.1.3. Calculs des énergies dissipées en commutation

Nous calculons ici les pertes générées au cours d'une période du fondamental, au sein d'un bras du convertisseur, i.e. deux interrupteurs IGBT/diode.

Pour cela, nous allons utiliser les temps de commutation exacts, dont le calcul analytique est détaillé en partie 1.2, et une approximation des courants commutés.

Pour les pertes en commutation, nous effectuons la somme discrète des énergies de commutation, sur une période fondamentale à $f_0 = 400 \text{ Hz}$.

Dans la partie 1.2.10, nous avons vu la présence d'une ondulation de courant ΔI . Celle-ci augmente les pertes en commutation. Nous allons ici approximer l'allure du courant : nous considérons le sinus idéal du courant de charge, avec une ondulation de courant ΔI (calculée avec l'Eq.7 donnée en partie 1.2.10), en alternant $+\Delta I/2$ et $-\Delta I/2$ autour du sinus, à chaque commutation. Cette idée est schématisée sur la figure 2.6. Nous y voyons les courants considérés et les énergies calculées, en indiquant le composant et le changement d'état de semi-conducteur correspondant.

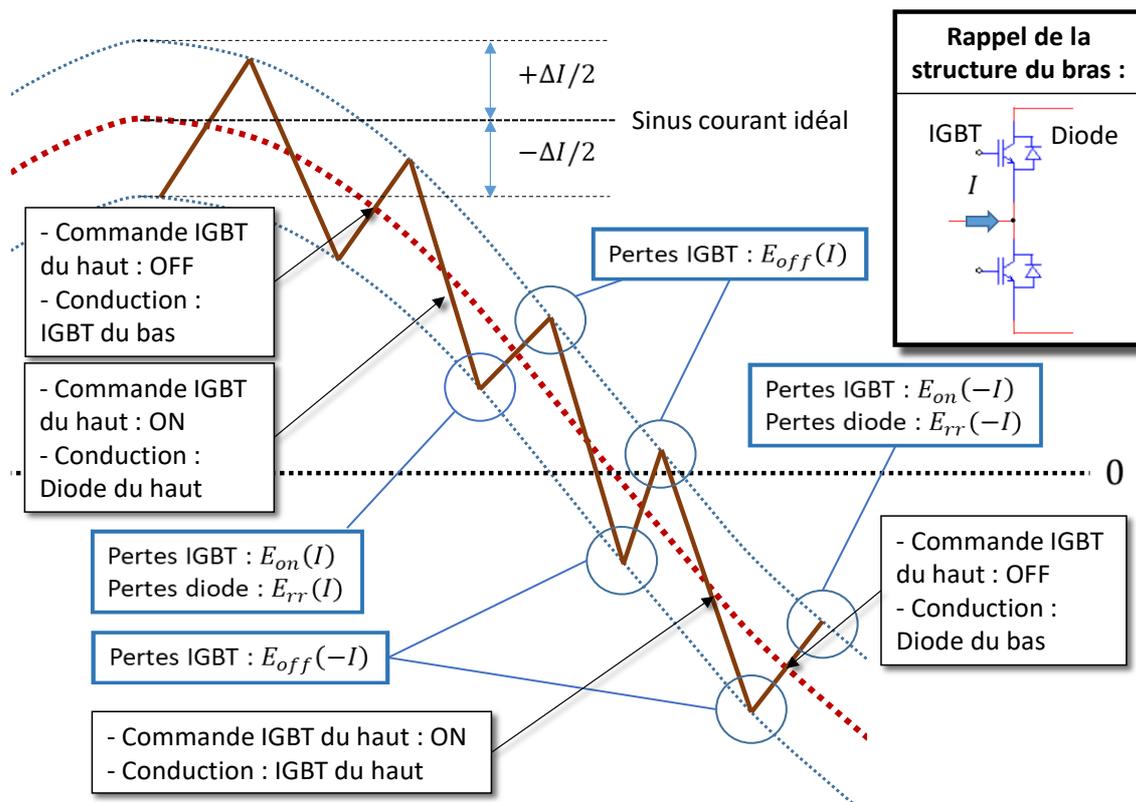


Figure 2.6 - Courant simplifié (en marron) et représentation des pertes en commutation

Cette approximation sera validée, par la suite, en comparant nos résultats à des pertes calculées avec des allures exactes, à l'aide de simulations temporelles.

2.2.1.4. Calculs des énergies dissipées en conduction

Pour le calcul des pertes en conduction P_{cond} , il est courant d'utiliser des courants moyennés comme par exemple le courant efficace I_{eff} et un courant calculé I_{moy} , pour utiliser une formule qui donne directement les pertes totales en conduction, du type :

$$P_{cond} = R * I_{eff}^2 + E * I_{moy}$$

Cependant, cette approche globale ne permet pas de séparer simplement les pertes dans les IGBT et les diodes. Nous préférons donc passer par un calcul simple d'intégration sur chaque cycle de MLI.

Nous savons que le passage du courant dans les semi-conducteurs entraîne une tension à leurs bornes, créant une dissipation d'énergie (cf. figure 2.4 et figure 2.5).

Nous allons intégrer ces pertes, pour chaque cycle de MLI, en utilisant une approximation du courant.

Pour le calcul des pertes en conduction sur un cycle de MLI, nous considérons un courant constant, ce qui est acceptable car la fréquence de découpage est très supérieure au fondamental. La valeur du courant est choisie comme étant sa valeur au milieu du cycle MLI, en considérant un courant parfait sinusoïdal. Cette idée est schématisée sur la figure 2.7.

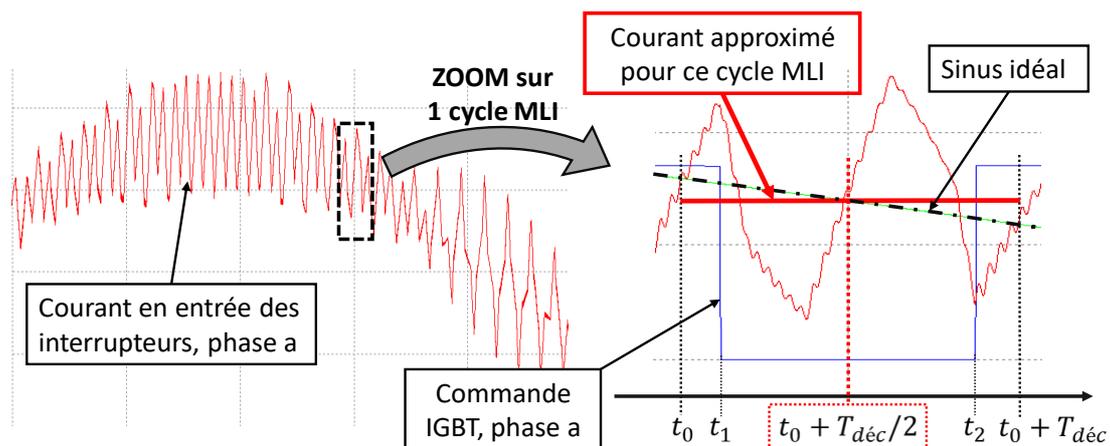


Figure 2.7 - Approximation du courant pour le calcul des pertes en conduction sur un cycle MLI

Nous utilisons les temps exacts de commutation (calcul analytique au chapitre 1.2) pour estimer les durées de conduction qui ont lieu soit dans un IGBT, soit dans une diode (cf. figure 2.3), au cours de chaque cycle MLI. Nous traitons un bras complet (deux transistors et deux diodes) et non un seul interrupteur, conformément au processus défini sur la figure 2.3.

Une fois qu'on a déterminé le courant I et la durée t d'une phase de conduction dans un IGBT ou une diode, l'énergie dissipée E_{cond} se calcule à l'aide des équations de tension à l'état passant $V(I)$ ($V_{ce}(I)$ ou $V_f(I)$ selon le composant, cf. figures 2.4 et 2.5) :

$$E_{cond} = V(I) * I * t$$

Nous calculons ainsi les énergies dissipées pour chacune des phases de conduction des IGBT ou des diodes, sur chaque période MLI. Nous effectuons la somme de ces énergies pour une période fondamentale du convertisseur (400 Hz).

2.2.1.5. Calcul des pertes à partir des énergies dissipées

Une fois que nous avons calculé les énergies dissipées en commutation et en conduction au cours d'une période fondamentale, il suffit de multiplier ces valeurs par la fréquence fondamentale f_0 pour retomber sur les valeurs de puissances dissipées.

Ainsi, nous venons de détailler les hypothèses qui ont permis les calculs des pertes correspondant à un bras du convertisseur, en termes de puissances :

- $P_{IGBT,commutation}$ (pertes en commutation dans les IGBT),
- $P_{Diode,commutation}$ (pertes en commutation dans les diodes),
- $P_{IGBT,conduction}$ (pertes en conduction dans les IGBT),
- $P_{Diode,conduction}$ (pertes en conduction dans les diodes).

2.2.1.6. Validations par simulation temporelle, sous PSIM

À présent, nous allons donner des exemples de résultats pour différents points de fonctionnement du convertisseur. Nous allons les comparer aux résultats obtenus en simulation temporelle.

Pour les résultats de simulation, nous utilisons le logiciel PSIM et son « Thermal Module », qui permettent de rentrer les caractéristiques exactes (et non des extrapolations linéaires) de nos semi-conducteurs (cf. figures 2.4 et 2.5). Nous effectuons la simulation du circuit complet et le logiciel effectue l'intégration des pertes, au cours du temps, avec les courants exacts simulés.

Dans les différents exemples, nous avons utilisé les paramètres du cahier des charges, que nous rappelons ici :

$$P = 2 \text{ kW} ; V_{AC} = 57.5 \text{ V} ; V_{DC} = 270 \text{ V} ; f_0 = 400 \text{ Hz}$$

De là, nous avons choisi de réaliser des tests à deux fréquences de découpages, $f_{déc} = 20$ ou 80 kHz, avec deux valeurs d'inductances de boost différentes (i.e. différentes amplitudes d'ondulation des courants d'entrée).

Les résultats obtenus sont exposés dans les tableaux 2.2 et 2.3. Nous précisons que ces données correspondent aux pertes pour les trois bras du redresseur. Et pour rappel, l'ondulation de courant ΔI correspond à son amplitude maximale crête-à-crête.

	Configuration 1			Configuration 2		
f _{déc} (Hz)	20000					
L _{boost} (μH)	80			200		
ΔI (A) (Simu / Modèle)	15 / 14,7			6,73 / 5,9		
Résultats (W)	Simu	Modèles	Ecart (%)	Sim.	Mod.	(%)
P _{IGBT_commutation}	51,06	58,53	14,6	47,6	50,6	6,3
P _{diode_commutation}	11,99	10,04	-16,3	14,95	14,77	-1,2
P _{IGBT_conduction}	8,63	8,22	-4,8	8,76	8,24	-5,9
P _{diode_conduction}	22,9	22,32	-2,5	22,8	22,28	-2,3
P _{IGBT}	59,69	66,75	11,8	56,36	58,84	4,4
P _{diode}	34,89	32,36	-7,3	37,75	37,05	-1,9
P _{Total}	94,58	99,11	4,8	94,11	95,89	1,9

Tableau 2.2 - Comparaison des modèles de pertes semi-conducteurs à $f_{déc} = 20$ kHz

	Configuration 3			Configuration 4		
f _{déc} (Hz)	80000					
L _{boost} (μH)	20			80		
ΔI (A) (Simu / Modèles)	14,3 / 14,7			3,7 / 3,7		
Résultats (W)	Simu	Modèles	Ecart (%)	Simu	Mod.	(%)
P _{IGBT_commutation}	205,1	238,4	16,2	179,7	199,4	11,0
P _{diode_commutation}	47,64	41,2	-13,5	63,76	66,04	3,6
P _{IGBT_conduction}	8,63	8,43	-2,3	8,35	8,43	1,0
P _{diode_conduction}	22,84	22,9	0,3	22,27	22,9	2,8
P _{IGBT}	213,7	246,83	15,5	188,05	207,83	10,5
P _{diode}	70,48	64,1	-9,1	86,03	88,94	3,4
P _{Total}	284,2	310,93	9,4	274,08	296,77	8,3

Tableau 2.3 - Comparaison des modèles de pertes semi-conducteurs à $f_{déc} = 80$ kHz

Notre modélisation semble bien suivre les tendances, entre les différentes configurations du convertisseur.

Néanmoins, des différences approchant les 15 % peuvent apparaître comparées aux simulations. Nous constatons que les pertes en commutation des diodes ont tendance à être sous-estimées tandis que celles des IGBT sont surestimées.

Si nous reprenons la figure 2.6 et que nous considérons la demi-période positive du sinus de courant, sur cette période, les énergies dissipées en commutation pour les diodes ont lieu sur l'enveloppe inférieure, à $-\Delta I/2$, i.e. des courants amoindris comparés au sinus idéal. Le constat est le même sur la demi-période négative, si on considère les grandeurs en valeur absolue.

En réalité, les commutations n'ont pas toujours lieu aux extrémités des ondulations de courant. C'est de là que provient la sous-estimation des pertes en commutation des diodes et la surestimation des pertes en commutation des IGBT.

Cependant, ces résultats sont tout à fait acceptables pour une phase de pré-dimensionnement et donne de bonnes tendances d'évolution.

2.2.2. Modèle de refroidisseur

Nous allons évaluer la montée en température des interrupteurs, en fonction des pertes et du refroidisseur. La température des interrupteurs étant limitée, nous déduisons la résistance thermique maximale que doit avoir le refroidisseur que nous dimensionnons. Nous utilisons un modèle de refroidisseur à convection forcée pour estimer la masse optimisée que représenterait un tel refroidisseur. Nous donnons alors des exemples de résultats de dimensionnement.

2.2.2.1. Estimation des températures

Les pertes générées par les six interrupteurs (IGBT/Diode) sont transmises au boîtier, par conduction thermique. Elles doivent être évacuées de façon adéquate, afin que les températures de jonction des IGBT et des diodes ne dépassent pas la limite maximale préconisée ($T_{IGBT,max} = T_{Diode,max} = 150^{\circ}C$). Dans notre étude, nous considérons une température extérieure T_{ext} arbitrairement estimée à $40^{\circ}C$.

Le schéma thermique permettant de relier les pertes des interrupteurs à leur température de jonction est montré sur la figure 2.8. Les valeurs des différentes résistances thermiques sont données dans la datasheet des IGBT et mentionnées sur la figure 2.2 (cf. partie 2.2.1.1).

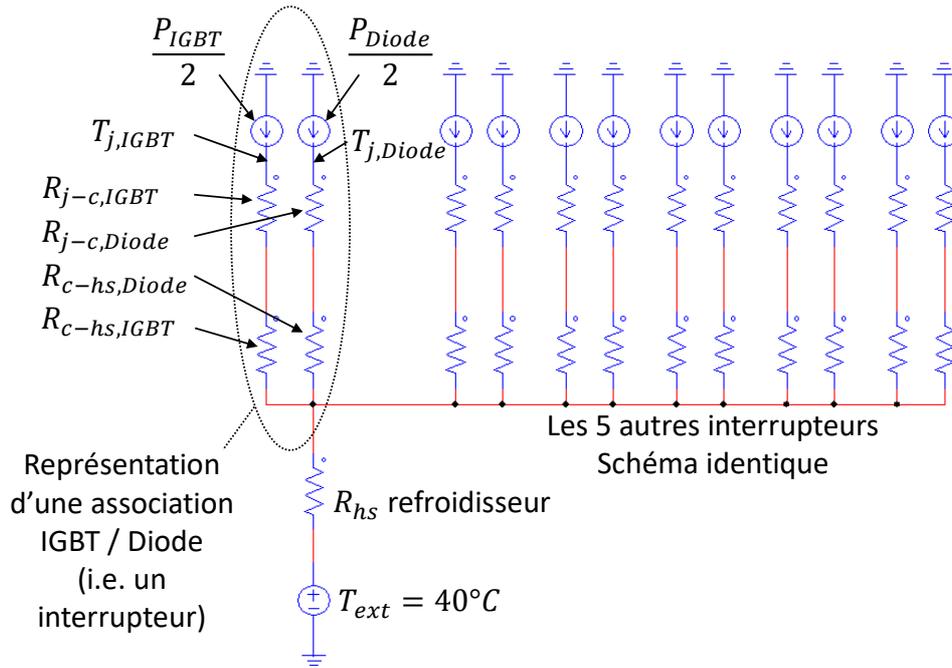


Figure 2.8 - Schéma thermique, des interrupteurs au refroidisseur

Remarque : les pertes dans les IGBT et les diodes ont été calculées pour un bras complet, c'est pourquoi elles sont ici divisées par deux afin d'obtenir celles sur chaque composant d'un interrupteur.

Sur la figure 2.8, et pour la suite du discours, nous définissons pour un bras :

$$P_{IGBT} = P_{IGBT,commutation} + P_{IGBT,conduction}$$

$$P_{Diode} = P_{Diode,commutation} + P_{Diode,conduction}$$

À partir de ce schéma, nous sommes capables d'exprimer la température de jonction des IGBT, $T_{j,IGBT}$, en fonction des pertes et des résistances thermiques $R_{j-c,IGBT}$ (de la jonction au boîtier), $R_{c-hs,IGBT}$ (du boîtier au refroidisseur) et de la résistance thermique du refroidisseur R_{hs} .

$$T_{j,IGBT} = T_{ext} + R_{IGBT} * \frac{P_{IGBT}}{2} + R_{hs} * 3 * P_{bras}$$

Avec :

$$R_{IGBT} = R_{j-c,IGBT} + R_{c-hs,IGBT}$$

$$P_{bras} = P_{IGBT,commutation} + P_{Diode,commutation} + P_{IGBT,conduction} + P_{Diode,conduction}$$

Nous rappelons que nos calculs de pertes correspondent à un bras du convertisseur, ainsi les pertes totales semi-conducteurs valent $3 * P_{bras}$.

Pour la température de jonction des diodes, $T_{j,Diode}$, nous obtenons l'expression similaire :

$$T_{j,Diode} = T_{ext} + R_{Diode} * \frac{P_{Diode}}{2} + R_{hs} * 3 * P_{bras}$$

Avec :

$$R_{Diode} = R_{j-c,Diode} + R_{c-hs,Diode}$$

À partir des températures maximales de jonction, nous calculons les contraintes suivantes, concernant la résistance thermique maximale requise R_{hs} de notre refroidisseur :

$$T_{j,IGBT} < T_{IGBT,max} \quad \Rightarrow \quad R_{hs} < \frac{T_{IGBT,max} - T_{ext} - R_{IGBT} * \frac{P_{IGBT}}{2}}{3 * P_{bras}}$$

Et :

$$T_{j,Diode} < T_{Diode,max} \quad \Rightarrow \quad R_{hs} < \frac{T_{Diode,max} - T_{ext} - R_{Diode} * \frac{P_{Diode}}{2}}{3 * P_{bras}}$$

Nous ne pouvons pas déterminer avec certitude laquelle de ces deux contraintes sera dimensionnante : bien que les pertes dans les diodes semblent globalement plus faibles que celles dans les IGBT, R_{Diode} (1,85 K/W) est supérieure à R_{IGBT} (1,46 K/W). Nous devons donc les calculer toutes les deux et considérer la contrainte la plus forte pour R_{hs} .

Nous notons qu'il y a une légère erreur qui apparaît dans nos hypothèses puisque nous avons supposé que chaque composant (diode et IGBT) était à sa température maximale de 150°C, dans les calculs de pertes. Or, en réalité un seul des deux n'atteindra cette limite.

2.2.2.2. Estimation de la masse du refroidisseur

À présent, il nous faut estimer la masse d'un refroidisseur, répondant à la contrainte sur sa résistance thermique R_{hs} . Nous souhaitons que ce refroidisseur soit dimensionné de façon à minimiser sa masse autant que possible.

Nous avons choisi un modèle analytique de refroidisseur à ailettes, à convection forcée (i.e. avec ventilateur) développé par l'ETH Zurich [Gammeter-15]. Le refroidisseur est présenté sur la figure 2.9.

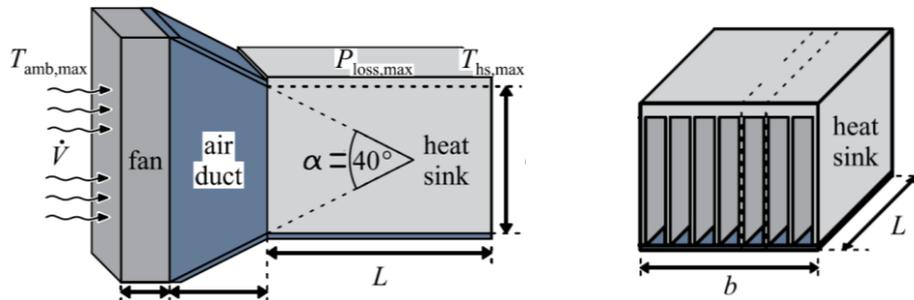


Figure 2.9 - Refroidisseur à ailettes avec convection forcée et conduite d'air [Gammeter-15]

Le modèle permet de faire varier les dimensions géométriques, le nombre d'ailettes et les caractéristiques du ventilateur.

Les auteurs ont mené une étude approfondie afin d'estimer analytiquement la résistance thermique résultante, en prenant de nombreux phénomènes en compte, notamment la dynamique des fluides pour l'estimation du coefficient de convection thermique. Leurs calculs sont validés par comparaison avec des centaines de simulations aux éléments finis et une dizaine de résultats expérimentaux.

Sur la figure 2.10, nous pouvons voir les masses de refroidisseur optimisé (ventilateur compris) que les auteurs ont obtenu, en utilisant différents modèles de ventilateurs.

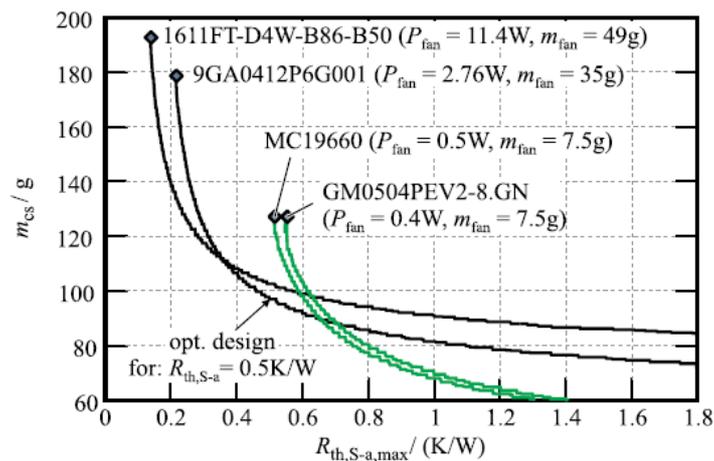


Figure 2.10 - Fronts de Pareto : masse de refroidisseur optimisé en fonction de la résistance thermique de refroidisseur requise, pour 4 modèles de ventilateur [Gammeter-15]

Leur cas d'étude est cohérent avec le nôtre, car les dimensions de la base du refroidisseur sont dimensionnées à (40mm x 60mm) et les dimensions de notre module d'IGBT sont (33,8mm x 48mm). La différence semble acceptable, vis-à-vis de la transmission des pertes vers un refroidisseur de surface légèrement plus grande.

Ainsi, nous avons choisi d'extrapoler leurs résultats afin d'obtenir une loi de masse de refroidisseur optimisé, $M_{refroidisseur}$, en fonction du besoin en R_{hs} . Pour cela, nous avons gardé les meilleurs dimensionnements pour chaque valeur R_{hs} , i.e. les portions de courbes les plus proches de l'axe des abscisses, pour chaque ventilateur. Puis, nous avons extrapolé une surface de réponse par tâtonnement, en utilisant finalement une fonction exponentielle et une fonction affine. L'extrapolation obtenue est présentée sur la figure 2.11.

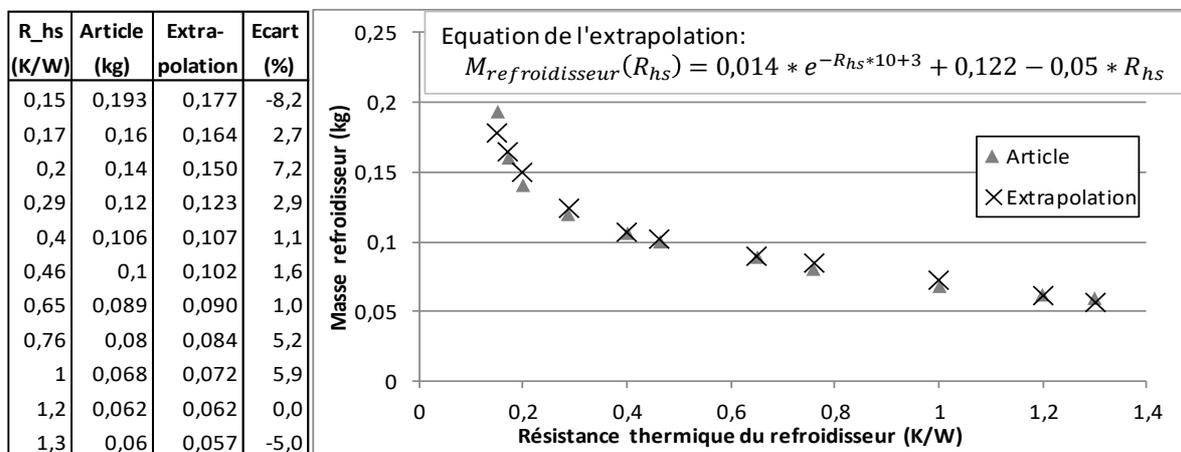


Figure 2.11 - Extrapolation $M_{refroidisseur}(R_{hs})$ à partir des résultats de l'article

Hormis aux extrémités de l'extrapolation, celle-ci présente des écarts relatifs inférieurs à 10 %, tous positifs.

L'extrapolation est une fonction continue dérivable sur le domaine réel. Dès lors, il conviendra d'être prudent à l'utiliser sur son domaine de validité : [0,15 ; 1,3 K/W]. En dehors, les résultats ne correspondraient à rien de physiquement prouvé.

2.2.2.3. Importance du choix des fonctions d'interpolation pour les surfaces de réponse, vis-à-vis des performances en optimisation

Compte tenu de la forme globale de la surface de réponse, la fonction inverse comme la fonction exponentielle sont capables d'en rendre compte de manière quasi identique sur le domaine de validité. Néanmoins, la fonction inverse peut perturber l'optimisation déterministe, en raison de sa valeur interdite, autour de laquelle l'optimisation peut aller chercher une masse négative de refroidisseur tendant vers $-\infty$, qui donnerait un fabuleux convertisseur de masse $-\infty$. Nous avons tenté d'empêcher l'optimisation d'aller vers ces configurations imaginaires par une nouvelle contrainte ($R_{hs} >$ valeur interdite) mais cela diminuait la convergence de l'optimisation (ralentissement de nos optimisations et des convergences vers $-\infty$, malgré tout).

L'utilisation de l'extrapolation exponentielle a donc été retenue.

2.2.2.4. Exemples de masse de refroidisseur

Nous allons utiliser notre extrapolation sur les configurations utilisées dans les validations de notre modèle de pertes (cf. partie 2.2.1.6 et tableaux 2.2 et 2.3). Nous verrons au passage l'écart sur la masse de refroidisseur engendré par nos écarts de pertes, par rapport aux simulations temporelles. Les résultats sont présentés dans les tableaux 2.4 et 2.5.

	Configuration 1			Configuration 2		
f_déc (Hz)	20000					
L_boost (μH)	80			200		
ΔI (A) (Simu / Modèles)	15 / 14,7			6,73 / 5,9		
Résultats	Simu	Modèles	Ecart (%)	Simu	Mod.	(%)
P_IGBT (W)	59,69	66,75	11,8	56,36	58,84	4,4
P_diode (W)	34,89	32,36	-7,3	37,75	37,05	-1,9
R_hs (W/K)	1,01	0,946	-6,3	1,02	1	-2,0
Masse refroidisseur (kg)	0,072	0,075	4,2	0,07	0,072	2,9

Tableau 2.4 - Estimation de la masse du refroidisseur pour les exemples à $f_{d\acute{e}c} = 20$ kHz

	Configuration 3			Configuration 4		
f_déc (Hz)	80000					
L_boost (H)	20			80		
ΔI (A) (Simu / Modèles)	14,3 / 14,7			3,7 / 3,7		
Résultats	Simu	Modèles	Ecart (%)	Simu	Mod.	(%)
P_IGBT (W)	213,7	246,83	15,5	188,05	207,83	10,5
P_diode (W)	70,48	64,1	-9,1	86,03	88,94	3,4
R_hs (W/K)	0,204	0,161	-21,1	0,234	0,2	-14,5
Masse refroidisseur (kg)	0,148	0,17	14,9	0,137	0,15	9,5

Tableau 2.5 - Estimation de la masse du refroidisseur pour les exemples à $f_{d\acute{e}c} = 80$ kHz

Nous voyons quelques exemples de masses de refroidisseur pour deux fréquences de découpages. Compte tenu des surestimations des pertes, les masses de refroidisseur sont elles aussi surestimées. Néanmoins, pour les configurations à 20 kHz, l'erreur au niveau de la masse du refroidisseur est atténuée. Cela est dû au fait que les résistances de refroidisseur R_{hs} se situent dans une zone de l'extrapolation dont la pente est plus faible (et donc atténuée les écarts) que pour les applications à 80 kHz (cf. figure 2.11).

Nous voyons aussi que pour les résultats de nos modèles, à 80 kHz, la résistance thermique du refroidisseur approche les 0,15 K/W, limite de validité de notre modèle de refroidisseur. Il faudra donc être vigilant pour les applications au-delà des 80 kHz dans notre cas d'étude.

Nous venons d'expliquer les différents modèles et leur enchainement afin de dimensionner et estimer la masse d'un refroidisseur optimisé pour notre système, en fonction des pertes générées aux interrupteurs.

A présent, nous allons expliquer nos modèles de dimensionnement pour les éléments passifs du convertisseur : les différentes inductances et capacités liées à la structure du convertisseur et aux filtres CEM.

2.3. Stratégie de modélisation des inductances et des capacités

Nous allons souligner un choix de modélisation que nous avons fait, concernant les inductances et les capacités, qui nous a permis de réaliser l'optimisation globale du

convertisseur, en dimensionnant tous les composants simultanément et en prenant en compte les interactions au sein du système.

Nous avons choisi de partir de la description technologique des composants et d'en déduire leur valeur et leurs contraintes de dimensionnement.

Par exemple, les inductances de boost sont décrites par les dimensions géométriques, la perméabilité du noyau magnétique (choisi torique) et le nombre de spires. On en déduit leur valeur (en prenant en compte le phénomène de saturation) et la masse de l'inductance, puis on calcule ses contraintes de dimensionnement : la température du tore, l'ondulation des courants triphasés et l'encombrement des enroulements.

Ce sens de modélisation s'oppose aux modèles qui partent d'une valeur de composant souhaitée et en déduisent un dimensionnement.

Avec notre choix de modélisation, nous obtiendrons un modèle global qui prend en entrée une configuration du PFC (fréquences et niveaux de puissance) et une description technologique de chacun des composants (hormis le refroidisseur puisque nous avons interpolé les résultats). À partir d'une telle description, nous pourrions estimer l'ensemble des contraintes à l'échelle du PFC ainsi qu'à l'échelle des composants, avec la possibilité que les différentes parties interagissent sur les performances des autres.

Nous rappelons que dans ces travaux, l'accent est mis sur les estimations de masse, car c'est notre fonction objectif.

Grâce à cette modélisation, qui part de la description technologique pour aller vers l'estimation des contraintes, de la valeur et de la masse d'un composant, nous pourrions donc mettre en place l'optimisation souhaitée, qui dimensionnera tous les composants sur un même plan, en prenant toutes les contraintes et interactions en même temps, en cherchant à diminuer la masse du système.

2.4. Modélisation des inductances

2.4.1. Orientation de la modélisation : objectifs et choix

Pour notre redresseur triphasé et ses filtres CEM, nous devons dimensionner plusieurs inductances. Sur la figure 2.12, nous rappelons les différentes inductances présentes.

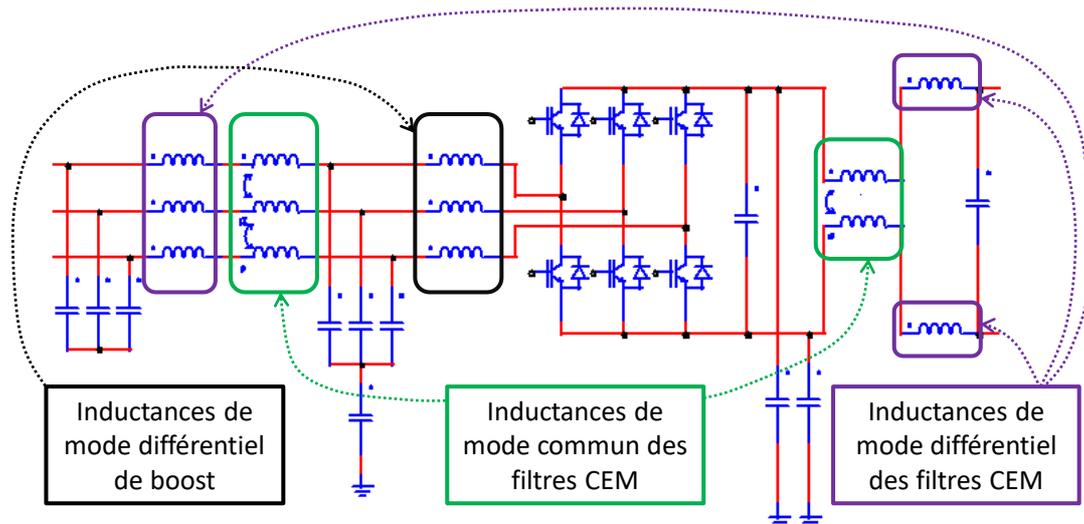


Figure 2.12 - Rappel des différentes inductances présentes dans le convertisseur

Afin de dimensionner ces inductances, nous souhaitons mettre en place un modèle générique que nous adapterons aux différents cas.

Pour le dimensionnement d'une inductance, plusieurs phénomènes sont à prendre en compte. Tout d'abord, les contraintes liées aux dimensions géométriques : l'encombrement des enroulements doit correspondre avec les dimensions du circuit magnétique. Ensuite, nous souhaitons tenir compte du phénomène de saturation dans le calcul de la valeur de l'inductance, car si ce phénomène n'est pas contrôlé, la valeur réelle de l'inductance, à son point de fonctionnement, peut s'en retrouver drastiquement diminuée. Également, nous souhaitons prendre en compte la chute de perméabilité des matériaux en fonction de la fréquence (point particulièrement important pour le filtrage CEM). Enfin, nous voulons limiter les pertes fer et cuivre de l'inductance à une valeur acceptable, en estimant la montée en température qui en résulte, à l'aide d'un modèle thermique.

Ces phénomènes interviennent différemment, selon le type d'inductance considéré. Ici, nous expliquons ces comportements et comment nous avons tenté, avec plus ou moins de réussite, d'en faire des modélisations analytiques.

2.4.2. Choix de la technologie de réalisation

Pour la réalisation des inductances de notre circuit, nous avons choisi d'utiliser des tores.

Dans notre PFC, on peut distinguer deux types d'inductances : les inductances de mode différentiel (des filtres CEM et les inductances de boost) et celles de mode commun (des filtres CEM) (cf. figure 2.12).

Les inductances de mode commun sont des inductances couplées (i.e. plusieurs phases sont bobinées sur le même tore) et ont la particularité d'avoir des sens d'enroulements qui induisent un flux quasi-nul au sein de leur circuit magnétique. Alors, seuls les courants de mode commun y induisent un flux. Ceux-ci étant très faibles, nous pouvons mettre des tores de perméabilité magnétique très élevée, sans que ceux-ci ne saturent (sous réserve d'une bonne symétrie de réalisation, ce que nous supposons). Nous obtenons de très fortes inductances avec des dimensionnements compacts.

Les inductances (de mode commun et de mode différentiel) des filtres CEM seront dimensionnées avec un bobinage monocouche, afin d'éviter les capacités parasites interspires qui deviennent prédominantes lorsque les fréquences dépassent le MHz, diminuant drastiquement l'efficacité du filtrage CEM.

En revanche, les inductances de boost seront dimensionnées avec un bobinage multicouche, pour obtenir des valeurs d'inductance élevées, tout en ayant des dimensionnements assez compacts, afin de gagner en masse. Contrairement aux filtres CEM, leur rôle se situe dans les basses fréquences, ainsi la présence de capacités parasites est moins critique.

Nous nous sommes basés sur deux gammes de tores pour mettre en place nos modèles de dimensionnement : la gamme en matériau High Flux du catalogue MAGNETICS [Magnetics], pour les inductances de mode différentiel, et la gamme en matériau Vitroperm500 avec protection plastique du catalogue VACUUMSCHMELZE [Vacuum] pour le mode commun.

La gamme au High Flux propose des tores de perméabilité magnétique allant de 14 à 160.

La gamme au Vitroperm500 propose des tores de perméabilité magnétique allant de 3800 à 100000 (cf. Annexe A).

Nous allons d'abord présenter le modèle d'inductance torique, le modèle des enroulements et le modèle thermique, communs aux deux types d'inductance.

Puis, nous présenterons les différents modèles de saturation et de pertes fer utilisés selon les différentes inductances présentes. Pour les inductances de mode commun, un modèle d'inductance de fuite est également mis en place, dans la mesure où elle augmente l'inductance de mode différentiel des filtres CEM de manière non négligeable.

Par souci de clarté, nous introduisons dès maintenant un résumé des différences entre les inductances du convertisseur, dans le tableau 2.6. Les différents termes ne seront pas explicités dans ce paragraphe, mais le seront dans les paragraphes suivants. Nous avons explicité les différences technologiques, et les différences au niveau des phénomènes physiques à considérer. Tous ces éléments sont abordés par la suite.

Inductance :	Boost	Mode différentiel filtres CEM AC	Mode commun filtres CEM AC	Mode différentiel filtres CEM DC	Mode commun filtres CEM DC
Type d'inductance	Mode différentiel	Mode différentiel	Mode commun	Mode différentiel	Mode commun
Nombre d'inductance	3	3	1	2	1
Matériau choisi	High Flux (MAGNETICS)	High Flux (MAGNETICS)	Vitroperm 500 (Vacuumschmelze)	High Flux (MAGNETICS)	Vitroperm 500 (Vacuumschmelze)
Type de bobinage	Multi-couche	Mono-couche	Mono-couche	Mono-couche	Mono-couche
Effet de peau dans les pertes Joules	✓	✓	✓		
Calcul des pertes fer	✓	✓	✓		✓
Saturation	✓	✓	✓	✓	✓
Inductance de fuite			✓		✓

Tableau 2.6 - Les différents types d'inductances dans le redresseur triphasé avec filtres CEM amont et aval, et les différences au niveau de leur dimensionnement

2.4.3. Notations

Dans la suite de cette partie, une variable “ x ”, pourra être décrite par “ x_{MD} ” ou “ x_{MC} ” selon le type d’inductance concerné : mode différentiel (MD) ou mode commun (MC). Lorsque la variable est utilisée sans dénomination, donc “ x ”, c’est que la formule est commune aux deux types d’inductance.

De même, nous ferons parfois la distinction entre les inductances du côté alternatif (AC) et les inductances du côté continu (DC). Nous mettrons alors les indices suivants : “ x_{AC} ” ou “ x_{DC} ”.

Parfois, nous expliciterons clairement quelles inductances sont concernées par la partie qui suit. Nous mettrons, entre parenthèses, les abréviations:

- L_{boost} (inductances de boost),
- $L_{MC,AC}$ (inductance de mode commun, du filtre CEM côté AC),
- $L_{MC,DC}$ (inductance de mode commun, du filtre CEM côté DC),
- $L_{MD,AC}$ (inductances de mode différentiel, du filtre CEM côté AC),
- $L_{MD,DC}$ (inductances de mode différentiel, du filtre CEM côté DC).

2.4.4. Modèle d’inductance torique

2.4.4.1. Modèle des tores

Les variables choisies pour décrire la géométrie des tores sont présentées sur la figure 2.13.

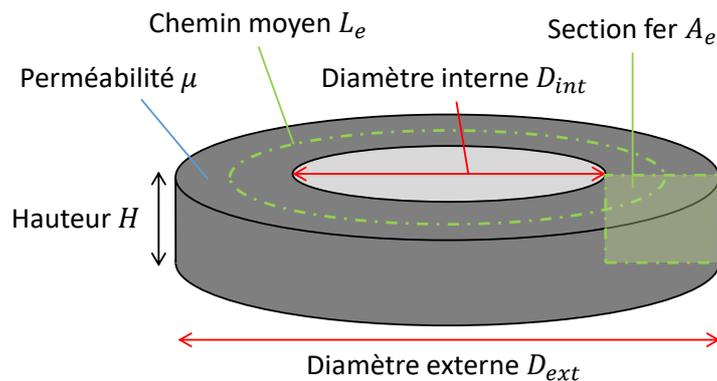


Figure 2.13 - Description d'un tore magnétique

Dans ces travaux, nous avons minimisé le nombre d'entrées du modèle d'inductance, à l'aide de coefficients de proportionnalité qui seront fixés durant les optimisations :

$$\alpha = \frac{D_{ext}}{H_{tore}} \quad ; \quad \beta = \frac{D_{int}}{H_{tore}}$$

Ainsi, un tore sera décrit par une seule entrée géométrique: la hauteur H_{tore} , de laquelle on déduira D_{int} et D_{ext} . Ces coefficients garantissent que la géométrie des tores soit cohérente avec les tores proposés dans les catalogues que nous avons choisis. Ainsi, nous ne nous éloignons pas trop des comportements et des lois décrits dans la datasheet.

De plus, cela diminue le nombre de degrés de liberté pour l'optimisation (1 au lieu de 3 pour la géométrie), améliorant sa convergence.

Les coefficients α_{DM} et β_{DM} , et α_{CM} et β_{CM} , sont calculés à partir d'une sélection de tores de chaque catalogue [Magnetics] [Vacuum], correspondant aux besoins de notre application. Ces sélections sont données sous forme de tableaux en Annexe A.

De cette sélection, nous déduisons aussi les densités volumiques ρ_{DM} et ρ_{CM} des deux matériaux.

Les valeurs de ces coefficients sont les suivantes :

$$\begin{array}{lll} \alpha_{DM} = 3,2 & \beta_{DM} = 1,9 & \rho_{DM} = 7600 \text{ kg/mm}^3 \\ \alpha_{CM} = 3,5 & \beta_{CM} = 2,5 & \rho_{CM} = 5600 \text{ kg/mm}^3 \end{array}$$

À partir de la géométrie du tore et de la densité volumique de son matériau ρ , nous pouvons estimer la masse du tore M_{tore} :

$$M_{tore} = \frac{\pi * (D_{ext}^2 - D_{int}^2)}{4} * H_{tore} * \rho$$

Enfin, un tore est décrit par sa perméabilité μ_{DM} ou μ_{CM} . Celle-ci sera comprise entre la valeur minimale et maximale de son catalogue :

$$\begin{array}{l} 14 < \mu_{DM} < 160 \\ 3800 < \mu_{CM} < 100000 \end{array}$$

2.4.4.2. Calcul de l'inductance

À partir des dimensions du tore, de sa perméabilité μ et du nombre de spires N , nous allons estimer la valeur de l'inductance, à l'aide des formules classiques de reluctance [Ferrieux].

Nous estimons d'abord le chemin moyen L_e parcouru par le flux magnétique, ainsi que la section fer A_e du tore (cf. figure 2.13):

$$L_e = \pi * \frac{D_{ext} + D_{int}}{2} \quad A_e = H_{tore} * \frac{D_{ext} - D_{int}}{2}$$

De là, nous pouvons calculer l'inductance par spire A_L :

$$A_L = \mu_0 * \mu(H, f) * \frac{A_e}{L_e} \quad (\mu_0 = 4\pi * 10^{-7})$$

Ici, nous avons écrit « $\mu(H, f)$ », pour rappeler deux phénomènes : la saturation, qui peut engendrer une baisse de la perméabilité, en fonction de l'excitation H , et la baisse de perméabilité en fonction de la fréquence considérée. Ces phénomènes sont abordés par la suite.

On en déduit enfin la valeur de l'inductance L par la formule suivante :

$$L = A_L * N^2$$

2.4.5. Modèle des enroulements

Par soucis de simplicité essentiellement, nous n'utiliserons pas de fil de Litz, et considérerons du fil de cuivre émaillé.

2.4.5.1. Section cuivre

Nous considérons un fil de cuivre avec une couche d'isolant d'épaisseur $e_{isol} = 0,1 \text{ mm}$. Cette valeur est choisie arbitrairement, elle sert seulement lors de l'estimation de l'encombrement pris par les enroulements. La densité maximale de courant J sera choisie dans l'intervalle suivant :

$$0,5 < J < 10 \text{ A/mm}^2$$

Influence de l'ondulation de courant sur le courant efficace

Nous rappelons la présence de l'ondulation de courant du côté alternatif du convertisseur. Afin d'estimer l'augmentation du courant efficace en présence de cette ondulation de courant (pour le dimensionnement des enroulements), nous avons réalisé une étude rapide via des simulations temporelles.

Dans ces travaux, nous avons choisi de contraindre l'ondulation de courant ΔI (crête-à-crête) sous la valeur crête du courant : \widehat{I}_{AC} . À cette valeur maximale d'ondulation, nos calculs ont montré que l'augmentation du courant efficace est inférieure à 5%.

Ainsi, nous considérons une marge de précaution de 5% sur la valeur efficace du courant alternatif, dans le calcul de la section des enroulements (via le coefficient 1,05), pour les inductances du côté alternatif.

Voici les formules de dimensionnement des enroulements que nous avons utilisées pour calculer la section cuivre $S_{fil,AC}$ ou $S_{fil,DC}$ et le diamètre D_{fil} :

$$S_{fil,AC} = \frac{I_{AC} * 1,05}{J} \quad S_{fil,DC} = \frac{I_{DC}}{J} \quad D_{fil} = \sqrt{\frac{4}{\pi} * S_{fil}}$$

J sera différent pour chaque inductance et sera déterminé au cours de l'optimisation globale. En effet, nous verrons que le choix de J représente un compromis entre la masse des enroulements et les pertes Joules.

2.4.5.2. Pourcentage de bobinage et nombre de spires : mise en œuvre des équations pour améliorer la convergence des optimisations

Nous avons choisi de partir du pourcentage de bobinage $\%_{bob}$ (ou remplissage de la fenêtre de bobinage) et d'en déduire le nombre de spires N à l'aide des dimensions du tore et des enroulements.

Il est plus courant de partir du nombre de spires et de calculer le pourcentage de bobinage. Néanmoins ce sens de modélisation est moins avantageux pour nos optimisations, comme nous l'expliquons ci-dessous.

En optimisation, nous voulons contraindre le pourcentage de bobinage (< 90%) pour obtenir une inductance réalisable, et nous n'avons pas de contrainte quant au nombre de spires.

Or, contraindre une variable en entrée du modèle de dimensionnement est immédiat pour une routine d'optimisation, il lui suffit de choisir une valeur dans l'intervalle préconisé. En effet, si l'optimisation choisit bien %_{bob} entre 10 et 90 %, le nombre de spires et leur encombrement sera toujours cohérent avec les dimensions du tore.

Tandis que contraindre une variable en sortie du modèle de dimensionnement nécessite l'utilisation de la matrice des dérivées, en approche déterministe, pour connaître les variables d'entrée influentes, et ainsi agir efficacement sur le système pour faire en sorte de respecter cette contrainte. Par exemple, dans le cas ci-dessus, si à la place nous partons d'un nombre de spires en entrée, le modèle pourrait estimer en sortie que ce nombre est trop important vis-à-vis de la géométrie donnée du tore. L'algorithme doit alors utiliser la matrice des dérivées pour savoir s'il doit diminuer ce nombre et/ou augmenter les dimensions du tore, et ainsi calculer un nouveau dimensionnement ayant plus de chance de respecter la contrainte d'encombrement. Nous voyons que ce sens de modélisation va demander plus « d'efforts » à la routine d'optimisation.

C'est pourquoi nous avons choisi d'inverser les équations et de mettre le pourcentage de bobinage en entrée. Ainsi, nous avons évité cinq contraintes en sortie (car il y a cinq inductances différentes à dimensionner, dans notre circuit), ce qui améliore nettement la convergence de nos optimisations.

- Pour les bobinages monocouches : ($L_{MC,AC}, L_{MC,DC}, L_{MD,AC}, L_{MD,DC}$)

À partir du diamètre interne du tore et des dimensions du fil, nous calculons le nombre maximal de spires que l'on peut étaler sur le diamètre interne, en monocouche, en considérant le périmètre du cercle de diamètre ($D_{int} - (D_{fil} + 2 * e_{isol})$). Nous divisons ce nombre par le nombre de phases n_{phases} (3 pour le côté triphasé et 2 pour le côté continu), pour obtenir le nombre maximal de spires par phase N_{max} :

$$N_{max} = \frac{\pi * (D_{int} - (D_{fil} + 2 * e_{isol}))}{(D_{fil} + 2 * e_{isol}) * n_{phases}}$$

- Pour les bobinages multicouches : (L_{boost})

À partir du diamètre interne du tore, nous sommes capables d'approximer le nombre maximum de spires qui rentrent dans la fenêtre de bobinage. Pour cela, nous

considérons que chaque spire occupe une surface correspondant à un carré de côté $(D_{fil} + 2 * e_{isol})$ (pour prendre en compte les espaces inter-spires). La surface totale à remplir est le diamètre interne du tore, en prenant une marge de 1mm de chaque côté, car les spires ne sont jamais parfaitement collées au tore (d'où le terme « 0,002 » dans la formule qui suit). Le nombre maximal de spires N_{max} se déduit par la formule suivante :

$$N_{max} = \frac{\frac{\pi}{4} * (D_{int} - 0,002)^2}{(D_{fil} + 2 * e_{isol})^2}$$

Nous nous servons ensuite de ces estimations du nombre maximal de spires et du pourcentage de bobinage $\%_{bob}$ pour en déduire le nombre de spires N de l'inductance :

$$N = \%_{bob} * N_{max}$$

Nous précisons que nous avons limité les pourcentages de bobinage à monter jusqu'à 90% au maximum, pour s'assurer que celui-ci soit réalisable expérimentalement.

2.4.5.3. Longueur moyenne de spire

Afin d'estimer la masse et la résistance d'un enroulement, nous avons besoin de sa longueur totale. Pour cela, nous estimons la longueur moyenne d'une spire l_{1spire} .

- Pour les bobinages monocouches : $(L_{MC,AC}, L_{MC,DC}, L_{MD,AC}, L_{MD,DC})$

Toutes les spires sont quasiment identiques et correspondent approximativement au périmètre de la section carrée du tore. Les spires ne sont pas parfaitement collées au tore et font des arrondis autour de la section carrée. Nous allons prendre les considérations géométriques présentées sur la figure 2.14.

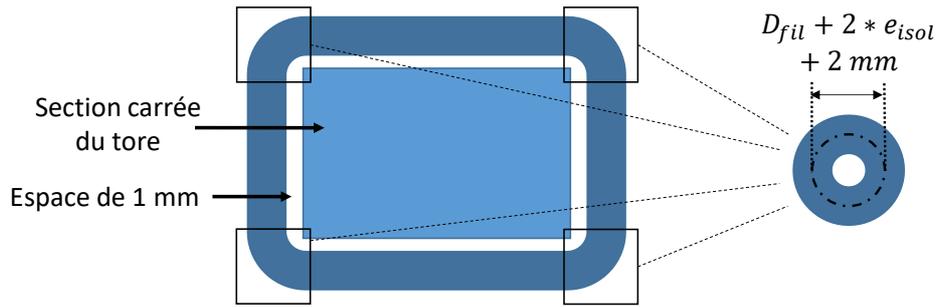


Figure 2.14 - Considérations géométriques pour l'estimation de la longueur de spire

Nous approximations l'ensemble des quatre arrondis par un cercle, dont nous estimons le périmètre, comme indiqué sur la figure 2.14. Nous en déduisons le calcul de la longueur d'une spire l_{1spire} :

$$l_{1spire} = 2 * H_{tore} + (D_{ext} - D_{int}) + \pi * (D_{fil} + 2 * e_{isol} + 0,002)$$

- Pour les bobinages multicouches : (L_{boost})

Plus le nombre de couches augmente, plus la longueur de spire augmente. Pour prendre en compte ce phénomène, nous avons estimé la couche équivalente de bobinage, e_{spires} , qui correspond à une couche homogène qui occuperait la même surface dans l'aire de bobinage que l'ensemble des enroulements. Le calcul de e_{spires} et plus de détails sont fournis en Annexe B.

En imaginant que le tore est recouvert de cette couche homogène, on considère que la spire moyenne passe au milieu de celle-ci, comme illustré sur la figure 2.15.

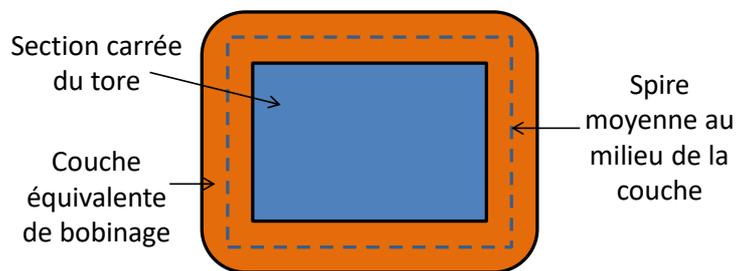


Figure 2.15 - Illustration de la spire moyenne considérée, à l'aide de la couche équivalente de bobinage

De là, on en déduit :

$$l_{1spire} = 2 * H_{tore} + (D_{ext} - D_{int}) + 4 * e_{spires}$$

Nous avons pu valider cette modélisation en comparant aux longueurs moyennes de spire, en fonction du pourcentage de bobinage, fournies par la datasheet MAGNETICS [Magnetics]. La comparaison pour le tore de diamètre externe 46,7 mm de la page 4-25 de la datasheet est montrée sur la figure 2.16.

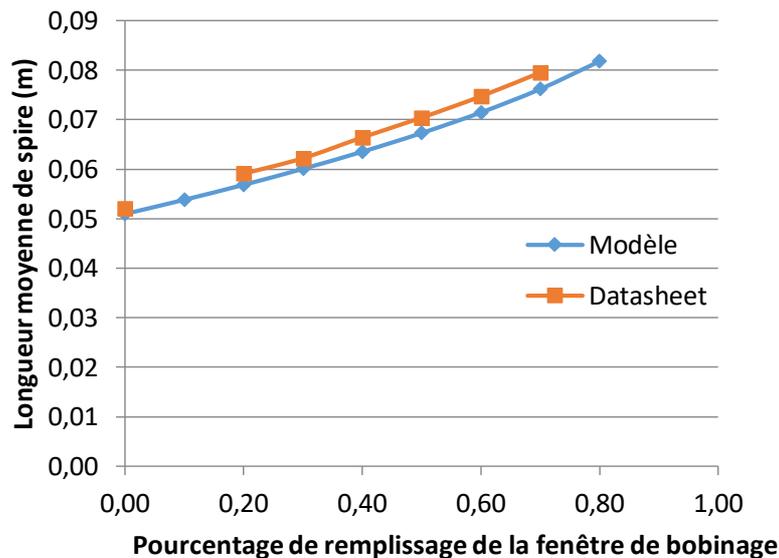


Figure 2.16 - Comparaison entre notre modèle de longueur moyenne de spire et les données de la datasheet MAGNETICS (page 4-25), pour le tore de diamètre externe 46,7 mm

Nous voyons que notre modèle respecte bien la tendance. L'erreur est inférieure à 5%.

2.4.5.4. Masse des enroulements

Nous évaluons la masse M_{fil} des enroulements à l'aide des dimensions des enroulements et de la densité volumique du cuivre $\rho_{cu} = 8960 \text{ kg/m}^3$:

$$M_{fil} = N * l_{1spire} * \rho_{cu} * S_{fil} = N * l_{1spire} * \rho_{cu} * \frac{I}{J}$$

Nous voyons bien l'influence de J sur la masse des enroulements.

2.4.6. Modèle thermique

Nous allons introduire le modèle thermique simplifié fourni par la datasheet MAGNETICS [Magnetics]. Bien que ce modèle soit approximatif, il est indispensable de mettre une estimation de la montée en température des inductances, puisque c'est un critère de dimensionnement essentiel. Un modèle thermique complet d'inductance a été mis en œuvre dans [Delhommiais-18], mais il ne tient compte que de la conduction car les inductances étaient montées sur un refroidisseur. Par ailleurs, la détermination des conductivités thermiques des différents matériaux reste délicate. Nous avons décidé de rester à un niveau de modélisation simple.

Le modèle thermique requiert l'estimation des pertes au sein d'une inductance, ainsi que l'estimation de sa surface externe de dissipation thermique. Nous allons d'abord présenter notre modèle des pertes Joules pour les enroulements du côté continu, puis du côté alternatif (avec prise en compte de l'effet de peau). Ensuite, nous aborderons nos estimations des pertes fer dans les inductances du côté alternatif, puis dans les inductances de mode commun. De là, nous expliquerons les estimations des surfaces de convection pour les bobinages multicouches (des inductances de boost) et monocouches (des inductances des filtres CEM). Enfin, nous présenterons la formule du modèle thermique simplifié.

2.4.6.1. Estimations des pertes Joules dans les enroulements

Nous rappelons les différences notables de ces estimations, pour les différentes inductances, sur le tableau 2.7, extrait du tableau 2.6.

Inductance :	Boost	Mode différentiel filtres CEM AC	Mode commun filtres CEM AC	Mode différentiel filtres CEM DC	Mode commun filtres CEM DC
Effet de peau dans les pertes Joules	✓	✓	✓		

Tableau 2.7 - Rappel des différences concernant nos calculs des pertes Joules

2.4.6.1.1. Pertes Joules dans les enroulements côté continu ($L_{MC,DC}, L_{MD,DC}$)

Pour simplifier l'évaluation des pertes Joules, nous supposons que l'ondulation de courant, du côté DC, restera suffisamment faible devant le courant moyen, en conséquence de quoi nous restreignons le contenu fréquentiel à la seule composante continue, même s'il aurait été possible de prendre en compte plus d'harmoniques, et alors de prendre en compte la variation de résistance avec la fréquence, par effet de peau.

Nous estimons les pertes Joules en calculant la résistance des enroulements, ESr_L , à l'aide de la résistivité du cuivre $\rho_{res,Cu}$:

$$ESr_L = \frac{\rho_{res,Cu} * N * l_{1spire}}{S_{fil}}$$

De là, nous en déduisons les pertes Joules P_{Joules} avec le courant continu I_{DC} :

$$P_{Joules} = ESr_L * I_{DC}^2$$

En recoupant les équations, nous pouvons écrire :

$$P_{Joules} = \rho_{res,Cu} * N * l_{1spire} * J * I_{DC}$$

Nous voyons apparaître l'influence de la densité de courant J dans les pertes Joules. Ainsi, l'optimisation devra trouver le meilleur compromis entre gain de masse (cf. partie 2.4.5.4) et réduction des pertes Joules, pour chacune des inductances du côté continu.

2.4.6.1.2. Pertes Joules dans les enroulements côté alternatif ($L_{boost}, L_{MC,AC}, L_{MD,AC}$)

Du côté AC, les enroulements reçoivent un courant alternatif auquel se superpose une ondulation de courant. Nous donnons un exemple de courant alternatif et de son contenu spectral sur la figure 2.17.

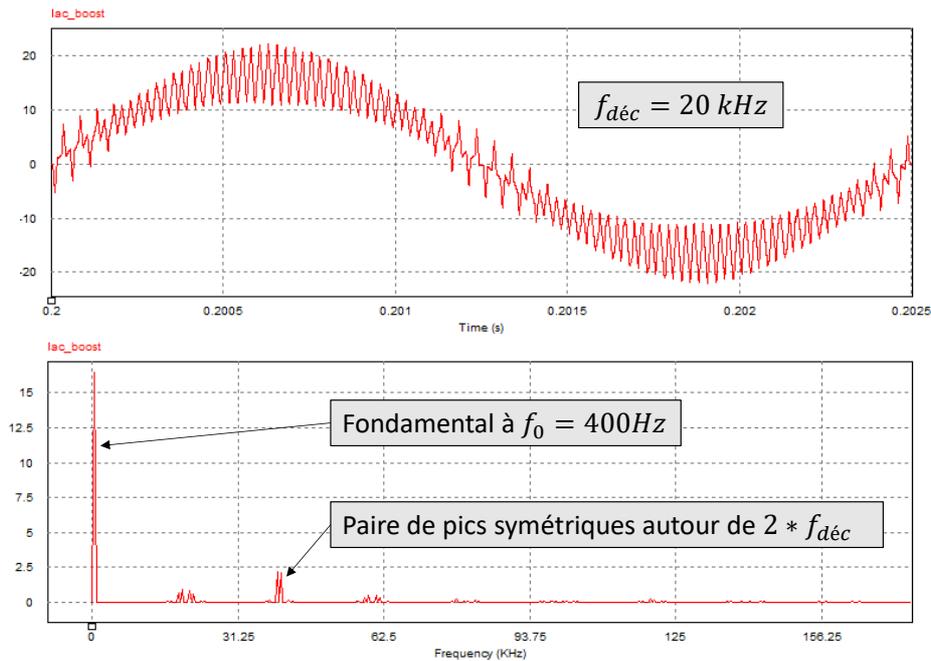


Figure 2.17 - Exemple de courant d'entrée avec sa représentation spectrale

Nous voyons bien le fondamental à 400 Hz et des harmoniques d'ordre supérieur. Au cours de nombreux essais, nous retrouvons toujours une paire de raies prédominantes, autour de $2 * f_{d\acute{e}c}$, ce qui est lié à la stratégie de MLI retenue.

Pour simplifier le calcul des pertes Joules avec l'effet de peau et éviter de sommer des termes de série de Fourier jusqu'à des ordres élevés, nous allons considérer que l'ensemble du poids des harmoniques sera localisé sur ces deux pics symétriques autour de $2 * f_{d\acute{e}c}$. Bien que forte, cette approximation permet d'accélérer fortement les calculs sans négliger complètement l'effet de peau dans les conducteurs, en ayant bien une influence de $f_{d\acute{e}c}$ sur les pertes.

Sur la figure 2.17, nous constatons une ondulation de courant d'amplitude crête à crête d'environ 10 A, ce qui donne une amplitude crête de 5 A. Sur le spectre du courant, cette ondulation est principalement répartie sur les deux pics symétriques à $2 * f_{d\acute{e}c}$, chacun faisant presque 2,5 A, soit la moitié des 5 A d'amplitude crête de l'ondulation.

Ainsi, dans notre modélisation, nous estimons l'amplitude crête-à-crête maximale ΔI de l'ondulation des courants d'entrée, grâce à la loi développée en partie 1.2.10. Nous allons considérer que cette ondulation est répartie sur les deux pics symétriques précédemment cités. Ainsi, l'amplitude de ces deux raies sera considérée à $\Delta I/4$ (et non $\Delta I/2$, car ΔI est une amplitude crête-à-crête et non simplement crête).

Ce concept est illustré sur la figure 2.18.

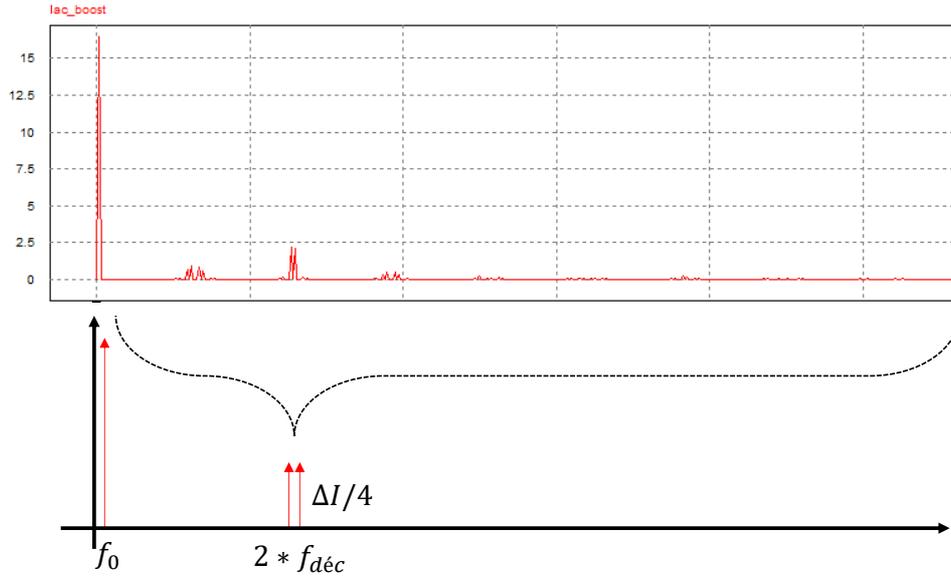


Figure 2.18 - Simplification du contenu harmonique pour le calcul des pertes Joules avec l'effet de peau

Nous estimons la résistance à f_0 , Esr_L , comme la résistance simple, sans effet de peau :

$$Esr_L = \frac{\rho_{res,Cu} * N * l_{1spire}}{S_{fil}}$$

Pour la résistance à $2 * f_{déc}$, Esr'_L , nous allons calculer la surface S'_{fil} qui assure la circulation effective du courant haute fréquence, à l'aide de l'épaisseur de peau δ :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_{res,Cu}}{\mu_0 * \pi * 2 * f_{déc}}} \quad \text{avec } \mu_0 \text{ perméabilité du vide}$$

$$S'_{fil} = \frac{\pi * D_{fil}^2}{4} - \frac{\pi * (D_{fil} - 2 * \delta)^2}{4} = \pi * (D_{fil} - \delta) * \delta$$

$$Esr'_L = \frac{\rho_{res,Cu} * N * l_{1spire}}{S'_{fil}}, \quad \text{sachant que } \forall f_{déc} \in [10k, 100 \text{ kHz}] : S'_{fil} < S_{fil}$$

Nous calculons les pertes Joules P_{Joules} à l'aide des résistances Esr_L et Esr'_L et des courants efficaces qui leur correspondent :

$$P_{Joules} = Esr_L * I_{AC}^2 + 2 * Esr'_L * \left(\frac{\Delta I/4}{\sqrt{2}}\right)^2$$

Nous rappelons que la densité de courant J influe sur S_{fil} et D_{fil} , et donc sur les pertes Joules. Ainsi, l'optimisation devra trouver le meilleur compromis entre gain de masse (cf. partie 2.4.5.4) et réduction des pertes Joules, pour chacune des inductances du côté alternatif.

2.4.6.2. Estimation des pertes fer dans les tores magnétiques

2.4.6.2.1. Introduction des modèles de pertes fer

Lors des variations de champ magnétique au sein d'un matériau magnétique, des pertes sont générées. Ce sont les pertes fer. Ces pertes dépendent du matériau magnétique considéré et de l'allure du champ B en son sein. Nous rappelons que l'allure du champ B est directement reliée à l'allure du courant.

Nous avons dû mettre en place des modèles différents, selon l'inductance considérée.

Les inductances de mode différentiel du côté alternatif, i.e. les inductances de boost et de mode différentiel du filtre CEM, reçoivent un courant alternatif avec une ondulation de courant. Les pertes fer seront calculées à l'aide de l'Improved Generalized Steinmetz Equation (iGSE) [Venkatachalam-02].

Les inductances de mode commun sont excitées par les courants de mode commun. Un modèle simple de pertes fer a été mis en place pour les inductances de mode commun des filtres CEM, côté alternatif et continu.

Enfin, nous avons choisi de négliger les pertes fer des inductances de mode différentiel du côté continu, car les variations du courant continu sont relativement faibles.

Ces différences sont résumées dans le tableau 2.8, extrait du tableau 2.6.

Inductance :	Boost	Mode différentiel filtres CEM AC	Mode commun filtres CEM AC	Mode différentiel filtres CEM DC	Mode commun filtres CEM DC
Calcul des pertes fer	✓	✓	✓		✓

Tableau 2.8 - Rappel des différences concernant nos calculs des pertes fer

2.4.6.2.2. Modèles des pertes fer des inductances de mode différentiel du côté alternatif ($L_{boost}, L_{MD,AC}$)

Du côté AC du convertisseur, les variations du courant entraînent des pertes fer au sein des tores des inductances de mode différentiel : inductances de boost et inductances de mode différentiel du filtre CEM. Ces pertes sont amplifiées par les ondulations de courant. Afin de prendre en compte ce phénomène, nous allons utiliser l'iGSE (Improved Generalized Steinmetz Equation) [Venkatachalam-02] pour le calcul des pertes fer.

Ce calcul nécessite les coefficients de Steinmetz du matériau et l'allure du champ magnétique B au sein du tore.

Le problème c'est que nous n'avons pas une bonne connaissance de ces éléments. Notre modèle nécessite alors plusieurs extrapolations et approximations qui éloignent les calculs de la réalité. Cependant, il faut savoir que, l'iGSE n'est pas un calcul exact, mais une approximation qui tente de représenter les pertes fer dans le cas d'allures complexes de champ B , i.e. de courant.

a. Extrapolation des coefficients de Steinmetz

Les calculs de pertes fer utilisent les coefficients de Steinmetz (notés k, a et b) propres au matériau considéré. La formule de Steinmetz des pertes fer volumiques $P_{fer,vol}$, en présence d'un courant sinusoïdal entraînant un champ magnétique alternatif d'amplitude B et de fréquence f est le suivant :

$$P_{fer,vol} = k * f^a * B^b$$

Dans le catalogue choisi, chaque matériau a des coefficients différents. Ils sont donnés en considérant les unités non conventionnelles suivantes, dans la formule de Steinmetz :

$$B (T) , f (kHz) , P_{fer,vol} (mW/cm^3)$$

Sur la figure 2.19, nous montrons les différents coefficients en fonction des perméabilités magnétiques du catalogue.

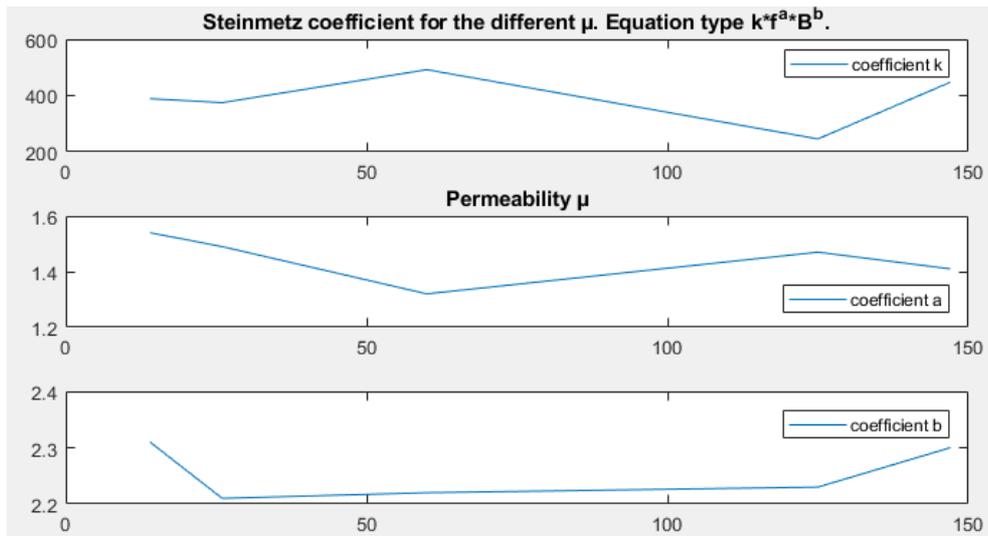


Figure 2.19 - Coefficients de Steinmetz aux différentes perméabilités magnétiques du matériau High Flux

Nous voyons qu'aucune extrapolation physique n'en ressort. Nous avons alors choisi d'utiliser une moyenne de ces coefficients :

$$k = 400 \quad ; \quad a = 1,44 \quad ; \quad b = 2,262$$

Ainsi, pour toutes les perméabilités, nous aurons les mêmes caractéristiques de pertes. Sur la figure 2.20, nous comparons les résultats obtenus par les lois données dans la datasheet, avec les résultats obtenus avec nos coefficients de Steinmetz moyennés.

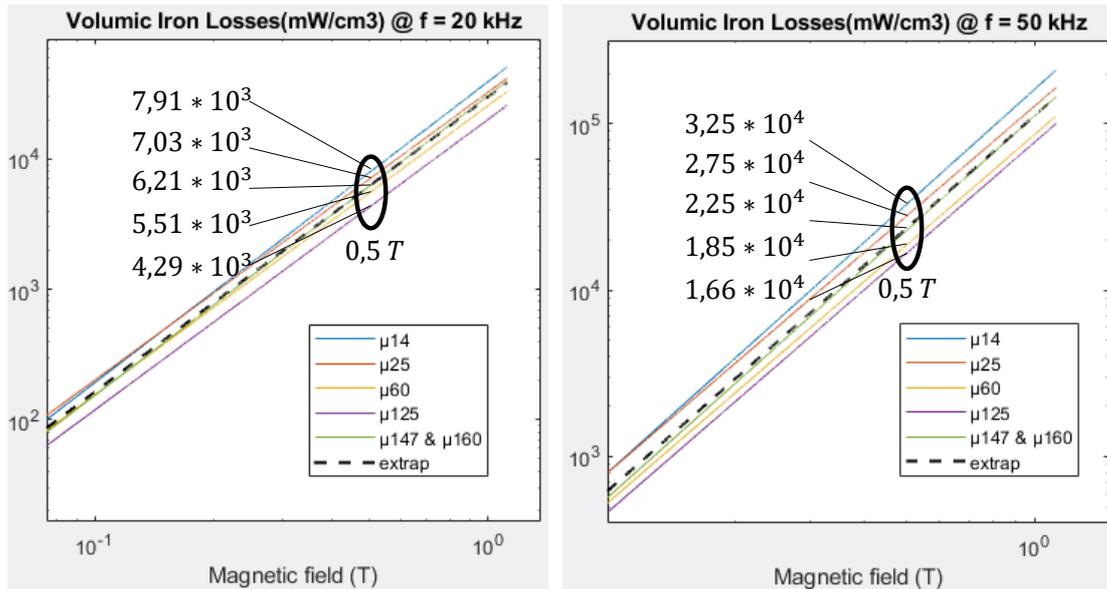


Figure 2.20 - Pertes fer par l'équation de Steinmetz, à 20 kHz et 50 kHz : comparaison entre les lois données pour chaque perméabilité du matériau High Flux et la loi extrapolée

Nous voyons bien que nos coefficients de Steinmetz moyennés sous-estiment les pertes de certains matériaux et surestimeront pour les autres.

Il sera toujours possible d'utiliser les véritables coefficients a posteriori et de réajuster le dimensionnement de l'inductance, le cas échéant.

Nous avons souhaité nous rapprocher des unités suivantes pour nos calculs :

$$B \text{ (T)} , f \text{ (Hz)} , P_{fer,vol} \text{ (W/cm}^3\text{)}$$

Pour cela, nous avons la relation suivante :

$$\begin{aligned} P_{fer,vol} \text{ (W/cm}^3\text{)} &= P_{fer,vol} \text{ (mW/cm}^3\text{)} * 10^{-3} \\ &= k * f \text{ (kHz)}^a * B \text{ (T)}^b * 10^{-3} = k * \frac{f \text{ (Hz)}^a}{1000^a} * B \text{ (T)}^b * 10^{-3} \\ &= (k * 10^{-3(a+1)}) * f \text{ (Hz)}^a * B \text{ (T)}^b \end{aligned}$$

Ainsi, pour utiliser nos nouvelles unités, nous devons seulement utiliser un nouveau coefficient k' , à la place de k , dans l'équation de Steinmetz :

$$k' = (k * 10^{-3(a+1)}) = 1,3601 * 10^{-6}$$

b. Justification d'un modèle fin dans un contexte déjà connu comme étant approximatif

Suite à l'approximation des coefficients de Steinmetz, nous voyons d'emblée en quoi notre calcul des pertes fer sera approximatif. De là, nous aurions pu choisir une modélisation très simplifiée et rapide, sans que la qualité des résultats n'en soit dégradée, puisqu'ils sont déjà approximatifs.

Cependant, nous avons voulu créer un modèle dont les tendances globales soient respectées, telles que l'influence de la fréquence de découpage et de l'ondulation de courant.

Enfin, nous avons tenu à obtenir une bonne convergence des optimisations, malgré un modèle relativement lourd de nos pertes fer, afin d'estimer si notre approche est capable de fonctionner avec des modèles analytiques parfois conséquents. En effet, les pertes fer, via la contrainte thermique, sont une forte contrainte lorsqu'on cherche à obtenir des inductances compactes/allégées. Pour de futures études, nous pourrions remplacer ce modèle par un modèle plus précis, en sachant que ce niveau de détail et cette complexité de calcul sont déjà compatibles avec l'optimisation globale (i.e. vitesse et convergence des optimisations correctes).

c. Calcul des pertes fer par l'Improved Generalized Steinmetz Equation (iGSE)

Au niveau des inductances de boost, l'amplitude maximale ΔI de l'ondulation est donnée par la loi décrite en partie 1.2.10.1. Ces ondulations sont quasi-linéaires par morceaux (cf. figure 2.21).

Afin de calculer les pertes fer en présence d'une ondulation de courant, nous avons utilisé l'Improved Generalized Steinmetz Equation (iGSE) [Venkatachalam-02]. Les auteurs fournissent une loi simplifiée pour le cas particulier des signaux quasi-linéaires par morceaux.

Les auteurs fournissent également leur programme Matlab, qui permet de prendre des résultats de simulation et d'appliquer l'iGSE (dans le cas plus général des signaux non linéaires par morceaux). Nous l'avons utilisé avec des simulations temporelles PSIM, comme référence pour valider nos calculs.

Dans l'idéal, nous aurions souhaité recréer l'allure exacte du courant dans les inductances de boost, afin d'appliquer l'iGSE. Cependant, ce calcul alourdirait la résolution.

Ainsi, nous avons considéré une forme d'onde simplifiée $i(t)$: le fondamental (à 400 Hz) du courant auquel s'ajoute une ondulation triangulaire, d'amplitude $(0,7 * \Delta I)$ et de fréquence $2 * f_{déc}$. Le double de la fréquence de découpage a été choisi, car l'interaction des trois bras du redresseur entraîne des changements de pente de courant dans un bras à une fréquence de $2 * f_{déc}$, plutôt que $f_{déc}$ (cf. partie 2.4.6.1.2 sur l'effet de peau). Le coefficient 0,7 a été ajusté par tâtonnement : nous avons comparé nos calculs (avec cette forme d'onde simplifiée) à des résultats obtenus par le programme Matlab des auteurs, sur des courants obtenus par simulation temporelle dans de très nombreux cas de figure, et nous avons ajusté le coefficient pour diminuer les différences, sur les nombreux exemples étudiés.

Sur la figure 2.21, nous pouvons observer les différences entre un courant obtenu par simulation temporelle et son équivalent en forme d'onde simplifiée.

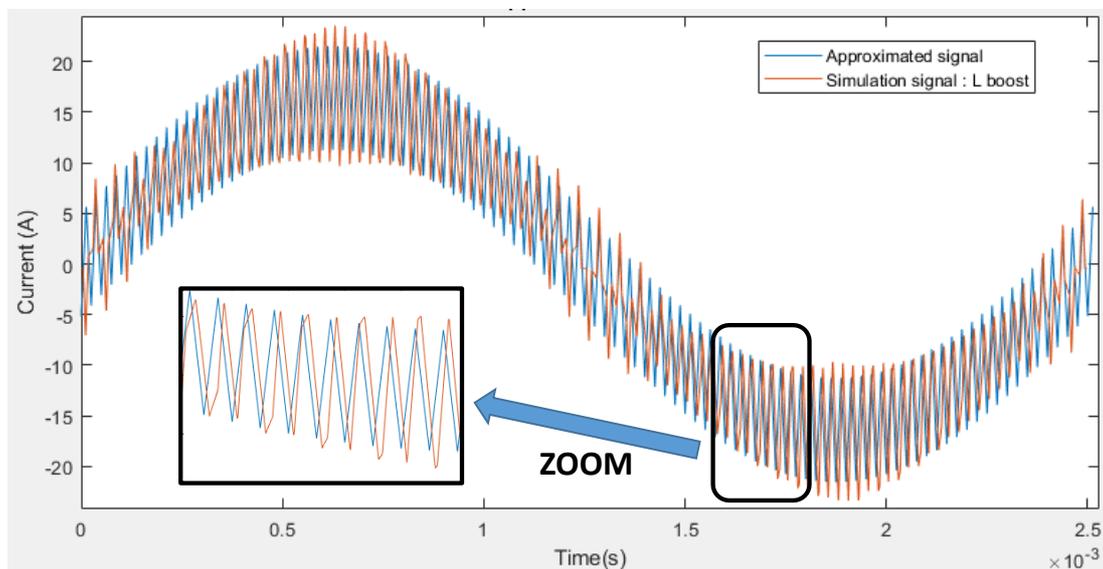


Figure 2.21 - Comparaison entre un courant dans une des inductances de boost, obtenu par simulation, et son équivalent en forme d'onde simplifiée

Nous voyons qu'avec le coefficient 0.7 et le signal triangle à $2 * f_{déc}$, les allures semblent proches vis-à-vis des amplitudes et du caractère fréquentiel. ΔI représente l'amplitude maximale crête-à-crête, et avec le coefficient 0.7 nous cherchons plutôt à nous rapprocher de l'amplitude moyenne de cette ondulation.

Il faut maintenant calculer le champ magnétique B résultant. Pour cela, nous partons des dimensions du tore pour retrouver l'allure de l'excitation magnétique H :

$$H(t) = \frac{N * i(t)}{L_e}$$

Ensuite, nous devons utiliser la courbe $B(H)$ propre au matériau considéré. La datasheet MAGNETICS fournit ces courbes pour chacune des perméabilités magnétiques de la gamme. Nous avons dû en extrapoler une loi continue selon μ :

$$B(\mu, H) = \left(\frac{-1,695 \cdot 10^{-1} + 1,215 \cdot 10^{-1} \cdot \left(H \cdot \frac{\mu}{60}\right) + 1,213 \cdot 10^{-2} \cdot \left(H \cdot \frac{\mu}{60}\right)^2}{1 + 6,938 \cdot \left(H \cdot \frac{\mu}{60}\right) + 1,016 \cdot \left(H \cdot \frac{\mu}{60}\right)^2} \right)^2 * \left(\frac{\mu + 10}{60}\right)^{0.15}$$

Nous comparons cette loi aux courbes données par la datasheet, pour les différentes perméabilités du catalogue, sur la figure 2.22.

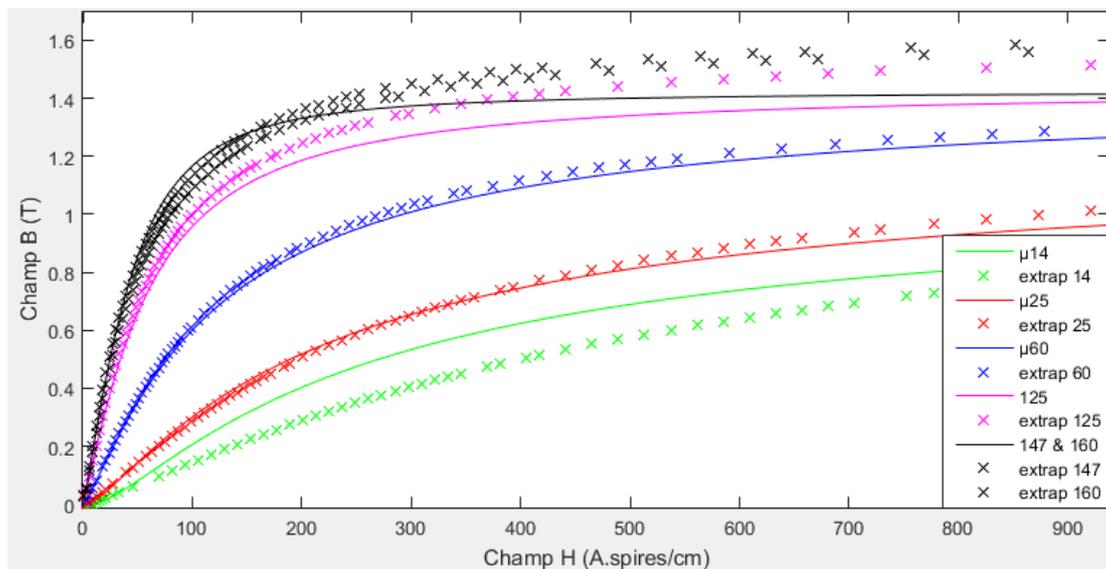


Figure 2.22 - Comparaisons entre l'extrapolation $B(\mu, H)$ et les lois $B(H)$ aux perméabilités de la datasheet

Pour la perméabilité 14 la plus faible de la gamme, l'extrapolation donne une nette sous-estimation. Si les optimisations tendent à choisir un matériau à perméabilité faible, nous devons nous poser la question de rectifier cette sous-estimation. En revanche, pour les autres lois, les extrapolations sont satisfaisantes jusqu'aux coudes de saturation, ce qui semble suffisant, car au-delà de ces coudes, la chute de perméabilité est très importante et l'optimisation n'ira pas dans ces zones, a priori.

Grâce à ces hypothèses, nous calculons l'allure temporelle de B . Un exemple est montré sur la figure 2.23. Nous utilisons les mêmes courants que sur la figure 2.21.

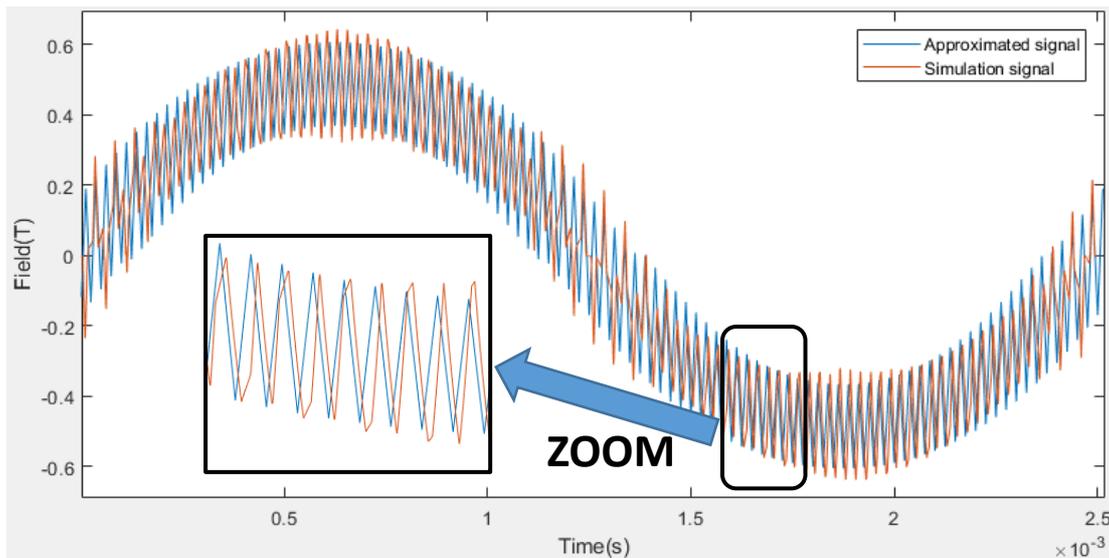


Figure 2.23 - Comparaison entre un champ B dans une des inductances de boost, obtenu par simulation, et son équivalent via la forme d'onde simplifiée en courant

Nous voyons bien les allures quasi-linéaires par morceaux.

Ces signaux sont très proches des allures de la figure 2.21, qui représentait le courant, cependant nous pouvons constater les effets de la saturation, car le sinus semble « aplati » au niveau des grandes amplitudes.

A partir d'un tel signal B , quasi-linéaire par morceaux, et des coefficients de Steinmetz, on peut appliquer la formule simplifiée de l'iGSE telle que définie dans [Venkatachalam-02], pour retrouver les pertes fer volumiques.

Nous utilisons enfin le volume du tore pour retrouver ses pertes fer P_{fer} . Nous rappelons que tous ces calculs s'appliquent aux inductances de boost et de mode différentiel du filtre CEM côté alternatif.

d. Validations

Afin de donner une idée du comportement de notre modèle de pertes fer avec ses nombreuses approximations, nous allons effectuer plusieurs comparaisons, à l'aide de la simulation temporelle et de l'algorithme MATLAB de l'iGSE, fourni par les auteurs.

Nous nous plaçons dans le contexte du cahier des charges :

$$P = 2 \text{ kW} ; V_{AC} = 57,5 \text{ V} ; V_{DC} = 270 \text{ V} ; f_0 = 400 \text{ Hz}$$

Nous réalisons les tests à deux fréquences de découpages, 20 kHz et 80 kHz, avec deux valeurs différentes d'inductances de boost à chaque fois (i.e. différentes amplitudes d'ondulation des courants d'entrée). Les résultats sont donnés dans le tableau 2.9.

	Config 1	Config 2	Config 3	Config 4
f_dec (kHz)	20	20	80	80
Paramètres des inductances de boost				
Valeur (μH)	80	200	15	50
Perméabilité μ	60	60	26	26
N spires	40	70	27	48
L_e (cm)	8,8	10	7,2	8
Pertes fer volumiques (W/cm3) dans les inductances de boost, sans filtres CEM et RSIL				
Simulation (avec les vrais coefficients de Steinmetz)	3,04 (2,94)	1,28 (1,35)	4,67 (5,67)	1,81 (2,08)
Modèle	3,15	1,4	4,24	1,69
Différence (%)	3,9 (7)	9,7 (4)	-9,4 (-25)	-6,5 (-19)

Tableau 2.9 - Comparaison des calculs de pertes fer volumiques (résultats avec les vrais coefficients de Steinmetz entre parenthèses)

Sur ces quatre exemples, nous pouvons voir que l'utilisation de la forme d'onde simplifiée induit une erreur inférieure à 10 %, par rapport aux calculs avec les courants issus de simulation temporelle.

Dans ces exemples, nous avons utilisé des perméabilités existantes dans le catalogue. Nous avons pu réaliser les calculs avec les vrais coefficients de Steinmetz (résultats entre parenthèses) pour les comparer aux résultats utilisant nos coefficients moyennés. Nous retrouvons les écarts tantôt positifs, tantôt négatifs, attendus (cf. partie 2.4.6.2.2.a, figure 2.20).

2.4.6.2.3. Modèle des pertes fer des inductances de mode commun ($L_{MC,AC}$, $L_{MC,DC}$)

Le sens des enroulements des inductances de mode commun entraîne l'annulation des champs magnétiques au sein du tore. Cependant, la présence des courants de mode commun va tout de même entraîner l'apparition d'un champ magnétique. Sur la figure 2.24, nous pouvons observer un exemple de courant de mode commun dans l'inductance triphasée de mode commun, côté AC.

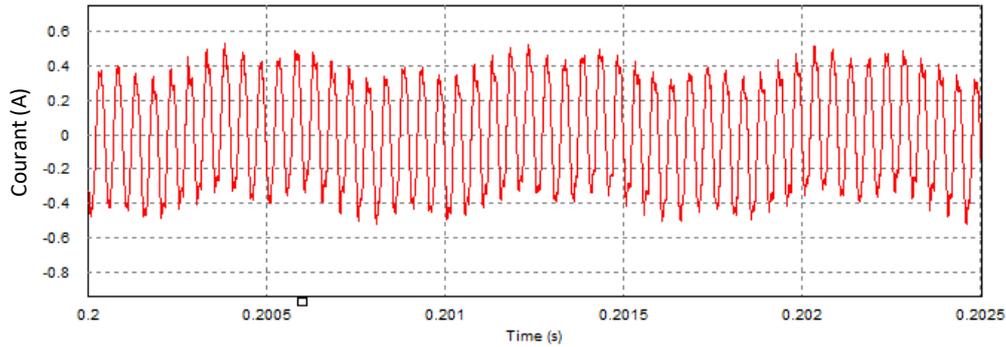


Figure 2.24 - Exemple de courant de mode commun, dans l'inductance de mode commun du côté alternatif

En connaissant ce courant de mode commun et les caractéristiques du matériau Vitroperm500, nous pourrions effectuer un calcul des pertes fer similaire à celui des inductances de mode différentiel, côté alternatif (cf. partie précédente).

Cependant, nous n'avons pas réussi à estimer l'allure temporelle du courant de mode commun, ou même son amplitude maximale de façon analytique. Elles dépendent de phénomènes trop fins impliquant l'ensemble des éléments du circuit, la loi de commande, la fréquence de découpage et le comportement du système de contrôle-commande.

De là, il est difficile d'estimer efficacement les pertes fer dans les tores de mode commun.

Nous avons donc choisi d'utiliser la valeur typique de pertes fer massique $P_{fer,mass}$ donnée dans la datasheet :

$$P_{fer,mass} = 80 \text{ W/kg}$$

Le constructeur précise seulement que cette valeur se base sur des tests réalisés avec des signaux à 100 kHz, d'amplitude crête de 0,3 T. Notre cas d'étude se situe à des fréquences inférieures. Cependant, nous verrons que nous autorisons le champ magnétique à aller jusqu'à une valeur crête de 1 Tesla (cf. partie 2.4.7.2). En l'absence, de données supplémentaires, nous avons gardé cette valeur typique en l'état.

À partir de la masse du tore, nous retrouvons donc les pertes fer P_{fer} (pour nos inductances de mode commun).

2.4.6.3. Estimation des surfaces d'échange avec l'air ambiant

Pour ces estimations, nous avons deux modèles en fonction du type de bobinage des inductances. Nous rappelons ces différences sur le tableau 2.10, extrait du tableau 2.6.

Inductance :	Boost	Mode différentiel filtres CEM AC	Mode commun filtres CEM AC	Mode différentiel filtres CEM DC	Mode commun filtres CEM DC
Type de bobinage	Multi-couche	Mono-couche	Mono-couche	Mono-couche	Mono-couche

Tableau 2.10 - Rappel du type de bobinage pour chaque inductance

2.4.6.3.1. Surface externe des inductances de boost, pour la dissipation thermique (L_{boost})

Les inductances de boost ont un bobinage multicouche. Plus il y a de couches, plus la surface de dissipation est grande.

Nous avons estimé la surface de dissipation thermique, S_{conv} , à l'aide de l'épaisseur équivalente de bobinage e_{spires} (cf. chapitre 2.4.5.3). En considérant un tore recouvert d'une couche d'épaisseur e_{spires} , nous pouvons déduire la surface apparente :

$$S_{conv} = 2 * \frac{\pi}{4} * \left[(D_{ext} + 2 * e_{spires})^2 - (D_{int} - 2 * e_{spires})^2 \right] + \pi * (D_{ext} + D_{int}) * (H + 2 * e_{spires})$$

La datasheet fournit une estimation de la surface de convection des tores sans bobinage et avec un bobinage correspondant à $\%_{bob} = 40 \%$. Dans le tableau 2.11, nous mettons les comparatifs entre notre modèle et les données constructeur, pour des tores ayant des géométries comparables (i.e. des coefficients α et β assez proches de ceux extrapolés).

Page de la datasheet	4-17			4-20			4-25		
	Données	Modèle	Ecart (%)	Données	Modèle (%)		Données	Modèle	(%)
Hauteur du tore H (mm)	7,62	7,62	0	10,7	10,7	0	15,2	15,2	0
α	3,01	3,2	6,3	3,07	3,2	4,2	3,07	3,2	4,2
β	1,84	1,9	3,3	1,88	1,9	1,1	1,89	1,9	0,5
S_conv à %_bob = 0 (mm ²)	1570	1779	13,3	3150	3370	7,0	6170	6595	6,9
S_conv à %_bob = 0.4 (mm ²)	2380	2521	5,9	4800	4864	1,3	9510	9656	1,5

Tableau 2.11 - Comparaison des surfaces de convection calculées, à celles données par la datasheet, pour 3 tores de mode différentiel

Notre estimation semble satisfaisante. Les tores du catalogue sont légèrement plus petits que leur équivalent extrapolé, il est normal que notre modélisation donne une légère surestimation.

2.4.6.3.2. Surface externe des inductances des filtres CEM, pour la dissipation thermique ($L_{MC,AC}$, $L_{MC,DC}$, $L_{MD,AC}$, $L_{MD,DC}$)

Pour les inductances des filtres CEM, i.e. les inductances au bobinage monocouche, nous avons considéré que le pourcentage de bobinage $\%_{bob}$ représente aussi le pourcentage de surface de tore recouvert par du bobinage.

Nous calculons géométriquement la surface S_0 du tore sans bobinage et $S_{bobiné}$ du tore complètement bobiné. Par proportionnalité, nous déduisons la surface de convection des inductances des filtres CEM S_{conv} :

$$S_{conv} = (1 - \%_{bob}) * S_0 + \%_{bob} * S_{bobiné}$$

2.4.6.4. Modèle thermique simplifié

L'estimation de l'élévation de température au sein du tore est un problème de thermique qui pourrait nécessiter une étude à part entière. Afin de simplifier ce phénomène, nous avons utilisé une formule simple fournie par le constructeur MAGNETICS [Magnetics]. À partir des pertes P_{pertes} au sein de l'inductance (pertes Joules et pertes fer, sauf pour les inductances de mode différentiel côté DC) et de sa surface de convection S_{conv} , l'élévation de température ΔT (°C) se calcule ainsi :

$$\Delta T = \left(\frac{P_{pertes}(mW)}{S_{conv}(cm^2)} \right)^{0.833}$$

Nous rappelons que dans notre contexte, la température ambiante T_{ext} de référence est considérée à 40°C. Les températures maximales de nos matériaux, qui seront les contraintes d'optimisation, sont de :

$$T_{max,MD} = 200^{\circ}C$$

$$T_{max,MC} = 150^{\circ}C$$

En optimisation, pour chaque inductance, nous aurons la contrainte :

$$T_{ext} + \Delta T < T_{max}$$

Encore une fois, le modèle thermique est très simplifié, mais c'est un moyen simple de borner les pertes dans une inductance. Lors des résultats d'optimisation, si la contrainte de la température maximale dans les inductances s'avère trop pénalisante, il sera alors sans doute nécessaire de revisiter ce modèle.

À présent, nous allons développer plusieurs phénomènes : la saturation, la chute de perméabilité avec la fréquence et les inductances de fuite.

Il convient d'être vigilant par rapport au fait que ces phénomènes se traduisent différemment selon l'inductance considérée. Ainsi, nous avons un modèle de saturation pour les inductances de mode différentiel et un autre pour les inductances de mode commun. Le modèle d'inductance de fuite, quant à lui, ne concerne que les inductances de mode commun.

Nous rappelons que le tableau 2.6 de la partie 2.4.2 résume les différences entre les inductances.

2.4.7. Prise en compte de la saturation des tores magnétiques

2.4.7.1. Modèle de saturation des inductances de mode différentiel ($L_{boost}, L_{MD,AC}, L_{MD,DC}$)

Les enroulements et les courants qui les traversent génèrent une excitation magnétique H au sein du tore. Le matériau du tore peut saturer si cette excitation est trop grande. Alors, la perméabilité du matériau chute et diminue la valeur de l'inductance. Le comportement d'une inductance est ainsi dépendant de son point de fonctionnement.

Nous rappelons que la saturation est prise en compte au travers de $\mu(H)$ dans la formulation de A_L (cf. partie 2.4.4.2) :

$$A_L = \mu_0 * \mu(H) * \frac{A_e}{L_e}$$

Pour les inductances de mode différentiel, du filtre CEM côté DC, nous allons estimer la saturation du tore avec le courant continu I_{DC} .

Pour les inductances de boost et de mode différentiel du filtre CEM côté AC, la réalité est plus complexe. Le courant étant variable en basse fréquence (400 Hz), le niveau de saturation l'est aussi. L'inductance varie donc au cours du temps. Des travaux [Ibrahim-16] arrivent à prendre ce phénomène en compte.

Cependant, pour différentes raisons, nous n'avons pas mis un tel degré de précision dans notre modélisation.

Tout d'abord, notre simulation de référence qui sert à valider nos calculs, notamment en CEM, ne prend pas ce phénomène en compte. Afin de rester cohérent avec notre moyen de vérification, nous allons considérer des inductances aux valeurs fixes.

Ensuite, nous sommes dans une démarche de préconception dans laquelle nous essayons d'utiliser une approche globale par optimisation. Pour cela, nous ne voulons pas trop alourdir les différents modèles afin de garder une convergence acceptable en optimisation globale. Ici, l'estimation de l'inductance au cours du temps (en fonction du courant, qui dépend lui-même de l'inductance) est un problème implicite nécessitant une résolution relativement conséquente, qui diminuerait nettement la rapidité et la convergence de nos optimisations.

Pour ces raisons, nous avons simplifié le comportement complexe des inductances de mode différentiel, du côté alternatif, en fixant leur valeur à celle calculée avec la saturation au courant crête \widehat{I}_{AC} . En réalité, lorsque le courant est en-dessous de \widehat{I}_{AC} , la valeur de l'inductance est plus grande ; et lorsque le courant dépasse \widehat{I}_{AC} (à cause des ondulations de courant), l'inductance est plus faible.

Nous commençons par calculer l'excitation H correspondant au courant I (I_{DC} ou \widehat{I}_{AC}) :

$$H = N * \frac{I}{L_e}$$

Ensuite, pour calculer la saturation, la datasheet MAGNETICS [Magnetics] fournit les équations définissant le pourcentage de perméabilité, en fonction de H , pour chaque perméabilité de sa gamme.

Dans notre cas, comme toutes les perméabilités sur l'intervalle [14 ; 160] sont possibles, nous avons dû extrapoler la chute de perméabilité $\mu_{\%}$ en fonction de H et de μ . Pour cela, nous nous sommes basés sur la loi correspondant au matériau de perméabilité $\mu = 60$, et nous avons utilisé une règle de trois : au lieu de $\frac{H}{100}$ (car la datasheet utilise H en A/cm), nous mettons $\frac{\mu}{60} * \frac{H}{100}$. Nous obtenons le pourcentage de perméabilité $\mu_{\%}$ en fonction de μ et H :

$$\begin{aligned} \mu_{\%}(\mu, H) = & 1 + 9,701 * 10^{-4} * \left(\frac{\mu}{60} * \frac{H}{100}\right) - 7,57 * 10^{-5} * \left(\frac{\mu}{60} * \frac{H}{100}\right)^2 \\ & + 3,849 * 10^{-7} * \left(\frac{\mu}{60} * \frac{H}{100}\right)^3 - 5,977 * 10^{-10} * \left(\frac{\mu}{60} * \frac{H}{100}\right)^4 \end{aligned}$$

Afin de valider cette loi, nous comparons son allure selon H , aux différentes perméabilités du catalogue, sur la figure 2.25.

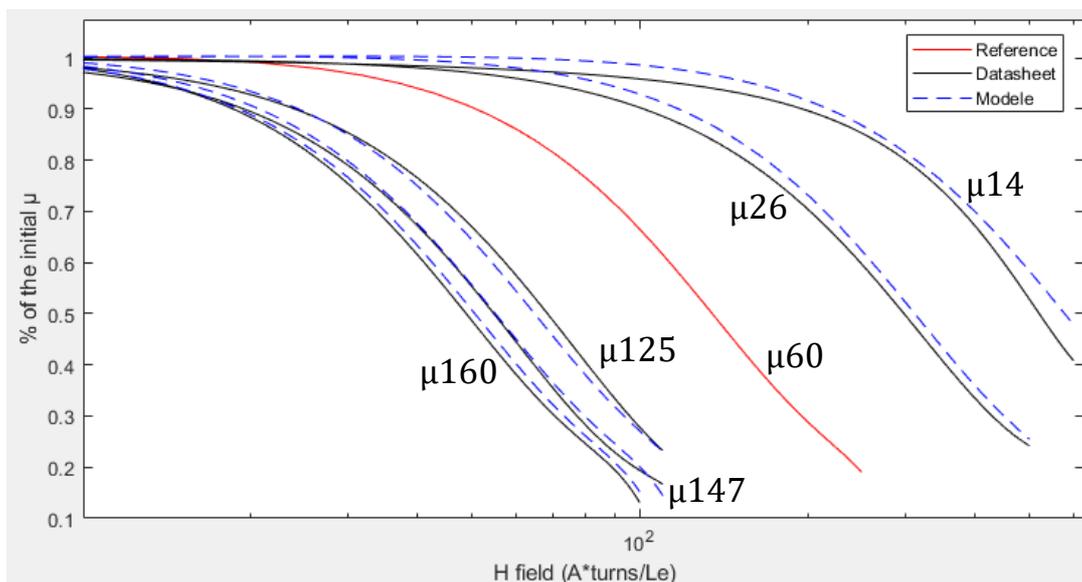


Figure 2.25 - Validations de l'estimation de la chute de perméabilité en fonction de H , extrapolée selon μ

Les écarts entre l'approximation et les lois données par la datasheet sont acceptables.

Ainsi, pour le calcul de l'inductance par spire $A_{L,MD}$ des inductances de mode différentiel, $\mu(H)$ est égal à $\mu * \mu_{\%}(\mu, H)$:

$$A_{L,MD} = \mu_0 * \mu * \mu_{\%}(\mu, H) * \frac{A_e}{L_e}$$

2.4.7.2. Modèle de saturation des inductances de mode commun ($L_{MC,AC}, L_{MC,DC}$)

Nous rappelons que les inductances de mode commun sont bobinées de sorte à annuler les courants de mode différentiel. Bien que les courants de mode commun soient très faibles face au mode différentiel, ils peuvent suffire à saturer le matériau, du fait de sa forte perméabilité.

Nous voulons fixer les contraintes pour empêcher les tores de mode commun de trop saturer, afin de garantir leur efficacité en utilisation.

Nous avons tenté des modélisations analytiques à l'aide de l'approche fréquentielle (cf. partie 3.4.2), pour déduire l'amplitude des courants de mode commun. Cependant, nous n'avons pas réussi à trouver un modèle satisfaisant, validé par les simulations, en partie parce que retrouver l'amplitude maximale d'un signal à partir de son contenu spectral est un problème complexe, et potentiellement très coûteux en temps de calcul.

Suite à cela, nous nous sommes rabattus sur des considérations beaucoup plus simples, mais nous éloignant de la réalité physique, de la finesse de modélisation, et donc de dimensionnement plus optimaux de nos inductances de mode commun. Nous avons fait une constatation en simulation temporelle : il est rare que les courants de mode commun dépassent les 0,5 A dans notre système. Nous avons donc choisi de nous placer à cette valeur critique de courant de mode commun pour estimer le champ magnétique B_{MC} dans un tore de mode commun.

$$B_{MC} = \frac{L_{CM} * 0.5}{N * A_e} < 1 T$$

Ainsi, nous allons contraindre ce champ à être inférieur à 1 Tesla, en optimisation, afin de rester dans la zone linéaire du matériau, i.e. pas ou peu de saturation. Cette limite est visible dans leur datasheet, sur le graphique reproduit sur la figure 2.26.

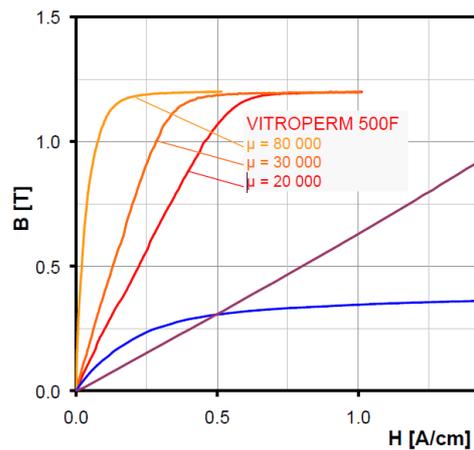


Figure 2.26 - Caractéristiques $B(H)$ pour différentes perméabilités de Vitroperm500

Il faudra donc vérifier a posteriori que les courants crêtes de mode commun ne dépassent pas les 0,5 A en simulation temporelle, pour nos résultats d'optimisation. Cette approche est certes critiquable, mais aucune autre n'a été fructueuse dans le cadre de cette thèse, où nous privilégions des méthodes analytiques et des temps de calcul acceptables.

2.4.8. Modèle d'inductance de fuite pour les inductances de mode commun

$$(L_{MC,AC}, L_{MC,DC})$$

Les fuites des inductances de mode commun agissent comme des inductances de mode différentiel. Elles viennent s'ajouter au filtrage de mode différentiel. Grâce à ce phénomène, on cherche parfois volontairement à dimensionner ces inductances de fuite afin de grouper inductance de mode différentiel et de mode commun dans un seul composant [Henkenius-16].

Ainsi, il nous a paru essentiel de prendre en compte ce phénomène et d'estimer s'il présente un avantage dans le dimensionnement de notre convertisseur. Cependant, nous n'avons pas souhaité investir beaucoup de temps dans la modélisation de ce phénomène, pour nous concentrer sur les aspects CEM et optimisation.

Nous avons repris le modèle développé dans [De Leon-14], qui s'applique à des inductances toriques à deux enroulements.

Les auteurs partent de la géométrie du tore et des enroulements pour estimer l'inductance de fuite. Leur modèle est basé sur la prise en compte des portions bobinées et des portions non bobinées (où le flux va quitter le matériau). Grâce à cela, ils proposent d'étaler ou de resserrer les spires pour modifier l'inductance de fuite.

Leur modèle est validé par des simulations par éléments finis et des mesures expérimentales.

Dans notre cas, nous considérons que nos spires sont collées les unes aux autres, i.e. nous ne laissons pas le choix à l'optimisation d'étaler les spires (cela rajouterait un degré de liberté en plus à l'optimisation, diminuant sa convergence). À partir des dimensions du tore, des enroulements et du nombre de spires, nous déduisons les zones bobinées et non bobinées, puis le modèle nous permet de calculer l'inductance de fuite résultante. Pour jouer sur les zones non bobinées, l'optimisation devra agir sur les dimensions du tore, via sa hauteur H_{tore} , et sur le pourcentage de bobinage $\%_{bob}$.

Le modèle s'applique bien à l'inductance de mode commun du côté DC, car celle-ci a deux enroulements.

En revanche, nous avons dû faire une hypothèse afin d'adapter le modèle à un bobinage triphasé : nous considérons que les trois enroulements sont répartis de façon à correspondre à la répartition utilisée dans ce modèle à deux enroulements. Nous avons illustré cela sur la figure 2.27.

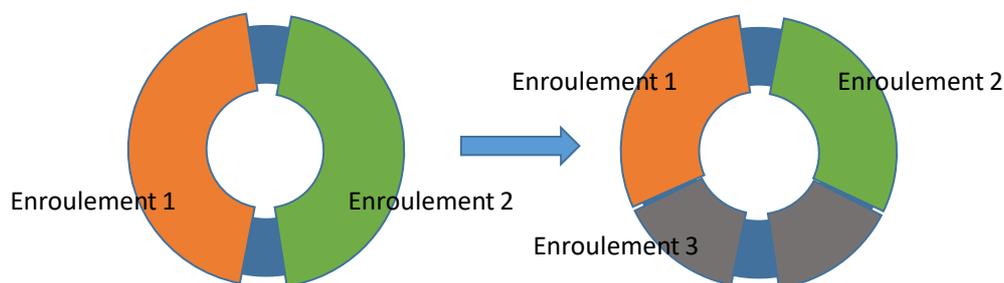


Figure 2.27 - Adaptation de la géométrie du modèle de fuite à deux enroulements à un modèle à trois enroulements

La répartition géométrique des enroulements est la même qu'avec deux enroulements, donc le modèle d'inductance de fuite reste valide. En revanche, cette répartition « casse » la symétrie entre les trois enroulements.

Notre modèle est donc inadapté aux enroulements triphasés. Néanmoins, il respecte les ordres de grandeurs et les tendances des valeurs d'inductance de fuite. Ainsi, nous avons choisi d'utiliser ce modèle malgré tout. Il est clair que des travaux futurs devront investiguer cet aspect.

2.4.9. Chute de la perméabilité en fonction de la fréquence considérée

En CEM conduite, nous souhaitons utiliser des éléments passifs pour filtrer des parasites dans des plages de fréquences atteignant le MHz voire la dizaine de MHz. Or, l'efficacité des inductances diminue à mesure que la fréquence augmente : la perméabilité d'un matériau magnétique chute lorsqu'on considère des fréquences dépassant les 100 kHz.

Sur les figures 2.28 et 2.29, nous représentons les caractéristiques de perméabilité, en fonction de la fréquence, pour différents matériaux que nous utilisons dans notre étude.

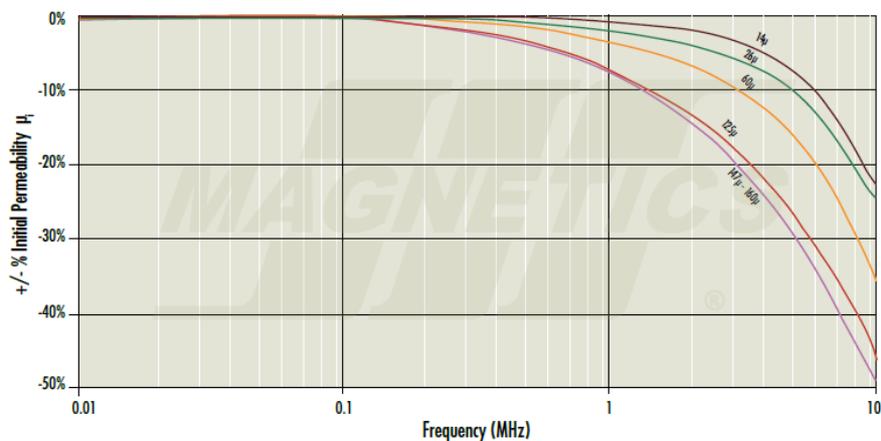


Figure 2.28 - Chute de perméabilité en fonction de la fréquence, pour le matériau High Flux des inductances de mode différentiel

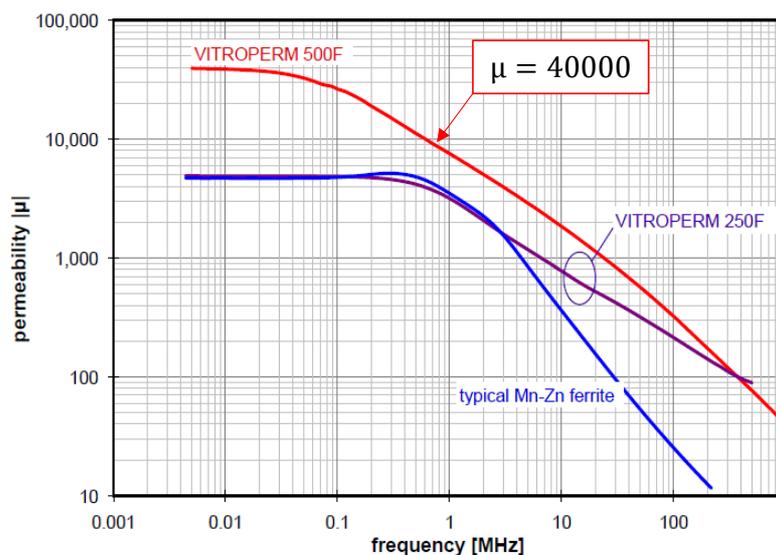


Figure 2.29 - Chute de perméabilité en fonction de la fréquence, pour le matériau Vitroperm500 des inductances de mode commun

Pour le matériau High Flux des inductances de mode différentiel, le constructeur fournit la courbe et l'équation du pourcentage de chute de perméabilité en fonction de la fréquence, pour chaque perméabilité de son catalogue [Magnetics]. Nous en avons extrapolé le pourcentage de chute de perméabilité $\mu_{\%}(\mu, f)$, en fonction de la fréquence f , et continue selon μ :

$$\begin{aligned} \mu_{\%}(\mu, f) = & \left(\frac{\mu}{120} + 0,5 \right) \\ & * \left(-3,87 * 10^{-2} * \frac{f}{10^6} + 3,05 * 10^{-3} * \left(\frac{f}{10^6} \right)^2 - 5,49 * 10^{-4} * \left(\frac{f}{10^6} \right)^3 \right. \\ & \left. + 2,69 * 10^{-5} * \left(\frac{f}{10^6} \right)^4 \right) \end{aligned}$$

Les courbes du catalogue et les courbes extrapolées aux perméabilités du catalogue sont montrées sur la figure 2.30.

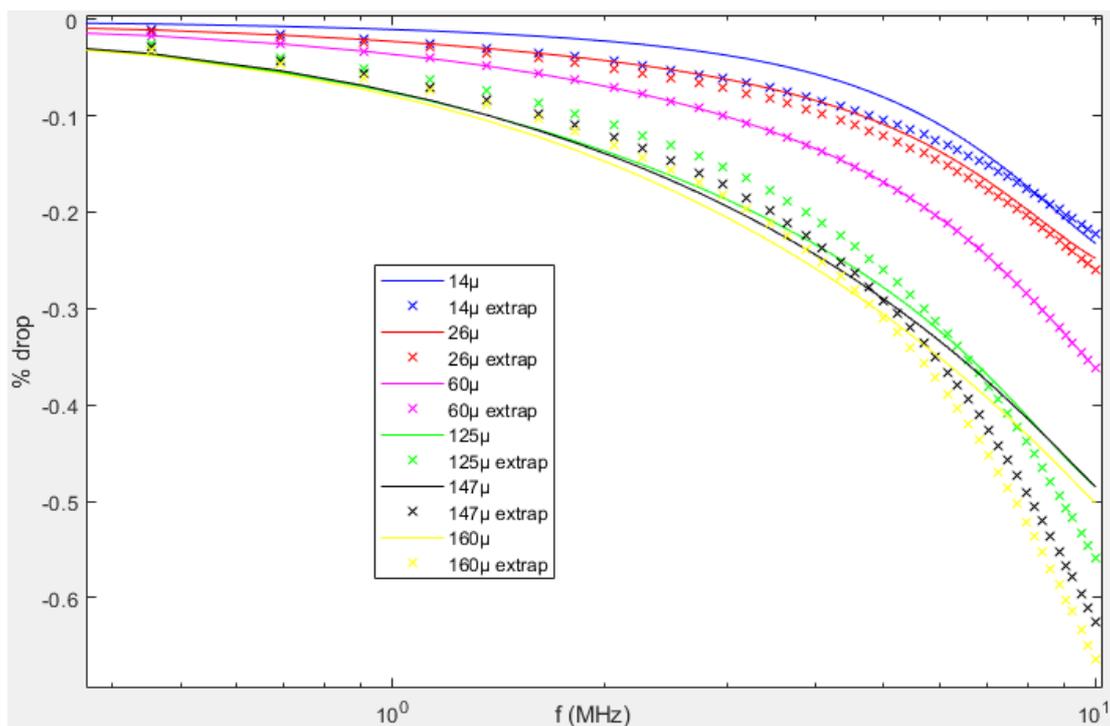


Figure 2.30 - Extrapolation de la chute de perméabilité en fonction de la fréquence, pour le matériau MAGNETICS

Nous notons des écarts acceptables.

Attention, nous signalons que ces équations (celles du constructeur et l'extrapolation) ne sont valides que jusqu'à 10 MHz.

Ainsi, la perméabilité μ' du matériau en fonction de μ et f est égale à :

$$\mu'(\mu, f) = \mu * (1 + \mu_{\%}(\mu, f))$$

Pour le matériau Vitroperm500 des inductances de mode commun, le constructeur fournit les courbes pour les matériaux à $\mu = 40000$ et $\mu = 100000$ [Vacuum]. Nous nous sommes basés sur ces deux courbes pour extrapoler la perméabilité μ' du matériau en fonction de μ et de la fréquence f :

$$\mu'(\mu, f) = \mu * \left(\frac{10}{f * 10^{-6} * (1,25 * 10^{-8} * \mu^2 + 7,68 * 10^{-4} * \mu - 1,58) + 10} + 0,02 \right)$$

Nous aurions souhaité nous baser sur des données expérimentales supplémentaires. Mais nous avons encore choisi de ne pas investir plus de temps sur cette modélisation, pour nous concentrer sur d'autres aspects.

Les courbes données par le constructeur sont montrées sur la figure 2.31. Nous avons également illustré l'allure de notre extrapolation pour différentes valeurs de perméabilités.

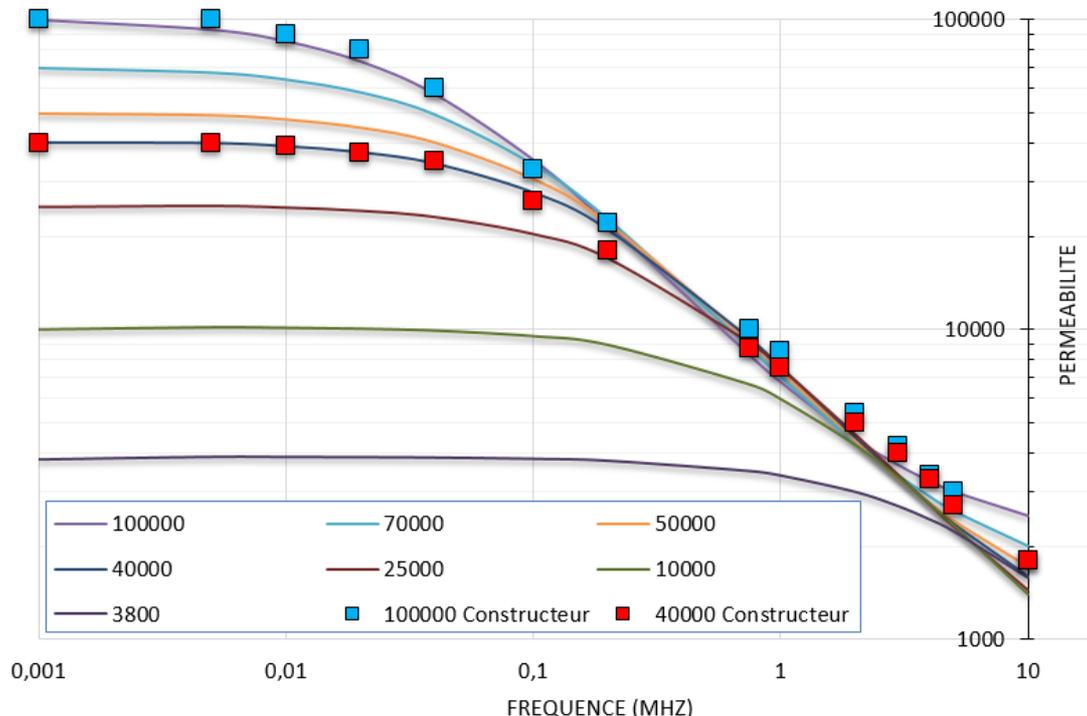


Figure 2.31 - Extrapolation de la chute de perméabilité en fonction de la fréquence, pour le matériau Vitroperm500

Nous avons créé une extrapolation liant les deux courbes constructeurs. Nous avons mis sur la figure les caractéristiques extrapolées pour différentes valeurs de perméabilités. Ces extrapolations sont donc purement arbitraires.

Ces équations nous serviront dans nos modèles CEM (cf. chapitre 3). Ainsi, lorsque nous étudierons le système à la fréquence f , nous utiliserons de nouvelles valeurs d'inductances : une inductance de valeur L sera remplacée par une inductance L' , recalculée à l'aide de $\mu'(\mu, f)$.

2.4.10. Éléments parasites des inductances

Nous avons fait apparaître certains éléments parasites des inductances, dans notre circuit complet.

Les Esr calculés dans notre modèle d'enroulement sont présents sans l'impact de la variation en fréquence (cf. partie 2.4.6.1.2). En effet, notre simulation temporelle ne nous le permet pas. En revanche, cela serait facilement implémentable dans notre approche fréquentielle en CEM (cf. partie 3.4.2).

Pour les inductances de boost, une résistance en parallèle est ajoutée, afin de représenter les pertes fer. En toute rigueur, sa valeur devrait dépendre des pertes, mais au vu des approximations de notre modèle de pertes fer, et par souci de simplification, nous avons mis une résistance fixe de $10\text{ k}\Omega$.

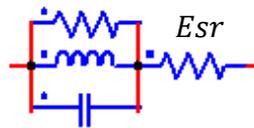
En revanche, les capacités parasites n'ont pas été représentées, pour les inductances des filtres CEM. Les enroulements monocouches garantissent une diminution de la capacité parasite, nous avons donc choisi de les négliger. Ceci limitera la validité fréquentielle de nos modèles CEM. Des travaux futurs devront nécessairement compléter cet aspect pour pouvoir monter en fréquence d'analyse.

Pour les inductances de boost, nous n'avons pas mis en œuvre d'estimation de la capacité parasite, dans ces travaux de pré-dimensionnement. Nous avons alors choisi de mettre une valeur fixe de capacité parasite de 15 pF , en parallèle (ordre de grandeur courant) [Cuellar-17].

Sur la figure 2.32, nous représentons le circuit de nos inductances, avec leurs éléments parasites.

Inductances de boost :

$$R_{fuites} = 10 \text{ k}\Omega$$



$$E_{sc} = 15 \text{ pF}$$

Inductances des filtres CEM :



Figure 2.32 - Représentation circuit de nos inductances et leurs éléments parasites

2.4.11. Conclusions sur les modèles d'inductance

Afin de réaliser le pré-dimensionnement, par optimisation déterministe, des inductances de notre système, nous avons mis en place des modèles continus et dérivables.

Nous rappelons qu'en cette phase de pré-dimensionnement, la précision absolue des modèles n'est pas la préoccupation première ; ce que nous souhaitons avant tout, c'est être capable de prendre en compte tous les phénomènes physiques et les interactions existantes, en s'attardant plutôt à ce que les tendances de ces phénomènes soient respectées et que la complexité des modélisations puisse permettre à l'optimisation globale de converger vers des solutions respectant les contraintes de dimensionnement, et ce avec des temps de calcul acceptables.

Sur le tableau 2.12, nous remettons le tableau 2.6 en y ajoutant des éléments supplémentaires. Nous résumons ainsi une partie des différences technologiques entre les inductances de notre système, et les différents modèles mis en place. Nous avons également renseigné une appréciation quant à la qualité de modélisation des différents phénomènes :

- ✓✓ : modélisation assez fidèle à la réalité
- ✓ : modélisation approximée et qui suit bien les tendances physiques
- ≈ : modélisation très approximée et simplifiée

Inductance :	Boost	Mode différentiel filtres CEM AC	Mode commun filtres CEM AC	Mode différentiel filtres CEM DC	Mode commun filtres CEM DC
Type d'inductance	Mode différentiel	Mode différentiel	Mode commun	Mode différentiel	Mode commun
Nombre d'inductance	3	3	1	2	1
Matériau choisi	High Flux (MAGNETICS)	High Flux (MAGNETICS)	Vitroperm 500 (Vacuumschmelze)	High Flux (MAGNETICS)	Vitroperm 500 (Vacuumschmelze)
Type de bobinage	Multi-couche	Mono-couche	Mono-couche	Mono-couche	Mono-couche
Modèle de tore	✓✓				
Enroulement	✓✓ (fil de cuivre)				
Estimation masse	✓✓				
Effet de peau dans les pertes Joules	✓	✓	✓		
Calcul des pertes fer	✓ (IGSE)	✓ (IGSE)	≈ Données constructeur		≈ Données constructeur
Modèle thermique	✓ Modèle simplifié fourni par le constructeur MAGNETICS				
Saturation	✓	✓	≈	✓✓	≈
$\mu(f)$	✓				
Inductance de fuite			✓✓		✓

Tableau 2.12 - Les différents types d'inductances du convertisseur, les différences technologiques, et les différences au niveau des modélisations

Afin de réaliser nos modélisations continues dérivables, nous avons utilisé des considérations physiques et des données de constructeurs. Cependant, nous avons parfois manqué de données ou bien une modélisation fine de certains phénomènes aurait nécessité du temps supplémentaire pour une étude plus approfondie, et des modèles trop lourds pour l'optimisation. C'est pourquoi certains de nos modèles ont nécessité des hypothèses simplificatrices et des approximations fortes.

Cependant, bien que nos modèles soient approximatifs, ils respectent quasiment tous les tendances des phénomènes étudiés.

Dans des phases de conception plus avancées, il sera toujours possible de réajuster les dimensionnements par des modèles plus réalistes, utilisant les composants existants

et leurs réelles équations, ainsi que des données expérimentales telles que les courants réels, par exemple.

Un sens de modélisation adapté et des choix de fonctions d'interpolation ont permis de diminuer le nombre de contraintes en sortie, de nos modèles d'inductances, tout en conservant la même précision.

Ces réflexions ont permis d'alléger considérablement la tâche des algorithmes déterministes en optimisation, pour une meilleure convergence et des temps de calcul réduits. Ce qui nous laisse de la marge de manœuvre pour réussir l'intégration de la contrainte CEM en optimisation, car celle-ci est a priori très lourde à gérer par les algorithmes d'optimisation (cf. chapitre 3).

2.5. Modélisation des condensateurs

Dans notre convertisseur, nous avons une capacité « fonctionnelle » servant au stockage d'énergie : la capacité du bus continu. Avec elle, d'autres capacités sont présentes : les capacités C_x et C_y des filtres CEM, côté alternatif et côté continu (cf. figure 1.21)

Nous allons voir comment nous les dimensionnons et comment nous estimons leur masse.

2.5.1. Condensateur pour filtrage CEM

Les valeurs maximales des capacités C_y des filtres CEM sont limitées par des normes, vis-à-vis des courants de fuite à la terre notamment.

Nous nous sommes basés sur la norme EN 50178 qui limite les capacités des filtres CEM, vis-à-vis de la non-dangérosité au toucher, pour des raisons de sécurité. Les limites fixées par la norme, en fonction de la tension aux bornes de la capacité, sont montrées dans le tableau 2.13.

Capacitor voltage V_C	Capacitance C nF	Capacitor voltage V_C	Capacitance C nF
100	580	500	18
150	170	700	12
200	91	1000	8
250	61	2000	4
300	41	5000	1.6
400	28	10000	0.8

Tableau 2.13 - Limites de valeur de capacité pour les filtres CEM, stipulées par la norme EN 50178

Il est possible qu'en aéronautique, des normes différentes soient appliquées auquel cas l'adaptation sera aisée.

Pour le côté triphasé de notre convertisseur, nous avons une tension phase-neutre efficace de 57,5 V. Et pour le côté DC, nous considérons une phase à $+V_{dc}/2$ et une autre à $-V_{dc}/2$. Ces niveaux de tension nous donnent les limitations suivantes :

$$C_{y,AC} < 580 \text{ nF} \quad C_{y,DC} < 170 \text{ nF}$$

Pour les capacités C_x , nous n'avons pas de limitation normative. Cependant, au-delà de 1 μF , les condensateurs risquent d'avoir une trop grande inductance parasite E_{sl} , et d'engendrer des résonances en relativement basse fréquence, ce qui nuirait à l'efficacité du filtrage. Nous fixons alors la limitation suivante :

$$C_x < 1 \mu\text{F}$$

Pour ces capacités CEM, des condensateurs à film sont souvent utilisés. Ils sont très compacts et légers.

Dans notre application, les capacités des filtres CEM ne représentent qu'une partie infime de la masse du convertisseur. Elles ont une faible influence sur la masse globale du système, notre fonction objectif. C'est pourquoi, nous avons choisi d'ignorer leur dimensionnement et l'estimation de leur masse, même s'il est très simple de le prendre en compte via des extrapolations de documents constructeurs [Delhommais-16]. Ceci ne nuit pas à la généralité du problème que nous avons traité, mais nous avons préféré alléger le modèle global pour nous cantonner aux éléments les plus dimensionnants, et aux modèles les plus délicats (CEM notamment).

Ainsi, les capacités des filtres CEM (C_x et C_y) seront représentées par leur valeur. Leur seule contrainte est la valeur maximale que nous leur autorisons.

2.5.2. Condensateurs du bus continu

Nous avons choisi de dimensionner la capacité du bus continu par des capacités électrochimiques.

Les contraintes de dimensionnement sont : l'ondulation de la tension de sortie, et les tenues en courant et en tension des capacités (nous négligeons malheureusement la qualité de la tension continue, en régimes transitoires). Pour cela, nous allons mettre des capacités identiques en parallèle, comme illustré sur la figure 2.33. Nous devons choisir un bon calibre en tension, et un bon nombre de capacités en parallèle, afin de diviser le courant qui les traverse chacune et ainsi respecter leur calibre en courant. Avec cela, nous devons vérifier que la valeur totale de capacité soit suffisante vis-à-vis de l'ondulation de la tension en sortie ΔV , à l'aide de la loi analytique développée en partie 1.2.10.2.

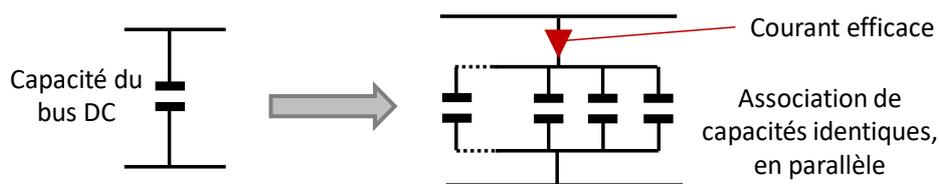


Figure 2.33 - Dimensionnement de la capacité du bus continu par une association de capacités en parallèle

2.5.2.1. Courant efficace dans la capacité

Sur la figure 2.34, nous pouvons voir les allures des courants en sortie des interrupteurs, sur un exemple en simulation.

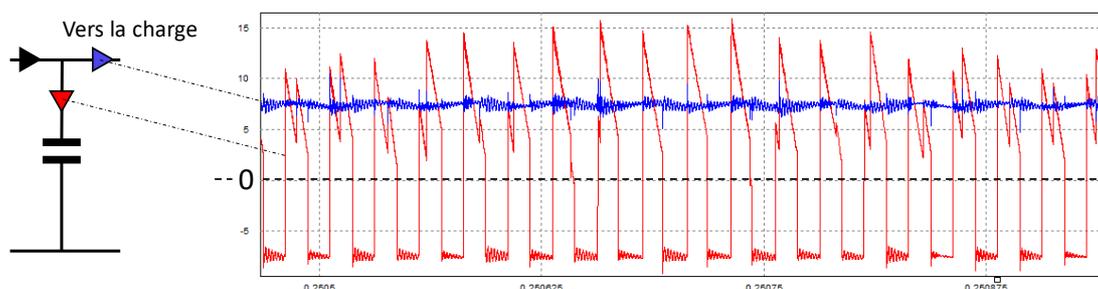


Figure 2.34 - Allures des courants autour de la capacité du bus DC

Après de nombreux tests en simulation, nous avons constaté que le courant efficace dans la capacité du bus DC est très peu influencé par la fréquence de découpage et la valeur de la capacité (lorsque celle-ci reste dans des ordres de grandeurs cohérents). Le courant efficace varie faiblement entre 7,5 A et 8 A.

Les ondulations de courant du côté AC semblent impacter le courant efficace de la capacité du bus continu. En effet, celle-ci reçoit des morceaux de ces courants d'entrée. Cette fois-ci, selon que l'ondulation passe de 10 à 100% de la limitation de notre cahier des charges ($\Delta I_{max} = \widehat{I}_{AC}$), le courant efficace passe de 7,5 A à 9 A.

Or, nous pouvons déjà prévoir que nos optimisations vont réduire la masse des inductances de boost, donnant ainsi des ondulations de courant plutôt fortes. C'est pourquoi, et au vu de la variation faible du courant efficace en fonction des paramètres du convertisseur, dans notre contexte, nous choisissons de fixer le courant efficace dans nos optimisations à 8,5 A. Le calcul analytique de l'influence de l'ondulation de courant AC sur le courant RMS DC a été effectué dans [Kolar-06] et est actuellement utilisé dans les travaux de thèse en cours de A. Voltaire au G2ELab.

2.5.2.2. Modèle de condensateur électrochimique du bus continu

Après avoir considéré plusieurs gammes de condensateurs électrochimiques, nous avons choisi le catalogue 142 RHS de chez VISHAY, pour ses fortes tenues en courant et des valeurs de capacités cohérentes avec notre besoin. Le catalogue propose différentes gammes pour différents calibres en tension : 10, 16, 25, 35, 50, 63, 100, 200, 250, 350, 400, 450 V.

Pour chacune, une dizaine de capacités existent, de valeur, de tenue en courant et de masse différentes.

Nous avons extrapolé la gamme de 350 V (première gamme au-dessus de la tension du bus DC : 270 V) pour obtenir les lois définissant la masse et le courant maximal admissible, en fonction de la valeur de capacité : $Masse_C(C)$ et $I_{max}(C)$. Nous donnons les extrapolations obtenues dans le tableau 2.14.

Ur (V)	C (μF)	I (A)	Extrap I(C)	Erreur (%)	M (kg)	Extrap M(C)	(%)
350	1	0,023	0,023	0,5	0,0006	0,00093	54,6
	2,2	0,041	0,040	-2,8	0,0011	0,00110	-0,4
	4,7	0,065	0,067	3,4	0,0016	0,00145	-9,6
	10	0,105	0,113	7,8	0,0019	0,00219	15,2
	22	0,21	0,195	-7,2	0,004	0,00387	-3,2
	47	0,365	0,329	-9,8	0,008	0,00737	-7,8
	100	0,505	0,554	9,7	0,0145	0,01480	2,1

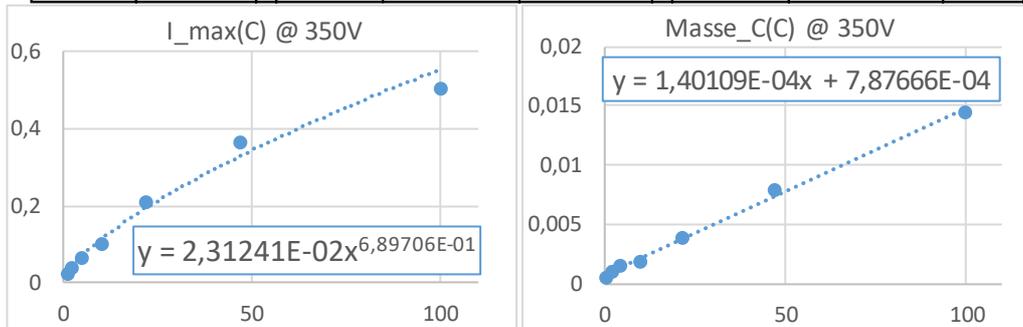


Tableau 2.14 - Extrapolations des capacités pour la gamme 350 V du catalogue VISHAY 142RHS

Pour l'extrapolation des courants admissibles, l'erreur reste inférieure à 10%. Pour les masses de condensateur, une erreur de 54 % apparaît pour la capacité de 1 μF, cependant elle correspond à une masse inférieure à 1 g, négligeable dans notre système. Pour le reste, l'extrapolation reste sous les 15 % d'erreur, ce qui est acceptable pour nos modèles.

À partir de ces extrapolations, nous mettons en place un modèle qui prend en entrée : la tension du bus continu, la valeur C des condensateurs et le nombre N_C de condensateurs en parallèle. De là, les extrapolations servent à calculer la masse M_C et la tenue en courant $I_{C_{DC},max}$ de l'ensemble des capacités :

$$M_C = N_C * Masse_C(C) \quad ; \quad I_{C_{DC},max} = N_C * I_{max}(C)$$

En parallèle, le modèle compare la tenue en courant de l'association de capacité à la valeur du courant efficace que nous avons choisi de considérer (8,5 A, cf. partie précédente). La contrainte en optimisation est :

$$I_{C_{DC},eff} < I_{C_{DC},max}$$

Enfin, l'ondulation de tension est calculée, grâce à la loi définie au partie 1.2.10, et ne doit pas dépasser les 10% de la tension de sortie V_{DC} .

L'optimisation va donc modifier le nombre et la valeur des capacités pour atteindre une tenue en courant et une ondulation de tension satisfaisante, tout en réduisant la masse.

2.5.2.3. Validations et analyse des contraintes dimensionnantes

Nous allons mettre un exemple de dimensionnement de la capacité du bus continu, obtenu par optimisation. Nous prenons la configuration du cahier des charges :

$$P = 2 \text{ kW} ; V_{AC} = 57.5 \text{ V} ; V_{DC} = 270 \text{ V} ; f_0 = 400 \text{ Hz}$$

Nous effectuons une optimisation pour la capacité du bus continu avec les contraintes suivantes : la tenue en courant, l'ondulation de la tension de sortie et la fonction objectif de réduire la masse de l'ensemble. Les outils d'optimisation utilisés dans ces travaux sont présentés au chapitre 4.

Les résultats sont résumés dans le tableau 2.15. Nous y avons mis la comparaison avec le design le plus proche, effectué avec les vrais composants du catalogue, dans la gamme 350 V.

Courant efficace dans la capa (modèle) : 8,5 A		
	Modèle	Datasheet
N_C nombre de capa	11,8	15
C (µF) valeur des cap.	12,4	10
Valeur totale (µF)	146,32	150
ΔV (V)	0,69	0,68
Tenue en courant (A)	8,6	8,74
Masse (g)	29,8	28,5

Tableau 2.15 - Dimensionnement par optimisation de la capacité du bus continu et design équivalent avec les données constructeur

Le constructeur précise que pour des applications au-delà de 10 kHz et à une température ambiante de 40 °C (supposée, ici), nous pouvons multiplier les tenues en courant par un facteur 5,55. D'où les tenues en courant plus importantes que celles annoncées dans le tableau 2.14.

Concernant la cohérence de notre modélisation, bien que nous utilisons des composants inexistantes et extrapolés, la transposition du design avec les vrais

composants disponibles semble satisfaisante, tant au niveau de la valeur finale que de la tenue en courant et de la masse de l'association de condensateurs.

L'ondulation de tension qui résulte des dimensionnements est très inférieure à sa valeur maximale autorisée (27 V), ce qui nous montre que cette contrainte n'est pas dimensionnante, avec notre cahier des charges.

En revanche, nous pouvons voir que la tenue en courant est la contrainte dimensionnante puisque les designs obtenus passent cette contrainte de justesse. C'est elle qui a dicté l'optimisation à réaliser un dimensionnement de 29,8 g.

Nous avons fait les mêmes constats au long de nos travaux : pour les nombreuses autres configurations que nous avons testées, la contrainte de courant a toujours été la contrainte dimensionnante, dans le design de la capacité du bus continu.

2.5.3. Eléments parasites des condensateurs

Au vu des approximations de nos modèles de capacités, nous n'avons pas mis en place de modèle fin pour les éléments parasites de nos différentes capacités.

Nous avons choisi de faire apparaître un Esr et un Esl en série pour chacune des capacités, dans notre circuit.

Pour les capacités des filtres CEM, nous avons fixé les valeurs classiques suivantes :

$$Esr = 5 \text{ (} m\Omega \text{)} \quad ; \quad Esl = 10 \text{ (} nH \text{)}$$

Il aurait été également possible de lier l' Esl à la valeur de la capacité (donc sa taille), mais vue la fréquence maximale d'analyse en CEM, cela n'a pas été jugé utile.

Pour les capacités du bus continu, nous avons choisi des valeurs classiques également, et la mise en parallèle des condensateurs fait que l' Esr et l' Esl résultant dépendent du nombre N_C de capacités en parallèle :

$$Esr = \frac{200}{N_C} \text{ (} m\Omega \text{)} \quad ; \quad Esl = \frac{30}{N_C} \text{ (} nH \text{)}$$

2.6. Conclusion du chapitre

Dans nos travaux, nous avons besoin de pré-dimensionner les divers composants matériels qui constituent le redresseur triphasé étudié : les interrupteurs de puissance, le refroidisseur qui leur est associé, les inductances de boost, les inductances des filtres CEM, les condensateurs du bus DC et les condensateurs des filtres CEM.

Pour mettre en place l'approche déterministe souhaitée, nous avons choisi et élaboré des modèles continus dérivables, qui intègrent notamment des estimations de masse. À ce stade de pré-design, nous privilégions le respect des tendances des phénomènes et leurs interactions, plutôt que de rechercher la précision maximale des modèles. De plus, nous avons veillé à ne pas trop alourdir nos modèles, en prévision des optimisations déterministes, qui feront appel à eux des milliers de fois. En effet, dans les approches par optimisation, le compromis vitesse/précision des modèles devient souvent une préoccupation majeure.

Des réflexions ont été menées concernant des sens de modélisation. Cela nous a permis de passer certaines contraintes de dimensionnement, classiquement en sortie des modèles, en entrée de ces modèles. Ce qui soulage fortement les algorithmes d'optimisation déterministes, car les contraintes en entrée sont beaucoup plus faciles à gérer.

Pour la mise en œuvre des modèles de dimensionnement des différents composants, nous nous sommes basés sur des catalogues de composants de constructeurs, ainsi que sur des modèles déjà existants dans la littérature scientifique. À partir des catalogues, nous avons fait des efforts pour obtenir des extrapolations dérivables, ne s'éloignant pas trop des composants existants. Parfois, nous avons obtenu des modèles plutôt grossiers, par manque de données expérimentales, ou par difficulté d'extrapoler en gardant la précision.

Nous n'avons pas voulu passer trop de temps sur ces modèles de composants, d'où leur manque de précision parfois, afin de nous consacrer à la problématique de l'intégration de la CEM dans une telle approche déterministe, dans un contexte à fréquence de découpage et design du convertisseur variables.

Cependant, bien qu'ayant parfois des imprécisions, nos modèles respectent bien les tendances et interactions des différents phénomènes au sein du convertisseur. Ainsi, nous pourrions explorer l'espace des solutions de design pour notre convertisseur, et trouver des optimums pertinents. De là, il sera toujours possible de réajuster ces pré-dimensionnements à l'aide de modèles plus fidèles à la réalité, de résultats expérimentaux et d'optimisations locales.

Références du chapitre

- [Baraston-16] A. Baraston, L. Gerbaud, V. Reinbold, T. Boussey, F. Wurtz, «Multiphysical approach including equivalent circuit models for the sizing by optimization», COMPEL, Vol. 35 Issue 3, pp. 871-884, 2016.
- [Coutel-99] C. Coutel, « Contribution méthodologique à la conception sous contraintes de dispositifs électromagnétiques », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1999.
- [Cuellar-17] C. Cuellar, N. Idir, « Stray capacitances determination methods of EMI filter inductors », IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 7040-7045, 2017.
- [De Leon-14] F. De León, S. Purushothaman, L. Qaseer, « Leakage Inductance Design of Toroidal Transformers by Sector Winding », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29 Issue 1, pp. 473-480, 2014.
- [Delhommais-16] M. Delhommais, G. Dadanema, Y. Avenas, F. Costa, J. L. Schanen, C. Vollaire, « Design by optimization of power electronics converter including EMC constraints », International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, pp. 182-187, 2016.
- [Delhommais-18] M. Delhommais, J.-L. Schanen, F. Wurtz, C. Rigaud, S. Chardon, S. Vighetti, « Thermal Model of Litz Wire Toroidal Inductor Based on Experimental Measurements », IEEE, 2018.
- [Ferrieux] J.-P. Ferrieux, F. Forest, « Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance - Principes, composants, modélisation », Livre (3^e édition), éditeur DUNOD, 2006
- [Gammeter-15] C. Gammeter, F. Krismer, J. Kolar, « Weight optimization of a cooling system composed of fan and extruded-fin heat sink », IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 51, No. 1, January / February 2015.

- [Henkenius-16] C. Henkenius, N. Fröhleke, J. Böcker, « Analysis and Design of Integrated Common and Differential Mode Inductors », IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), pp. 1-6, 2016.
- [Ibrahim-16] M. Ibrahim, L. Gonnd, P. Lefranc, D. Frey, J.-P. Ferrieux, S. Am, « Effectiveness of Pareto-Front Analysis Applied to the Design of a Single-Phase PFC Rectifier », IEEE, 2016.
- [Kolar-06] J. W. Kolar and S. D. Round, “Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems,” IEE Proc. - Electr. Power Appl., vol. 153, no. 4, pp. 535–543, Jul. 2006.
- [Magnetics] Magnetics. Powder Core Catalog. Technical Information. www.mag-inc.com.
- [Vacuum] Vacuumschmelze. Nanocrystalline EMC products. Technical Information. www.vacuumschmelze.de.
- [Venkatachalam-02] K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah, H. Tacca, « Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters », 8th IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, COMPEL 2002.

Chapitre 3 – La Compatibilité Electromagnétique (CEM) en optimisation

Nous avons présenté le redresseur triphasé et son fonctionnement. Puis, nous avons élaboré les modèles de dimensionnement des différents composants, adaptés à notre approche de pré-dimensionnement par optimisation déterministe. Au travers de ces explications, nous avons brièvement introduit les composants liés à la CEM de notre convertisseur, et nous avons expliqué les modèles de dimensionnement des composants des filtres, d'un point de vue technologique seulement.

Dans ce chapitre, nous allons d'abord rappeler ce qu'est la problématique de la CEM pour ensuite expliquer le rôle des composants liés à la CEM, dans notre convertisseur. Nous appliquerons la méthode classiquement utilisée pour dimensionner les filtres CEM, afin de la comparer à l'approche que nous mettons en œuvre. Nous verrons que l'approche classique ne fonctionne pas pour notre cas d'étude. Une nouvelle approche est donc nécessaire.

Nous présenterons alors les modèles mis en œuvre et les différents efforts que nous avons fourni, pour obtenir une modélisation et une formulation de la contrainte CEM adaptées aux approches déterministes, et au contexte de la variation de la fréquence de découpage.

3.1. Introduction de la problématique de la CEM conduite, et de l'approche mise en œuvre pour l'optimisation

3.1.1. La CEM conduite

La Compatibilité Electromagnétique (CEM) concerne la capacité d'un système électronique à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique, sans lui-même générer et propager de perturbations critiques. Il convient de limiter les perturbations générées par un système d'électronique de puissance (EP), et d'empêcher leur propagation afin de ne pas perturber les systèmes environnants.

Dans notre étude, nous ne connaissons pas l'environnement du redresseur triphasé, puisque nous nous plaçons dans les phases de pré-dimensionnement. Nous allons seulement nous intéresser aux émissions engendrées par le convertisseur lui-même.

Puis nous nous sommes concentrés sur la problématique de la CEM conduite, i.e. l'étude des perturbations électriques engendrées par notre convertisseur, sur la plage de fréquence [150 kHz ; 30 MHz]. La CEM rayonnée (i.e. perturbations sous forme de champ magnétique et/ou électrique) ne sera pas traitée ici.

L'étude de la CEM des équipements électroniques et les tests définissant si la CEM d'un système est satisfaisante ou non sont régis par des normes.

3.1.2. Normes CEM

Les objectifs des normes CEM [Delaballe-01] sont de définir :

- les limitations maximales des perturbations conduites et rayonnées engendrées,
- les niveaux d'immunité en conduit et rayonné,
- les conditions des tests pour la vérification de ces exigences, afin d'établir un cadre normatif permettant d'obtenir des mesures fiables et reproductibles par la suite.

Concernant la CEM conduite, toutes les normes se basent sur des mesures effectuées aux extrémités d'un système, sur un dispositif appelé Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL).

Le RSIL est un dispositif qui vise à isoler le système testé des perturbations CEM engendrées par le réseau d'alimentation ou le réseau sur lequel il distribue son énergie, il agit donc comme un filtrage. L'autre objectif du RSIL est de rendre les mesures CEM indépendantes de l'impédance du réseau d'entrée ou de sortie, pour la reproductibilité des tests, en imposant une impédance de 50Ω sur la plage fréquentielle de la CEM conduite [150 kHz ; 30 MHz] pour le cas de la norme aéronautique [DO-160]. Le schéma électrique du RSIL que nous avons considéré dans ces travaux est présenté sur la figure 3.1, pour une seule phase. Ce dispositif est placé sur chaque phase du système.

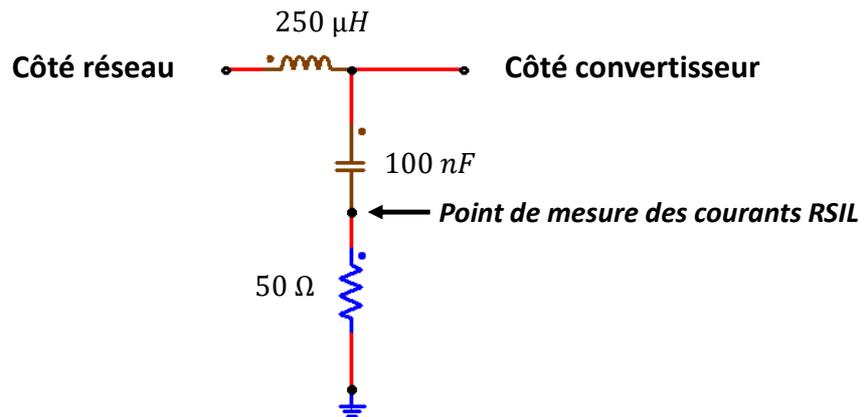


Figure 3.1 - Structure de RSIL utilisée dans ces travaux, pour une seule phase

Cette structure est tirée de [Touré-12] et [DO-160] et nous avons négligé les capacités côté réseau, par simplification.

Dans la norme DO160, les RSIL utilisés présentent une inductance de ligne de $5 \mu\text{H}$. En basse fréquence (150kHz), l'impédance correspondante est inférieure à 5Ω , ce qui est assez faible vis-à-vis des 50Ω de l'impédance de mesure des perturbations. La totalité des perturbations ne passe donc pas par la branche de mesure, ce qui nous rend sensible à la nature de la source. Nous avons préféré augmenter cette inductance de ligne et la passer à $250 \mu\text{H}$, comme dans les RSIL industriels, afin de mieux canaliser les perturbations dans l'impédance de 50Ω de mesure. Ceci a par ailleurs permis de résoudre certains problèmes de convergence des simulations temporelles que nous avons rencontrés pour des inductances de ligne trop faibles.

C'est sur ce dispositif que nous effectuons la mesure du courant qui nous donnera le spectre CEM du convertisseur, en appliquant une transformée de Fourier.

Le redresseur étudié dans le cadre de ces travaux sert à interfacer un réseau alternatif triphasé à un réseau continu. En toute rigueur, les normes CEM conduites doivent donc être respectées côté DC et côté AC. Or, à ce stade, nous ne connaissons pas l'impédance respective de ces réseaux. À ce jour, nous n'avons pas identifié de procédure normative pour le cas des convertisseurs d'interfaçage de réseaux, et il est certain qu'il faudra poser le problème à l'avenir.

En attendant, nous avons donc choisi de considérer que le convertisseur comporte un RSIL en entrée ET en sortie. Ceci permet de définir les impédances pour les côtés AC et DC, et d'effectuer les mesures CEM simultanément.

Même si la configuration retenue s'avère non conforme à la réalité des cas d'application, elle ne remet pas en cause la genericité de l'approche méthodologique de dimensionnement des filtres que nous proposons ici.

Une fois que les mesures des perturbations conduites ont été effectuées, sur RSIL, les normes CEM spécifient les limitations par des gabarits de spectre à respecter.

Dans nos travaux, nous nous sommes basés sur le gabarit spectral de la norme DO-160, qui fait référence dans l'aéronautique depuis des décennies. Dans cette norme, deux gabarits de spectres en courant sont stipulés, dont un correspond à un cadre plus critique et restrictif (catégorie L, M, &H), comme par exemple les contraintes CEM près d'antennes de réception radio. Dans notre étude, nous avons choisi la norme moins restrictive (catégorie B) correspondant au cas plus général. Son gabarit spectral est montré sur la figure 3.2.

Pour cette norme, il faut que les spectres CEM des courants mesurés sur chaque RSIL respectent ce gabarit spectral.

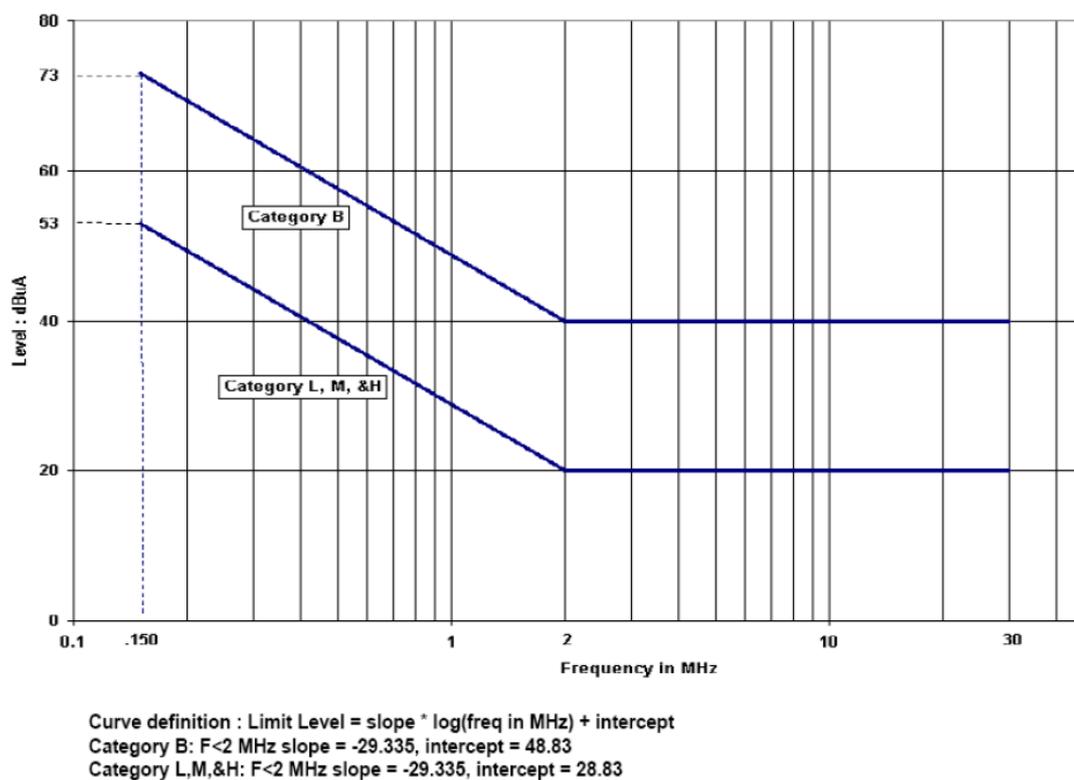


Figure 3.2 - Gabarit spectral de la norme CEM DO-160

3.1.3. Origine des perturbations

Dans le redresseur triphasé, les perturbations dans la plage [150 kHz ; 30 MHz] sont générées lors du découpage des courants d'entrée et de la tension de sortie, par les interrupteurs de puissance.

Ce phénomène entraîne des formes découpées, qui sont intrinsèquement riches en harmoniques. Sur la figure 3.3, nous pouvons voir les allures, issues de notre simulation temporelle, sous PSIM, des courants et tensions aux bornes des IGBT. Pour le côté alternatif, nous avons seulement représenté la tension et le courant de la phase a.

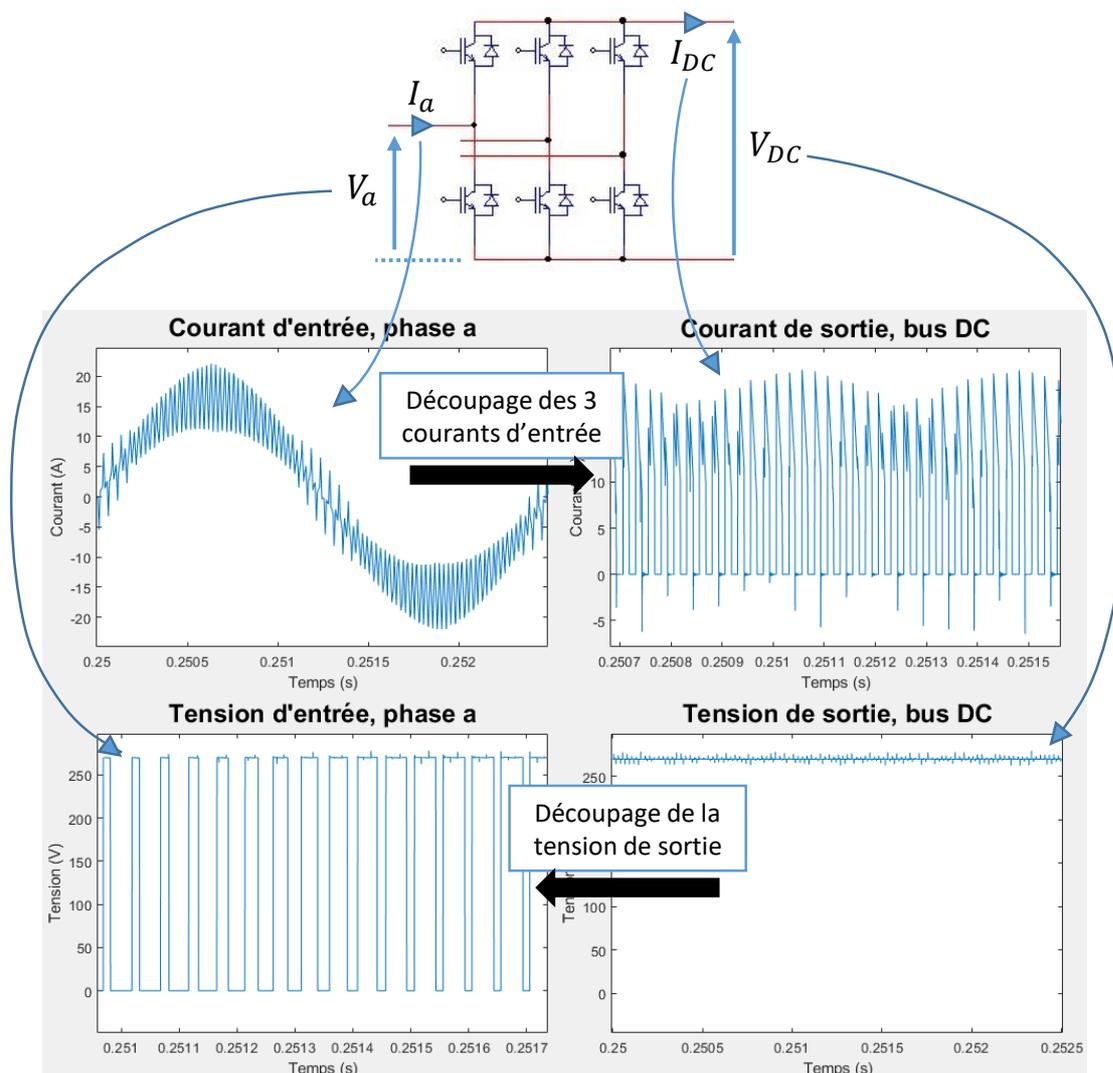


Figure 3.3 - Formes d'ondes aux bornes des IGBT, obtenues par simulation temporelle

Nous notons les formes d'ondes fonctionnelles attendues : sinus de courant en entrée, et tension continue en sortie. En revanche, le découpage de ces ondes nous donne des formes d'ondes "discontinues" pour la tension d'entrée et le courant de sortie.

Ces formes d'onde hachées (courant de sortie et tension d'entrée des IGBT) ont un contenu harmonique important et nettement supérieur aux formes d'ondes fonctionnelles, dans les fréquences de la norme CEM.

Nous introduisons une représentation qui va nous servir par la suite : du point de vue de la CEM, nous pouvons remplacer les IGBT par des sources de courant et de tension représentatives de ces perturbations.

Historiquement, le remplacement des interrupteurs par des sources équivalentes de perturbation est utilisé pour caractériser les émissions CEM vers la source [Touré-12] [Revol-03]. S'agissant d'un convertisseur d'interface, nous utilisons la même méthode pour générer un modèle utilisable à la fois côté source et côté charge, un peu selon l'approche de [Saber-17] [Zhang-13].

En idéalisant notre convertisseur, nous pouvons considérer qu'en entrée des bras de l'onduleur, le courant triphasé est parfait, i.e. sans contenu harmonique, hormis son fondamental.

En sortie des interrupteurs, le courant commuté est composé de morceaux de sinus redressés, provenant des trois phases d'entrée (cf. figure 3.3). Le signal est donc riche en harmoniques. Du point de vue du courant, nous remplacerons donc les IGBT par une source de perturbation de courant vers le côté continu.

Par analogie sur les tensions, nous pouvons considérer que la tension continue est idéale du côté continu, i.e. sans harmonique. Cette tension est découpée en créneaux du côté alternatif, sur les trois phases. Du point de vue tension, nous remplacerons donc les IGBT par des sources de perturbation de tension vers le côté alternatif, en mettant une source par phase.

Sur la figure 3.4, nous avons schématisé le remplacement des IGBT par les sources de perturbations, dans le schéma électrique.

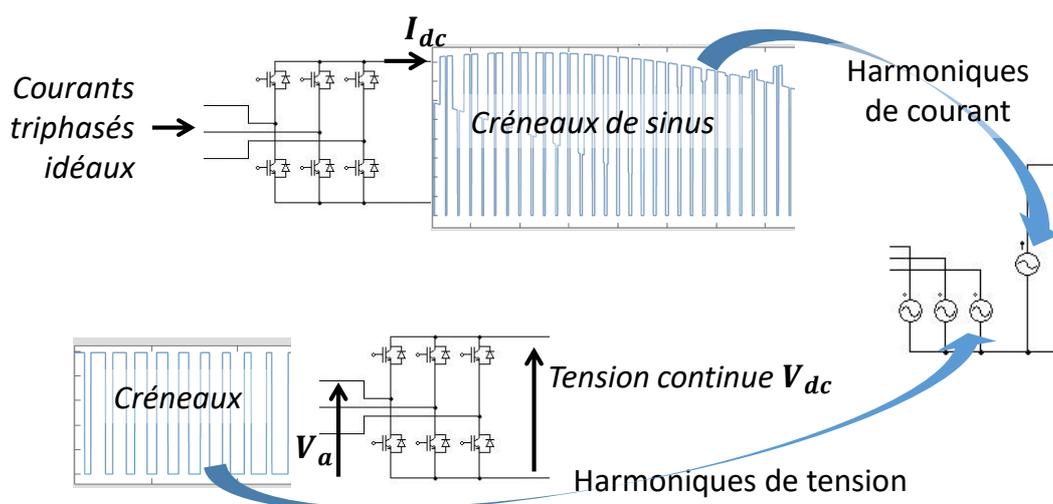


Figure 3.4 - Illustration du remplacement des IGBT par des sources contenant les harmoniques des tensions et du courant découpés

Nous nous réservons de cette représentation plus loin dans ce chapitre.

Ces hypothèses simplificatrices découplent le côté AC et le côté DC, du point de vue des sources de perturbation, cependant des chemins de propagation sont bien présents entre les deux parties, comme nous l'expliciterons dans la suite du chapitre.

Maintenant, nous allons voir comment ces perturbations, générées aux interrupteurs, se propagent vers l'environnement, notamment au travers des RSIL, où les restrictions normatives s'appliquent.

3.1.4. Propagation des perturbations

Nous venons d'expliquer que le découpage des courants AC et de la tension DC est la source des perturbations CEM.

Les perturbations se propagent à travers le circuit électrique du système, et aussi via l'environnement du convertisseur, par des phénomènes de couplages parasites, souvent difficiles à caractériser avec précision.

En CEM, le couplage le plus répandu et bien connu est celui des capacités parasites entre chaque semi-conducteur et le refroidisseur. Ces deux composants forment deux conducteurs plans en vis-à-vis, séparés par un isolant électrique, constituant ainsi une capacité. Nous illustrons ce phénomène sur la figure 3.5.

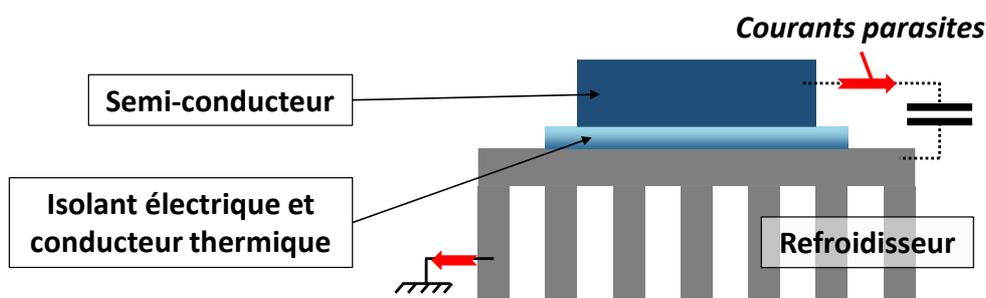


Figure 3.5 - Illustration de la capacité parasite entre semi-conducteur et refroidisseur, et propagation des courants parasites (en rouge) via la terre

Ces capacités parasites sont de l'ordre de la centaine de pF. Elles subissent de très fortes variations de tension à leurs bornes, dues au hachage de l'énergie. Ainsi, bien que ces capacités soient infimes, des courants non négligeables y sont générés.

Le refroidisseur est généralement relié à la terre du système pour des raisons de sécurité (si ce n'est pas le cas, il y est connecté par une capacité parasite de forte valeur,

vue la surface mise en jeu). Par ce biais, des courants parasites (flèches rouges sur la figure 3.5) vont se propager au reste du système.

Ces perturbations se propagent par le plan de masse et se rebouclent par les RSIL, avant de revenir aux interrupteurs par l'intermédiaire des lignes. Ce sont des perturbations qu'on pourrait appeler homopolaires. En CEM, ce type de perturbation est appelé perturbation de mode commun (MC).

Les perturbations non homopolaires qui transitent via le circuit électrique, entre les lignes, sont appelées perturbations de mode différentiel (MD).

Dans les phases de pré-dimensionnement où nous nous plaçons, nous rappelons que nous n'avons pas connaissance des couplages entre le convertisseur et son environnement. Cependant, le phénomène de couplage par les capacités parasites aux interrupteurs est un phénomène trop important pour être négligé.

Les valeurs de ces capacités parasites influent sur la CEM du convertisseur. Elles seraient mesurables sur un prototype. Pour ces phases de pré-dimensionnement, nous prenons des valeurs arbitraires se situant dans les ordres de grandeur qu'on retrouve classiquement pour des IGBT : 100 pF en entrée des IGBT et de 300 pF en sortie.

De la même manière que nous avons fixé des technologies de réalisation pour les composants magnétiques et les condensateurs au chapitre 2, nous pouvons dire que nous fixons par ces valeurs de capacités parasites une technologie de réalisation du routage de la partie puissance.

Pour démarrer l'étude CEM de notre convertisseur, nous ajoutons donc ces capacités parasites au schéma électrique, ainsi que les RSIL présentés auparavant. Le circuit obtenu est présenté sur la figure 3.6.

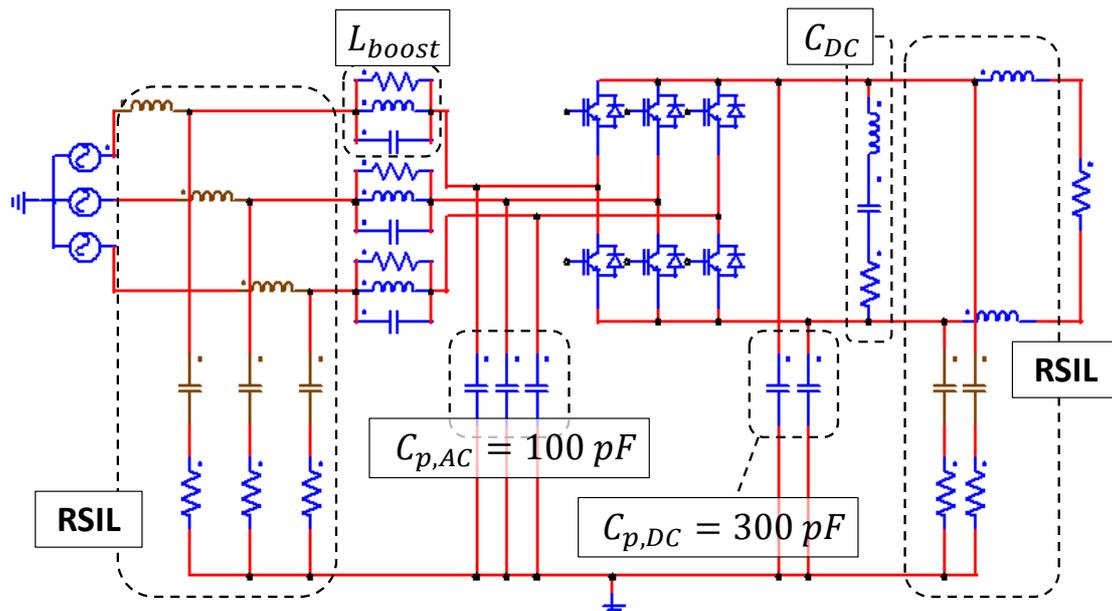


Figure 3.6 - Le redresseur triphasé avec RSIL, côté amont et aval, et les capacités parasites au niveau des IGBT, pour l'étude de la CEM

À titre d'exemple, nous avons réalisé une simulation temporelle de ce circuit avec une fréquence de découpage de 20 kHz.

Nous récupérons les courants dans une phase du RSIL côté AC et une phase du RSIL côté DC. À l'aide d'une FFT (Fast Fourier Transform), nous obtenons les spectres CEM montrés sur la figure 3.7.

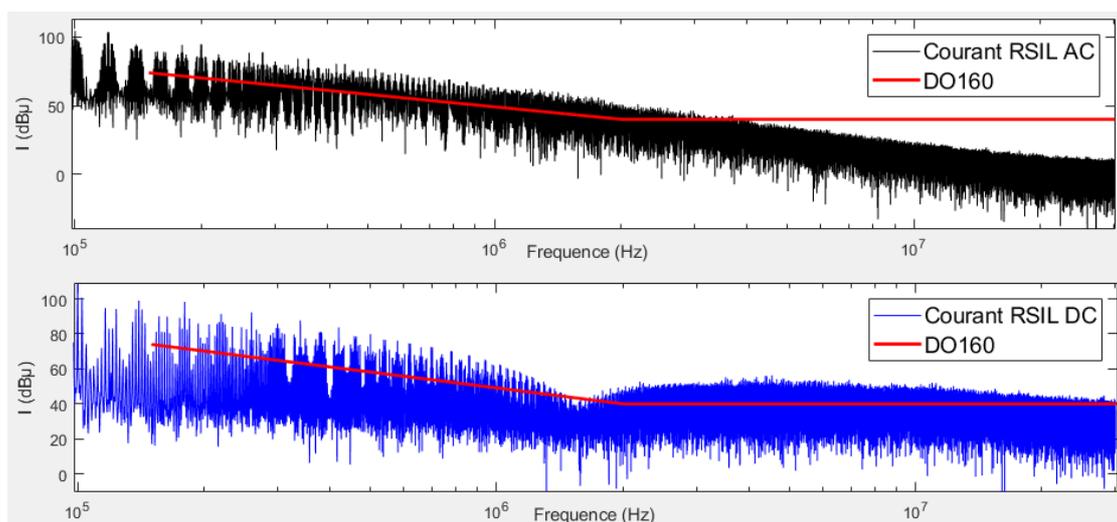


Figure 3.7 - Exemple de spectres CEM du convertisseur, sans filtrage CEM

Ici, nous avons indiqué la limitation spectrale de la norme DO160. Et nous voyons bien que le gabarit normatif n'est pas respecté dans notre exemple.

Il est évident que ces spectres CEM dépendent des fréquences du système, des valeurs des inductances de boost et de la capacité de sortie. Cependant, sans filtres CEM pour diminuer la propagation des perturbations vers les RSIL, nous pouvons affirmer qu'aucune configuration du convertisseur, tel que sur la figure 3.6, ne donnera des spectres CEM respectant la norme.

3.2. Topologie des filtres CEM et procédure classique de dimensionnement

Nous venons de décrire la propagation des perturbations via le circuit électrique (perturbations de mode différentiel (MD), i.e. entre lignes) et via le couplage au plan de masse par les capacités parasites des interrupteurs (perturbations de mode commun (MC), i.e. passant par la terre).

Pour confiner les perturbations et éviter qu'elles ne se propagent à l'environnement (modélisé par les RSIL), nous devons ajouter des filtres CEM. Ces filtres sont souvent composés de structures (L, C) du second ordre. Une des structures sert de filtre pour les perturbations MD (nous l'appellerons filtre de mode différentiel ou filtre MD), et agit donc entre les lignes. L'autre sert pour les perturbations MC (filtre de mode commun ou filtre MC), et agit donc entre les lignes et la terre du système.

Pour notre redresseur triphasé, nous cherchons à respecter les normes CEM à la fois du côté AC et du côté DC, grâce au dimensionnement de filtres côté triphasé et côté continu.

Habituellement, ces filtres sont dimensionnés a posteriori, i.e. à partir d'un dimensionnement fixé du convertisseur. Nous avons présenté le schéma électrique du redresseur (sans filtres) pour nos études CEM sur la figure 3.6.

Nous allons rappeler quelques notions sur le filtrage CEM, afin de justifier la topologie des filtres retenue. Nous utiliserons ensuite les spectres CEM, obtenus par la simulation temporelle, pour dimensionner les éléments des filtres CEM. Nous testerons enfin leur efficacité en simulation temporelle, nous pourrons alors analyser et critiquer cette approche de dimensionnement.

3.2.1. Dépendance du filtrage avec les impédances amont et aval

L'efficacité d'un filtrage passif dépend des impédances amont et aval [Cuellar-14].

Nous partons du schéma électrique de la figure 3.8, qui représente le modèle de Thévenin équivalent d'un générateur de perturbations V_g et de résistance R_g , débitant sur un réseau de résistance R_L .

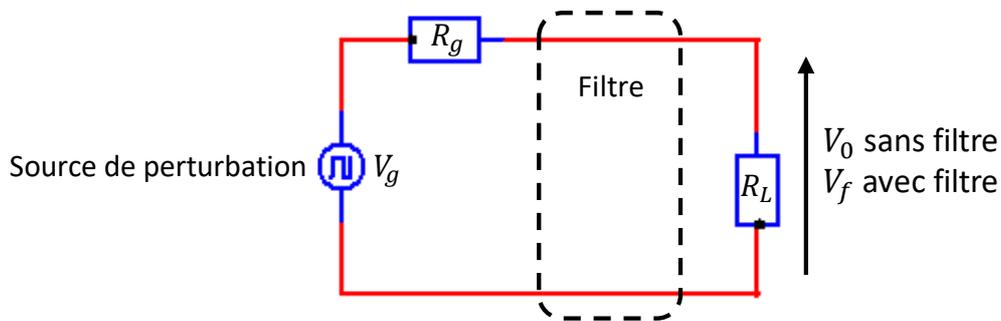


Figure 3.8 - Cas d'étude pour la compréhension du filtrage

Pour notre étude, nous définissons les grandeurs V_0 et $V_{filtré}$:

- V_0 est la tension aux bornes de R_L , pour le système non filtré
- $V_{filtré}$ est la tension aux bornes de R_L , pour le système filtré

Nous définissons l'atténuation A d'un filtre par l'expression :

$$A = 20 * \log \left(\left| \frac{V_0}{V_{filtré}} \right| \right)$$

Le but est donc d'obtenir l'atténuation la plus grande possible, sur la bande de fréquence visée.

1^e cas : filtrage par un condensateur en parallèle

Nous pouvons observer la configuration de ce filtrage sur la figure 3.9.

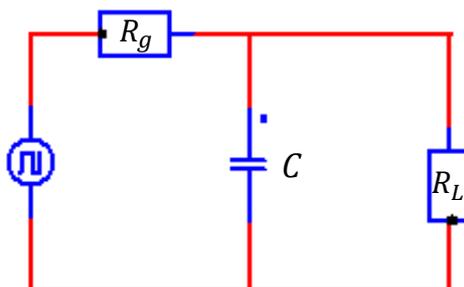


Figure 3.9 - Filtrage par un condensateur en parallèle

L'atténuation de ce filtre en fonction de la fréquence f vaut :

$$A(p) = 20 * \log \left(\left| 1 + \frac{R_L * R_g}{R_L + R_g} * C * p \right| \right), \text{ avec } p = j2\pi f$$

Pour obtenir un bon filtrage, il faut donc que R_L et R_g soient grands, pour que leur association en parallèle soit la plus élevée possible afin d'obtenir une fréquence de coupure la plus basse possible.

2^e cas : filtrage par une inductance en série

Nous pouvons observer la configuration de ce filtrage sur la figure 3.10.

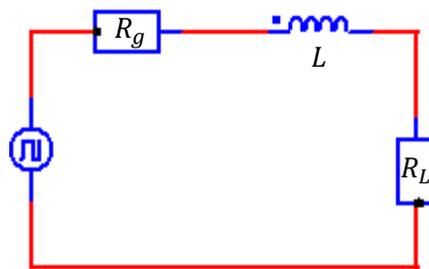


Figure 3.10 - Filtrage par une inductance en série

L'atténuation de ce filtre en fonction de la fréquence f vaut :

$$A(p) = 20 * \log \left(\left| 1 + \frac{L * p}{R_L + R_g} \right| \right)$$

Pour obtenir un bon filtrage, il faut que R_L et R_g soient petits afin que la fréquence de coupure soit la plus basse possible.

3^e cas : filtrage du second ordre lorsque R_L grand et R_g faible

Dans le cas où nous avons R_L grand et R_g faible, il n'est pas possible d'utiliser un élément simple L ou C pour filtrer efficacement, et il est intéressant d'utiliser une combinaison des deux filtres précédents, comme illustré sur la figure 3.11.

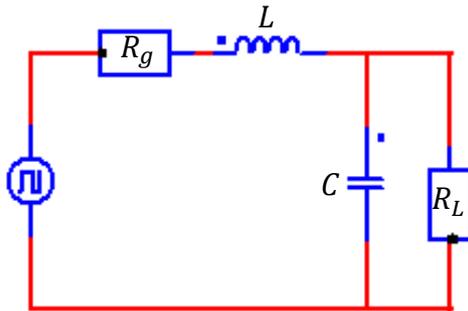


Figure 3.11 - Filtrage du second ordre lorsque R_L grand et R_g faible

En considérant l'hypothèse $R_L \gg R_g$ (faible impédance d'entrée du convertisseur), l'atténuation de ce filtre en fonction de la fréquence f ($p = j2\pi f$) vaut :

$$A(p) = 20 * \log \left(\left| 1 + \frac{L}{R_L} * p + L * C * p^2 \right| \right)$$

Nous retrouvons la formule classique d'un filtre du second ordre. La fréquence f_c de coupure d'un tel filtre vaut :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L * C}}$$

Nous représentons l'atténuation de ce filtre, de façon simplifiée, sur la figure 3.12. Nous avons pris un exemple avec une fréquence de coupure de 10^5 Hz.

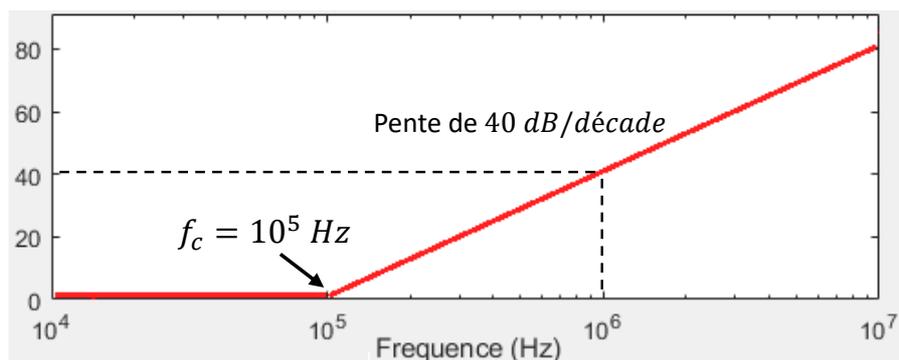


Figure 3.12 - Représentation simplifiée de l'atténuation du filtre (L, C)

4^e cas : filtrage du second ordre lorsque R_L faible et R_g grand

Dans le cas où R_g est grand et R_L faible, la structure est tout simplement renversée, et l'inductance se retrouve côté R_L , comme illustré sur la figure 3.13.

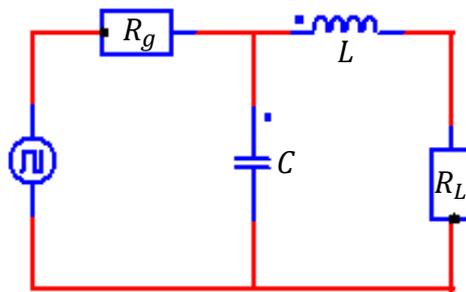


Figure 3.13 - Filtrage du second ordre lorsque R_L faible et R_g grand

En considérant l'hypothèse $R_g \gg R_L$ (forte impédance d'entrée du convertisseur), l'atténuation de ce filtre en fonction de la fréquence f ($p = j2\pi f$) vaut :

$$A(p) = 20 * \log(|1 + R_L * C * p + L * C * p^2|)$$

Nous retrouvons la formule classique d'un filtre du second ordre, très similaire au cas précédent de filtrage (L, C). L'allure est la même que celle de la figure 3.12. La fréquence f_c de coupure d'un tel filtre vaut aussi :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L * C}}$$

Nous allons maintenant utiliser ces notions pour trouver la topologie des filtres CEM de notre convertisseur.

Il est à noter que dans ce chapitre, nous avons réalisé l'étude avec des résistances R_g et R_L . Les convertisseurs et le réseau présentent en réalité des impédances complexes. Cependant, nous considérerons les ordres de grandeur des modules de ces impédances pour faire le lien avec les différents cas que nous venons de présenter.

3.2.2. Topologie des filtres CEM, dans la base MD et MC

Suite à ces rappels de base sur le filtrage, nous passons maintenant à l'analyse de notre convertisseur. Pour cela, nous considérons son circuit, avec le remplacement des IGBT par les sources équivalentes de perturbations que nous avons introduites en partie 3.1.3. Nous montrons ce circuit sur la figure 3.14.

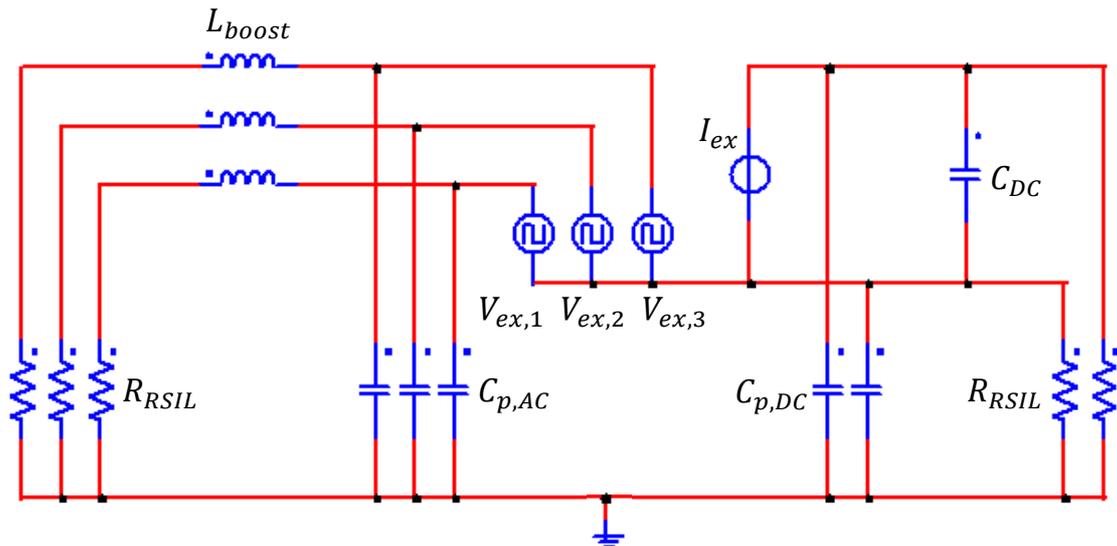


Figure 3.14 - Schéma du convertisseur, avec remplacement des IGBT par les sources équivalentes de perturbation

Dans la norme D0160 que nous considérons, l'impédance des RSIL vaut 50Ω , quelle que soit la fréquence. C'est pourquoi, nous considérons une simple résistance idéale de 50Ω , pour chaque branche de RSIL. Pour cette étude, nous ne considérons pas les éléments parasites des inductances de boost et de la capacité du bus DC, pour obtenir la topologie des filtres.

Nous allons étudier notre convertisseur en le considérant du point de vue du mode différentiel, puis du mode commun, pour trouver la topologie de nos filtres CEM.

3.2.2.1. Topologie du filtre CEM, côté DC

Filtre de mode différentiel

Du point de vue des perturbations de mode différentiel, nous négligeons les chemins liés à la terre. Nous pouvons simplifier notre circuit de la figure 3.14 par le circuit présenté sur la figure 3.15.

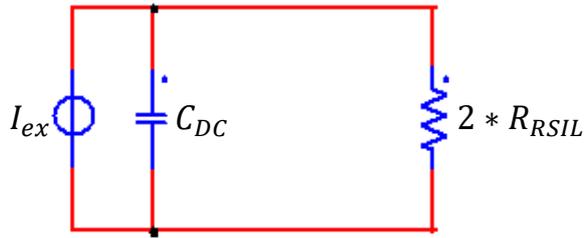


Figure 3.15 - Circuit simplifié pour l'étude en mode différentiel du côté DC

Le condensateur du bus DC est une forte valeur de capacité. Ainsi, nous obtenons un générateur de Thévenin équivalent, avec une faible impédance d'entrée ($Z = \frac{1}{c*p}$). L'impédance $2 * R_{RSIL} = 100 \Omega$ peut être considérée comme forte. Nous nous trouvons dans le 3^e cas de la partie 3.2.1.

Ainsi, nous plaçons un filtre de mode différentiel du second ordre, comme illustré sur la figure 3.16.

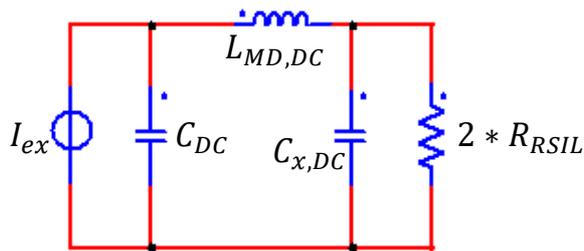


Figure 3.16 - Topologie du filtre de mode différentiel, côté DC, dans la représentation en mode différentiel

Cependant, la décomposition sur la base MD/MC repose sur l'hypothèse que les lignes sont symétriques [De Oliveira-12]. Donc, il est nécessaire de symétriser notre filtre. Pour cela, nous utilisons la topologie décrite sur la figure 3.17.

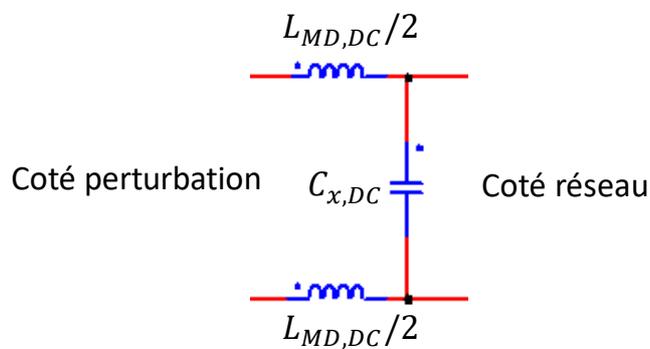


Figure 3.17 - Topologie du filtre de mode différentiel, côté DC

Filtre de mode commun

Du point de vue des perturbations de mode commun, nous court-circuitons le mode différentiel, ce qui fait disparaître la source de courant de la figure 3.14. Nous pouvons simplifier ce circuit comme présenté sur la figure 3.18. La source de tension de mode commun V_{MC} correspond à la somme des trois sources de tension.

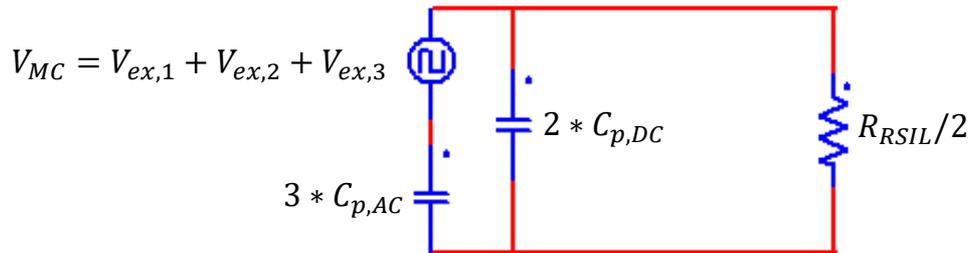


Figure 3.18 - Circuit simplifié pour l'étude en mode commun du côté DC

L'impédance de l'association de capacités est assez forte, car les différentes capacités parasites $C_{p,AC}$ et $C_{p,DC}$ sont de très faibles valeurs. L'impédance du RSIL pourrait être considérée comme relativement forte aussi (25Ω). Une capacité C_y en parallèle pourrait être suffisante. Cependant, comme nous l'avons vu dans le chapitre des modèles de dimensionnement, les capacités C_y sont limitées en valeur par des normes. Ainsi, nous ajoutons une inductance côté RSIL pour assurer un filtrage satisfaisant, malgré la valeur relativement faible de C_y .

Nous obtenons la structure décrite sur la figure 3.19, ce qui correspond au cas n° 4 de la partie 3.2.1.

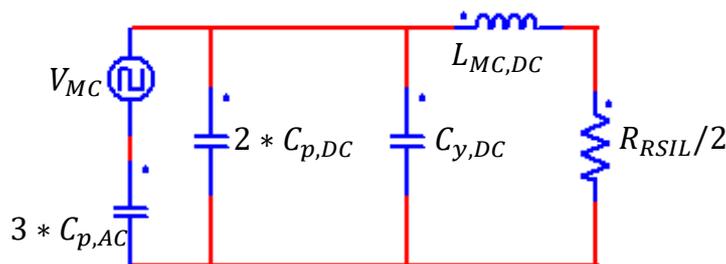


Figure 3.19 - Topologie du filtre de mode commun, côté DC, dans la représentation en mode commun

Nous devons repasser cette structure dans la représentation circuit classique, tout en respectant la symétrie des lignes. Nous utilisons pour cela une inductance de mode

commun, i.e. une inductance couplée dont les sens d'enroulements permettent l'annulation des flux de mode différentiel, afin de gagner de la masse.

Nous obtenons la topologie décrite sur la figure 3.20.

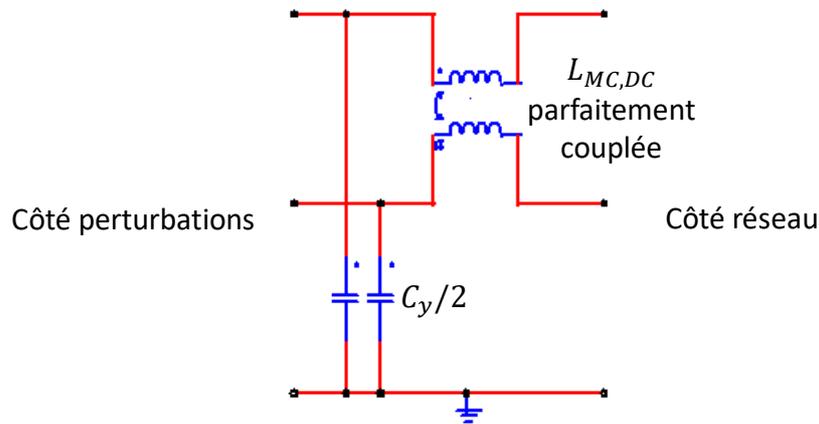


Figure 3.20 - Topologie du filtre de mode commun, côté DC

3.2.2.2. Topologie du filtre CEM, côté triphasé

Le circuit de la figure 3.14 montre que les perturbations générées vers le réseau AC proviennent essentiellement des trois sources de tension, la source de courant se rebouclant naturellement côté DC avec le condensateur d'entrée de faible impédance. Ce circuit équivalent CEM avec une seule source de tension pour générer l'ensemble des perturbations a déjà été présenté dans le cas d'un convertisseur boost en continu [Jourdan-02], et s'applique ici dans le cas du triphasé avec une source de tension par phase. Ainsi, nous allons négliger le côté DC de notre convertisseur pour la suite de l'analyse, hormis les capacités parasites des IGBT côté DC, $C_{p,DC}$, reliées à la terre, qui font partie du trajet de rebouclage du mode commun.

Filtre de mode différentiel

Du point de vue des perturbations de mode différentiel, nous négligeons les connexions à la terre. Nous obtenons le premier circuit illustré sur la figure 3.21. Comme nous sommes dans un système triphasé équilibré, nous considérons que les nœuds de jonction en étoile sont des neutres « artificiels », aux mêmes potentiels. Ainsi, pour une phase, nous obtenons le deuxième circuit de la figure 3.21.

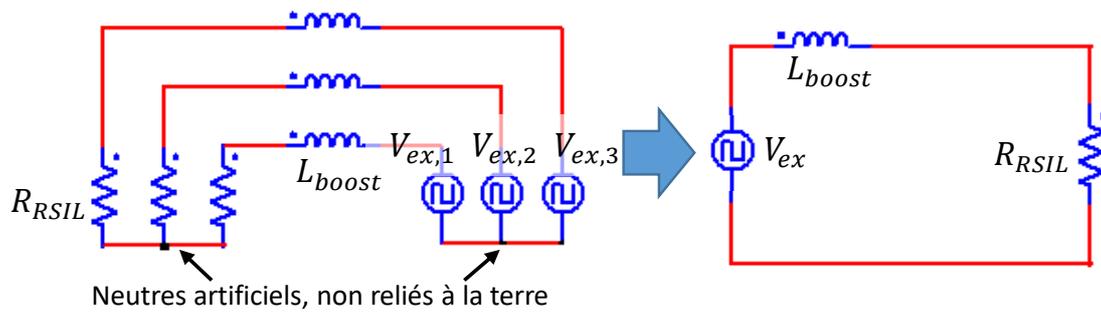


Figure 3.21 - Circuit simplifié pour l'étude du mode différentiel, côté AC

L'impédance côté source est plutôt forte (inductance du Boost) et celle du RSIL peut être considérée comme forte également (50Ω). Nous nous trouvons en présence du 1^e cas présenté dans la partie 3.2.1. Nous ajoutons donc une capacité $C_{x,AC}$ en parallèle, comme présenté sur la figure 3.22.

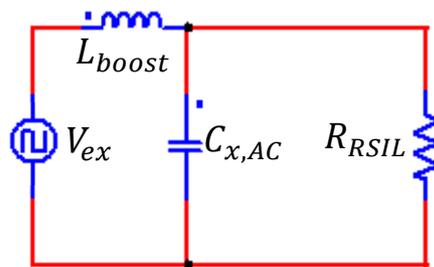


Figure 3.22 - Premier élément de filtrage par la capacité $C_{x,AC}$

Cependant, les performances de cette capacité en lien avec l'inductance de boost, qui n'est pas réalisée pour du filtrage CEM (bande passante limitée à cause de la capacité parasite, cf. partie 2.3.8), sont assez limitées. Il est courant de rajouter un étage de filtrage supplémentaire [Hartmann-11].

Ainsi, nous rajoutons un filtre (L, C) supplémentaire. Nous obtenons la topologie décrite sur la figure 3.23.

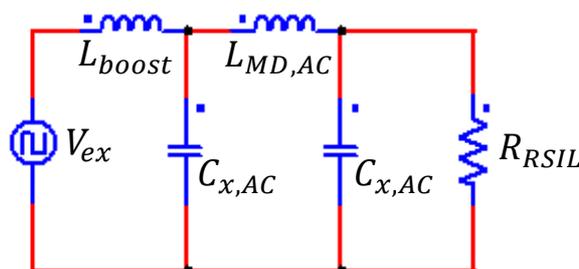


Figure 3.23 - Topologie du filtre de mode différentiel, côté AC, dans la représentation en mode différentiel

Par simplification, nous choisissons de prendre des valeurs égales pour les deux capacités C_x , pour avoir un degré de liberté en moins à gérer en optimisation.

Nous avons calculé l'atténuation de ce filtrage, dont nous donnons un exemple sur la figure 3.24.

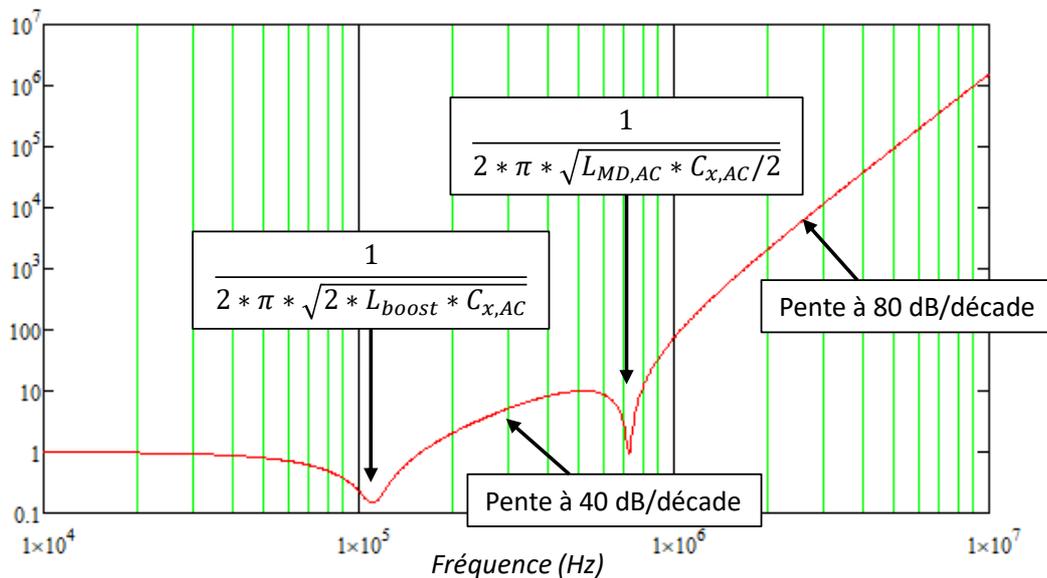


Figure 3.24 - Atténuation du filtrage de mode différentiel

Nous retrouvons la superposition de deux filtres du second ordre. Nous avons calculé les expressions de leur fréquence de coupure respective et nous les avons indiquées sur la figure 3.24.

En redessinant notre structure sur les trois lignes, nous obtenons la topologie finale du filtre de mode différentiel, côté triphasé, illustrée sur la figure 3.25.

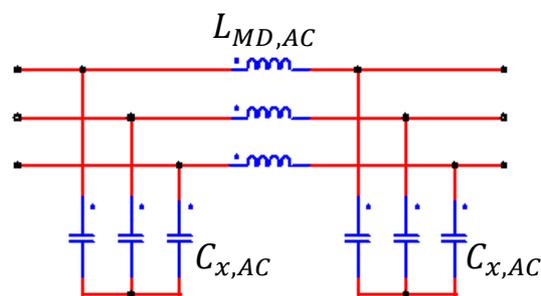


Figure 3.25 - Topologie du filtre de mode différentiel, côté triphasé

Filtre de mode commun

Du point de vue des perturbations de mode commun côté AC, le schéma n'est pas très différent du mode différentiel, si ce n'est que le point commun des trois branches du RSIL est maintenant clairement relié à la terre et que nous considérons les capacités parasites de mode commun, sur chaque phase ($C_{p,AC}$) et au niveau du bus DC ($C_{p,DC}$). Nous obtenons le circuit illustré sur la figure 3.26.

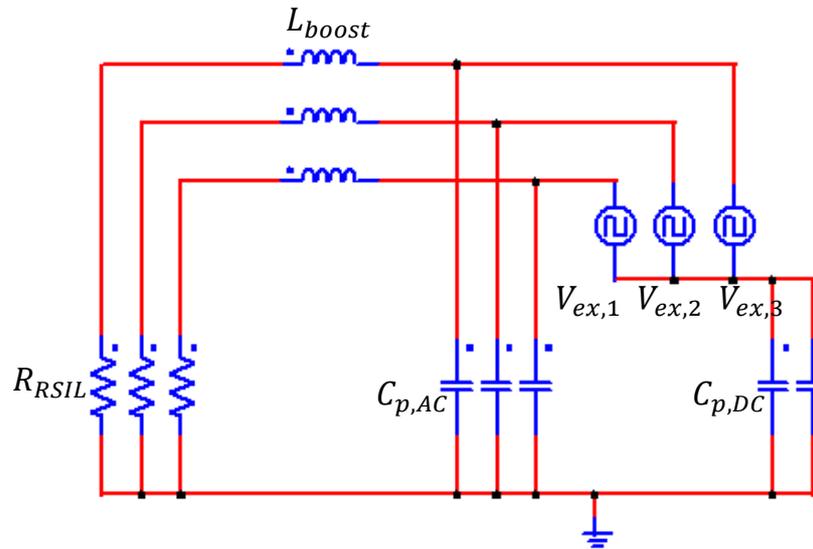


Figure 3.26 - Circuit simplifié pour l'étude du mode commun, côté triphasé

À présent, nous allons passer ce circuit dans la base de mode commun. Pour cela, nous remplaçons les trois sources de tension par la source des perturbations de mode commun, qui est égale à la somme des trois sources. Ensuite, nous mettons les éléments des trois phases en parallèle et nous obtenons le circuit de la figure 3.27.

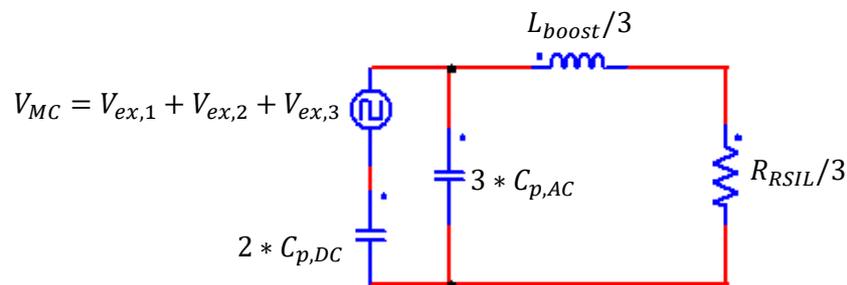


Figure 3.27 - Circuit simplifié pour l'étude du mode commun, côté triphasé

L'association de l'inductance de boost avec les différentes capacités parasites nous donne une impédance assez forte. L'impédance globale des RSIL en parallèle est d'environ 17Ω ($50/3$) et peut éventuellement être considérée comme forte.

Nous nous retrouvons dans le 1^e cas de la partie 3.2.1. Nous ajoutons donc une capacité $C_{y,AC}$ en parallèle. Cependant, les capacités C_y sont limitées par des normes (cf. partie 2.5.1) et l'impédance du RSIL n'est pas vraiment forte, ainsi nous ajoutons une inductance de mode commun $L_{MC,AC}$ pour renforcer l'impédance côté RSIL. Nous obtenons la topologie illustrée sur la figure 3.28.

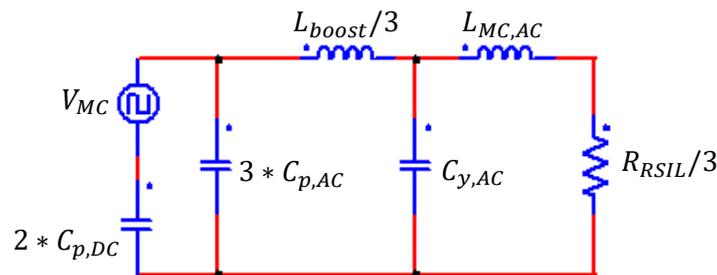


Figure 3.28 - Topologie du filtre de mode commun, côté AC, dans la représentation en mode commun

Nous pouvons observer que nous avons un premier étage de filtrage par l'association $(L_{boost}, C_{p,AC} || C_{p,DC})$. Cependant, comme cela a été dit précédemment, la réalisation de l'inductance de boost n'est pas adaptée à la CEM. Et les valeurs des capacités parasites $C_{p,AC}$ et $C_{p,DC}$ sont très faibles. Ainsi, nous négligeons cet étage de filtrage dans le calcul de l'atténuation de notre topologie.

L'atténuation de cette structure correspond au 4^e cas de la partie 3.2.1.

Pour la transposition au circuit réel, en symétrisant sur les trois lignes, nous allons utiliser une inductance de mode commun triphasée. Concernant la capacité $C_{y,AC}$, nous utilisons le fait que nous avons des capacités $C_{x,AC}$ en étoile qui forment un neutre artificiel. Grâce à cela, nous ajoutons une seule capacité $C_{y,AC}$, reliée au point de jonction. Nous obtenons la topologie finale présentée sur la figure 3.29.

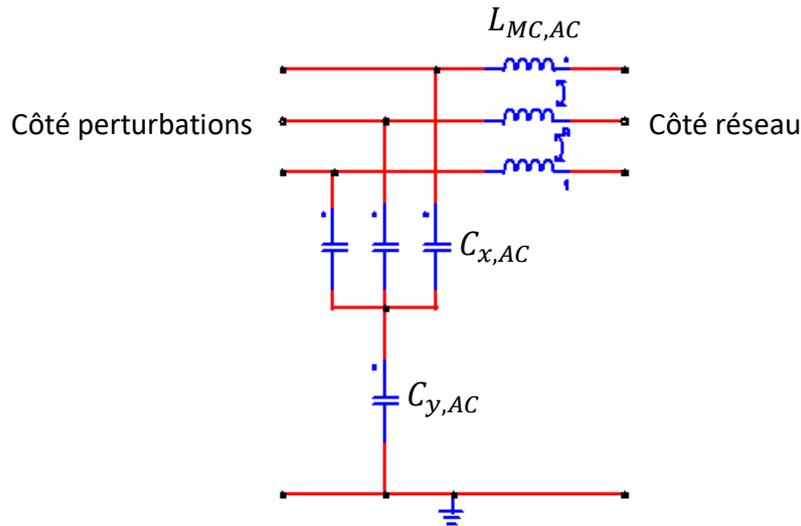


Figure 3.29 - Topologie du filtre de mode commun, côté triphasé

L'inductance de mode commun étant supposée parfaitement couplée ($L = M$), celle-ci vaut $3 * L_{MC,AC}$ sur chaque phase. Si nous passons dans la représentation en mode commun de la figure 3.28, la mise en parallèle des trois phases nous donne bien la valeur $L_{MC,AC}$. La réalisation de l'inductance de mode commun doit donc viser l'obtention de la valeur $L_{MC,AC}$ et un bon couplage des trois phases.

3.2.2.3. Topologie du convertisseur et des éléments de CEM

Pour conclure cette partie, nous mettons le circuit complet de notre redresseur triphasé avec ses filtres CEM et les RSIL, sur la figure 3.30.

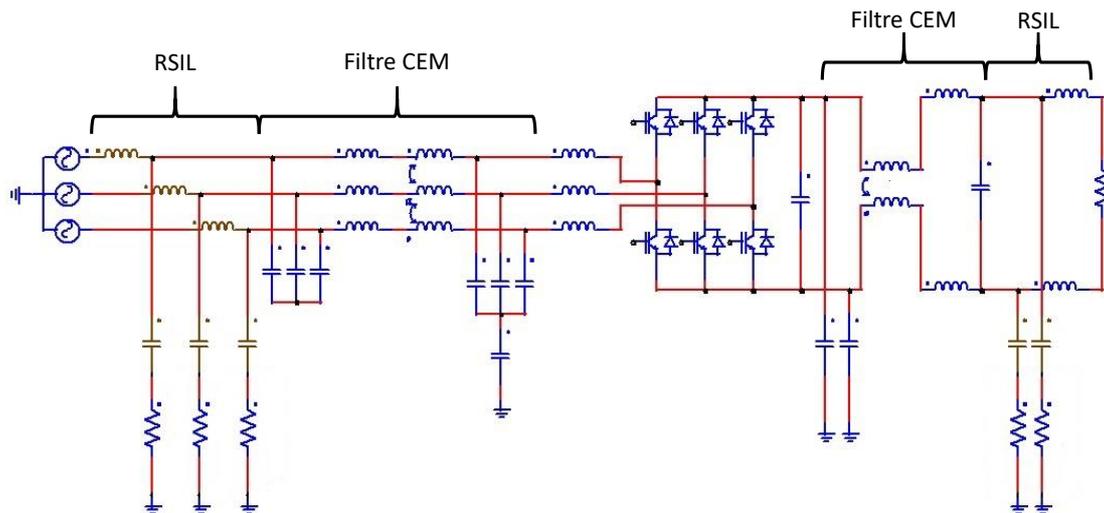


Figure 3.30 - Circuit complet du redresseur triphasé, avec les RSIL et filtres CEM, sans les différents éléments parasites

3.2.3. Approche classique pour le calcul des valeurs des filtres CEM

Nous venons de déterminer la topologie de nos filtres CEM et nous avons mis en équation leur atténuation. À partir de ces éléments, nous allons décrire la procédure classique pour calculer les valeurs de nos filtres CEM [Kotny-15].

Cette approche se base sur le postulat que le respect de la norme CEM en mode commun et en mode différentiel entraîne le respect de la norme CEM sur les vrais courants (ce que nous appellerons la CEM globale), à condition de considérer une marge de 3,5 dB sur les dimensionnements en MD et en MC [Touré-12]. Ainsi, nous allons voir comment mesurer et calculer les spectres CEM en mode différentiel et en mode commun, comment calculer les valeurs des filtres, puis vérifier la CEM globale obtenue.

Nous illustrerons cette explication en prenant comme cas d'application notre convertisseur avec $f_{d\acute{e}c} = 58 \text{ kHz}$.

Cette procédure classique s'effectue pour un côté du convertisseur à la fois. Ainsi, nous allons d'abord dimensionner le filtre CEM côté continu. Puis, nous aborderons le dimensionnement du filtre CEM côté triphasé.

3.2.3.1. Calcul des valeurs du filtre CEM côté continu

Nous utilisons la simulation temporelle de notre convertisseur pour obtenir les courants aux RSIL, côté DC. Pour cela, nous simulons avec le circuit présenté sur la figure 3.31.

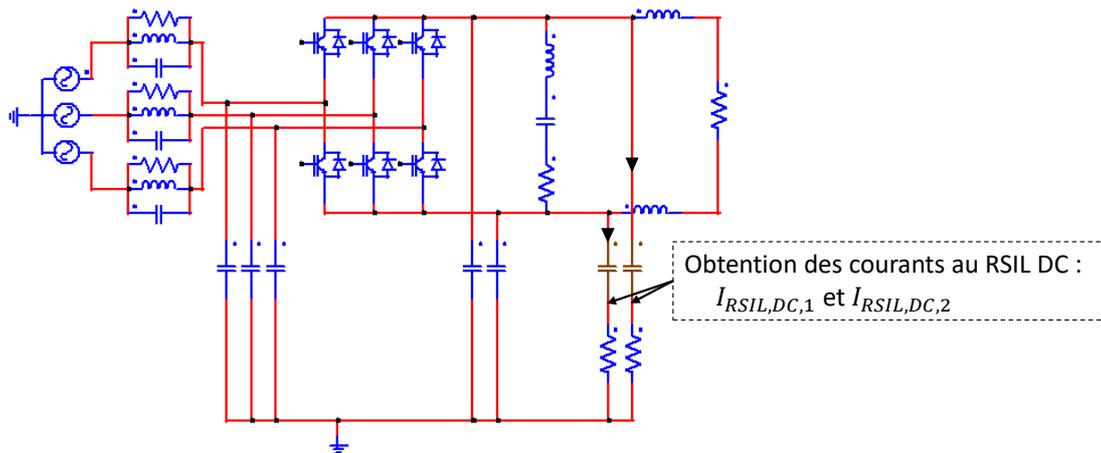


Figure 3.31 - Circuit simulé pour l'obtention des courants CEM, côté DC

À partir des courants $I_{RSIL,DC,1}$ et $I_{RSIL,DC,2}$, nous obtenons le courant de mode commun $I_{MC,DC}$ et le courant de mode différentiel $I_{MD,DC}$ par la transformation usuelle suivante :

$$I_{MC,DC} = I_{RSIL,DC,1} + I_{RSIL,DC,2}$$

$$I_{MD,DC} = I_{RSIL,DC,1} - \frac{I_{MC,DC}}{2} = \frac{I_{RSIL,DC,1} - I_{RSIL,DC,2}}{2}$$

Nous allons utiliser ces courants et les formules d'atténuation de la partie 3.2.1 pour calculer les éléments de notre filtre CEM DC.

3.2.3.1.1. Filtre CEM de mode commun côté continu

La FFT du courant de mode commun $I_{MC,DC}$ nous donne le spectre CEM de mode commun montré sur la figure 3.32.

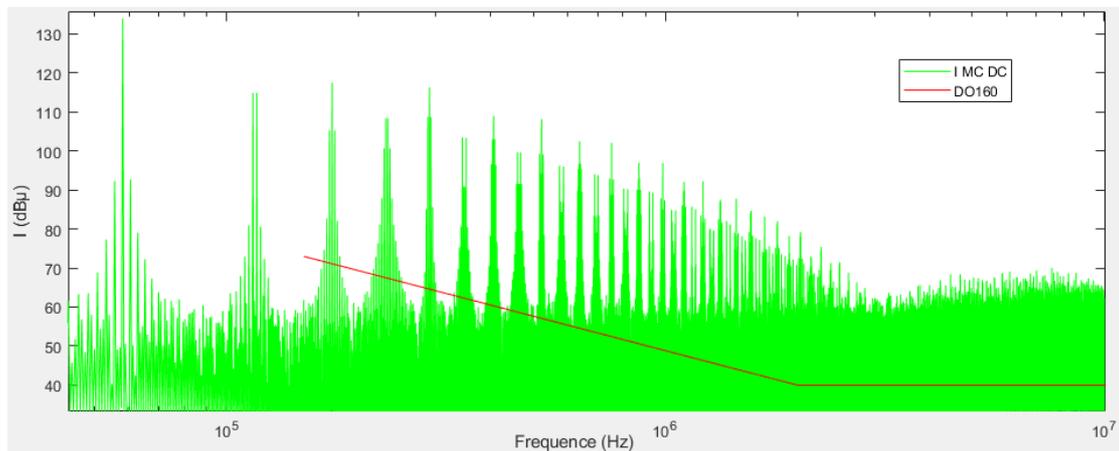


Figure 3.32 - Spectre de mode commun, côté DC

En effectuant la différence avec le niveau de la norme, nous obtenons les harmoniques que nous souhaitons atténuer par le filtre CEM de mode commun, coté DC.

Nous connaissons la formule d'atténuation de notre filtre de mode commun (cf. parties 3.2.2 et 3.2.1) et son allure (cf. figure 3.12). Nous souhaitons déterminer la fréquence de coupure de notre filtre, de telle sorte qu'il permette d'atténuer les harmoniques nécessaires, sans pour autant être surdimensionné. Graphiquement, nous cherchons la fréquence de coupure la plus grande, qui assure que l'atténuation du filtre soit supérieure aux harmoniques à atténuer.

Comme indiqué en début de chapitre, afin de garantir que les courants RSIL respecteront la norme si le MD et le MC la respectent, il faut considérer une marge de 3,5 dB. Nous avons retenu une marge de sécurité de 5 dB pour notre dimensionnement, compte tenu de l'imprécision de nos éléments parasites notamment.

Sur la figure 3.33, nous avons illustré la fréquence de coupure obtenue.

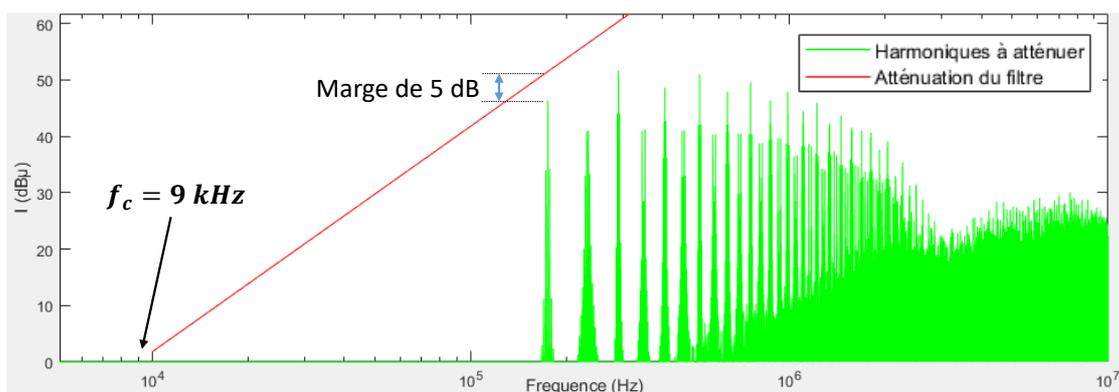


Figure 3.33 - Calcul de la fréquence de coupure du filtre de mode commun, côté DC

À partir de cette valeur de fréquence de coupure, nous pouvons calculer les valeurs de notre filtre.

Pour cela, nous fixons la capacité $C_{y,DC}$ à sa valeur maximale autorisée 170 nF (cf. partie 2.5.1), afin d'obtenir une inductance de mode commun la plus légère possible. Puis, nous utilisons la formule de la fréquence de coupure (cf. partie 3.2.1) pour retrouver la valeur de l'inductance de mode commun. Nous obtenons les valeurs du filtre suivantes :

$$L_{MC,DC} = 1,8\text{ mH} \quad C_{y,DC} = 170\text{ nF}$$

3.2.3.1.2. Filtre CEM de mode différentiel côté continu

Nous appliquons la même procédure, en utilisant cette fois-ci le spectre de mode différentiel et les formules du filtre de mode différentiel, côté continu (cf. partie 3.2.2). Nous illustrons le spectre CEM de mode différentiel, les harmoniques à atténuer et la fréquence du filtre de mode différentiel que nous obtenons sur la figure 3.34. Nous considérons une marge de sécurité de 5 dB, comme précédemment.

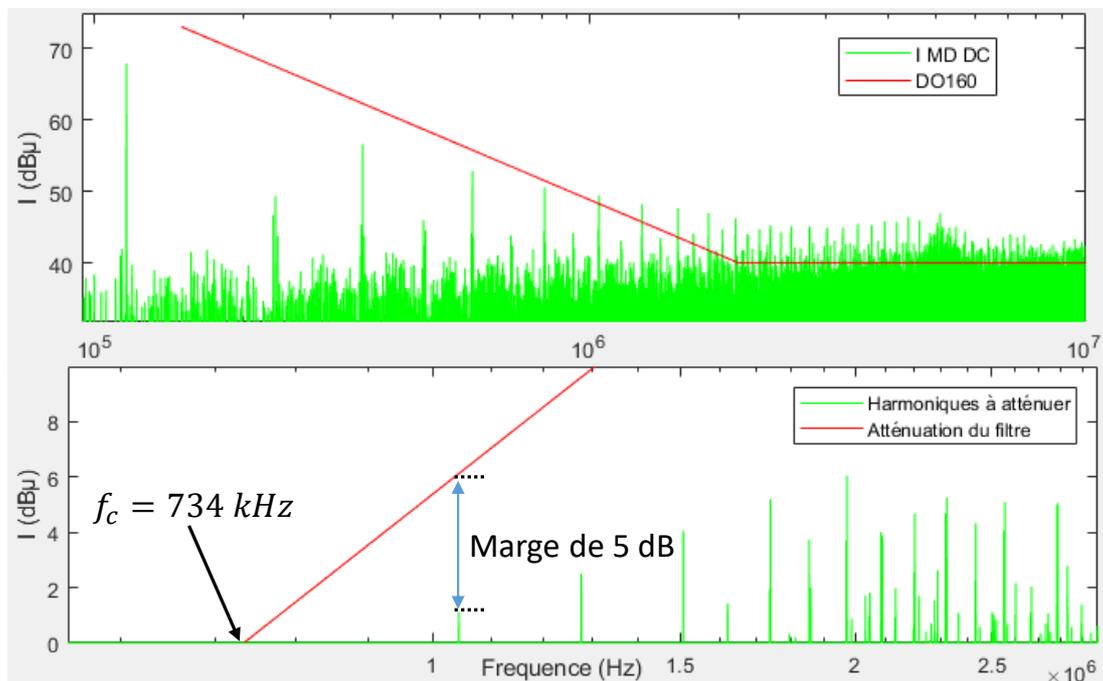


Figure 3.34 - Spectre de mode différentiel et détermination de la fréquence de coupure du filtre de mode différentiel, côté DC

Pour calculer les éléments du filtre, nous choisissons $C_{x,DC}$ à la valeur maximale que nous nous sommes autorisés, soit $1 \mu F$ (cf. partie 2.5.1), pour diminuer l'inductance nécessaire. Nous obtenons les valeurs du filtre suivantes :

$$L_{MD,DC} = 47 \text{ nH} \quad C_{x,DC} = 1 \mu F$$

Nous constatons que notre inductance de mode différentiel est négligeable, et que les fuites de l'inductance de mode commun seront largement suffisantes pour remplir cette fonction.

3.2.3.1.3. Test du filtre en simulation

Nous testons notre filtre CEM DC en simulation. Le spectre CEM global est montré sur la figure 3.35. Nous avons également mis le spectre de mode commun et de mode différentiel.

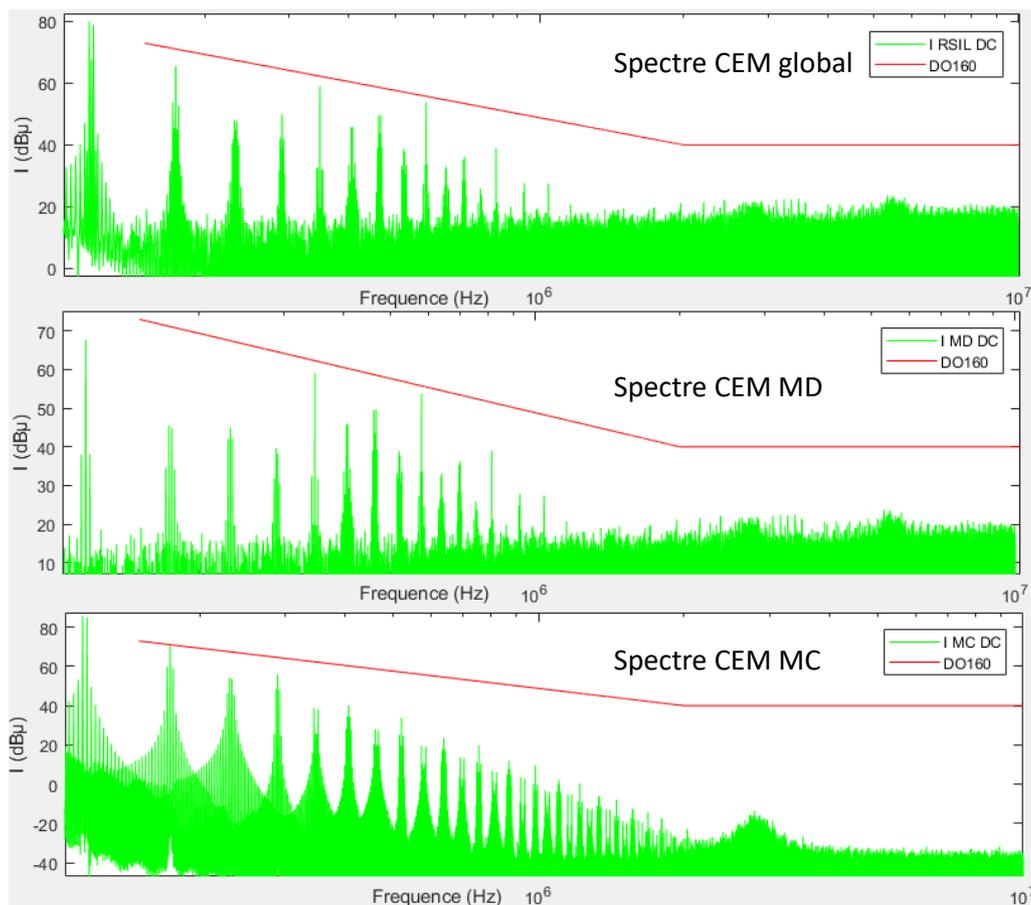


Figure 3.35 - Spectres CEM global, de mode commun et de mode différentiel, côté DC

Comme nous pouvons le voir sur les spectres CEM décomposés sur la base MD/MC, les atténuations des filtres MD et MC sont satisfaisantes (de justesse pour le mode commun). Nous constatons bien la nécessité de prendre une marge de 5 dB dans nos calculs, car les harmoniques sont proches de la limitation spectrale, en mode commun, en mode différentiel et en CEM globale.

Le respect de la norme CEM en mode différentiel et en mode commun a bien engendré le respect de la norme CEM pour les véritables courants RSIL.

3.2.3.2. Calcul des valeurs du filtre CEM côté alternatif triphasé

Nous utilisons la simulation temporelle pour obtenir les courants des RSIL, côté AC. Pour cela, nous simulons avec le circuit présenté sur la figure 3.36.

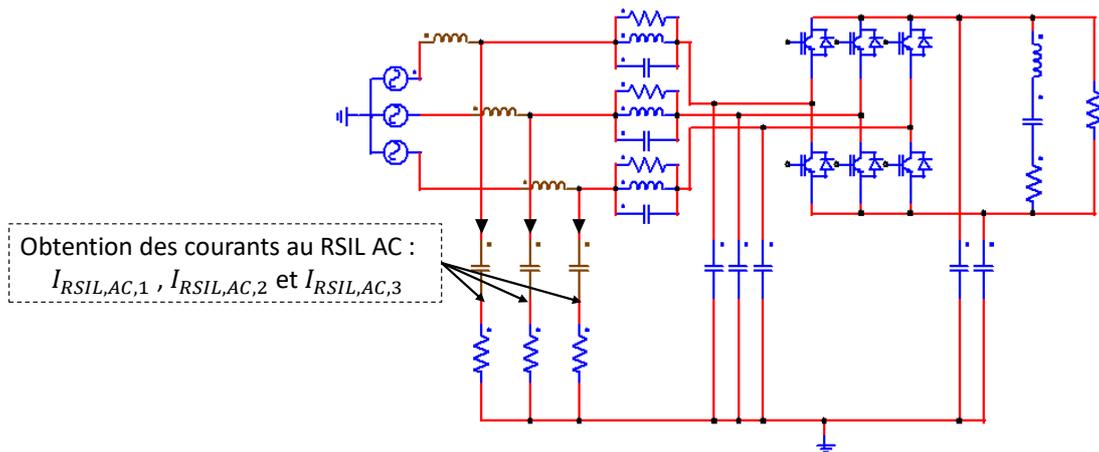


Figure 3.36 - Circuit simulé pour l'obtention des courants CEM, côté AC

À partir des courants $I_{RSIL,AC,1}$, $I_{RSIL,AC,2}$ et $I_{RSIL,AC,3}$, nous obtenons le courant de mode commun $I_{MC,DC}$ et le courant de mode différentiel $I_{MD,DC}$ par la transformation utilisée dans [Hartmann-11] :

$$I_{MC,DC} = I_{RSIL,AC,1} + I_{RSIL,AC,2} + I_{RSIL,AC,3}$$

$$I_{MD,DC} = I_{RSIL,AC,1} - \frac{I_{MC,DC}}{3}$$

Nous allons utiliser ces courants et les formules d'atténuation de la partie 3.2.1 pour calculer les éléments de notre filtre CEM AC, en suivant les mêmes idées que pour le filtre CEM DC.

3.2.3.2.1. Filtre CEM de mode commun côté alternatif

En suivant le même raisonnement que celui de la partie 3.1.1, nous calculons le spectre de mode commun, puis nous effectuons la différence avec les niveaux de la norme, pour obtenir les harmoniques à atténuer. De là, nous déduisons la fréquence de coupure de notre filtre. Ces étapes sont illustrées sur la figure 3.37.

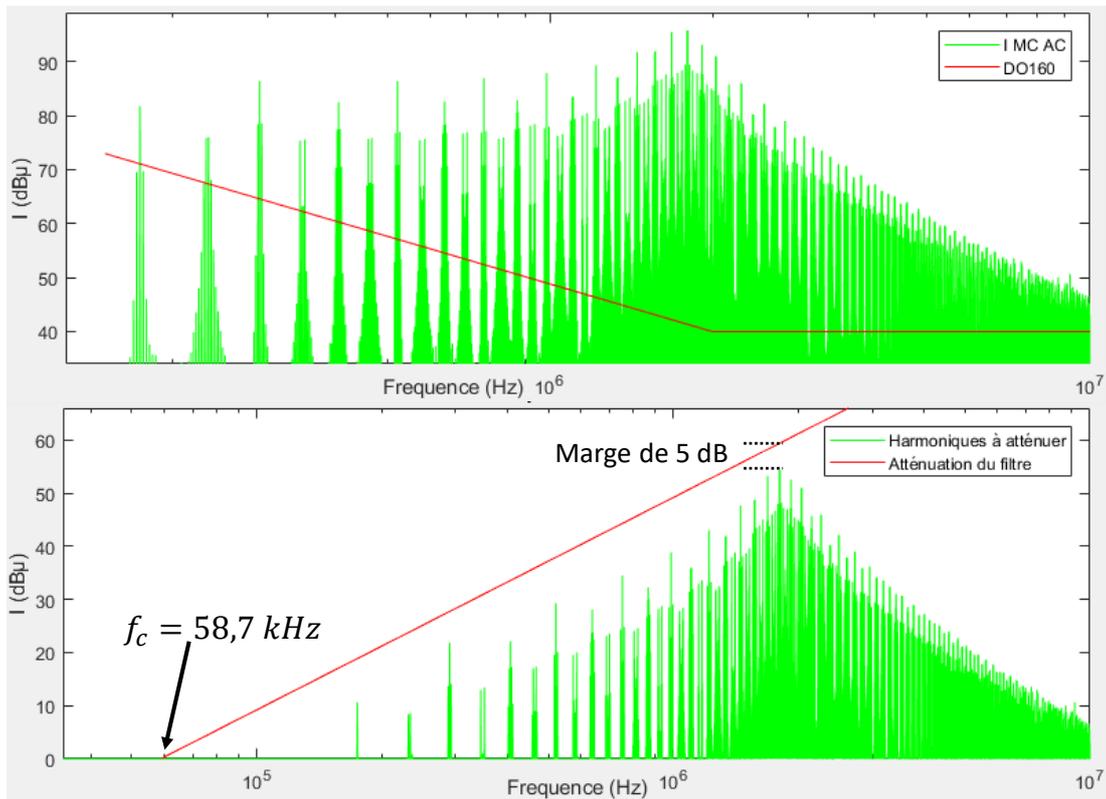


Figure 3.37 - Calcul de la fréquence de coupure du filtre CEM de mode commun, côté AC

Nous prenons $C_{y,AC} = 580 \text{ nF}$, valeur maximale autorisée (cf. partie 2.5.1), pour diminuer notre inductance du filtre. La formule de la fréquence de coupure nous donne alors la valeur de l'inductance de mode commun. Nous obtenons les valeurs de filtre suivantes :

$$L_{MC,AC} = 12,7 \mu\text{H} \quad C_{y,AC} = 580 \text{ nF}$$

3.2.3.2.2. Filtre CEM de mode différentiel côté alternatif

Nous calculons le spectre de mode différentiel, puis nous effectuons la différence avec les niveaux de la norme spectrale, pour obtenir les harmoniques à atténuer. Les spectres obtenus sont illustrés sur la figure 3.38.

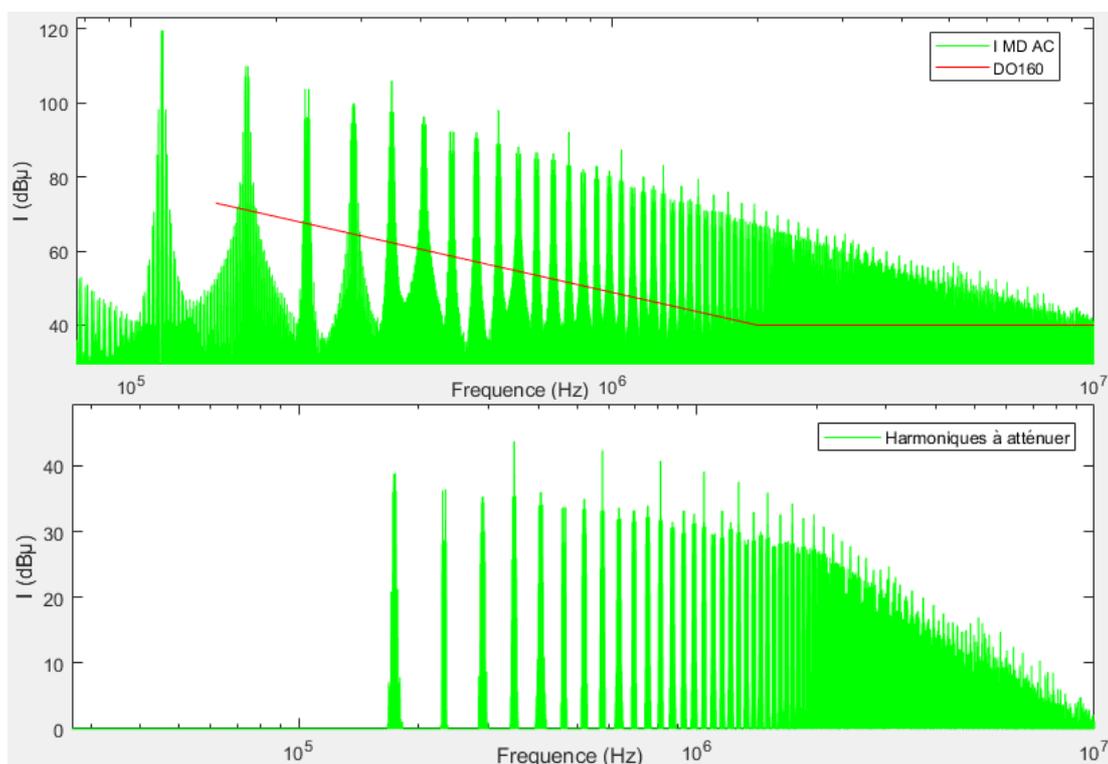


Figure 3.38 - Calcul des harmoniques à atténuer pour le mode différentiel, côté AC

Nous avons vu que le filtrage de mode différentiel comprend un premier étage de filtrage par l'association ($L_{boost}, C_{x,AC}$).

Afin de diminuer la masse de notre filtre, nous prenons $C_{x,AC}$ à la valeur maximale que nous nous autorisons : 1 μF (cf. partie 2.5.1)

Le design préalable de notre inductance de boost nous a donné une inductance de boost de 26 μH (par le critère d'ondulation maximale de courant, cf. partie 1.2.10.1).

Sur la figure 3.39, nous avons mis l'atténuation de ce premier filtre.

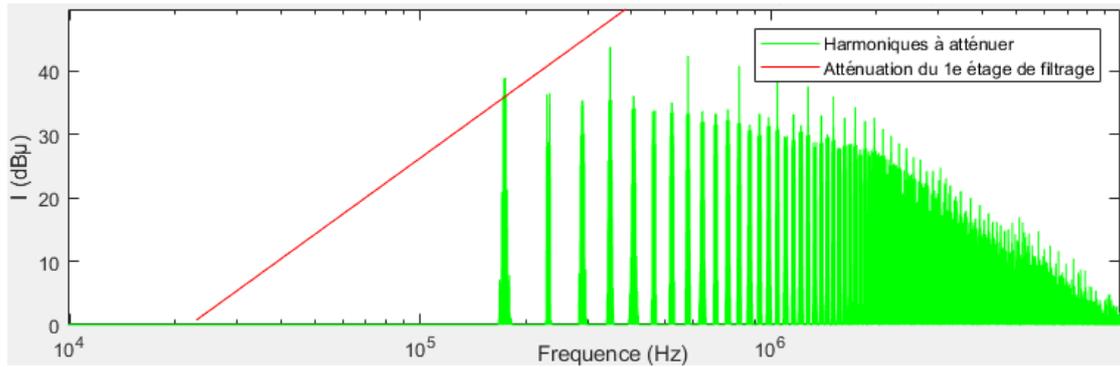


Figure 3.39 - Atténuation du premier étage de filtrage, par l'association (L_{boost} , $C_{x,AC}$)

Ainsi, nous soustrayons cette atténuation et nous obtenons les harmoniques CEM à atténuer par notre deuxième étage de filtrage. Cela est montré sur la figure 3.40.

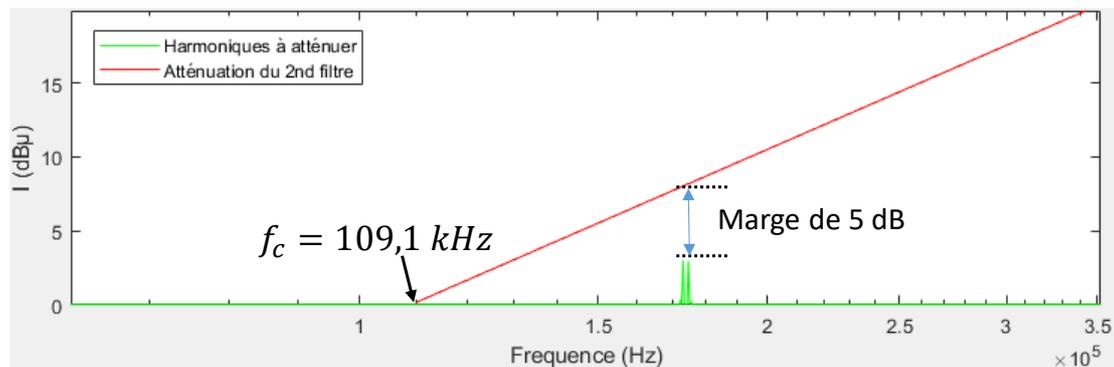


Figure 3.40 - Calcul de la fréquence de coupure du filtre de mode différentiel, côté AC

Nous avons $C_{x,AC} = 1 \mu F$. La formule de la fréquence de coupure nous donne alors la valeur de l'inductance de mode différentiel. Nous obtenons les valeurs de filtre suivantes :

$$L_{MD,AC} = 4,3 \mu H \quad C_{y,AC} = 1 \mu F$$

3.2.3.2.3. Test en simulation et réajustement

Nous testons notre filtre CEM AC en simulation. Le spectre CEM global est montré sur la figure 3.41. Nous avons également mis le spectre de mode commun et de mode différentiel.

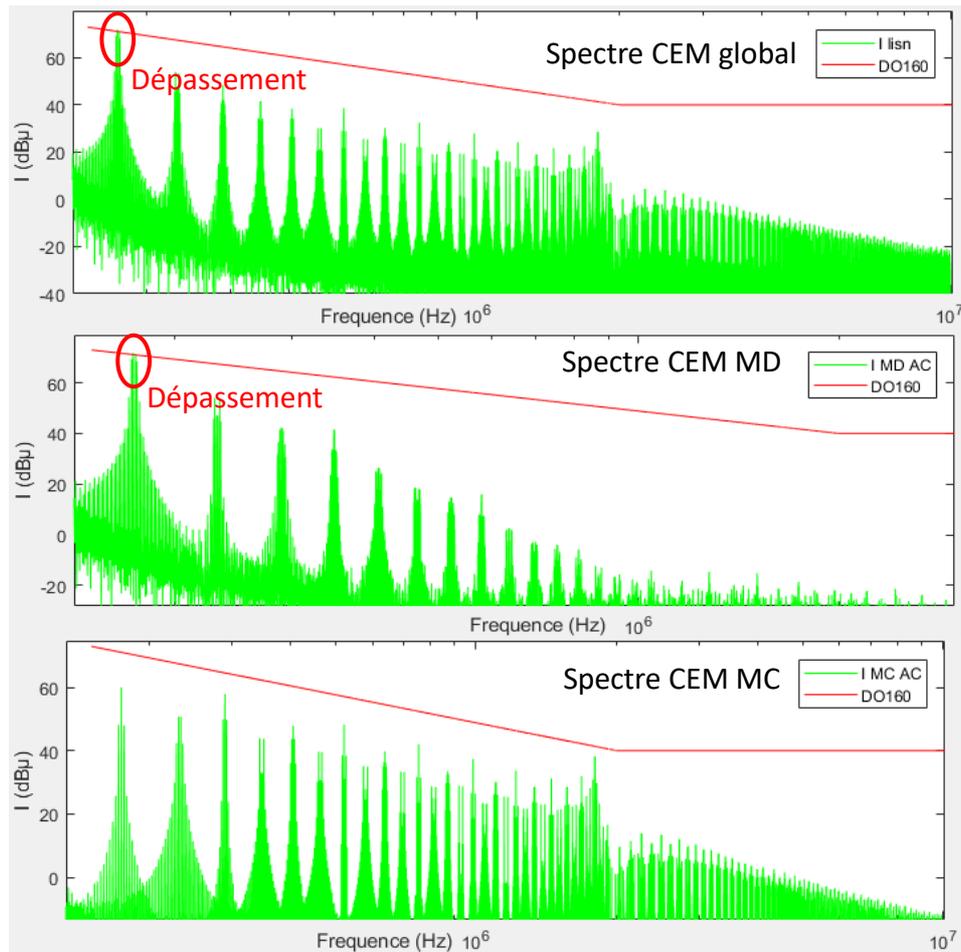


Figure 3.41 - Spectres CEM global, de mode commun et de mode différentiel, côté DC

Le filtre de mode commun semble suffisant. En revanche, celui de mode différentiel est légèrement insuffisant, puisque nous obtenons un dépassement de la norme à 164 kHz. Ce dépassement se retrouve sur le spectre CEM global.

Pour pallier ce dépassement, nous reprenons la procédure de dimensionnement du filtre de mode différentiel, en prenant cette fois une marge de sécurité de 7 dB au lieu de 5 dB.

Nous obtenons les valeurs du filtre de mode différentiel suivantes :

$$L_{MD,AC} = 5.6 \mu H \quad C_{y,AC} = 1 \mu F$$

Nous n'illustrons pas les spectres CEM obtenus, puisqu'ils sont quasiment identiques à la figure 3.40, avec les harmoniques à 168 kHz légèrement en dessous de la norme CEM, pour le spectre CEM de mode différentiel et pour la CEM globale.

On note que l'hypothèse de séparation des fréquences de coupure des deux filtres de MD était un peu trop optimiste, ce qui a conduit à effectuer un dimensionnement en deux fois.

3.2.4. Interaction de mode commun entre le filtre AC et le filtre DC

Nous allons maintenant simuler le circuit complet avec les filtres CEM AC et DC, et les RSIL AC et DC, en même temps, que nous rappelons ici sur la figure 3.42.

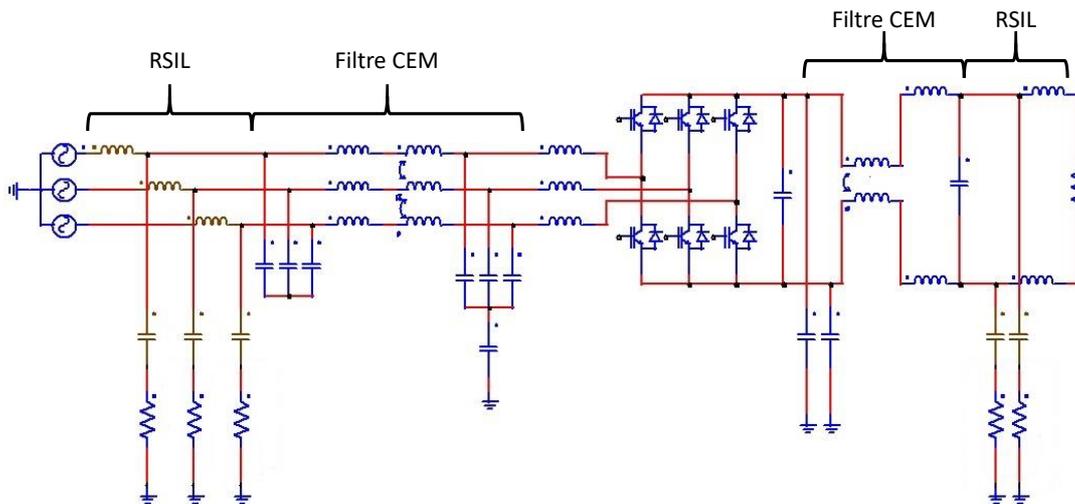


Figure 3.42 - Circuit complet du redresseur triphasé, avec les RSIL et filtres CEM, sans les différents éléments parasites

En simulant avec les valeurs théoriques des filtres, de la partie 3.2.3, nous obtenons les spectres CEM illustrés sur la figure 3.43.

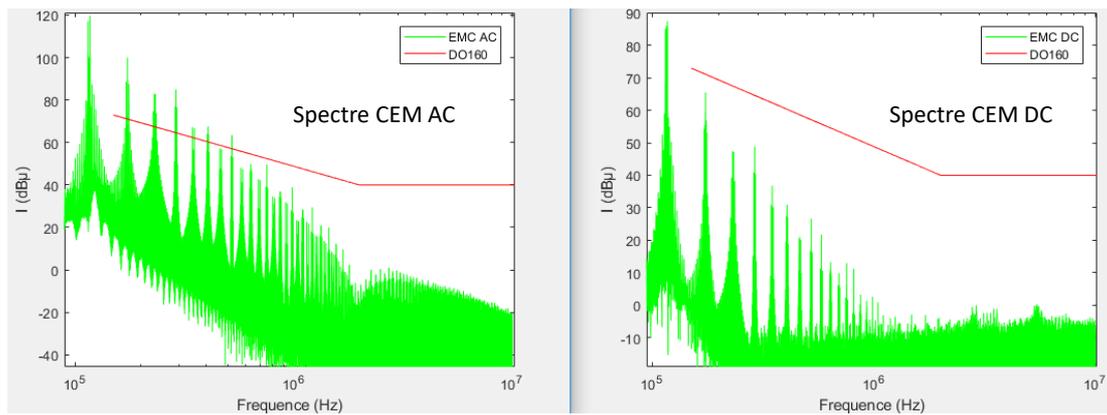


Figure 3.43 - Spectres CEM AC et DC, avec le circuit complet et les valeurs théoriques des filtres CEM, issues de la partie 3.2.3

Nous observons une modification des spectres CEM, comparé aux figures 3.35 et 3.41 où on ne considère la CEM (filtre et RSIL) que d'un côté du convertisseur à la fois. Le spectre CEM du côté DC est légèrement plus filtré avec la présence du filtre CEM triphasé. En revanche, le spectre CEM AC est beaucoup moins bien filtré en présence du filtre CEM DC. Il ne respecte plus du tout la norme CEM.

Ce phénomène vient d'un couplage entre les filtres, via un chemin de mode commun, illustré sur la figure 3.44.

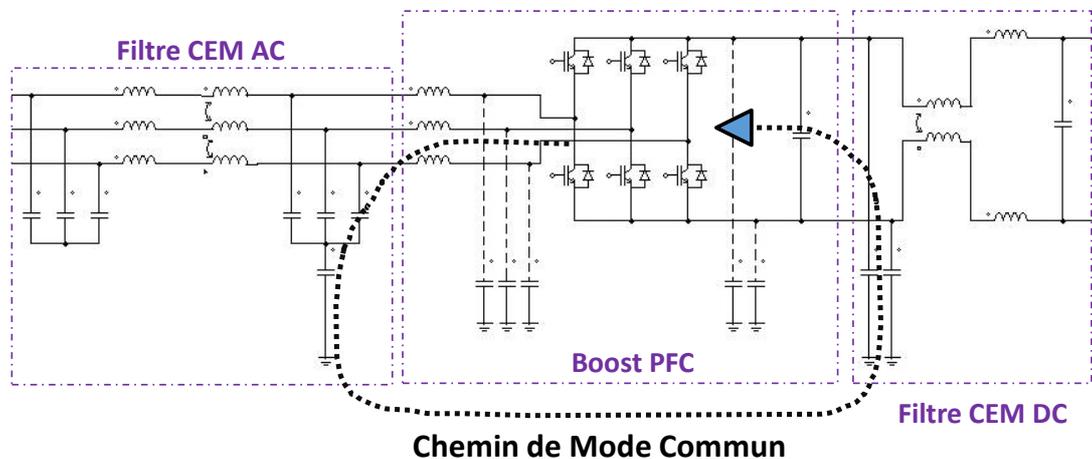


Figure 3.44 - Représentation du couplage des filtres par une résonance de mode commun

Lors des calculs de filtres, nous avons pris des hypothèses pour séparer le côté AC et DC. En réalité, ces deux parties interagissent et vont provoquer une résonance de mode commun. Cette résonance modifie les filtrages CEM, ce qui provoque les dépassements de la norme côté AC, dans notre cas d'application (cf. figure 3.43). Ce phénomène bien connu a notamment été évoqué dans [Zhang-13].

Nous avons réajusté par tâtonnement les inductances du filtre CEM AC pour obtenir le respect de la norme des deux côtés du convertisseur. Nous avons obtenu les valeurs suivantes :

$$L_{CM,AC} = 700 \mu H \quad L_{DM,AC} = 14,8 \mu H$$

Nous montrons les spectres obtenus sur la figure 3.45.

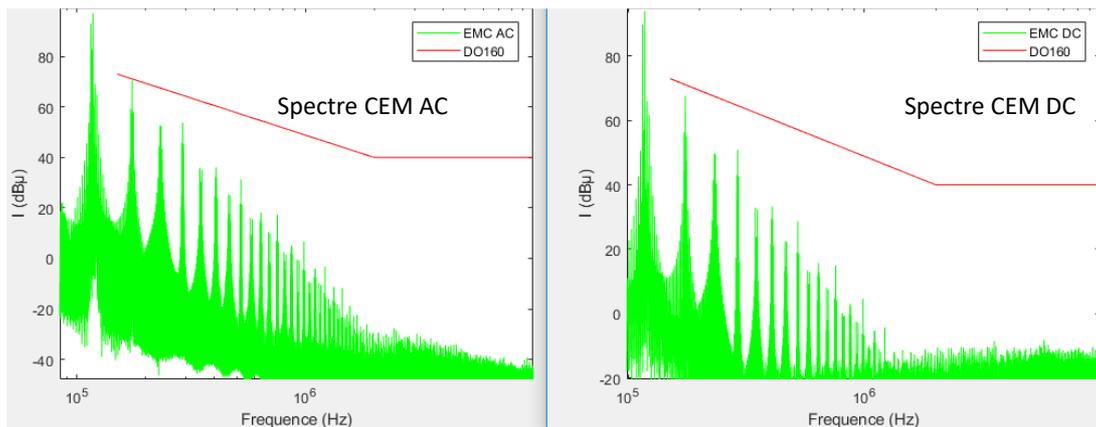


Figure 3.45 - Spectres CEM AC et DC, avec le circuit complet et les valeurs des filtres CEM réajustées

3.2.5. Dimensionnement des filtres

Nous avons déterminé les valeurs des éléments de nos filtres CEM. À présent, nous voulons réaliser technologiquement ces différents composants et estimer la masse des filtres CEM.

Pour cela, nous utilisons les modèles de composant décrits dans le chapitre 2, afin de dimensionner les inductances de mode commun et de mode différentiel. Nous rappelons que le design des capacités C_x et C_y n'est pas pris en compte, elles sont seulement représentées par leur valeur (cf. partie 2.5.1).

Nous utilisons un algorithme d'optimisation déterministe afin de réaliser les inductances les plus légères possibles, en exploitant les modèles du chapitre 2.

Nous signalons à l'optimisation que nous voulons obtenir des inductances de valeur supérieure ou égale à la valeur déterminée au cours de cette partie 3.2, tout en diminuant au mieux la masse de l'ensemble, et en respectant les différentes contraintes évoquées au chapitre 2 (saturation, température maximale...).

Ici, nous ne décrivons pas la mise en œuvre de l'optimisation. Cela est abordé dans le chapitre 4.

Design des inductances obtenu

Les inductances de mode différentiel ont des valeurs faibles ($L_{MD,AC} = 14,8 \mu H$ et $L_{MD,DC} = 47 nH$). L'optimisation a choisi de les supprimer et de les remplacer par les inductances de fuite des inductances de mode commun.

Nous obtenons les inductances de mode commun décrites sur les figures 3.46 et 3.47.

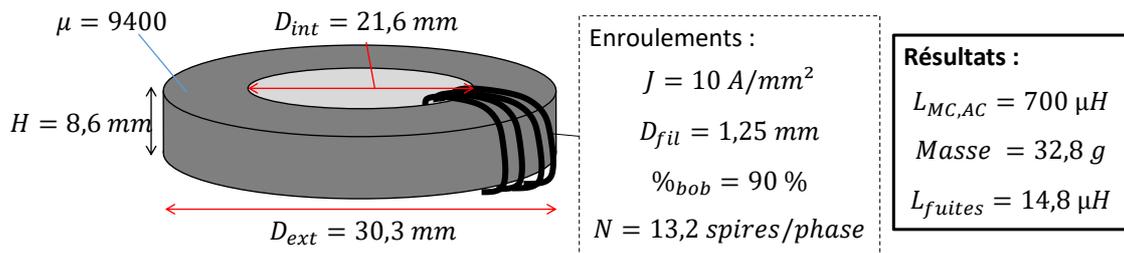


Figure 3.46 - Design de l'inductance de mode commun AC (et de l'inductance de mode différentielle AC, par les fuites de l'inductance de mode commun)

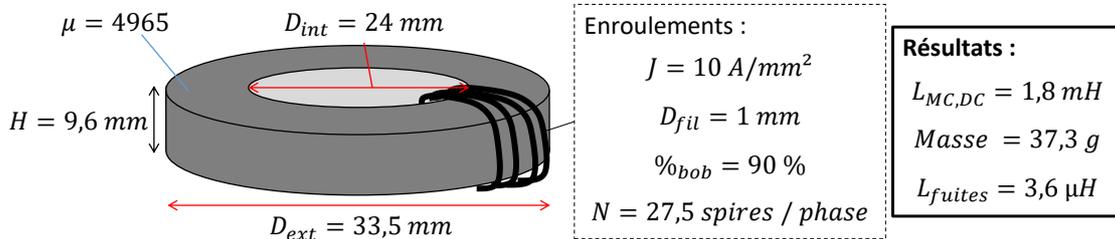


Figure 3.47 - Design de l'inductance de mode commun DC (et de l'inductance de mode différentielle DC, par les fuites de l'inductance de mode commun)

Il en résulte une masse finale de nos filtres CEM, alternatif et continu, estimée à 70,1 g.

Pour information, le reste du convertisseur (inductances de boost, condensateurs du bus DC, IGBT et refroidisseur) est estimé à 275 g, par nos modèles de dimensionnement. On retrouve une masse significative du filtrage CEM (20%), conformément à l'état de l'art.

3.2.6. Conclusions sur l'approche classique de dimensionnement

Nous venons de voir les différentes étapes de dimensionnement pour nos filtres CEM, par l'approche classiquement utilisée.

Pour cela, nous avons effectué séparément les dimensionnements du filtre CEM triphasé et du filtre CEM continu. De nombreuses hypothèses ont été nécessaires et il a fallu faire des réajustements successifs suite à différents essais en simulation temporelle.

Le problème de dimensionnement est décomposé sur la base MD / MC, afin de n'avoir que des filtres du second ordre à dimensionner, et non des quadripôles ou plus encore côté triphasé. Le respect de la norme en MD et MC assure normalement le respect de la norme CEM sur les vrais courants aux RSIL. Mais rappelons que cette décomposition n'est qu'un outil. Il pourrait exister des filtres CEM qui ne respectent pas la norme en MD ou MC, mais qui suffisent au respect de la norme CEM sur les vrais courants RSIL. L'approche classique limite donc les dimensionnements atteignables.

Par ailleurs, notre convertisseur requiert la présence simultanée des filtres CEM triphasé et continu, ce qui modifie les spectres CEM. En effet, un couplage existe entre les filtres AC et DC, via un chemin de mode commun. Cette résonance qui apparaît entre eux diminue l'efficacité des filtrages et engendre des dépassements de la norme spectrale. Il faut alors augmenter les dimensionnements des filtres par tâtonnement, jusqu'au respect de la norme CEM en entrée et en sortie du convertisseur. Il est à noter que lors de cette recherche par tâtonnement, chaque test d'une nouvelle configuration requiert du temps de calcul, d'acquisition et d'analyse.

Nous voyons bien que l'approche classique restreint l'espace des solutions. Pour notre convertisseur, elle n'est pas capable de trouver de dimensionnements optimaux de nos filtres CEM. De plus, elle requiert de nombreuses étapes, avec des simulations temporelles intermédiaires amenant souvent des réajustements. Ce qui en fait une procédure relativement longue et difficilement automatisable. Pour étudier l'impact de la fréquence de découpage sur le design et la masse du convertisseur, il est possible d'effectuer cette procédure à plusieurs dizaines de fréquences de découpage différentes. Mais, cela demanderait beaucoup de temps à un utilisateur, afin d'effectuer la répétition de toutes ces étapes à chaque fréquence.

3.3. Introduction de l'approche mise en œuvre pour l'optimisation

3.3.1. Réflexions sur l'approche de pré-dimensionnement souhaitée

Nous souhaitons utiliser un dimensionnement par optimisation qui soit global, i.e. qui dimensionne l'ensemble convertisseur + filtres CEM, en prenant en compte l'ensemble des interactions. Cela s'oppose au fait de dimensionner séquentiellement le convertisseur puis les filtres CEM, par exemple. Cela suppose également une méthode capable de dimensionner les deux filtres CEM en même temps, malgré la résonance qui apparaît en mode commun.

La méthode par séparation MD/MC entraîne une restriction de l'espace des solutions pour le dimensionnement des filtres CEM. En effet, il existe des configurations satisfaisantes en CEM global, et qui ne respectent pas le gabarit spectral en MD et MC simultanément. Or ces solutions sont automatiquement écartées par cette méthode. Ainsi, nous ne souhaitons pas utiliser ces outils d'analyse pour la conception.

Nous voyons la complexité de notre problème de dimensionnement en CEM, car au lieu de dimensionner 4 dipôles (L, C)¹ par la méthode classique (si cela avait été possible, en supposant que la résonance entre filtres n'ait pas lieu), nous avons un système multiports à dimensionner d'un seul bloc². C'est là que les avantages du dimensionnement par optimisation interviennent, afin de nous aider à explorer le grand nombre de solutions possibles pour ce multipôles (tout en s'occupant parallèlement du dimensionnement du convertisseur et des différents composants, et en se souciant de diminuer la masse de l'ensemble).

Dans ce contexte de pré-dimensionnement, nous n'avons pas connaissance de l'environnement et des couplages du futur convertisseur. C'est pourquoi, nous allons limiter notre approche de la CEM à ce qui se passe en-dessous des 2 MHz. Au-delà, les comportements dépendent trop des couplages avec l'environnement et de la réalisation technologique des éléments passifs.

En revanche, la chute de perméabilité $\mu(f)$ des matériaux magnétiques est importante, dès $10^5 \sim 10^6$ Hz (cf. partie 2.4.9). Nous voulons donc une approche capable de prendre en compte ce phénomène, car sinon nos filtres CEM risquent d'être sous-dimensionnés.

¹ Un dipôle MD et un dipôle MC côté AC, un dipôle MD, un dipôle MC côté DC

² 2 fils côté DC, 3 fils côté AC et une référence, soit une matrice couplée 5*5

Nous rappelons notre choix d'utiliser une approche déterministe. Or cela requiert les gradients des différents modèles. Ainsi, nous voudrions une modélisation dérivable de la CEM de notre convertisseur, ce qui ne semble pas évident au premier abord, puisque jusqu'ici nous avons eu recours à des simulations temporelles.

Enfin, nos travaux s'attardent plutôt sur les méthodes qui permettent la mise en place et le fonctionnement d'un tel dimensionnement par optimisation globale. Ainsi, nous souhaiterions que ces méthodes soient le plus générales possibles, et qu'elles puissent s'appliquer à d'autres topologies de convertisseur ou réseaux de convertisseurs, comprenant un ou plusieurs filtres CEM, pouvant potentiellement interagir ensemble.

3.3.2. Approche existante et extensions à apporter

Des travaux antérieurs ont été réalisés sur cette problématique par [Groud-97] [Revol-03] [Gerbaud-12] [Touré-12]. Ils permettent une approche analytique de la CEM, avec la possibilité de calculer les dérivées des harmoniques des spectres CEM, en fonction des paramètres du système et de ses composants, notamment des filtres CEM.

Cette méthode se base sur une estimation analytique des sources de perturbation CEM, dans le domaine fréquentiel, aux bornes des interrupteurs de puissance ; puis sur l'utilisation du modèle fréquentiel du convertisseur, afin de retrouver les harmoniques CEM. Le modèle fréquentiel est la fonction de transfert allant de ces sources jusqu'aux points de mesure, i.e. le ou les RSIL. Toutes ces étapes étant dérivables, il est possible de calculer les dérivés des harmoniques par rapport au point de fonctionnement du convertisseur et des valeurs de composants du circuit.

Nous présentons maintenant l'outil FreqTool, développé au G2Elab, qui permet de mettre automatiquement en équation la fonction de transfert d'un circuit (des sources aux RSIL dans notre cas) et de la générer sous forme de fichiers de programmation directement exploitables par un concepteur [Gerbaud-12]. Cet outil offre un gain de temps considérable puisque la mise en équation complète d'un circuit peut être longue et fastidieuse, surtout lorsque sa taille est conséquente. Cependant le gain de temps le plus appréciable pour le concepteur, c'est que cet outil génère aussi les calculs exacts des dérivées des sorties (les harmoniques CEM) par rapport aux valeurs de toutes les dimensions du circuit (L, C, R et sources de perturbation). Ces calculs étant extrêmement longs et pénibles à écrire, l'utilisation d'un outil permettant de le faire automatiquement est quasiment indispensable. De plus, cela limite les erreurs de calculs introduites « manuellement » ou par différences finies.

L'outil FreqTool et les gains de temps qu'il apporte permettent également de changer de topologie de circuit sans devoir recommencer le travail conséquent d'une mise en équation manuelle. En effet, il n'est pas rare de vouloir tester différentes modifications topologiques d'un système (comme la structure d'un filtre CEM) au cours d'une étude.

Nous verrons par la suite que cet outil utilise également le principe de sélectivité, qui permet une diminution des temps de calcul, ce qui sera précieux dans nos travaux.

L'utilisation de la fonction de transfert générale du circuit s'affranchit de la décomposition MD/MC, ce qui permet une approche globale de la CEM d'un système.

Des adaptations sont possibles pour utiliser des valeurs de composant différentes à chaque calcul d'harmonique, dans cette approche analytique. Nous pouvons ainsi prendre en compte l'influence de la fréquence sur la perméabilité magnétique des tores, $\mu(f)$, par exemple, grâce à des valeurs d'inductance différentes selon la fréquence de l'harmonique calculée.

Cette approche semble répondre à tous nos besoins, cependant notre cas d'étude est plus ambitieux que ceux des travaux antérieurs.

Comparé aux cas étudiés par [Revol-03] [Touré-12] [Zhang-13] [Bendali-14] [Cuellar-14] [Delhommis-16] [Mueller-18], nos travaux présentent des différences notables qui soulèvent de nouveaux défis :

- Nous voulons dimensionner le convertisseur en même temps que ses filtres CEM ; il va donc falloir coupler le modèle CEM avec les modèles de dimensionnement du convertisseur et de ses composants, puis observer le comportement d'un tel ensemble en optimisation,
- Nous cherchons à dimensionner deux filtres CEM à la fois, ce qui augmente considérablement le nombre de paramètres et de contraintes, comparé à un système avec un seul filtre CEM,
- Les sources d'excitation ne sont pas fixées car la fréquence de découpage est variable et qu'à chaque itération de l'optimisation, les valeurs des inductances d'entrée (boost et filtres CEM) varient et vont modifier la commande (cf. parties 1.2.4 et 1.3). Pour cette raison, l'emplacement fréquentiel des harmoniques CEM majeures varie à chaque nouvelle configuration du convertisseur ; il va donc falloir surveiller l'ensemble du spectre, au lieu d'une poignée de fréquences fixées, comme dans [Touré-12]. Ceci va augmenter drastiquement les temps de calcul et réduire voire empêcher la convergence des optimisations.

Bien que la méthode analytique pouvant correspondre à nos besoins ait déjà été utilisée, nous pouvons donc sentir que la complexité de notre modélisation et les temps de calcul seront nettement supérieurs aux précédents travaux. Le défi principal de ces travaux réside dans la capacité à faire fonctionner un tel dimensionnement par optimisation.

Nous allons rapidement expliquer ces problèmes de façon plus concrète, en s'attardant sur les aspects de mise en œuvre.

3.3.3. Problèmes sous-jacents

Nous allons ici citer les principaux points bloquants auxquels nous avons été confrontés dans ces travaux. Ces problèmes étaient connus dès le début et constituaient les principaux défis à relever.

1^e point bloquant

Nous avons expliqué dans la partie précédente que nous ne connaissons pas à l'avance l'emplacement fréquentiel des dépassements de la norme, contrairement à [Touré-12]. C'est pourquoi, nous devons surveiller l'ensemble du spectre CEM sur la plage [150 kHz ; 2 MHz]. Nous rappelons que nous avons choisi de négliger la plage de fréquences [2 MHz ; 30 MHz] (cf. partie 3.3.1).

Le fondamental des tensions AC de notre système est à 400 Hz. Ainsi, le pas de fréquence de nos spectres CEM est de 400 Hz. Cela fait donc un total de : 4625 harmoniques à calculer, pour représenter la plage [150 kHz ; 2 MHz]. Notre modèle analytique de la CEM met environ 2 minutes à calculer l'ensemble des harmoniques, avec leurs gradients par rapport aux valeurs des composants du circuit et des sources de perturbation. Et cela, en utilisant le principe de sélectivité qui diminue déjà les temps de calcul (cf. partie 3.4.2.2). Or, nos optimisations, avec l'algorithme SQP, peuvent prendre une centaine d'itérations pour converger vers une solution, si convergence il y a.

Sans considérer les calculs des autres modèles et les calculs de l'algorithme d'optimisation, cela représente plusieurs heures pour une optimisation, sans garantie d'avoir un résultat satisfaisant à la fin, en raison des minima locaux dans les approches déterministes, ou plus probablement la non-convergence des optimisations, au vu du nombre trop important de contraintes à respecter.

De si importants temps de calcul remettent en question l'approche, sa facilité d'utilisation et son appropriation.

2^e point bloquant

L'autre problématique est la sensibilité du problème CEM, par rapport aux nombreux paramètres du convertisseur. Ce qui va amener la question de la formulation de la contrainte en optimisation.

Les spectres CEM dépendent des chemins de propagation, et donc de l'ensemble des composants et couplages parasites dans le système. Ainsi, la fonction de transfert (allant des sources de perturbation CEM générées aux IGBT, jusqu'aux RSIL) est basée sur près d'une centaine de composants R, L, C. Le circuit complet de cette fonction de transfert est illustré plus loin, sur la figure 3.51. Ces grandeurs R, L, C, proviennent des modèles de dimensionnement établis au chapitre 2 et dépendent de l'ensemble des caractéristiques servant à décrire le convertisseur.

La complexité de cette fonction de transfert fait que chaque harmonique CEM est sensible à l'ensemble des paramètres du système, et cela de façon très différente à chaque fréquence.

C'est pourquoi, les gradients de ces harmoniques CEM, par rapport aux caractéristiques du convertisseur et de ses composants, diffèrent beaucoup d'une fréquence à une autre.

Si nous mettons directement les 4625 harmoniques CEM en sortie de notre modèle, et que nous demandons à l'optimisation de toutes les contraindre sous la limitation spectrale de la norme, l'algorithme se retrouve à gérer l'ensemble de leurs gradients. Il reçoit alors des informations antagonistes au travers de ces nombreuses dérivées à traiter. Pour chaque paramètre d'entrée du système, des dérivées signaleront à l'algorithme qu'en l'augmentant il tendra à respecter la norme CEM pour certaines harmoniques ; tandis qu'une autre partie lui indiquera qu'il l'enfreindra davantage pour d'autres harmoniques. Il y a alors peu de chances qu'il parvienne à calculer efficacement une succession de configurations, l'amenant progressivement à respecter l'ensemble des contraintes.

Vérification

Au début de nos travaux, nous avons testé de lancer quelques optimisation en utilisant cette formulation « lourde », avec ses 4625 harmoniques à contraindre. Les temps de calculs étaient effectivement très longs, de 1 à 5 heures par optimisation, sans qu'elles ne convergent (1^e point bloquant).

Nous avons bien constaté que l'algorithme ne modifiait pas efficacement les paramètres du système pour atteindre le respect des contraintes. Il ne faisait que des variations minimales autour de la configuration initiale, car il était entravé par autant de dérivées contradictoires (2^e point bloquant). Il n'avait donc aucune chance d'atteindre le

respect de la norme CEM pour toutes les harmoniques. Il nous a donc fallu étudier d'autres façons de formuler la contrainte CEM afin de contourner ces problèmes.

L'enjeu a été de trouver la formulation qui permet une diminution des temps de calcul et une convergence raisonnable de nos optimisations.

D'autres innovations ont aussi été mises en œuvre d'un point de vue algorithmique, pour permettre une diminution drastique des temps de calcul.

À présent, nous allons détailler nos modèles CEM : les sources de perturbations CEM et le modèle fréquentiel de notre convertisseur. Nous évoquerons le générateur de modèles fréquents FreqTool et expliquerons les avantages liés à l'utilisation de la notion de sélectivité. Enfin, nous présenterons en détail notre stratégie de surveillance des spectres CEM et la formulation de la contrainte CEM que nous avons développées.

3.4. Présentation des modèles analytiques pour la CEM conduite en optimisation déterministe

Nous allons détailler les modèles CEM, développés au cours de travaux antérieurs. Le principe du remplacement des interrupteurs par des sources de perturbations, présenté en partie 3.1.3 sera utilisé. Puis, nous aborderons le calcul analytique de ces sources. De là, nous expliquerons la mise en œuvre du modèle fréquentiel, i.e. la fonction de transfert du système, des sources aux RSIL, à l'aide du générateur automatique de modèle fréquentiel, FreqTool. Nous en profiterons pour expliciter les avantages de la sélectivité, implémentée dans cet outil.

3.4.1. Modèle des sources de perturbation CEM

Nous allons remplacer les IGBT par trois sources de perturbation en tension du côté continu, et une source de perturbation en courant du côté alternatif, comme expliqué en partie 3.1.3 et sur la figure 3.4. Pour cela, nous avons fait l'hypothèse que les courants triphasés d'entrées sont parfaitement sinusoïdaux et la tension continue de sortie parfaitement lisse.

Dans le calcul des sources de perturbation, nous gardons cette hypothèse du courant triphasé et de la tension continue idéaux. Autrement dit, nous ne prenons pas en

compte les oscillations et harmoniques qui y sont présentes en réalité. Nous verrons que malgré cette approximation, l'approche donne de bons résultats.

3.4.1.1. Calcul des sources de perturbations

Nous souhaitons calculer analytiquement le spectre de ces sources de perturbations.

Pour cela, nous avons utilisé les calculs formulés dans [Groud-97] : à l'aide des temps exacts de commutation t_i (cf. partie 1.2), nous allons calculer les harmoniques directement dans le domaine de Laplace.

3.4.1.1.1. Les trois sources de perturbations en tension

Dans notre convertisseur, les tensions découpées peuvent être représentées par une suite de créneaux retardés (cf. figure 3.3).

Dans le domaine de Laplace, l'expression $F(p)$ d'un créneau d'amplitude V_{dc} , commençant à un instant t_1 et se terminant à t_2 , est bien connue :

$$F(p) = V_{dc} * \frac{e^{-(t_1 * p)} - e^{-(t_2 * p)}}{p}$$

En considérant que ce créneau est répété de façon périodique avec une fréquence de f_0 , le k -ième harmonique C_k (à la fréquence $k * f_0$) se calcule grâce à la relation suivante :

$$C_k = 2 * f_0 * F(jk\omega), \text{ avec } \omega = 2\pi f_0$$

Grâce aux calculs des temps de commutations t_i de chaque interrupteur, nous pouvons recréer la tension de chaque phase, en entrée des interrupteurs, par une somme de créneaux retardés, d'amplitude V_{dc} .

En notant $t_{a,i}$ les temps de commutations sur la phase a , indexés selon i , l'expression $F_a(p)$ de la tension découpée sur la phase a , dans le domaine de Laplace est la suivante :

$$F_a(p) = \sum_n V_{dc} * \frac{e^{-(p*t_{a,2n})} - e^{-(p*t_{a,2n+1})}}{p}$$

Ce signal étant répété de façon périodique à la fréquence f_0 , le k-ième harmonique $V_{a,k}$ (à la fréquence $k * f_0$) se calcule grâce à la relation suivante :

$$V_{a,k} = 2 * f_0 * F_a(jk\omega), \text{ avec } \omega = 2\pi f_0$$

Le calcul des sources de perturbation en tension pour les phases b et c, est exactement le même, hormis les temps de commutations $t_{b,i}$ et $t_{c,i}$.

Au final, les spectres de ces trois sources sont quasiment identiques en amplitudes et sont déphasés de + ou - $2\pi/3$.

3.4.1.1.2. La source de perturbations en courant

Le courant commuté côté alternatif est composé de créneaux de sinus (cf. figure 3.3).

Un créneau peut être représenté par une différence entre deux sinus. Ce concept est illustré sur la figure 3.48.

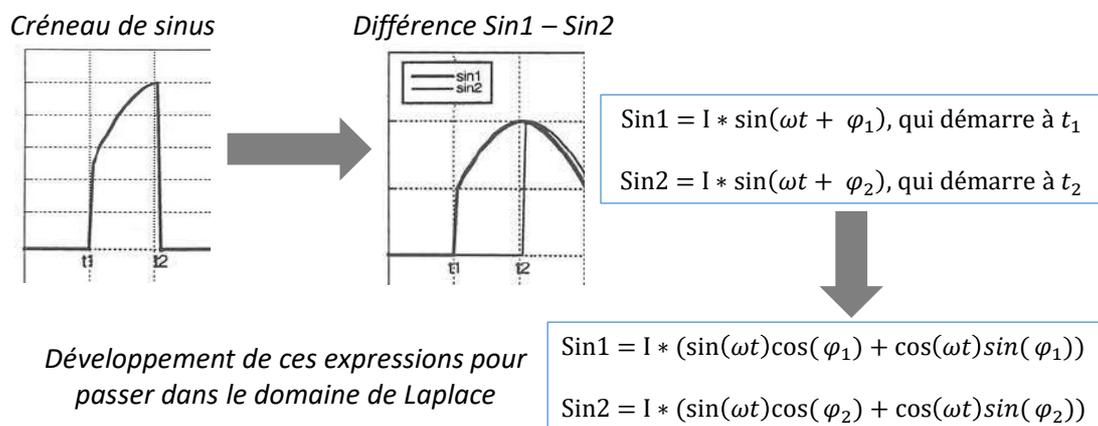


Figure 3.48 - Expression mathématique d'un créneau de sinus

Dans le domaine de Laplace, l'expression $F(p)$ d'un tel créneau de sinus, est la suivante :

$$F(p) = I * \frac{(\omega \cos(\varphi_1) + p \sin(\varphi_1)) * e^{-(t_1*p)} - (\omega \cos(\varphi_2) + p \sin(\varphi_2)) * e^{-(t_2*p)}}{p^2 + \omega^2}$$

En nous servant des instants de commutations des trois phases, nous pouvons recréer l'enchaînement des créneaux de sinus et retrouver l'allure du courant commuté. Cette démarche s'est effectuée à l'aide des éléments donnés dans la partie 1.2. Sur la figure 3.49, nous avons mis un exemple de courant recréé, pour une configuration donnée du convertisseur. Nous avons également mis l'allure du même courant, obtenu par simulation temporelle.

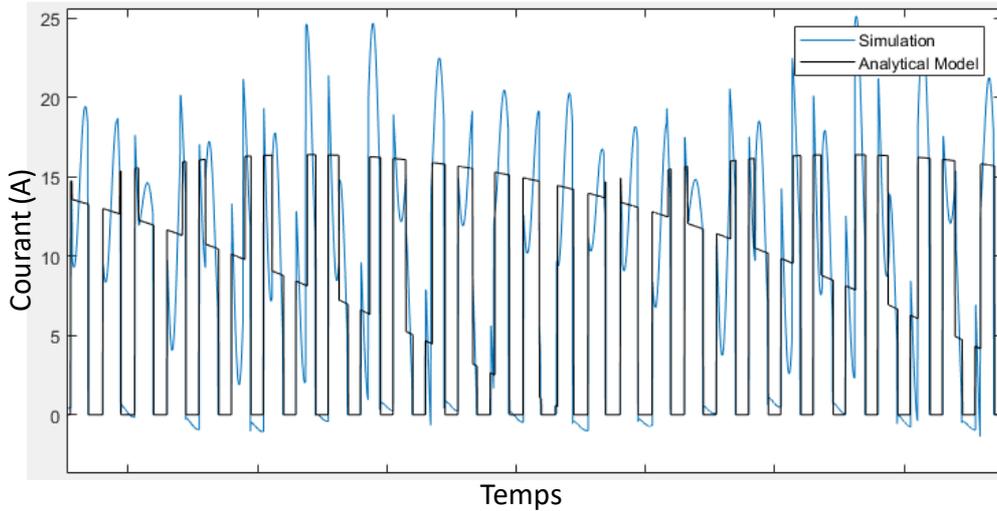


Figure 3.49 - Exemple d'allure recréée pour le courant côté DC, comparaison avec la simulation temporelle

Les temps de commutations et les allures correspondent bien, et nous voyons clairement les ondulations que nous avons choisi de négliger.

Grâce à cela, nous avons recréé et exprimé le courant commuté $F_1(p)$ dans le domaine de Laplace par une somme de créneaux de sinus retardés, de façon similaire à la formule des sources de perturbation en tension. Toutefois, la formulation est un peu plus complexe, car il faut être attentif à quelle branche triphasée débite son courant en fonction de l'état des trois bras du redresseur dans le temps. Ces éléments sont donnés dans le chapitre 1.

Ce signal étant répété de façon périodique à la fréquence f_0 , le k-ième harmonique I_k (à la fréquence $k * f_0$) se calcule grâce à la relation suivante :

$$I_k = 2 * f_0 * F_1(jk\omega), \text{ avec } \omega = 2\pi f_0$$

3.4.1.1.3. Validation des modèles des sources de perturbation

Sur la figure 3.50, nous comparons le spectre du courant commuté issu de la modélisation analytique au spectre obtenu via des résultats de simulation temporelle. Nous utilisons le même exemple que celui de la figure 3.49.

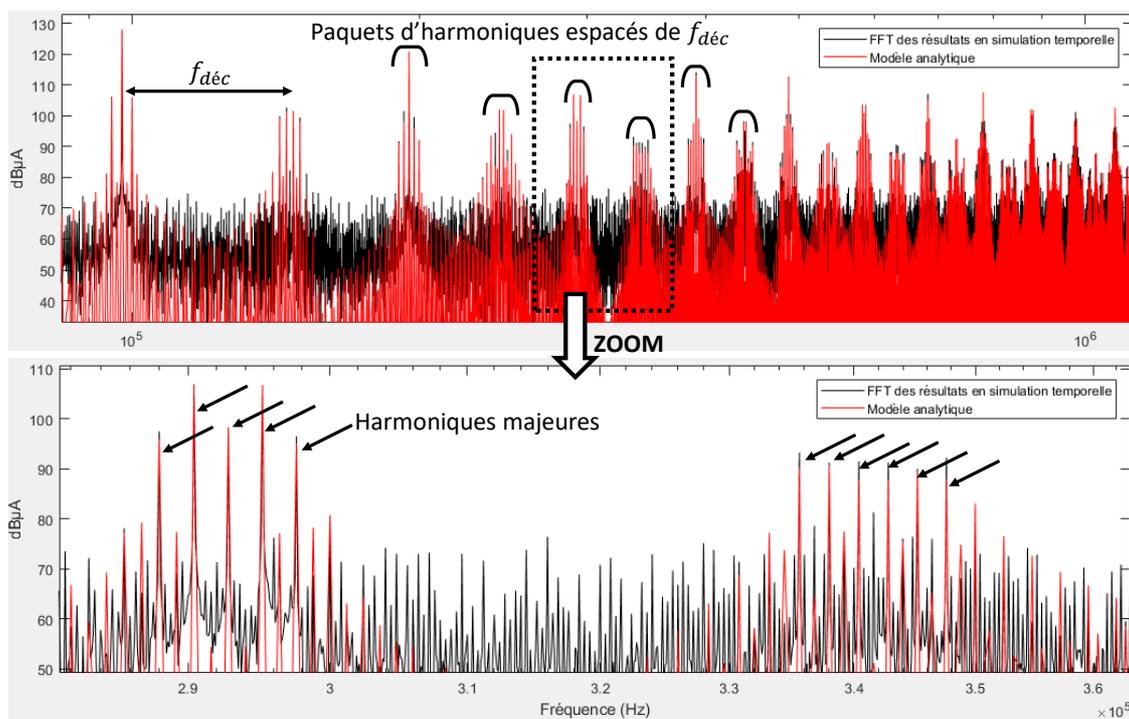


Figure 3.50 - Comparaison du spectre du courant commuté obtenu analytiquement et par simulation temporelle

Nous constatons la bonne correspondance des spectres, au niveau des allures générales. Nous remarquons que les pics importants se regroupent par paquets autour des multiples de la fréquence de découpage. Ces regroupements sont classiques lors de l'utilisation d'une commande en MLI.

En zoomant, nous relevons tout de même des différences importantes entre les harmoniques analytiques et celles de la simulation temporelle avec FFT. Cependant, ce qui nous intéresse dans notre analyse, ce sont les pics prépondérants, car ce sont eux qui risquent de dépasser les niveaux de la norme.

Pour ces pics, les écarts dépassent rarement les 3 dB, notre modélisation est satisfaisante. Nous verrons par la suite que nous rajouterons une marge de sécurité à 5 dB à nos harmoniques, pour anticiper ces différences de l'ordre de 3 dB.

Nous avons réalisé les mêmes constats concernant nos sources de perturbations en tension. Les résultats sont montrés en Annexe C.

Ainsi, cette approche analytique des sources CEM est validée, vis-à-vis de nos besoins. Nous précisons que les faibles écarts entre notre modèle analytique et la simulation temporelle ont été atteints grâce à une bonne analyse des temps de commutation (cf. partie 1.2).

3.4.1.1.4. Temps de calcul

Nous avons mesuré les temps de calcul de nos modèles de sources, sur un (Windows 10 / Intel Core i7 / 3,40 Ghz / 8 Go). Pour cela, nous réalisons 1000 calculs. Les moyennes des temps sont montrées sur le tableau 3.1. Ces durées représentent le temps mis pour calculer l'harmonique d'une source de perturbation, à une fréquence donnée.

	1 source de tension	1 source de courant
Temps	0,143 ms	0,654 ms

Tableau 3.1 - Temps moyen de calcul des sources de perturbations

La différence s'explique par le fait que la formule de la source de courant requiert plus d'opérations.

3.4.1.1.5. Calcul des dérivées

Les formules des harmoniques CEM sont des sommes d'expressions dérivables. Elles utilisent les temps de commutation dont les expressions sont analytiques et dépendent de certains paramètres du convertisseur (niveaux de tension, fréquences, inductances d'entrée...) (cf. partie 1.2). Ces expressions sont également dérivables par rapport à leurs arguments.

Nous avons écrit manuellement les dérivées des expressions des harmoniques, puis l'environnement CADES effectue automatiquement la composition avec les dérivées des temps de commutation. Ainsi, nous obtenons assez facilement les dérivées des harmoniques des sources de perturbation par rapport à la configuration du PFC et des paramètres de ses composants.

3.4.2. Modèle fréquentiel du PFC

Afin d'obtenir les spectres CEM, nous souhaitons connaître les harmoniques de courant, engendrées par les sources de perturbation, au niveau des RSIL.

Les IGBT ayant été remplacés par des sources, nous n'avons plus que des éléments linéaires dans notre schéma électrique. Nous pouvons alors mettre en place la fonction de transfert reliant les sources aux courants dans les RSIL. C'est ce que nous appelons le modèle fréquentiel.

En se plaçant à une fréquence donnée, nous calculons les trois harmoniques de tension et l'harmonique de courant des sources de perturbation. Puis nous nous servons de ce modèle fréquentiel pour retrouver les harmoniques de courant qui en résulte au niveau de chaque RSIL. Nous obtenons ainsi analytiquement les harmoniques CEM, à la fréquence où nous nous sommes placés.

Sur la figure 3.51, nous pouvons voir le schéma complet de notre modèle fréquentiel. Nous y avons fait figurer tous les éléments parasites de chaque composant (cf. chapitre 2) que nous avons choisi de prendre en compte dans ces travaux.

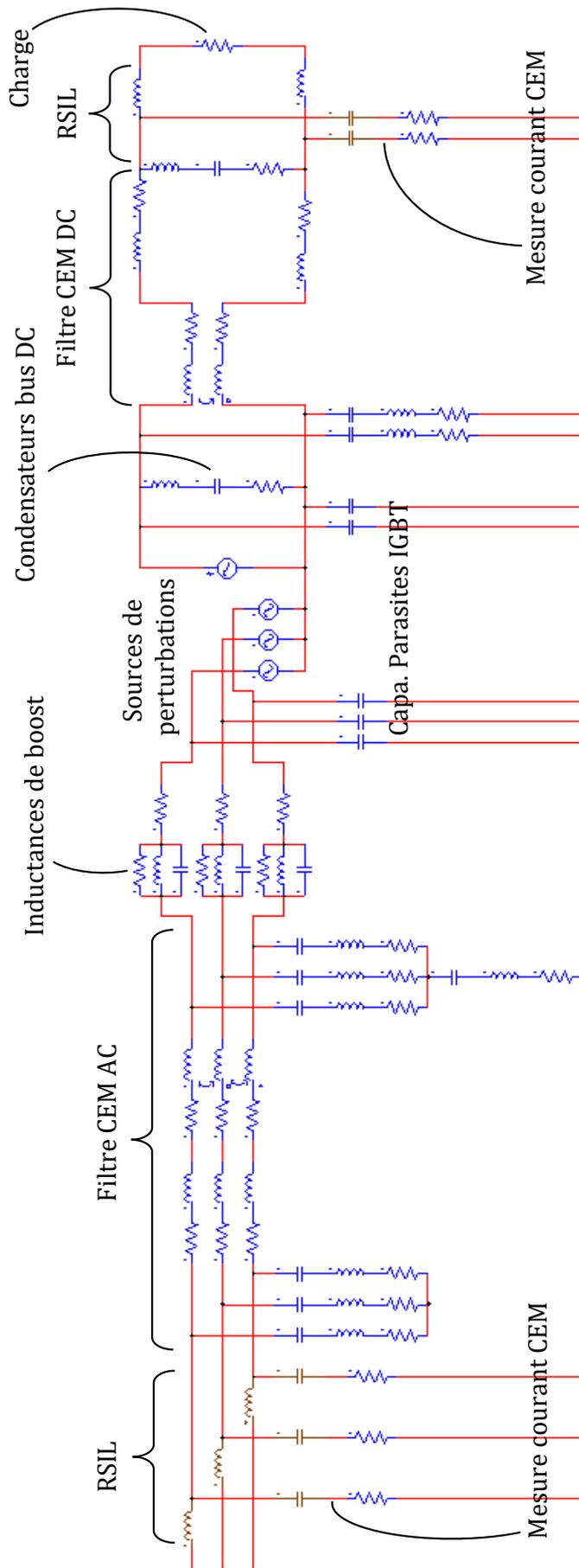


Figure 3.51 - Circuit complet du modèle fréquentiel

3.4.2.1. Le générateur de modèle fréquentiel : FreqTool

Au vu du nombre de composants dans le circuit, il n'est pas envisageable de mettre le modèle fréquentiel en équation manuellement. C'est pourquoi, un outil, nommé FreqTool, est développé au G2Elab pour permettre de générer automatiquement des modèles fréquents, en fichier de langage de programmation Java. Ces modèles générés comportent aussi les calculs de dérivés.

Le générateur part de la Netlist de notre schéma électrique (description texte du schéma électrique par la liste des composants et les numéros des nœuds auxquels ils sont reliés ; disponible via les schématiques dans les logiciels de description circuit, par exemple : PSIM).

De là, le générateur retrouve automatiquement la mise en équation globale du circuit, sous forme matricielle (nous sommes dans un système linéaire). Il génère alors des fichiers Java contenant cette mise en équation ainsi que les méthodes pour la résoudre. Le calcul passe obligatoirement par la résolution du système matriciel entier, ce qui donne les harmoniques de tension et courant à tous les nœuds du circuit.

Nous obtenons donc un modèle Java qui prend en entrée les valeurs de tous les composants, la fréquence considérée et la valeur des sources à cette fréquence. Ce modèle calcule les harmoniques de tension et courant à chaque nœud du circuit (à la fréquence considérée).

Le modèle est également capable de calculer la matrice Jacobienne contenant les dérivées de toutes les harmoniques de courant et tension, pour chaque nœud, en fonction de la valeur de chaque composant du circuit, de chaque source et de la fréquence considérée.

Nous pouvons voir l'intérêt d'un tel outil, pour le gain de temps sur la mise en équation du système et de ses dérivées, avec aussi la possibilité de modifier le schéma électrique sans devoir réinvestir du temps dans la mise en équation. Grâce à cela, il sera aisément possible de rectifier la structure du convertisseur ou de tester d'autres configurations de filtre CEM ou d'autres modèles de RSIL... Cette flexibilité peut avoir un grand intérêt dans différents contextes de conception et d'étude.

3.4.2.2. Génération des modèles, avec sélectivité

Une fonctionnalité importante, mise en œuvre dans ce générateur de modèle, est la sélectivité : nous pouvons préciser dans l'interface quels paramètres d'entrées seront

variables et quelles sont les grandeurs (tension ou courant ? à quels nœuds ?) dont les harmoniques nous intéressent, dans notre contexte.

De cette façon, le générateur va générer le modèle en minimisant le nombre d'entrées et sorties, les dimensions de la matrice Jacobienne et le nombre de calculs nécessaires pour l'évaluer, au strict nécessaire [Baraston-16].

Plusieurs composants sont fixés dans notre étude : les composants des RSIL, les éléments parasites des capacités C_x et C_y , et la résistance correspondant aux pertes fer des inductances de boost. Le générateur propose d'enlever ces paramètres fixés des entrées du modèle. À la place, ils seront écrits dans un fichier texte que le modèle viendra lire afin de récupérer leur valeur numérique. Cela améliore la clarté, puisque nous n'aurons plus à nous occuper de ces paramètres dans le codage de notre modèle global du PFC.

Concernant les sorties, bien que le modèle calcule les harmoniques de courant et tension à tous les nœuds du circuit (car il doit obligatoirement résoudre tout le système matriciel), nous n'avons besoin que des harmoniques de courant dans une phase du RSIL AC et une phase du RSIL DC, pour notre étude CEM. Grâce à la sélectivité, le modèle ne nous retournera que ces deux harmoniques. Encore une fois, la clarté s'en trouve améliorée, puisque seules les données pertinentes apparaissent.

Pour la matrice Jacobienne, i.e. les dérivées des entrées par rapport aux sorties du modèle, la sélectivité réduit également sa taille à l'essentiel, puisque de nombreux paramètres d'entrée sont fixes, et les grandeurs de sorties sont réduites au minimum.

Nous avons ainsi une réduction importante de la matrice Jacobienne grâce à la sélectivité. D'une taille sans sélectivité de (196 sorties x 109 entrées), nous nous retrouvons avec une matrice Jacobienne, avec sélectivité, de taille (2 sorties x 56 entrées). Cette réduction facilitera le traitement des dérivées par l'algorithme d'optimisation déterministe.

Pour rappel, nous parlons ici de la matrice Jacobienne correspondant aux harmoniques à une seule fréquence donnée. Ainsi, à chaque fréquence du spectre, le calcul précédent est à refaire.

Nous avons schématisé cette réduction de taille sur la figure 3.52.

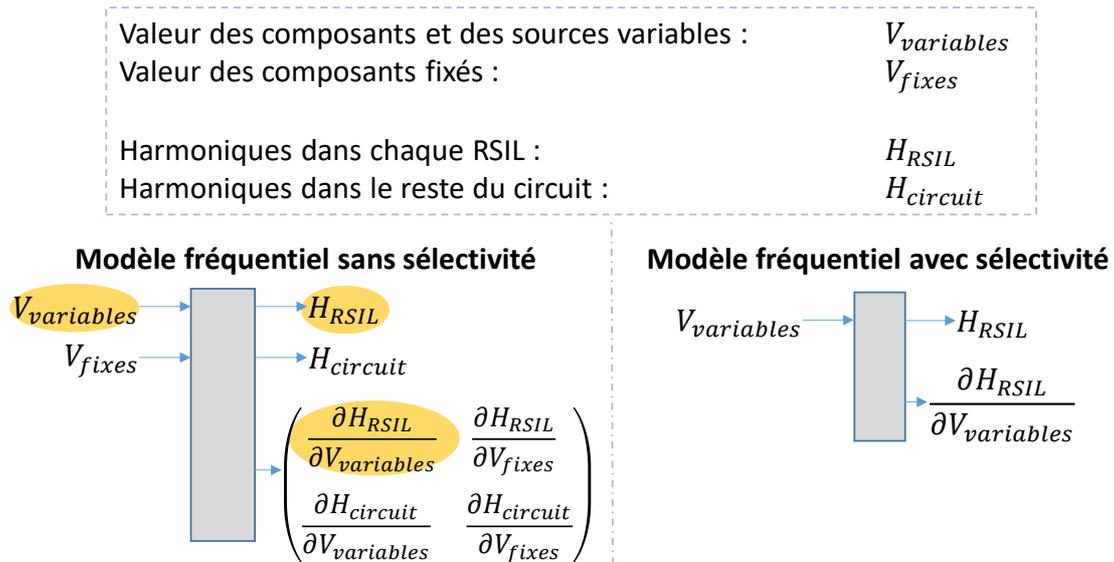


Figure 3.52 - Illustration de la réduction de taille des entrées et sorties du modèle fréquentiel grâce à la sélectivité implémentée dans FreqTool

Enfin, l'avantage le plus considérable de cette réduction de la taille de la matrice Jacobienne est la diminution du temps nécessaire à son calcul.

Contrairement au calcul des harmoniques qui nécessite la résolution complète du système (i.e. la sélectivité n'a pas d'incidence sur cette résolution), les dérivées se calculent les unes après les autres. Ainsi, en réduisant le nombre de dérivées à calculer de 21364 (196 x 109) à 112 (2 x 56), la sélectivité permet une diminution des temps de calcul de la matrice Jacobienne.

Nous avons réalisé des tests chronométrés sur un PC du type Windows 10 / Intel Core i7 / 3,40 Ghz / 8 Go. Pour chaque calcul, nous avons réalisé 1000 appels et fait la moyenne de l'ensemble. Les temps sont montrés sur le tableau 3.2.

	Sans sélectivité	Avec sélectivité
Calcul harmoniques	7,01 ms	6,80 ms
Calcul Jacobien	19,21 ms	8,92 ms

Tableau 3.2 - Comparaison des temps de calcul du modèle fréquentiel avec et sans sélectivité

Nous observons bien les comportements attendus : pas de gain de temps significatif pour le calcul des harmoniques, en revanche une réduction de plus de 50% des temps de calcul de la matrice Jacobienne.

Nous aurions pu nous attendre à un gain de temps plus conséquent pour les dérivées, cependant d'autres fonctions sont appelées autour des calculs mathématiques purs, et ces appels sont les mêmes avec et sans sélectivité.

3.4.2.3. Validation de l'approche fréquentielle

La mise en place des modèles de sources de perturbation et du modèle fréquentiel de notre PFC nous permet de calculer les harmoniques de courant au sein des deux RSIL, en régime permanent.

Pour valider nos choix et nos modèles, nous avons comparé des spectres CEM obtenus par l'approche fréquentielle et par simulation temporelle, pour de multiples configurations du convertisseur, tout au long de notre étude.

Nous présentons sur la figure 3.53 les comparaisons entre notre approche analytique de la CEM et la simulation temporelle, pour une configuration du PFC donnée.

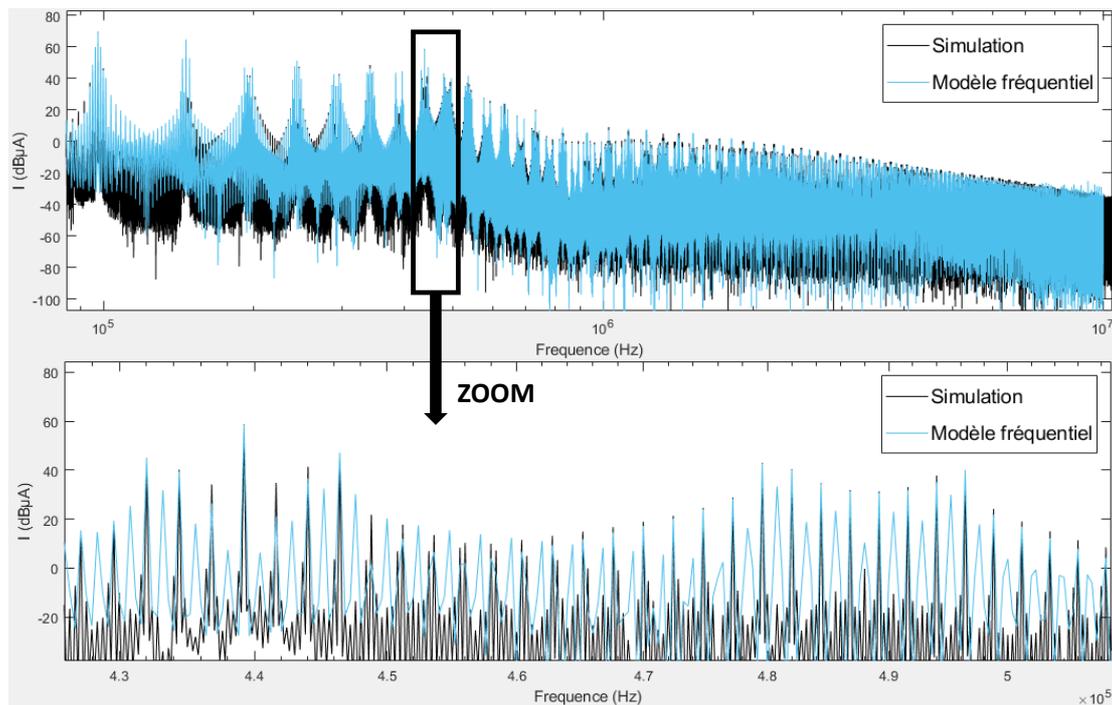


Figure 3.53 - Spectres CEM obtenus par simulation et par l'approche fréquentielle

Sur la figure 3.53, et les nombreuses comparaisons similaires réalisées tout au long de nos travaux, nous faisons le même constat que pour nos modèles de sources de perturbation : pour les pics importants, nécessaires et suffisants à notre étude, les deux

approches donnent des résultats très similaires jusqu'à 2 MHz, et les différences dépassent rarement les 3 dB.

Ici, nous n'avons représenté que le spectre CEM au côté alternatif. Les mêmes constats ont été réalisés pour le côté continu, en Annexe D.

3.4.2.4. Prise en compte de la chute de perméabilité des matériaux magnétiques

En partie 2.4.9, nous avons expliqué que la perméabilité d'un matériau magnétique chute de façon significative lorsqu'on se place à des fréquences dépassant les 100 kHz. Cet effet a un impact non négligeable sur le filtrage CEM. Notre approche est capable de prendre en compte ce phénomène.

Dans notre approche analytique de la CEM, à chaque fois que nous nous plaçons à une nouvelle fréquence, nous recalculons les sources de perturbation et le modèle fréquentiel.

Nous ajoutons à ces étapes le réajustement des valeurs des différentes inductances, en fonction de la fréquence considérée, à l'aide des formules de la partie 2.4.9. Ainsi, l'estimation des harmoniques CEM, côté AC et DC, s'effectue en prenant en compte la chute de perméabilité au sein des matériaux magnétiques.

Pour constater l'impact de la prise en compte de ce phénomène, nous avons choisi un dimensionnement du convertisseur avec filtres CEM. Nous utilisons l'approche globale (modèles de composant et modèle CEM) pour tracer les spectres CEM, avec et sans prise en compte de la chute de perméabilité avec la fréquence. Les résultats sont montrés sur la figure 3.54.

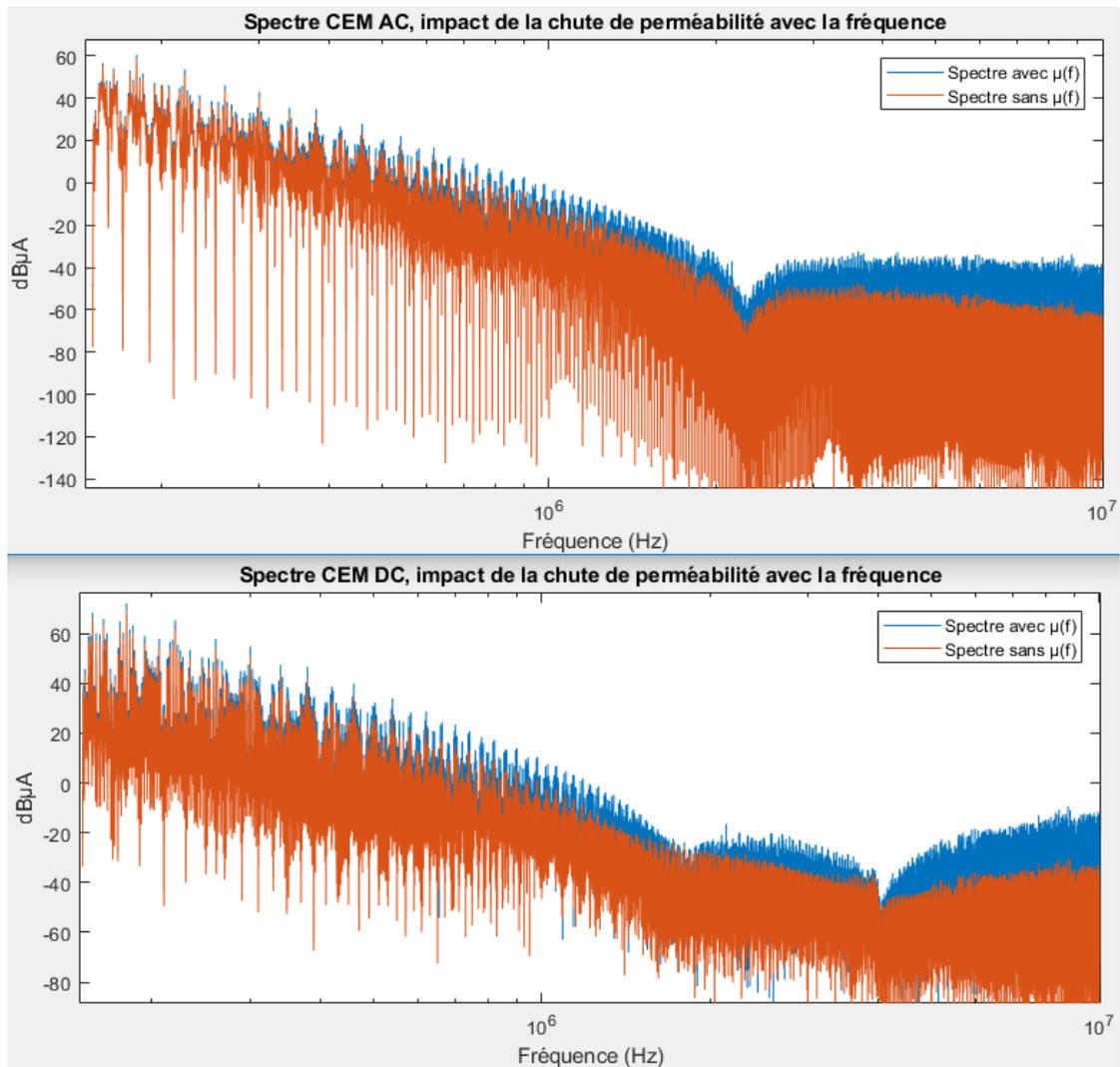


Figure 3.54 – Impact de la prise en compte de la chute de perméabilité des matériaux magnétiques sur les spectres CEM, côté AC et côté DC

Nous constatons bien l'importance du phénomène sur la CEM. Plus la fréquence augmente, plus l'efficacité du filtrage CEM diminue.

La possibilité de prendre en compte la chute de perméabilité par notre modélisation analytique CEM est donc un atout, pour mieux représenter notre système, à ces fréquences élevées.

Nous allons maintenant présenter la façon dont nous avons intégré l'approche fréquentielle dans le modèle global de dimensionnement du convertisseur, afin de permettre aux optimisations déterministes d'atteindre le respect de la norme CEM, tout en ayant une bonne convergence et des temps de calculs raisonnables.

3.5. Stratégie pour la surveillance des spectres CEM et la formulation de la contrainte CEM en optimisation

Bien que nous ayons une approche satisfaisante pour étudier analytiquement la CEM de notre système, son utilisation en optimisation suscite de nombreux problèmes, en raison de notre contexte en fréquence variable, i.e. la fréquence de découpage $f_{déc}$ est un paramètre d'optimisation. Nous avons introduit ces problèmes calculatoires en partie 3.3. Nous les rappelons brièvement ici.

Du fait que la fréquence $f_{déc}$ est un paramètre de dimensionnement, celle-ci change et nous ne pouvons donc plus utiliser les idées développées précédemment dans [Touré-12]. En effet, dans leurs travaux les pics importants se situent toujours aux mêmes fréquences, il est alors possible de ne calculer qu'une poignée d'harmoniques pour surveiller efficacement le spectre CEM. Ici, les harmoniques CEM importantes changent de fréquence dans le spectre, selon les niveaux de tension et les fréquences du système. Nous devrions alors scanner l'ensemble du spectre pour retrouver les dépassements de la norme CEM. Or, les temps de calcul sont trop longs. Ainsi, nous avons élaboré une stratégie pour diminuer drastiquement le nombre d'appels aux modèles des sources CEM et surtout au modèle fréquentiel, celui-ci étant plus lourd.

Nous avons également introduit en partie 3.3 les problèmes liés à la formulation de la contrainte CEM, en optimisation. En effet, demander à une optimisation déterministe de surveiller et contraindre plusieurs milliers d'harmoniques sous la norme CEM ne fonctionne pas, en grande partie à cause du nombre trop élevé de dérivées à traiter. Ces dérivées étant très différentes les unes des autres, l'optimisation obtient trop d'informations contradictoires. Elle se retrouve entravée et dans l'impossibilité de chercher efficacement des nouvelles configurations du système qui tendraient vers le respect des nombreuses contraintes. Il a donc fallu trouver une formulation plus astucieuse de la contrainte CEM, afin de surmonter ces problèmes en optimisation.

3.5.1. Diminution du nombre d'appel aux modèles de sources et au modèle fréquentiel

Afin de diminuer drastiquement les temps de calcul, tout en gardant une surveillance efficace de nos spectres CEM, nous avons élaboré une procédure permettant de choisir astucieusement les harmoniques CEM à calculer. Pour cela, nous sommes partis de quatre constatations vis-à-vis de notre approche.

1^e constat

Les raies importantes de nos spectres CEM correspondent pratiquement toujours à :

- une harmonique importante au niveau des sources de perturbations en tension,
- ou une harmonique importante au niveau de la source de perturbations en courant,
- ou une résonance dans le modèle fréquentiel.

Les résonances du modèle fréquentiel sont plus rares et difficilement prévisibles ; nous avons décidé de ne pas traiter cet aspect a priori, mais de le vérifier a posteriori.

- ⇒ Nous pouvons rechercher les harmoniques majeures au niveau des spectres des sources de perturbation, pour faire appel au modèle fréquentiel à leur fréquence seulement. Au lieu de faire appel aux modèles de source et au modèle fréquentiel à chaque fréquence de la plage [150 k ; 2 MHz].
Les modèles de source sont très rapides, comparé au modèle fréquentiel, cf. tableau 3.2.

2^e constat

Comme cela a été dit dans la partie 3.4.1.1.1, les harmoniques des trois sources de perturbations de tension ont des amplitudes quasiment identiques.

- ⇒ Pour la recherche des harmoniques majeures au niveau des trois sources de perturbations de tension, nous pouvons effectuer la recherche sur une source seulement.

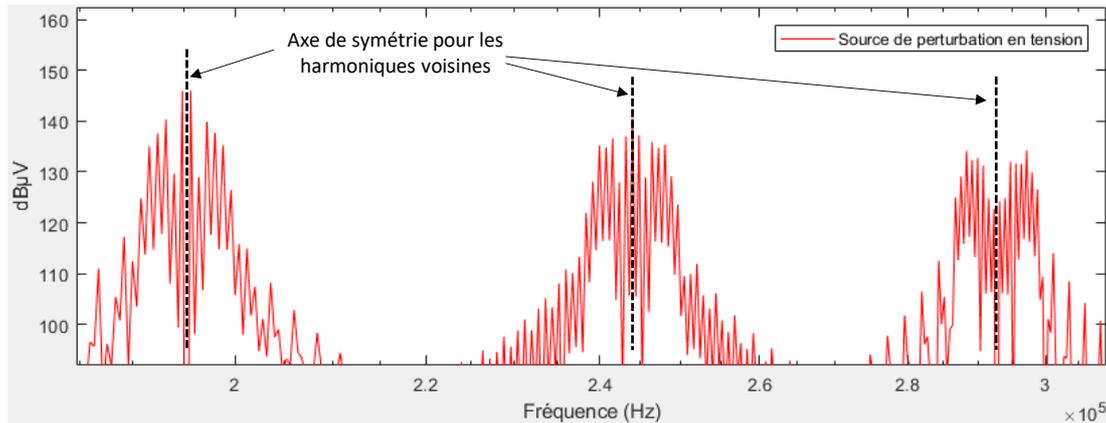
3^e constat

À de très rares exceptions près (résonance importante du modèle fréquentiel), les raies dominantes sont regroupées autour des multiples de la fréquence de découpage. Ce phénomène provient du fonctionnement en MLI du convertisseur. On retrouve ce comportement directement au niveau des spectres des sources de perturbation. Nous avons pu le voir au paragraphe 3.4.1.1.3, sur la figure 3.50.

- ⇒ Pour la recherche des harmoniques importantes au niveau des sources de perturbations, nous pouvons scanner le voisinage des multiples de la fréquence de découpage seulement, au lieu de la totalité de la plage [150 k ; 2 MHz].

4^e constat

Pour chacun de ces regroupements d'harmoniques majeures autour d'un multiple de la fréquence de découpage, on retrouve une quasi-symétrie par rapport au multiple de la fréquence de découpage. Nous illustrons ce phénomène sur un spectre de source de perturbation en tension, sur la figure 3.55.



⇒ Au lieu de scanner des intervalles de fréquence avant et après chaque multiple de la fréquence de découpage, nous pouvons restreindre la recherche aux intervalles avant chaque multiple seulement.

Suite à ces quatre constats, nous avons pu élaborer notre stratégie pour calculer les harmoniques CEM les plus importantes dans notre système, en réduisant drastiquement le nombre d'appels aux modèles de sources de perturbation et surtout au modèle fréquentiel.

3.5.2. Sélection automatique des harmoniques CEM calculées, pour la surveillance du spectre CEM

Pour chaque multiple de la fréquence de découpage, nous avons fait le choix de chercher l'harmonique CEM la plus importante, dans le voisinage de fréquence.

Nous allons décrire de façon plus précise le déroulement de notre stratégie de recherche.

1^e stratégie

Pour commencer, au voisinage d'un multiple de la fréquence de découpage $k * f_{d\acute{e}c}$, nous cherchons l'harmonique la plus importante au niveau de la source de tension et de la source de courant. Pour cela, nous calculons les harmoniques aux 20 fréquences (multiples du fondamental 400 Hz) précédant $k * f_{d\acute{e}c}$. Nous retenons le maximum de ces harmoniques et gardons en mémoire leur fréquence, notée f_V pour la source de tension, et f_I pour la source de courant. Nous illustrons cela sur un exemple du convertisseur à $f_{d\acute{e}c} = 60 \text{ kHz}$. Nous montrons les paquets d'harmoniques surveillés autour de 180 kHz et 240 kHz, sur la figure 3.56.

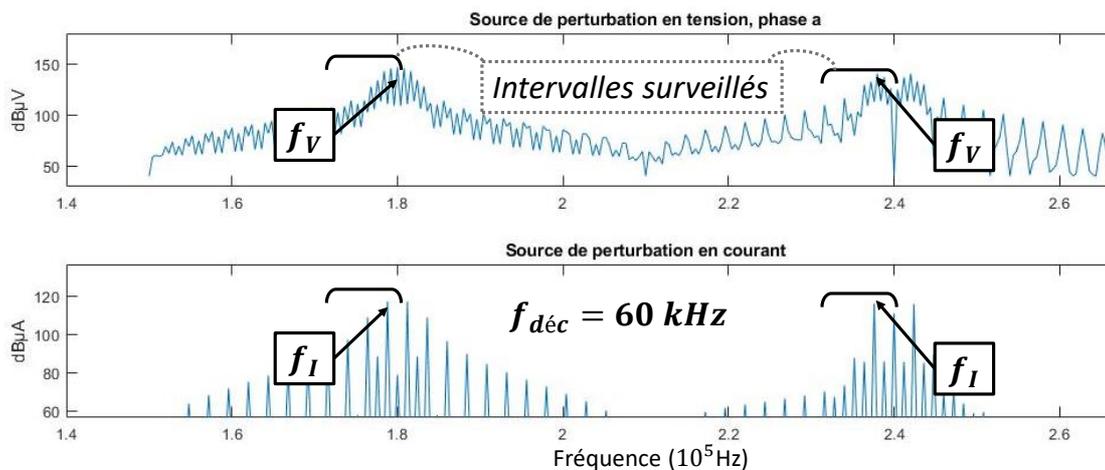


Figure 3.56 - Illustration des voisinages scannés et des fréquences retenues pour l'appel au modèle fréquentiel

Nous voyons graphiquement la réduction des calculs, en constatant la proportion de fréquence surveillées, par rapport à l'ensemble des fréquences du spectre.

Ensuite, à chaque multiple de la fréquence de découpage, nous effectuons cette recherche, puis nous faisons appel au modèle fréquentiel à ces deux fréquences f_V et f_I .

Sur la figure 3.57, nous reprenons le même cas de figure (même système, mêmes spectres CEM) que sur la figure 3.56. Nous avons précisé quelles sont les harmoniques CEM finalement calculées, grâce à notre stratégie de sélection.

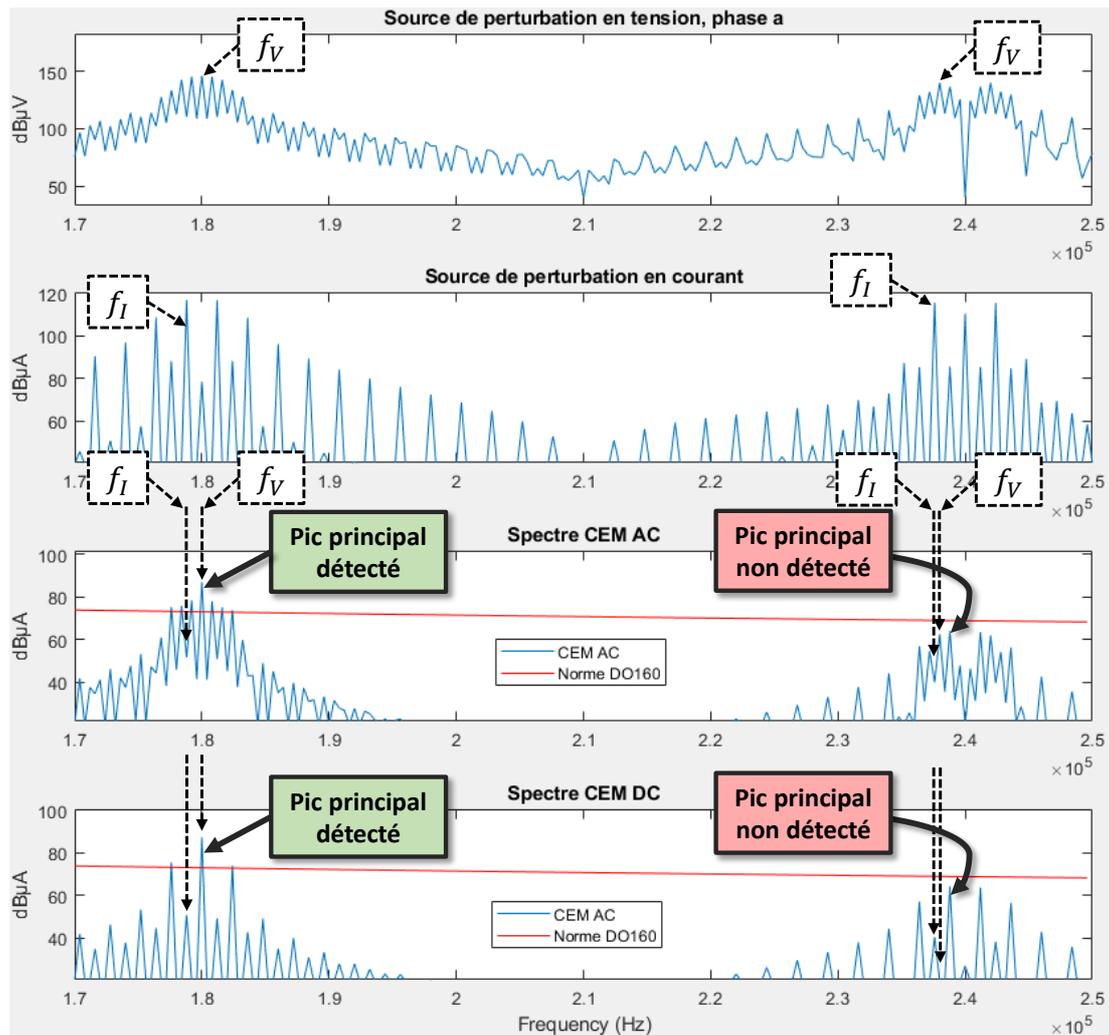


Figure 3.57 - Illustration des harmoniques CEM calculées par notre stratégie de sélection

À 180 kHz, i.e. au premier multiple de la fréquence de découpage (60 kHz) au-delà de 150 kHz, début de la norme spectrale, notre stratégie réussit bien à repérer l'harmonique CEM principale, pour le côté AC et DC du convertisseur.

En revanche, pour le multiple suivant, notre stratégie ne fonctionne pas. En effet, il se trouve parfois que le pic CEM principal ne corresponde pas aux pics principaux des sources, mais à d'autres pics majeurs, moins importants, des sources.

Notre stratégie accélère grandement le processus de surveillance des spectres CEM, mais elle comporte donc sa probabilité d'erreur. Nous nous trouvons face à un compromis rapidité/fiabilité pour notre stratégie.

2^e stratégie

Pour pallier ces erreurs, nous utiliserons parfois une seconde stratégie. Cette stratégie est exactement la même que la 1^e, sauf que nous allons calculer plus d'harmonique CEM par multiple de la fréquence de découpage.

Lorsque nous effectuons le calcul des 20 harmoniques de la source de tension et de celle de courant, au lieu de retenir seulement la fréquence de l'harmonique maximale, nous allons cette fois garder les fréquences des 3 harmoniques les plus importantes : $f_{V,1}$, $f_{V,2}$, $f_{V,3}$ et $f_{I,1}$, $f_{I,2}$, $f_{I,3}$.

Puis nous calculons les harmoniques CEM, à ces six fréquences. Nous aurons ainsi plus de chances de détecter le maximum des harmoniques CEM. Nous illustrons cela sur la figure 3.58, où nous nous replaçons dans le même cas que les figures 3.56 et 3.57.

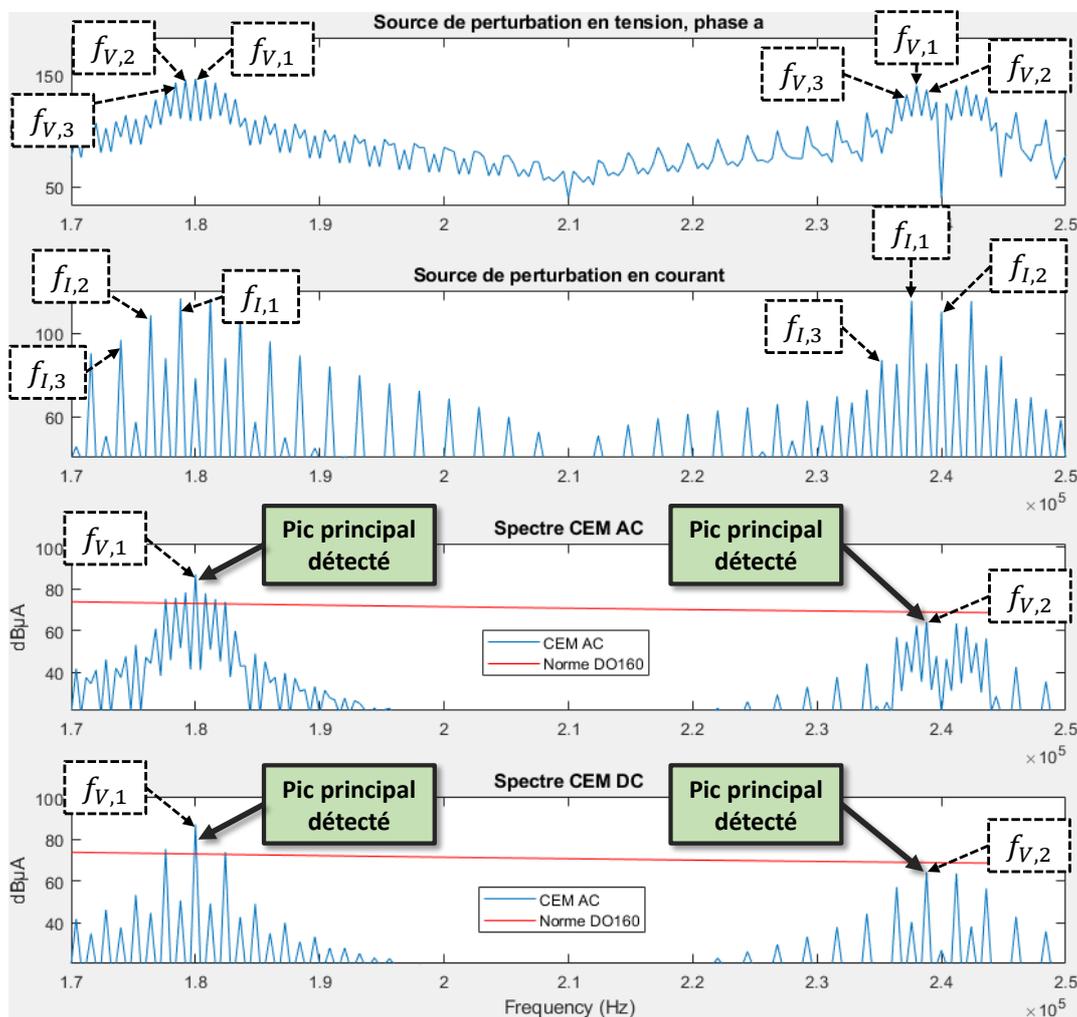


Figure 3.58 – Application de notre seconde stratégie de surveillance CEM

Contrairement à la première stratégie, notre seconde stratégie nous permet de détecter le pic CEM principal, au voisinage de 240 kHz, pour le côté AC et le côté DC.

Nous pouvons cependant faire la même critique que pour la première stratégie : il existe de rares cas où les harmoniques CEM importantes ne sont pas repérées par cette nouvelle stratégie.

Nous verrons au chapitre 4 comment nous avons choisi d'utiliser ces deux stratégies. Nous relèverons également quelques cas où nos stratégies n'ont pas été satisfaisantes. Néanmoins, nous obtenons globalement des résultats très satisfaisants, avec des temps de calcul très réduits, grâce à ces deux stratégies.

Temps de calcul

Selon la fréquence de découpage considérée, nous avons plus ou moins de multiples de la fréquence de découpage qui se situent dans la plage [150 kHz ; 2 MHz]. Ainsi, les temps de calcul diffèrent selon $f_{déc}$. Plus la fréquence est grande, moins il y aura de calcul.

Afin de constater l'impact de nos deux stratégies sur les temps de calcul, nous allons comparer les temps nécessaires :

- au calcul analytique des 4625 harmoniques CEM, de la plage [150 kHz ; 2 MHz]
- à la première et deuxième stratégie, avec $f_{déc} = 10 \text{ kHz}$ (cas le plus long)
- à la première et deuxième stratégie, avec $f_{déc} = 50 \text{ kHz}$
- à la première et deuxième stratégie, avec $f_{déc} = 100 \text{ kHz}$ (cas le plus court)

Les calculs ont été effectués sur un PC du type Windows 10 / Intel Core i7 / 3,40 Ghz / 8 Go. Les résultats sont montrés dans le tableau 3.3.

Fréquence de découpage	10 kHz	50 kHz	100 kHz
Nombre de multiples de fdéc dans la plage [150 kHz ; 2 MHz]	185	37	18
Nombre d'harmoniques surveillées, source de perturbation en tension	3700	740	360
Nombre d'harmoniques surveillées, source de perturbation en courant	3700	740	360
Temps de calcul pour la surveillance des sources de perturbation (s)	2,95	0,59	0,29
Stratégie 1			
Nombre d'harmoniques CEM calculées	370	74	36
Temps de calcul (sources + modèle fréquentiel, avec sélectivité) (s)	2,92	0,58	0,28
TOTAL des temps de calcul (secondes)(% par rapport à sans stratégie)	5,87 (16%)	1,17 (3%)	0,57 (1%)
Stratégie 2			
Nombre d'harmoniques CEM calculées	1110	222	108
Temps de calcul (sources + modèle fréquentiel, avec sélectivité) (s)	8,75	1,75	0,85
TOTAL des temps de calcul (secondes)(% par rapport à sans stratégie)	11,7 (32%)	2,34 (6%)	1,14 (3%)
Sans stratégie			
Nombre d'harmoniques CEM calculées	4625		
Temps de calcul (sources + modèle fréquentiel, avec sélectivité) (s)	36,46		
TOTAL des temps de calcul (secondes)	36,46		

Tableau 3.3 – Temps de calcul de nos deux stratégies de surveillance des spectres CEM, comparés au cas sans stratégie

Nous observons les gains importants en temps de calcul. Cela nous permettra d'obtenir des résultats plus rapidement, ce qui sera très précieux, au vu des comportements de notre modèle global en optimisation, cf. chapitre 4.

Dérivation

Nous avons déjà mentionné le fait que notre modèle CEM est dérivable. Cependant, la recherche de maximums implique des discontinuités car lorsqu'une nouvelle harmonique devient le maximum, son comportement est nouveau et n'était pas prédit par les gradients du maximum de la configuration précédente. Ainsi, aux abords de ces discontinuités, il arrive que les gradients ne soient pas représentatifs des tendances d'évolution. Ce phénomène se retrouve de façon très similaire dans la formulation de la contrainte CEM exposée en partie suivante. Il y est traité de façon plus détaillé.

Cependant, malgré cela nos stratégies ont donné de bons comportements et résultats en optimisation.

Maintenant que nous savons repérer astucieusement et automatiquement les harmoniques CEM majeures dans notre système, nous allons aborder le problème de la formulation de la contrainte CEM pour l'optimisation.

3.5.3. Choix de la formulation de la contrainte CEM en optimisation

Nous avons précédemment introduit le problème de la formulation de la contrainte CEM pour l'optimisation, dans la partie 3.3.

Nous devons trouver une formulation permettant à nos optimisations déterministes de converger vers des solutions respectant les normes CEM, ainsi que les contraintes de dimensionnement des composants. Pour cela, nous avons testé différentes approches et observé leur comportement en optimisation.

Nous exposons ici la formulation retenue, qui a permis une bonne convergence de nos optimisations ainsi que des gains au niveau des temps de calcul.

Tout d'abord, pour représenter mathématiquement si une harmonique CEM dépasse ou non la norme CEM, nous lui soustrayons la valeur de la norme CEM (à la fréquence de l'harmonique considérée, cf. figure 3.2). Si la différence est positive, c'est que l'harmonique concernée dépasse la norme CEM, et si c'est négatif, c'est que l'harmonique respecte la norme CEM.

Grâce à cela, il est facile de formuler à l'optimisation qu'une harmonique CEM doit respecter la norme : la différence (harmonique - norme) doit être négative.

À présent, nous allons expliquer notre formulation de la contrainte CEM, pour le respect de la norme spectrale pour l'ensemble des spectres CEM, en optimisation déterministe.

Nous avons choisi de rechercher et contraindre le dépassement maximal de la norme, pour le côté AC et le côté DC.

Dans la partie 3.5.2, nous avons exposé notre méthode pour calculer la ou les harmoniques CEM prédominantes, à chaque multiple de la fréquence de découpage.

Une fois que ces harmoniques CEM majeures ont été calculées, nous effectuons la différence avec le niveau de la norme, pour chacune d'entre elles. Nous cherchons alors la différence maximale, i.e. le dépassement maximal de la norme sur l'ensemble de ces harmoniques. Le dépassement maximal au RSIL du côté alternatif est stocké dans une variable appelée CEM_{AC} et le dépassement maximal au RSIL du côté continu est stocké dans une variable appelée CEM_{DC} .

À chaque itération, CEM_{AC} et CEM_{DC} peuvent donc changer de valeur et correspondre à une fréquence d'harmonique différente.

Nous formulons alors la contrainte CEM par les inégalités suivantes :

$$CEM_{AC} < -5 \text{ dB} \quad \& \quad CEM_{DC} < -5 \text{ dB}$$

Nous avons pris une marge de 5 décibels, à cause des légères différences entre l'approche fréquentielle et l'approche temporelle (cf. partie 3.4.1.1.3), afin d'être sûr que les systèmes obtenus respectent la norme CEM lors des validations par simulation temporelle.

Cette formulation est cohérente : si le dépassement maximal est négatif, alors toutes les autres harmoniques sont sous la norme CEM aussi.

La contrainte CEM est donc décrite avec une seule valeur numérique par RSIL : CEM_{AC} et CEM_{DC} . L'algorithme déterministe a besoin des gradients de ces deux dépassements de la norme.

Avec cette formulation, l'optimisation ne cherche plus à diminuer tous les dépassements à la fois, mais seulement le plus important pour chaque côté du convertisseur. L'algorithme déterministe n'a plus que les dérivées de deux harmoniques à gérer, pour la contrainte CEM. Il est alors capable de proposer une nouvelle configuration du convertisseur qui tendra à diminuer ces dépassements critiques. Nous n'avons plus ce problème de surplus d'information qui venait entraver les algorithmes déterministes (cf. partie 3.3).

Cependant, il est à noter que la recherche du maximum des dépassements apporte des discontinuités. Au travers d'un exemple, nous allons illustrer ce que cela peut engendrer.

Pour une configuration du convertisseur, les gradients de CEM_{AC} reflètent l'impact qu'aurait la modification de chaque variable d'entrée, de notre modèle global, sur le maximum des dépassements de la norme CEM, côté AC. Ce dépassement se situant à une fréquence que nous nommons f_1 .

Ainsi, l'algorithme déterministe peut recalculer une nouvelle configuration qui permette, entre autres, de diminuer CEM_{AC} , par exemple. Donc, avec cette nouvelle configuration, l'harmonique CEM à f_1 va diminuer.

Cependant, comme cette nouvelle configuration du convertisseur a été calculée sans prendre en compte l'impact sur l'ensemble des harmoniques du spectre CEM, il est possible qu'un autre dépassement de la norme devienne le dépassement principal, et que

celui-ci soit plus important que le précédent. Celui-ci se trouvant alors à une nouvelle fréquence f_2 . Nous obtenons donc une nouvelle valeur de CEM_{AC} plus élevée que la précédente, alors que l'utilisation des gradients était censée assurer sa diminution.

Nous comprenons que les comportements de CEM_{AC} , et CEM_{DC} , ne sont donc pas réellement prévisibles par les gradients. D'itération en itération, rien ne garantit que l'optimisation déterministe parvienne au respect des normes CEM.

La convergence des optimisations n'est donc pas assurée, à cause des discontinuités qu'apporte la recherche du maximum des dépassements.

Heureusement, dans la pratique, cette formulation de la contrainte CEM nous a donné de bons résultats en optimisation. Le comportement des optimisations est abordé dans le chapitre 4.

Temps de calcul

Le calcul des gradients pour deux fréquences prend environ 0,018 secondes, tandis que leur calcul pour les 4625 harmoniques de la plage [150 kHz ; 2 MHz] représente environ 42 secondes.

Nous voyons que notre formulation permet des calculs de gradients très rapides, alors que le calcul de l'ensemble des gradients représente des temps de calcul quasi-réduits pour notre approche par optimisation.

3.5.4. Résumé de la procédure de sélection des harmoniques et de la formulation de la contrainte CEM

Afin de résumer nos explications des parties 3.5.2 et 3.5.3, et faciliter la compréhension de ces idées, nous avons schématisé l'algorithme de la première stratégie de surveillance CEM et de la formulation de la contrainte CEM sur la figure 3.59. Les différentes variables utilisées sont présentées, ainsi que leur méthode de calcul.

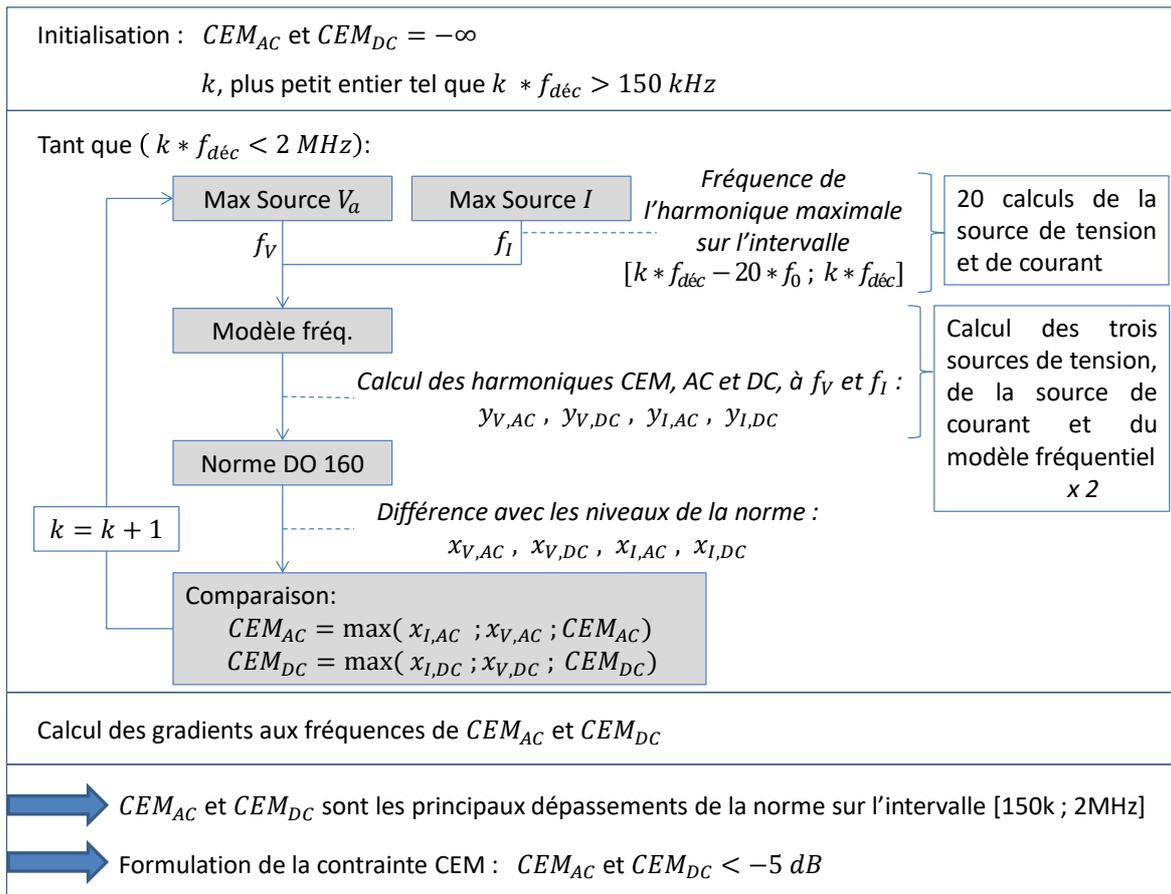


Figure 3.59 - Schématisation de l'algorithme de notre stratégie de surveillance des spectres CEM et de notre formulation de la contrainte CEM pour l'optimisation

3.6. Conclusions concernant la prise en compte de la CEM en optimisation

Suite au rappel de la problématique de la CEM conduite dans notre convertisseur, nous avons vu les méthodes existantes adaptées, et les défis qui se posaient dès le début de cette thèse, à cause du contexte en fréquence variable et en MLI.

En résumé, nous sommes partis d'une méthode existante, inadaptée à notre contexte en fréquence variable. A priori, celle-ci était trop lourde en temps de calcul et ne pouvait pas fonctionner dans nos optimisations : quelques heures par optimisation et aucune convergence.

L'approche utilisée se base sur des modèles de sources de perturbations et le modèle fréquentiel du convertisseur, afin d'obtenir analytiquement les harmoniques CEM et leurs dérivées, du côté AC et DC simultanément.

Au cours de ces travaux, nous avons constaté que les dépassements de la norme au-delà de 2 MHz sont rares. Nous avons donc fait le choix de restreindre la surveillance du spectre à la plage [150 kHz ; 2 MHz], ce qui réduit les temps de calcul.

Ensuite, nous avons remarqué que les dépassements de la norme correspondent en grande majorité à des pics importants au niveau des sources de perturbations. Or, les modèles des sources de perturbations sont très rapides. Nous nous sommes alors concentrés sur des idées permettant d'accélérer la recherche des harmoniques majeures dans nos spectres des perturbations. Après avoir effectué une sélection parmi ces harmoniques majeures, nous faisons appel au modèle fréquentiel pour estimer les harmoniques CEM à ces quelques fréquences seulement, au lieu d'utiliser l'approche fréquentielle sur les 4625 harmoniques de la plage [150 kHz ; 2 MHz]. Grâce à cette stratégie, nous avons réalisé d'importants gains de temps de calcul (entre 68 et 99 % de réduction des temps de calcul, cf. Tableau 3.3). Cependant, il est à noter que cette stratégie ne parvient pas toujours à trouver les véritables harmoniques prédominantes de nos spectres CEM. En effet, nous sommes face à un compromis rapidité/fiabilité.

Nous avons profité des avantages de la sélectivité de notre générateur de modèles fréquentiels FreqTool et avons, encore une fois, obtenu des gains de temps de calcul considérables (54 % de réduction des temps de calcul de gradients, cf. Tableau 3.2).

Nous avons élaboré une formulation astucieuse de la contrainte CEM. Celle-ci ne requiert que deux calculs de gradients d'harmoniques (18 millisecondes, au lieu de 42 secondes pour calculer les gradients des 4625 harmoniques de la plage [150 kHz ; 2 MHz]).

Et surtout, cette formulation a permis aux optimisations déterministes de converger vers des designs du convertisseur respectant les normes spectrales CEM. La convergence constituait une problématique majeure.

Les comportements en optimisation de notre modèle global, du convertisseur et de sa CEM, sont abordés dans le chapitre 4.

Références du chapitre

- [Baraston-16] A. Baraston, L. Gerbaud, V. Reinbold, T. Boussey, F. Wurtz, «Multiphysical approach including equivalent circuit models for the sizing by optimization», COMPEL, Vol. 35 Issue 3, pp. 871-884, 2016.
- [Bendali-14] M. Bendali, C. Larouci, T. Azib, C. Marchand, G. Coquery, « Design with Optimization of an Interleaved Buck Converter for Automotive Application; Effect of the EMC Constraint », 7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2014.
- [Cuellar-14] C. Cuellar, N. Idir, « EMI filter design methodology taking into account the static converter impedance », 16th European Conference on Power Electronics and Applications, 2014.
- [De Oliveira-12] T. De Oliveira, « Optimisation du routage d'un filtre CEM », Thèse de doctorat, Grenoble INP, 2012.
- [Delaballe-01] J. Delaballe, « La CEM : la compatibilité électromagnétique », Schneider Electric, Cahier Technique n°149, 2001.
- [Delhommais-16] M. Delhommais, G. Dadanema, Y. Avenas, F. Costa, J. L. Schanen, C. Vollaire, « Design by optimization of power electronics converter including EMC constraints », International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, pp. 182-187, 2016.
- [DO-160] Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment, "DO-160G", Washington, DC, USA: RTCA, Inc., 2014.
- [Gerbaud-12] L. Gerbaud et al., « Modelling Process and Optimisation of EMC Filters for Power electronics Applications », COMPEL, Vol. 31 Issue 3, pp. 747-763, 2012.
- [Groud-97] A. Groud, «Contribution à l'analyse des systèmes électrotechniques complexes : Méthodes et outils appliqués à l'étude des harmoniques», Thèse Grenoble INP, 1997.

- [Hartmann-11] M. Hartmann, « Ultra-Compact and Ultra-Efficient Three-Phase PWM Rectifier Systems for More Electric Aircraft », Thèse ETH Zurich, 2011.
- [Jourdan-02] L. Jourdan, J.-L. Schanen, J. Roudet, M. Bensaïed, K. Segueni, « Design methodology for non insulated DC-DC converter: application to 42V-14V "Powernet" », 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 4, pp. 1679 – 1684, 2002.
- [Kotny-15] J.-L. Kotny, T. Duquesne, N. Idir, « Influence of the common mode impedance paths on the design of the EMI filters used with SiC-buck converter », *Advanced Electromagnetics*, Vol. 4, n°2, December 2015.
- [Kotny-15] J.-L. Kotny, T. Duquesne, N. Idir, « Influence of the common mode impedance paths on the design of the EMI filters used with SiC-buck converter », *Advanced Electromagnetics*, Vol. 4, n°2, December 2015.
- [Mueller-18] D. Mueller, M. Beltle, S. Tenbohlen, « Automated Filter Optimization for High-Voltage Cable Harness Based on Circuit Simulations for Conducted Emissions Prediction », *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*, pp. 84-89, 2018.
- [Touré-12] B. Touré, « Modélisation Haute Fréquence des variateurs de vitesse pour Aéronefs : Contribution au Dimensionnement et à l'Optimisation de Filtres CEM », Thèse de doctorat, Grenoble INP, 2012.
- [Revol-03] B. Revol, « Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse-machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, 2003.
- [Saber-17] C. Saber, D. Labrousse, B. Revol, A. Gascher, « A Combined CM & DM Conducted EMI Modeling Approach, Application to a non-isolated on-board single-phase charger for electric vehicles », *IEEE EMC Europe 2017*, September 4-8, 2017.
- [Zhang-13] X. Zhang, « Passive Component Weight Reduction for Three Phase Power Converters », Thèse de doctorat, Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, 2013.

Chapitre 4 – Comportement des optimisations et résultats : dimensionnements du convertisseur en fonction de la fréquence de découpage

Au cours des précédents chapitres, nous avons présenté le redresseur triphasé et ses filtres CEM, côté alternatif et côté continu. Après avoir détaillé son fonctionnement, nous avons expliqué les modèles de dimensionnement que nous avons élaborés pour ses différents composants, en vue de l'approche déterministe. Puis, nous avons rappelé la problématique de la CEM conduite et expliqué nos modèles analytiques pour la gestion de cette contrainte par des approches déterministes. Dans ces différents modèles, nous avons notamment fait des choix de modélisation visant à soulager les algorithmes déterministes pour espérer obtenir une bonne convergence et des temps de calculs les plus réduits possibles.

Nous allons à présent utiliser ce modèle global du convertisseur pour réaliser plusieurs dimensionnements par optimisation déterministe. Nous présentons d'abord l'implantation logicielle des différents modèles dans l'environnement de calcul CADES, orienté pour l'optimisation. Les résultats d'optimisation obtenus permettront d'abord de juger de la qualité des modèles et des choix effectués, avant de tirer des conclusions sur le résultat en lui-même.

Une amélioration de la stratégie d'optimisation via une procédure automatique de lancement des calculs sera également proposée dans ce chapitre.

4.1. Implantation logicielle du modèle global et de l'optimisation déterministe

En introduction générale, nous avons brièvement présenté l'environnement de calcul CADES, orienté pour l'optimisation. Ici, nous allons parler plus en détail de certaines

subtilités de CADES, afin de comprendre la façon dont les différents modèles et le calcul de leurs gradients ont été implémentés.

Nous présentons cela pour donner une vision des travaux d'implémentation nécessaires à notre approche de dimensionnement par optimisation déterministe, sous contrainte CEM.

Le logiciel CADES offre un environnement de codage en langage SML. Dans ce langage, il est uniquement possible d'écrire des équations algébriques, nous n'avons pas la possibilité d'utiliser de conditions (for, while et if...). CADES reconnaît alors automatiquement les variables d'entrées et de sorties de chaque équation, et va détecter l'enchaînement de ces équations. Grâce à cela, si une équation B utilise le résultat d'une autre équation A, il n'est pas nécessaire que l'équation B soit écrite après la A, comme c'est généralement le cas.

Ensuite, l'environnement CADES peut créer une interface graphique indiquant les entrées de l'ensemble des équations d'une part, et toutes les variables calculées de l'autre, et de les organiser comme on l'entend. Cela est très pratique pour la visibilité, pour tester des jeux de paramètres, se familiariser avec le modèle qu'on vient de créer et surtout vérifier qu'il a les comportements attendus.

Enfin, l'avantage principal du langage SML est la dérivation automatique des équations et de leur enchaînement par CADES. Ainsi, les gradients des sorties du modèle par rapport à ses entrées sont obtenus sans effort.

L'environnement CADES permet aussi de coder des modèles en C++ et en Java, et de les appeler dans un script en SML. Grâce à cela, nous avons la possibilité d'utiliser des conditions.

Les modèles en C++ sont eux aussi automatiquement dérivés [AdolC].

Ce n'est pas le cas des modèles Java. Il est cependant possible de coder le calcul des gradients comme on le souhaite, en utilisant par exemple des règles mathématiques, ou des simplifications (par rapport à une dérivation automatique).

CADES effectue automatiquement la composition des dérivées entre les gradients des modèles C++ et Java, et le modèle en SML qui fait appel à eux.

En connaissance de ces différents avantages et subtilités, nous allons décrire comment ont été implémentées les différentes parties du modèle de notre convertisseur.

Nous avons un script central, codé en SML. Il contient la majorité des équations de dimensionnement des composants. Ce script appelle les différents modèles en C++ et en Java.

Lorsque nous avons eu besoin d'utiliser des conditions, nous les avons implémentées en C++, pour bénéficier des avantages de la dérivation automatique de code.

Enfin, les modèles pour la CEM ont été écrits en Java. La première raison est que le modèle fréquentiel est généré dans des fichiers en langage Java, par l'outil FreqTool (cf. chapitre 3.4.2). La deuxième raison est que la façon dont nous calculons les gradients de la contrainte CEM est particulière (cf. chapitre 3.5). Ainsi, nous avons écrit notre propre calcul de gradients, sans passer par de la dérivation automatique de code.

Afin de donner une vision d'ensemble, nous avons schématisé les différentes parties des modèles et leur implémentation sur la figure 4.1. Nous avons à chaque fois renseigné le nombre de ligne de code, comme indicateur du travail d'implémentation nécessaire.

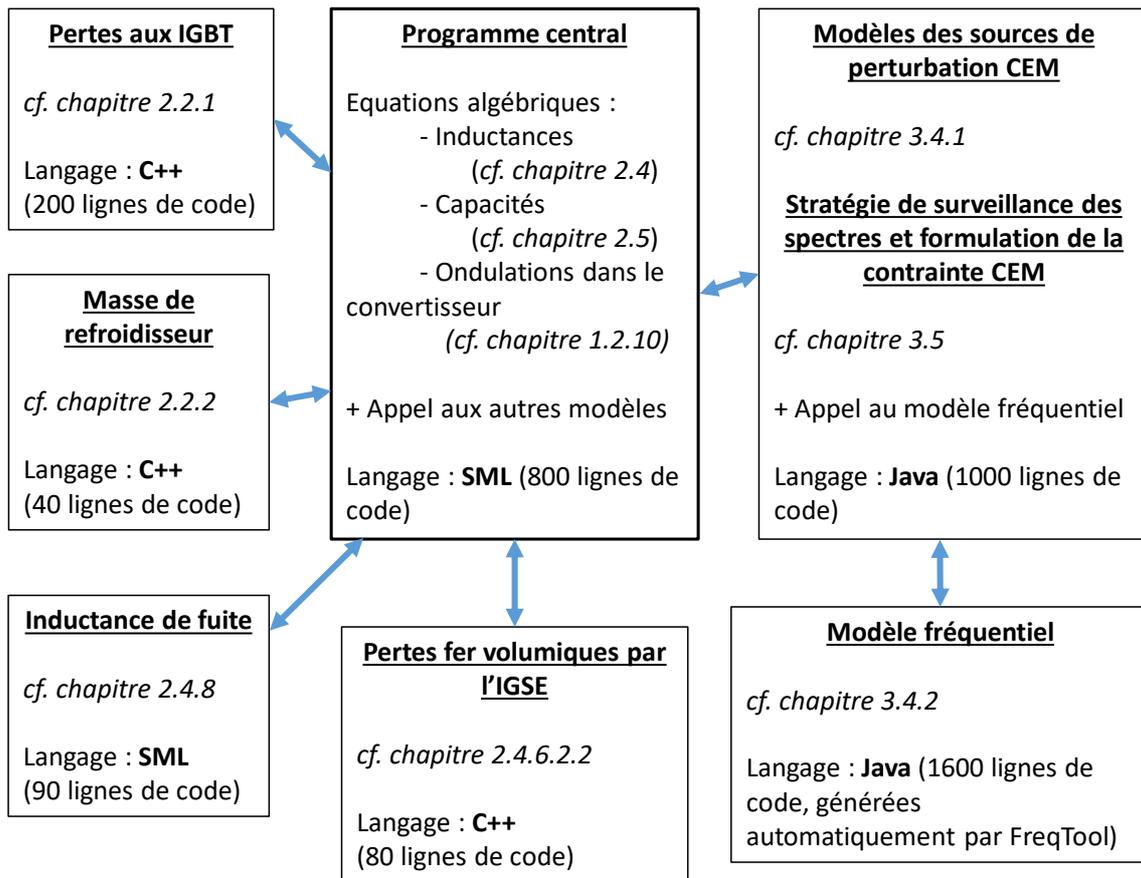


Figure 4.1 - Implémentation des différentes parties du modèle de dimensionnement du convertisseur

Afin de donner une vision d'ensemble du modèle global, nous résumons l'ensemble des entrées et sorties de notre modèle global dans le tableau 4.1. Nous avons seulement renseigné les sorties les plus importantes, du point de vue de l'optimisation (les contraintes notamment).

ENTRÉES

Configuration du convertisseur :

- Puissance P
 - Niveaux de tension V_{AC}, V_{DC}
 - Fréquences $f_0, f_{déc}$
 - Température ambiante T_{ext}
- } Fixés,
sauf $f_{déc}$

Inductance de boost L_{boost} :

- Hauteur du tore H
- Densité de courant enroulements J
- Pourcentage de bobinage $\%_{bob}$
- Perméabilité magnétique μ

Capacité du bus continu C_{DC} :

- Valeur individuelle des condensateurs
- Nombre de condensateurs en parallèle

Inductance de mode différentiel du

filtre CEM triphasé $L_{MD,AC}$:

- $H, J, \%_{bob}, \mu$

Inductance de mode commun du

filtre CEM triphasé $L_{MC,AC}$:

- $H, J, \%_{bob}, \mu$

Inductance de mode différentiel du

filtre CEM continu $L_{MD,DC}$:

- $H, J, \%_{bob}, \mu$

Inductance de mode commun du

filtre CEM continu $L_{MC,DC}$:

- $H, J, \%_{bob}, \mu$

Capacités des filtres CEM :

- Valeurs $C_{x,AC}, C_{y,AC}, C_{x,DC}, C_{y,DC}$

SORTIES

Contrainte d'ondulation au niveau convertisseur :

- des courants triphasés ΔI_{AC} ($< \widehat{I}_{AC}$)
- de la tension continue ΔV_{DC} ($< 0,1 * V_{DC}$)

Refroidisseur :

- Pertes IGBT P_{diode}, P_{IGBT}
- Résistance thermique requise R_{th} ($> 0,015$ K/W)
- Masse du refroidisseur $M_{refroidisseur}$

Inductances $L_{boost}, L_{MD,AC}, L_{MC,AC}, L_{MD,DC}, L_{MC,DC}$:

- Température du tore ($< T_{max}$)
- Valeur de l'inductance
- Masse de l'inductance

Inductances de mode commun $L_{MC,AC}, L_{MC,DC}$:

- Champ magnétique du tore B (< 1 T)

Capacité du bus continu C_{DC} :

- Tenue en courant ($> 8,5$ A)
- Valeur totale de capacité
- Masse totale des condensateurs

Contrainte CEM :

- Dépassement maximal de la norme côté triphasé EMC_{AC} (< -5 dB μ A)
- Dépassement maximal de la norme côté continu EMC_{DC} (< -5 dB μ A)

FONCTION OBJECTIF :

- Masse totale du convertisseur **(À minimiser)**

Tableau 4.1 - Résumé des entrées et sorties du modèle global de dimensionnement du redresseur triphasé

À partir de cette mise en œuvre logicielle du modèle global, CADES propose une interface graphique dédiée au paramétrage et au lancement des optimisations. Par ce

biais, nous précisons les intervalles de valeur autorisés, pour les entrées et les sorties du modèle à contraindre. Enfin, nous renseignons notre fonction objectif : réduire la masse totale du convertisseur.

Nous utilisons un des algorithmes déterministes proposés par l'environnement CADES : la version VF13 (HSL library [HSL]) de l'algorithme SQP (Sequential Quadratic Programming) [Wurtz-96] [Boggs-00] [Magot-04].

4.2. Comportement du modèle global en optimisation

Nous rappelons brièvement le déroulement d'une optimisation déterministe.

L'algorithme part d'une configuration initiale du modèle et va la modifier par itérations successives, en utilisant les gradients du modèle. Ainsi, le résultat de l'optimisation dépend de la configuration de départ du convertisseur.

L'algorithme s'arrête lorsque les gradients de la configuration où il se trouve ne lui permettent pas de trouver de meilleur design, vis-à-vis des contraintes sur les paramètres d'entrée et les variables de sortie, et de la masse de l'ensemble, notre fonction objectif. C'est ce qu'on appelle un minimum local dans l'espace des solutions.

Par ailleurs, il se peut que ce minimum local soit une configuration qui ne respecte pas toutes les contraintes. Cependant, comme les gradients de cette configuration ne fournissent pas de données permettant à l'optimisation de s'orienter vers une meilleure solution, l'algorithme s'arrête.

Nous réalisons maintenant des optimisations de notre modèle global avec différentes configurations initiales choisies arbitrairement.

Nous espérons obtenir des configurations légères du convertisseur (i.e. minimisant la fonction objectif) qui respectent l'ensemble des contraintes de dimensionnement, notamment la CEM. Nous espérons également que l'algorithme trouvera les fréquences de découpage les plus avantageuses.

Cependant, nous faisons face à des problèmes qui empêchent notre démarche d'aboutir aux résultats escomptés. Ces problèmes viennent de la contrainte CEM.

4.2.1. Optimisation globale avec la fréquence de découpage variable et la contrainte CEM

Grâce à notre modélisation globale du convertisseur, la fréquence de découpage est un paramètre variable en optimisation. Cependant, l'algorithme n'arrive pas à utiliser efficacement ce degré de liberté. En effet, celle-ci varie de façon minime (écart < 100 Hz par rapport à la fréquence initiale). De plus, les temps de calcul sont rallongés et nous obtenons une mauvaise convergence. Cela s'explique par deux raisons.

La fréquence de découpage a un fort impact sur presque tous les composants et phénomènes physiques. Ainsi, les gradients des différentes contraintes par rapport à la fréquence de découpage sont importants. Or, la diversité des phénomènes fait qu'une partie des gradients incite l'algorithme à augmenter la fréquence, tandis que l'autre partie l'incite à la diminuer. L'algorithme a des difficultés pour décider quelle direction emprunter.

L'autre raison est que l'impact de la fréquence de découpage sur la CEM est important et désordonné : pour deux fréquences de découpages assez proches (100 Hz par exemple), la CEM varie beaucoup, car la MLI triphasée engendre des formes d'onde relativement complexes dépendant fortement des fréquences du système (cf. partie 1.2). Ainsi, les spectres des sources de perturbations varient beaucoup selon la fréquence de découpage. Puis, cela se retrouve directement au niveau des spectres CEM. Par incidence, les gradients exacts de la contrainte CEM renseignent en réalité sur les tendances très locales seulement, i.e. ils ne permettent pas de prédire réellement quelles variations importantes de la fréquence de découpage seraient réellement bénéfiques du point de vue des spectres CEM.

Pour ces différentes raisons, l'algorithme déterministe n'est pas capable de faire varier efficacement la fréquence de découpage.

Alors, nous avons plutôt fait le choix de balayer l'intervalle [10 kHz ; 100 kHz] en paramétrant les optimisations à différentes fréquences de découpage, puis celles-ci restent fixes durant les optimisations. La comparaison des résultats permettra alors de trouver quelles sont les fréquences de découpages optimales.

La fréquence de découpage n'est donc plus un paramètre variable en optimisation. Nous la faisons maintenant varier lors du paramétrage des optimisations seulement.

Nous relançons de nouvelles optimisations pour étudier les comportements suite à ces changements.

4.2.2. Comportement des optimisations à fréquence de découpage fixée

Dans les résultats qui suivent, la première stratégie de surveillance des spectres CEM (cf. partie 3.5.2) a été utilisée.

Les comportements décrits par la suite reposent sur 187 optimisations globales, paramétrées aux différents multiples de 10 kHz de la plage [10 kHz ; 90 kHz], pour la fréquence de découpage, et avec une configuration initiale différente à chaque fois.

En moyenne, une optimisation globale prend 62 minutes et est réalisée en 72 itérations. Sur l'ensemble de ces optimisations, 42 % (79 sur 187) ont réussi à converger vers un design qui respecte l'ensemble des contraintes de dimensionnement (dont la contrainte CEM, côté AC et DC).

Nous constatons que grâce aux nombreux efforts pour réduire les temps de calcul de nos différents modèles et soulager l'algorithme déterministe (en faisant les choix permettant de diminuer le nombre d'entrées du modèle, et le nombre de contraintes en sortie (cf. chapitres 2 et 3)), nous avons réussi le pari de faire converger nos optimisations dans des temps très satisfaisants. Nous avons ainsi répondu à une partie de la problématique de ces travaux.

Néanmoins, en étudiant les résultats obtenus, nous nous sommes retrouvés face à de nouvelles problématiques, liées à la contrainte CEM, auxquelles il a fallu répondre.

4.2.3. Analyse du comportement de la contrainte CEM

Dans notre système, la contrainte CEM est sensible à l'ensemble des éléments du circuit.

En effet, les inductances du côté triphasé agissent sur la commande des interrupteurs, via la compensation en réactif, et donc sur les sources de perturbations (cf. partie 1.2.4). Puis, l'ensemble des éléments jouent sur la propagation des perturbations jusqu'aux RSIL.

La complexité du phénomène et le nombre d'interactions en son sein font que la contrainte CEM évolue fortement selon la configuration du convertisseur. Et ces évolutions ne sont pas homogènes : pour chaque élément du circuit, une augmentation progressive de sa valeur va tantôt améliorer la CEM, tantôt la dégrader et ainsi de suite. Il y a certes des tendances globales, mais localement les évolutions sont désordonnées. Or, les gradients exacts de la contrainte CEM par rapport aux éléments du circuit décrivent les tendances locales.

Ainsi, la contrainte CEM a de nombreux minimums locaux, où les gradients semblent indiquer que la variation des paramètres ne pourra que dégrader la CEM du système. C'est ce qui empêche l'algorithme d'aller chercher des solutions plus judicieuses et plus « éloignées ».

L'optimisation aboutit donc bien à des configurations respectant la contrainte CEM mais éprouve des difficultés à trouver des systèmes légers : même si un dimensionnement n'est pas léger, une fois que l'algorithme se retrouve dans un minimum local de la contrainte CEM, il s'arrête.

De ces nombreux minimums locaux en résulte une forte dispersion des résultats.

Pour donner une idée de cette dispersion, nous avons sélectionné les 79 designs obtenus qui respectent l'ensemble des contraintes, et nous avons représenté la masse globale de ces systèmes, sur la figure 4.2.

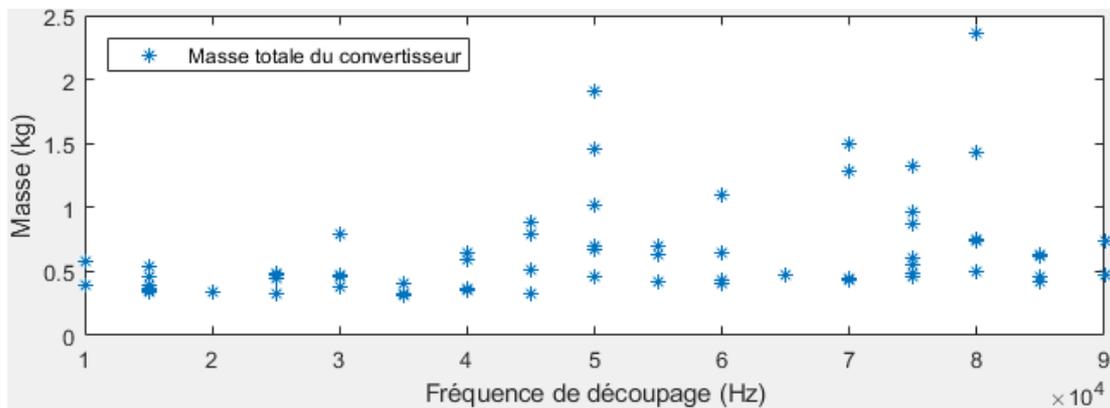


Figure 4.2 - Masse totale du convertisseur pour les designs obtenus par optimisation globale, à diverses fréquences de découpage

Nous voyons bien qu'à une fréquence de découpage donnée, nous avons obtenu de nombreux designs différents, et que les masses peuvent parfois varier du simple au quintuple.

Ainsi, nous avons des optimisations qui se comportent bien, du point de vue des temps de calcul et de la convergence. Cependant, en réalité, l'algorithme déterministe a des difficultés à trouver des solutions réellement satisfaisantes, vis-à-vis de nos objectifs de masse.

Pour contourner ce problème, nous allons multiplier le nombre d'optimisations avec des configurations initiales aléatoires, à l'aide d'une procédure automatique. Nous aurons alors plus de chances de trouver des conceptions légères et satisfaisantes.

4.2.4. Problèmes liés au compromis (rapidité / fiabilité) des stratégies de surveillance des spectres CEM

La rapidité de nos optimisations vient en grande partie de nos stratégies de surveillance des spectres CEM (cf. partie 3.5.2). Or, nous rappelons que ces stratégies représentent des compromis entre rapidité et fiabilité. Il y a de nombreux cas où elles ne détectent pas le véritable dépassement maximal de la norme, et nous obtenons en réalité des designs qui ne respectent pas les normes CEM. Nous rappelons que la 2^e stratégie est moins rapide et plus fiable, mais qu'elle contient également sa part d'erreur.

Nous reprenons les résultats de la partie précédente qui respectent l'ensemble des contraintes. Selon la 1^e stratégie de surveillance des spectres CEM, ils sont donc censés respecter les normes CEM. Or, nous avons réellement testé la CEM globale des designs à l'aide d'un modèle CEM qui calcule l'ensemble des harmoniques de la plage [150 k ; 2 MHz] et les compare à la norme spectrale. Nous ferons référence à ce modèle comme le test global de la CEM.

Sur les 79 designs respectant l'ensemble des contraintes, 38 respectent réellement les normes CEM. Ainsi, notre 1^e stratégie de surveillance a eu un taux de fiabilité de 48 %.

En réalité, nous obtenons un taux de 20 % (38 sur 187 optimisations lancées initialement) de designs respectant l'ensemble des contraintes.

Ainsi, dans la procédure de lancement des optimisations que nous mettons en place, nous intégrons ce test global de la CEM, pour rejeter automatiquement les systèmes qui ne respectent pas réellement la norme CEM. Nous avons également tenté de trouver une alternance judicieuse entre nos deux stratégies CEM, pour gagner en fiabilité sans trop y perdre en temps de calcul.

4.3. Mise en place d'une procédure automatique de lancement des optimisations

L'environnement CADES offre la possibilité de piloter des optimisations par des scripts en langage Jython. Cela permet d'utiliser des conditions, des boucles, d'exporter

des résultats, de créer des configurations aléatoires... Grâce à cela, nous avons pu mettre en place la procédure suivante, pour le lancement de nos optimisations.

Tout d'abord, nous commençons par calculer un jeu de paramètres d'entrée aléatoire (respectant les intervalles de valeur préconisés). À partir de cette configuration initiale, nous effectuons une optimisation déterministe avec la 1^e stratégie de surveillance CEM. À l'issue de cette optimisation, nous récupérons les valeurs des différentes contraintes pour tester si le design obtenu est satisfaisant, du point de vue des composants et du critère CEM.

Si les contraintes sont respectées, nous utilisons alors notre modèle de test global de la CEM, afin de vérifier si cette configuration du convertisseur respecte véritablement la norme CEM.

Si ce test CEM est réussi, nous sauvegardons le design obtenu et nous repartons sur une nouvelle configuration aléatoire et une nouvelle optimisation.

Sinon, nous gardons la configuration en cours du convertisseur, et nous relançons une optimisation déterministe en utilisant, cette fois-ci, la 2^e stratégie de surveillance des spectres CEM, celle-ci ayant plus de chances de repérer les véritables dépassements de la norme.

À l'issue de cette seconde optimisation, nous effectuons les mêmes tests : est-ce que l'ensemble des contraintes (composants et CEM) est respecté ? Si oui, est-ce que la CEM globale est vraiment respectée ? Si oui, nous sauvegardons ce dimensionnement.

L'ensemble de ces étapes est résumé sur la figure 4.3.

Les résultats obtenus à l'aide de cette solution sont exposés par la suite.

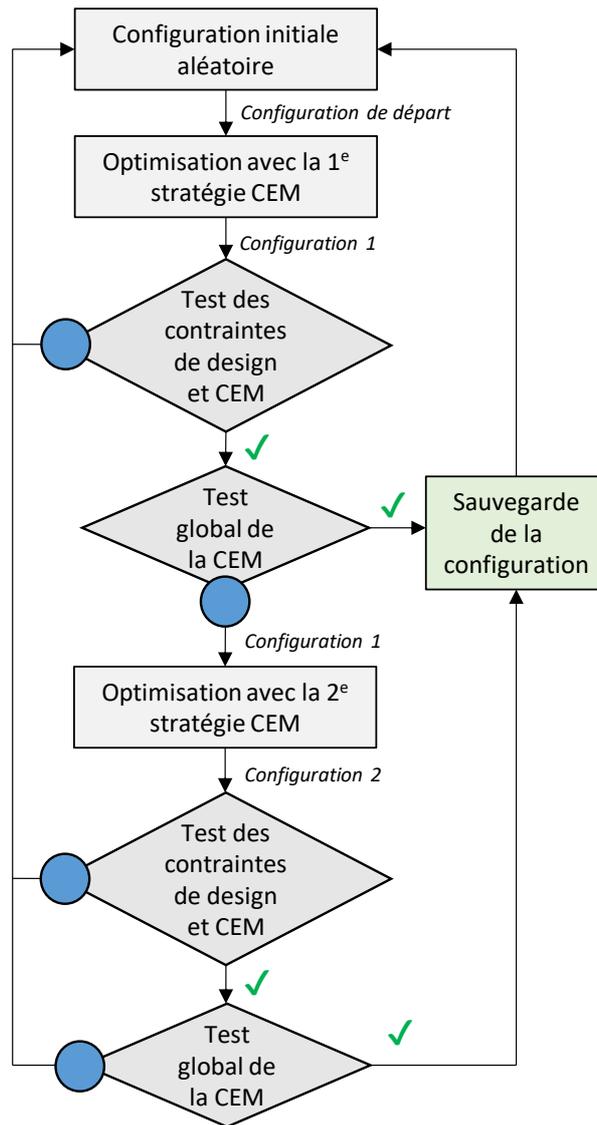


Figure 4.3 - Déroulement de notre procédure automatique de lancement des optimisations

4.4. Résultats des optimisations : masse du convertisseur en fonction de la fréquence de découpage

Pour cette partie, nous avons choisi le déroulement suivant. Nous commençons par dimensionner le convertisseur sans CEM, avec un pas de 1 kHz, pour la fréquence de découpage. Nous mettrons alors en évidence que la fréquence de découpage est limitée à 95 kHz pour notre système, en raison des pertes aux interrupteurs et des limites de notre modèle de refroidisseur.

Nous intégrons ensuite la CEM et nous utilisons la procédure décrite précédemment en partie 4.3.

Nous présentons les résultats de notre approche globale de dimensionnement, avec un pas de 5 kHz, pour la fréquence de découpage. Nous étudions alors les meilleurs designs obtenus, pour comprendre les solutions vers lesquelles semblent tendre nos optimisations.

Suite à ces observations, nous adaptons notre procédure de lancement des optimisations afin d'obtenir encore plus rapidement les meilleurs designs de convertisseur. Nous réaliserons alors le dimensionnement du convertisseur avec un pas de 1 kHz, pour la fréquence de découpage.

4.4.1. Designs par optimisation du convertisseur sans CEM

D'abord, nous avons cherché à obtenir les designs optimaux du convertisseur en fonction de la fréquence de découpage, sans considérer les filtres CEM.

Pour cela, nous avons utilisé notre modèle global en enlevant les composants des filtres et notre modèle CEM.

La masse du convertisseur correspond alors au poids du module d'IGBT (constant à 24g), du refroidisseur, des inductances de boost et de la capacité du bus continu.

Nous avons utilisé l'approche de dimensionnement par optimisation déterministe pour les fréquences de découpage de l'intervalle [10 kHz, 100 kHz], avec un pas de 1 kHz. Chaque optimisation a pris environ 5 secondes et une vingtaine d'itérations. Les résultats obtenus sont montrés sur la figure 4.4.

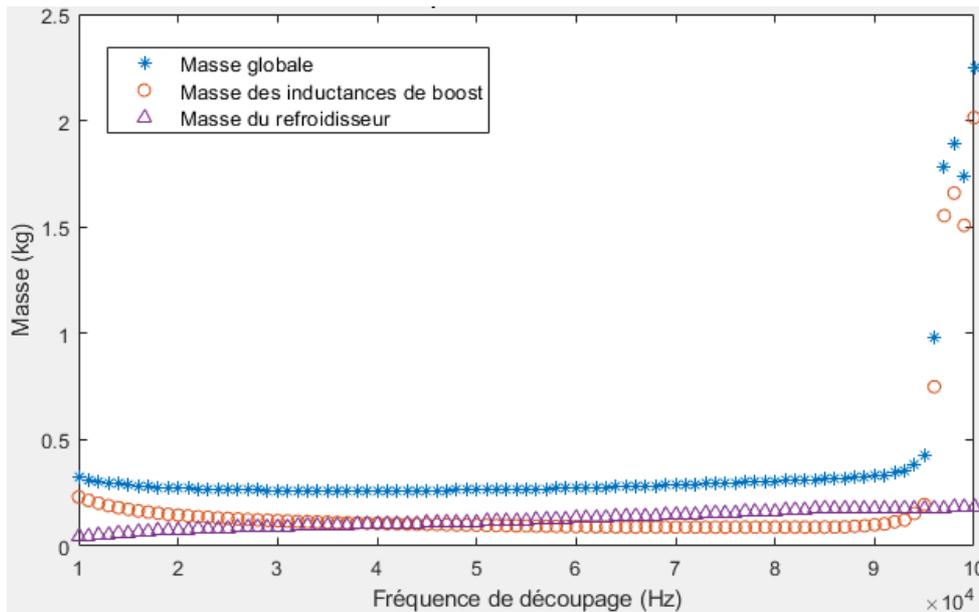


Figure 4.4 - Masse optimisée du convertisseur, sans CEM, en fonction de la fréquence de découpage

Pour une meilleure clarté, nous présentons ces résultats en enlevant les masses élevées ayant lieu au-delà de 95 kHz, sur la figure 4.5.

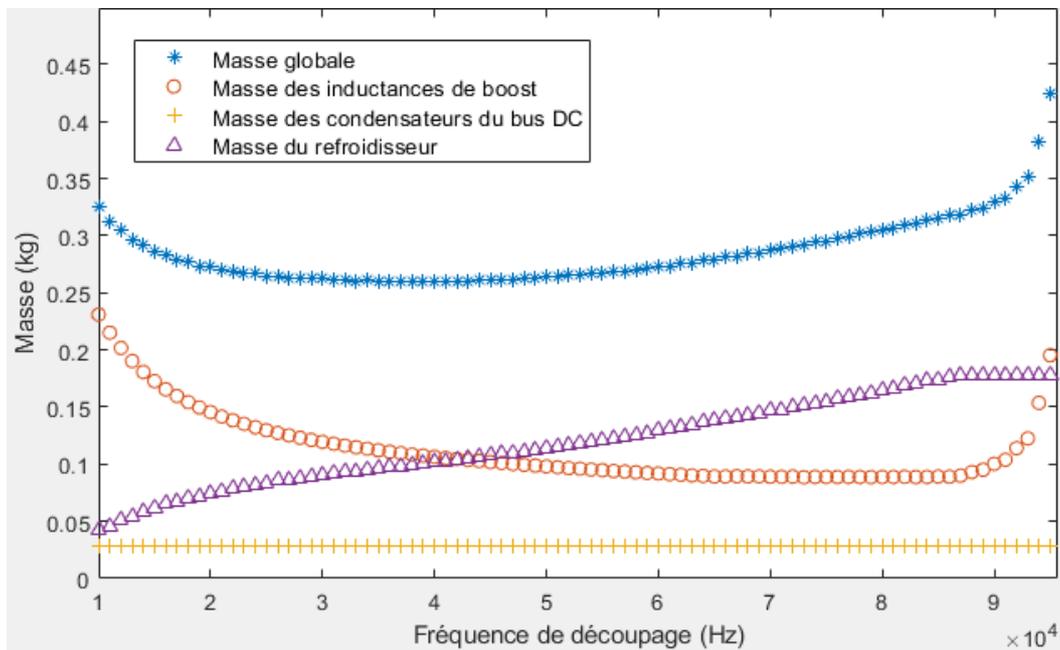


Figure 4.5 - Masse optimisée du convertisseur, sans CEM, en fonction de la fréquence de découpage

La masse de la capacité du bus continu est constante, car sa contrainte dimensionnante est sa tenue en courant, or le courant efficace qui la traverse a été fixé à 8,5 A (cf. partie 2.5.2.1).

Concernant la masse du refroidisseur, nous rappelons que celle-ci dépend des pertes semi-conducteurs, qui elles-mêmes dépendent de la fréquence de découpage et de l'amplitude des ondulations des courants d'entrée (cf. partie 2.2). Et ces ondulations dépendent de la fréquence de découpage et de la valeur des inductances de boost (cf. partie 1.2.10).

La masse du refroidisseur augmente avec la fréquence de découpage, car les pertes en commutation augmentent. Puis, nous remarquons qu'à partir de 85 kHz, sa masse devient constante. En effet, notre modèle de refroidisseur est limité : la résistance thermique minimale atteignable est de 0,015 K/W, pour une masse de 177 g (cf. partie 2.2.2.2). Ainsi, une fois ce design limite de refroidisseur atteint, à $f_{dec} = 85 \text{ kHz}$, l'optimisation doit diminuer l'ondulation des courants d'entrée afin de garder des pertes aux IGBT dans la limite de notre modèle de refroidisseur. C'est pourquoi la masse des inductances de boost ré-augmente au-delà de 85 kHz.

Pour les inductances de boost, nous rappelons que leur design est régi par la contrainte d'ondulation maximale des courants d'entrée (cf. partie 1.2.10). Or ces ondulations diminuent lorsque la fréquence de découpage augmente. Ainsi, dans un premier temps, l'algorithme a pu diminuer la masse des inductances de boost à mesure que la fréquence de découpage augmente.

Cependant, nous venons d'expliquer pourquoi cette tendance s'inverse au-delà de 85 kHz.

Après 95 kHz, la limite de notre modèle de refroidisseur est si contraignante que l'optimisation est obligée de réaliser des inductances de boost très grosses, pour obtenir une valeur très faible d'ondulation des courants d'entrée, et ainsi atteindre des pertes aux IGBT raisonnables pour notre modèle de refroidisseur.

Or, ces designs sont trop lourds et irréalistes. Ils proviennent d'une inadéquation entre le module d'IGBT choisi, le modèle de refroidisseur et la fréquence de découpage considérée. C'est pourquoi, dans le reste de ce chapitre, nous limitons la fréquence de découpage à l'intervalle [10 kHz ; 95 kHz].

Pour le redresseur triphasé sans CEM, le choix de la fréquence de découpage est un compromis entre masse des inductances de boost et masse de refroidisseur. La fréquence de découpage optimale, selon notre modélisation, est de 37 kHz, pour un

convertisseur estimé à 284 g. Sans compter les drivers ni la connectique de puissance, cela nous donne une densité de puissance de 7 kW/kg, ce qui est cohérent pour notre application.

4.4.2. Designs par optimisation globale du convertisseur avec CEM

À présent, nous utilisons notre procédure de lancement des optimisations (cf. paragraphe 4.3) pour réaliser de nombreux designs par optimisation globale de notre convertisseur et de ses filtres CEM. Nous effectuons cela pour les fréquences de découpage multiples de 5 kHz, dans l'intervalle [10 kHz, 90 kHz].

Nous signalons que nous avons souhaité utiliser notre procédure sur des temps très longs afin de consolider nos observations. En réalité, un quart de ces calculs aurait suffi à obtenir les mêmes conclusions.

Nous avons effectué la procédure 1871 fois. Les comportements obtenus sont résumés sur la figure 4.6.

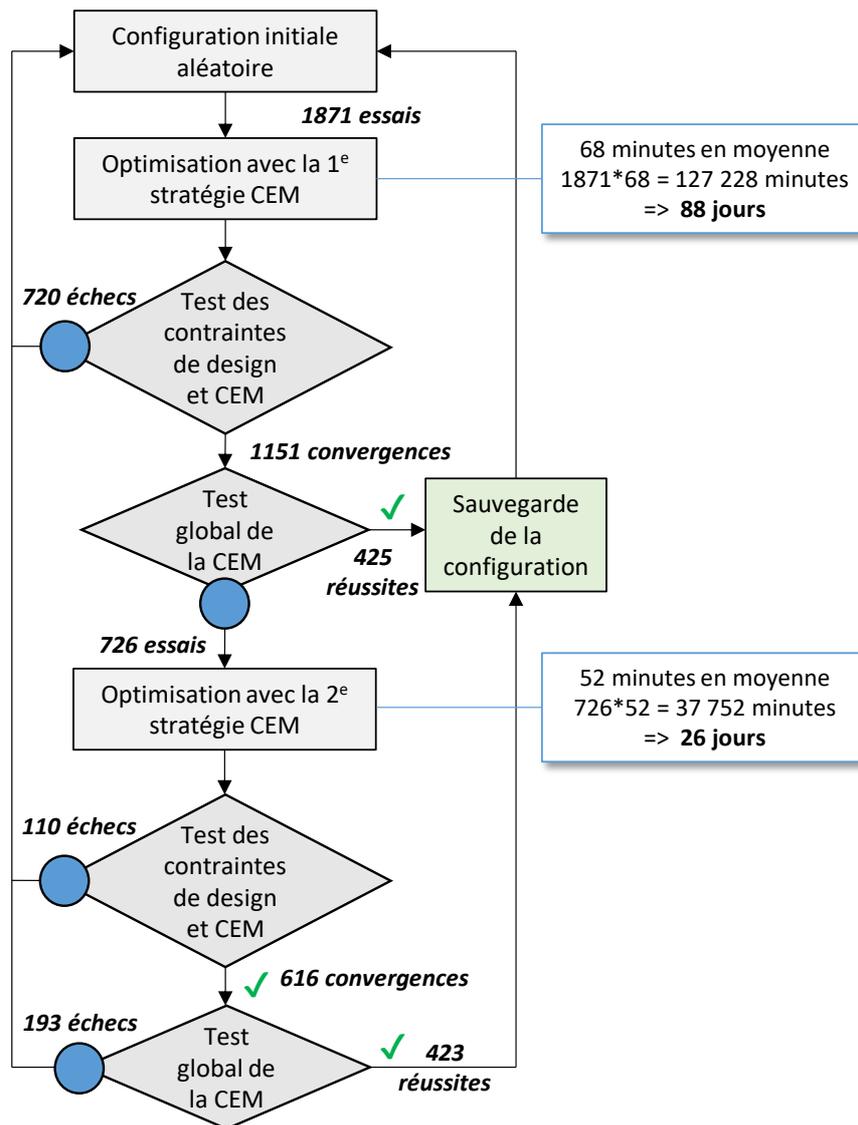


Figure 4.6 – Comportements des optimisations et de la procédure automatique de lancement

Sur les 1871 optimisations lancées, 1151 ont convergé avec la 1^{ère} stratégie CEM. Sur ces 1151 résultats, 425 respectent la CEM globale. Nous retrouvons la même proportion que lors des essais réalisés en partie 4.2.4, où nous avons trouvé une proportion de 20 % (et ici de 23 %).

Pour les 726 (1151 - 425) résultats ne respectant pas la CEM globale, nous les définissons comme point de départ des optimisations avec la 2^{ème} stratégie CEM. 616 ont convergé et 423 respectent la CEM globale.

Ainsi, nous avons obtenu 848 designs respectant l'ensemble des contraintes et la CEM globale.

Nous remarquons que la seconde optimisation avec la 2^e stratégie CEM a « rattrapé » de nombreux résultats et nous a permis d'obtenir deux fois plus de designs satisfaisants.

Avec notre procédure de lancement des optimisations, nous obtenons un taux de convergence de 45 % (848 sur 1871). Cette proportion est assez importante, notre procédure est donc très satisfaisante.

Les optimisations avec la 1^e stratégie de surveillance CEM se sont déroulées en 79 itérations et en 68 minutes, en moyenne. Les optimisations avec la 2^e stratégie de surveillance CEM se sont déroulées en 33 itérations et en 52 minutes, en moyenne.

Cela nous fait un total de 114 jours de calcul (encore une fois il s'agit d'une étude volontairement intensive, pour avoir des tendances sur de nombreux essais) réalisé au moyen d'une parallélisation du calcul sur quatre PC (Windows 10 / Intel Core i7 / 3,40Ghz / 8 Go). En réalité, ces résultats ont été obtenus en un peu moins d'un mois. Nous avons déjà des résultats très similaires au bout d'une semaine de calcul.

La répartition de ces résultats est montrée sur la figure 4.7.

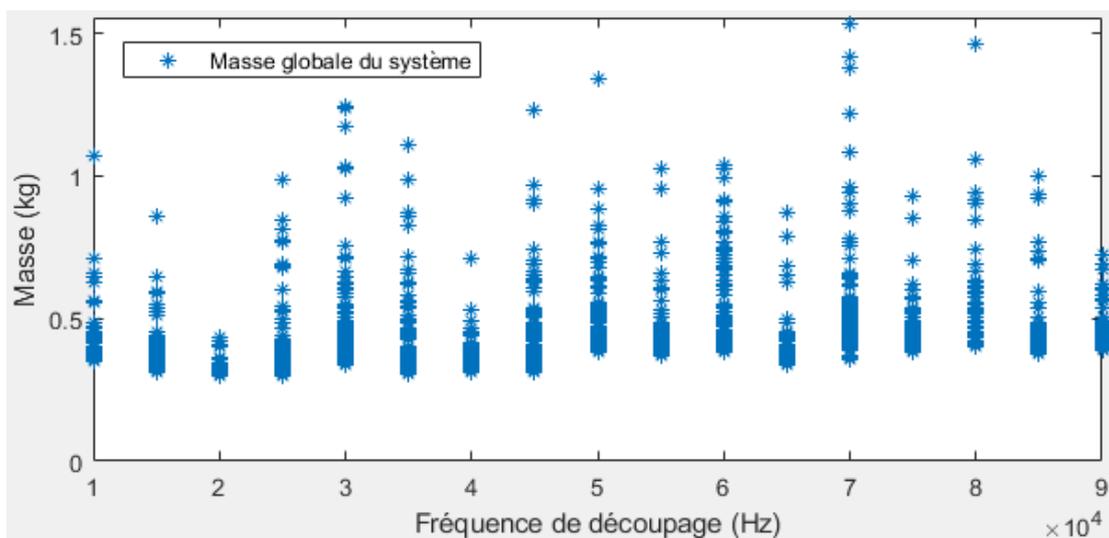


Figure 4.7 – Ensemble des designs obtenus par notre procédure de lancement des optimisations globales du convertisseur avec filtres CEM

Nous retrouvons la dispersion des résultats exposée dans la partie 4.2.3.

À chaque fréquence de découpage, nous gardons le meilleur design obtenu, i.e. le plus léger, et nous illustrons la masse des différentes parties du système sur la figure 4.8.

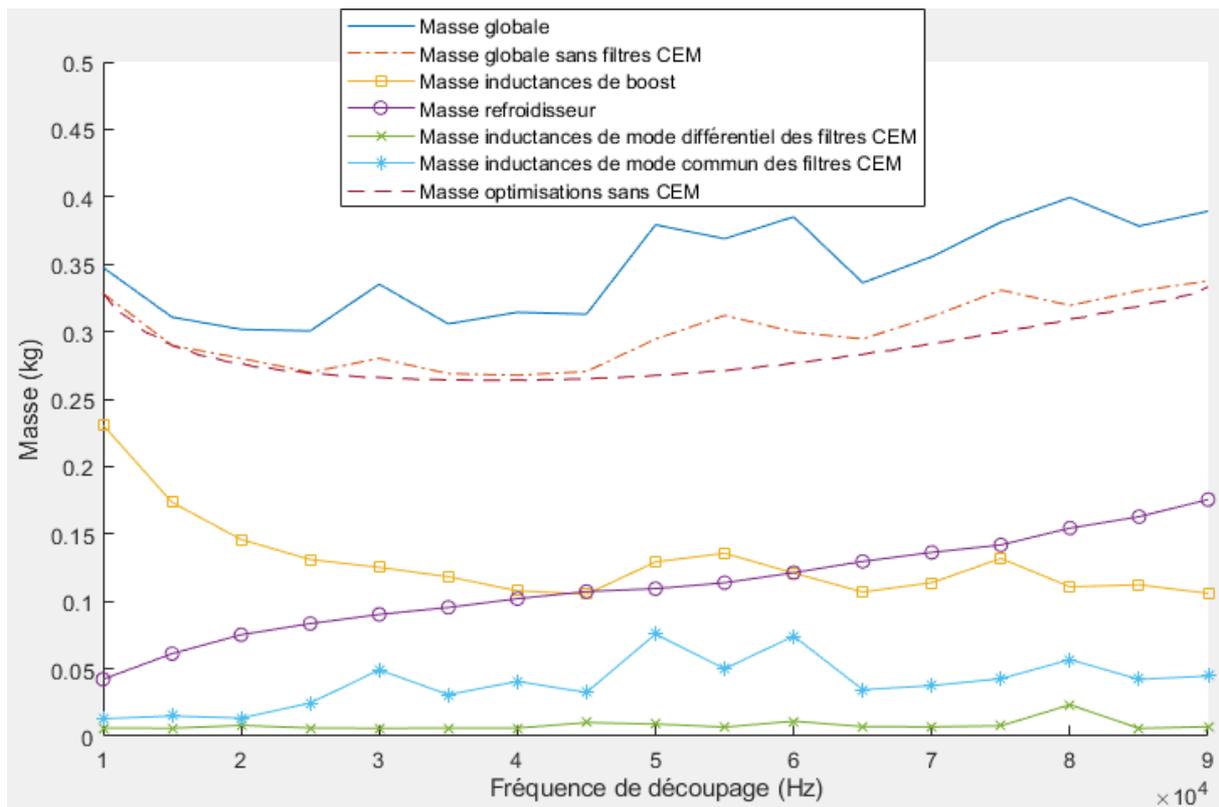


Figure 4.8 – Répartition des masses pour les meilleurs designs obtenus

Nous observons que la masse globale du système évolue de façon beaucoup moins lisse que pour les résultats sans CEM (cf. figure 4.6 et pointillés sur la figure 4.8). La contrainte CEM se comporte différemment à chaque fréquence de découpage et il en résulte des designs de filtres CEM qui varient beaucoup d'une fréquence à une autre.

Dans la plupart des cas, nous voyons que la masse des inductances de mode différentiel des filtres CEM est négligeable. Dans ces cas-là, leur valeur est quasi-nulle, l'optimisation a réduit leur design le plus qu'elle pouvait. Elle a alors préféré les remplacer par les inductances de fuite des inductances de mode commun.

Concernant le design du convertisseur sans considérer les filtres CEM, la masse obtenue suit les résultats des optimisations sans CEM (cf. partie 4.4.1 et figure 4.5). Il y a cependant de légères différences qui proviennent des inductances de boost : l'optimisation préfère les grossir, en raison de la contrainte CEM. Nous avons vu dans les parties 3.2.2.2 et 3.2.3.2.2, que les inductances de boost participent au filtrage de mode différentiel côté AC. L'optimisation s'est donc servie de cette interaction dans la gestion de la contrainte CEM.

Nous n'avons pas illustré la masse des condensateurs du bus DC, car leur valeur est constante pour toutes les fréquences, comme nous l'avons déjà constaté et expliqué précédemment. Nous pouvons conclure que la contrainte CEM n'a pas modifié leur design,

i.e. l'optimisation ne s'est pas servie de la capacité du bus DC pour la gestion de la contrainte CEM. Cela est tout à fait normal, au vu de notre analyse de la CEM du paragraphe 3.2.2.1.

4.4.3. Simplification de la procédure automatique de lancement des optimisations

Nous souhaitons affiner les résultats en effectuant les optimisations avec un pas de 1 kHz pour la fréquence de découpage.

Bien que nos optimisations soient déjà relativement rapides, nous devons les accélérer davantage, au vu du nombre d'optimisation nécessaires. Pour cela, nous apportons deux modifications à notre procédure de lancement des optimisations.

Tout d'abord, nous avons choisi de fixer certains paramètres : nous estimons que les « meilleurs » designs sont ceux où l'optimisation a remplacé les inductances de mode différentiel par les inductances de fuite des inductances de mode commun. Cependant, remarquons que cette conclusion peut paraître un peu hâtive : sur la figure 4.8, il y a quelques fréquences de découpage où l'optimisation a tout de même dimensionné de petites inductances de mode différentiel.

Nous faisons ce choix malgré tout car il nous permet d'enlever les 8 paramètres en entrée servant à décrire ces inductances (4 par inductance, cf. figure 4.2) et leurs contraintes de dimensionnement en sortie.

Ensuite, nous avons vu dans le paragraphe précédent que le design des inductances de boost et de la capacité du bus continu était proche de leur design sans prise en compte de la contrainte CEM.

Ainsi, plutôt que de démarrer par des valeurs aléatoires pour le design de ces deux composants, nous allons partir de leur design optimisé sans prise en compte de la CEM. Nous avons donc une procédure quasiment séquentielle, car nous dimensionnons le convertisseur, puis ses filtres CEM. Cependant, ce n'est pas véritablement du séquentiel, car les designs des inductances de boost et des condensateurs du bus DC ne sont pas fixés au cours des optimisations avec CEM. Ces valeurs permettent de mieux initialiser les variables d'entrées pour l'optimisation avec CEM. Alors, l'algorithme peut toujours choisir d'augmenter les inductances de boost pour le filtrage CEM.

Ainsi, cette nouvelle procédure permet à l'optimisation de partir avec des configurations initiales plus proches des designs « optimaux » que nous cherchons à atteindre. Elle est résumée par la suite, sur la figure 4.9 du paragraphe suivant.

4.4.4. Designs par optimisation pseudo-séquentielle du convertisseur avec CEM

Tout comme nous l'avons signalé en partie 4.4.2, nous avons fait tourner cette nouvelle procédure sur des temps très longs afin de consolider nos résultats. En réalité, un quart de ces calculs aurait suffi à obtenir les mêmes conclusions.

Nous avons exécuté cette nouvelle procédure 7523 fois. Les comportements obtenus sont résumés sur la figure 4.9.

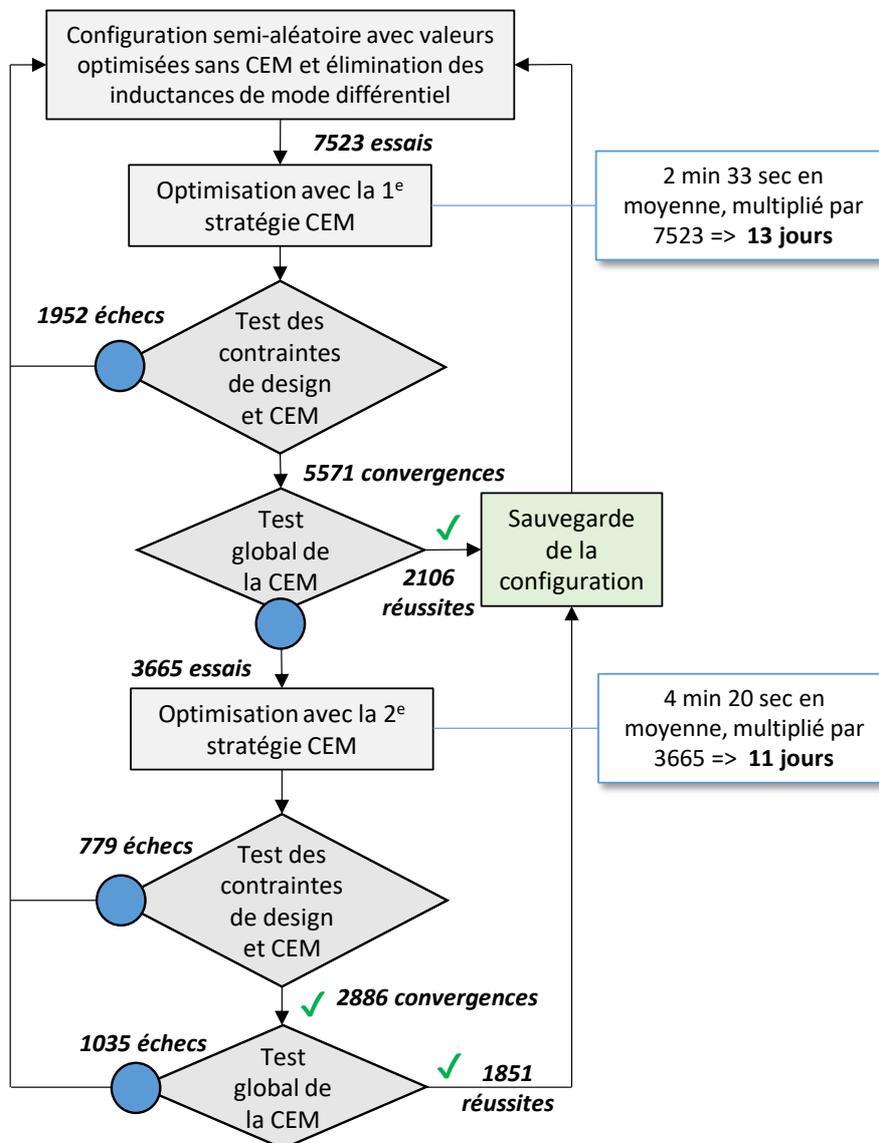


Figure 4.9 – Comportements des optimisations et de la procédure automatique de lancement

Dans 5571 cas, l'optimisation (avec la 1^e stratégie de surveillance des spectres CEM) a convergé. Sur ces 5571 cas, 2106 configurations respectent réellement la CEM globale.

Pour les 3665 cas restants, nous avons relancé l'optimisation avec la 2^e stratégie de surveillance CEM. 2886 ont convergé. Sur ces résultats, 1851 configurations respectent réellement la CEM globale.

Nous avons donc obtenu 3957 designs du convertisseur qui respectent l'ensemble des contraintes, et dont nous avons vérifié la CEM globale. Cela nous fait un taux de 53 % de convergence vers une solution acceptable pour notre procédure. Nous avons des tendances légèrement meilleures comparées aux résultats précédents du paragraphe 4.4.2, grâce aux deux modifications effectuées sur la procédure.

Concernant les temps de calcul, les améliorations apportées par notre nouvelle procédure sont très importantes.

En moyenne, les optimisations avec la 1^e stratégie de surveillance CEM se sont déroulées en 47 itérations et en 2 minutes et 33 secondes ; les optimisations avec la 2^e stratégie de surveillance CEM se sont déroulées en 33 itérations et en 4 minutes et 20 secondes et l'ensemble de la procédure s'est effectuée en 10 minutes.

Nous constatons une division des temps de calcul par 17, comparé aux résultats précédents.

Au total, cela représente 24 jours de calcul, répartis sur quatre PC. En réalité, ces résultats ont été obtenus en 6 jours. Nous précisons également que nous avons déjà des allures de courbe très similaires au bout de 2 jours de calcul.

Cette forte baisse des temps de calcul s'explique par plusieurs facteurs.

D'abord, nous avons réduit le nombre de paramètres d'entrées en enlevant les 8 paramètres de description des inductances de mode différentiel des filtres CEM. Nous passons de 26 à 18 paramètres variables en entrée. De plus, l'optimisation n'a plus à gérer les contraintes de dimensionnement en sortie, de ces deux éléments.

Ensuite, bien que nous n'ayons pas fixé les designs des inductances de boost ni de la capacité du bus continu, nous donnons des valeurs préalablement optimisées comme points de départ. Ainsi, le dimensionnement de ces composants par l'optimisation avec CEM ne requiert que peu d'effort. Bien que les inductances de boost servent parfois au filtrage CEM, leur dimensionnement s'éloigne peu du design initialement obtenu. Ainsi en quelque sorte, c'est comme si nous avions « enlevé » ces paramètres d'entrées du problème d'optimisation, ainsi que les contraintes de dimensionnement attenantes à ces composants. Il en ressort un comportement équivalent passant de 18 à 12 paramètres

d'entrées variables, avec un nombre de contraintes de dimensionnement à gérer en sortie diminué.

Enfin, comme cela a été dit précédemment, les configurations initiales sont plus proches des solutions optimales recherchées, ce qui explique que le nombre moyen d'itérations nécessaires à la convergence ait diminué de 40 %. Ce qui contribue également à diminuer les temps d'optimisation.

Ainsi, cette forte réduction (d'une part réelle et d'autre part apparente) du problème d'optimisation a grandement accéléré la convergence des calculs.

Sur la figure 4.10, nous avons mis la répartition des 3955 designs respectant l'ensemble des contraintes, dont la CEM globale, obtenus par la nouvelle procédure que nous venons d'exposer.

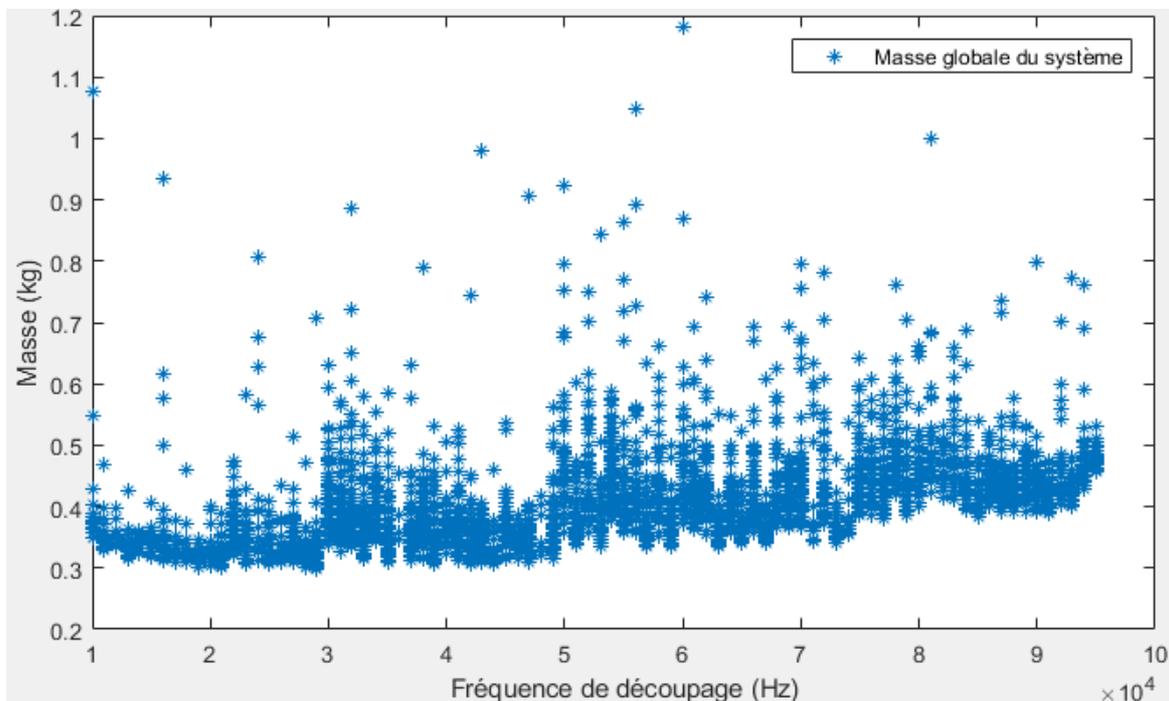


Figure 4.10 – Masse des designs respectant l'ensemble des contraintes, obtenus par notre nouvelle procédure de lancement des optimisations

Les résultats obtenus sont moins dispersés que les résultats de la figure 4.7. C'est grâce au fait que les configurations de départ sont plus proches des designs supposés optimaux. Cependant, nous avons toujours une importante dispersion des résultats, il est encore nécessaire de lancer de nombreuses optimisations.

Nous avons sélectionné le système le plus léger à chaque fréquence de découpage. Nous présentons ces configurations et la répartition des masses sur la figure 4.11.

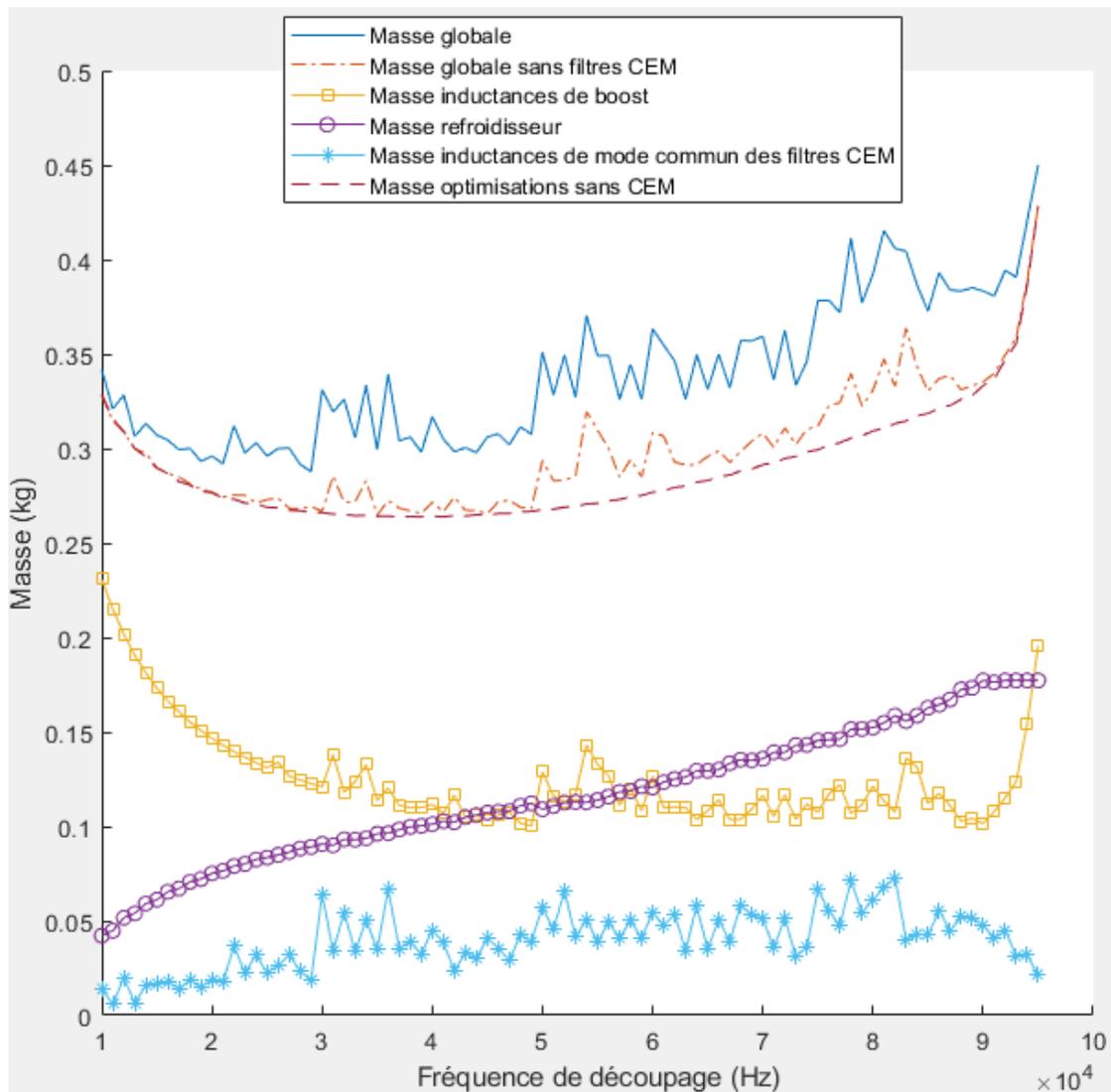


Figure 4.11 - Répartition des masses pour les meilleurs designs obtenus

Encore une fois, nous n'avons pas d'évolutions lisses des masses du système en fonction de la fréquence de découpage. D'une fréquence à une autre, les systèmes sont assez différents. Cela provient de la contrainte CEM qui se comporte très différemment à chaque fréquence de découpage.

Nous observons encore que les masses du convertisseur sans filtres CEM restent proches des masses obtenues via les optimisations sans CEM (cf. pointillés sur la figure 4.10). Enfin, nous observons encore le grossissement des inductances de boost dû à leur participation au filtrage CEM.

4.4.5. Analyse des résultats

4.4.5.1. Comparaison des designs obtenus par l'approche classique et par nos optimisations

En partie 3.2, nous avons détaillé la procédure classique de dimensionnement des filtres CEM. Puis, nous l'avons appliqué au système avec une fréquence de découpage de 58 kHz. Il en a résulté des filtres estimés à 70,1 g. Le reste du convertisseur étant dimensionné par optimisation sans CEM, sa masse s'élève à 275 g (cf. figure 4.6). Ce qui nous donne un système complet de 345 g.

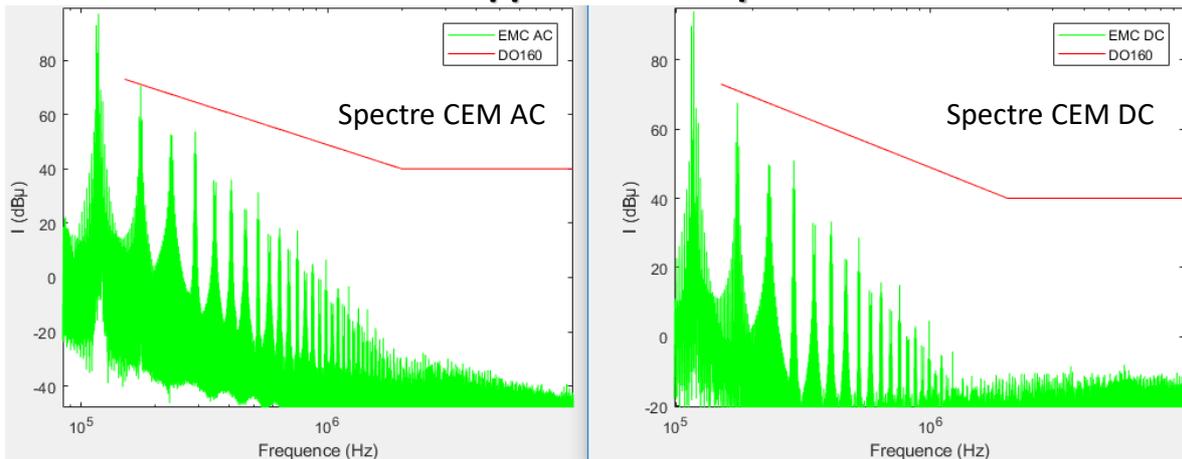
Par notre approche, le design le plus léger que nous ayons obtenu à 58 kHz pèse 344 g (cf. figure 4.11).

Ainsi, pour cette fréquence de découpage, les deux approches donnent des résultats identiques du point de vue de la masse globale du système.

Cependant, dans le détail, il est intéressant de noter que les deux approches ont abouti à des systèmes assez différents : l'approche par optimisation a choisi de grossir les inductances de boost pour le filtrage. En effet, les filtres CEM sont estimés à 50,2 g, ce qui est plus léger que ceux obtenus par l'approche classique. Le grossissement des inductances de boost donne un convertisseur sans CEM de 294 g, au lieu de 275 g avec l'optimisation sans CEM. Ainsi, les deux approches ont bien donné deux designs différents.

Sur la figure 4.12, nous illustrons les spectres CEM pour chacun des deux systèmes.

Approche classique



Approche par optimisation

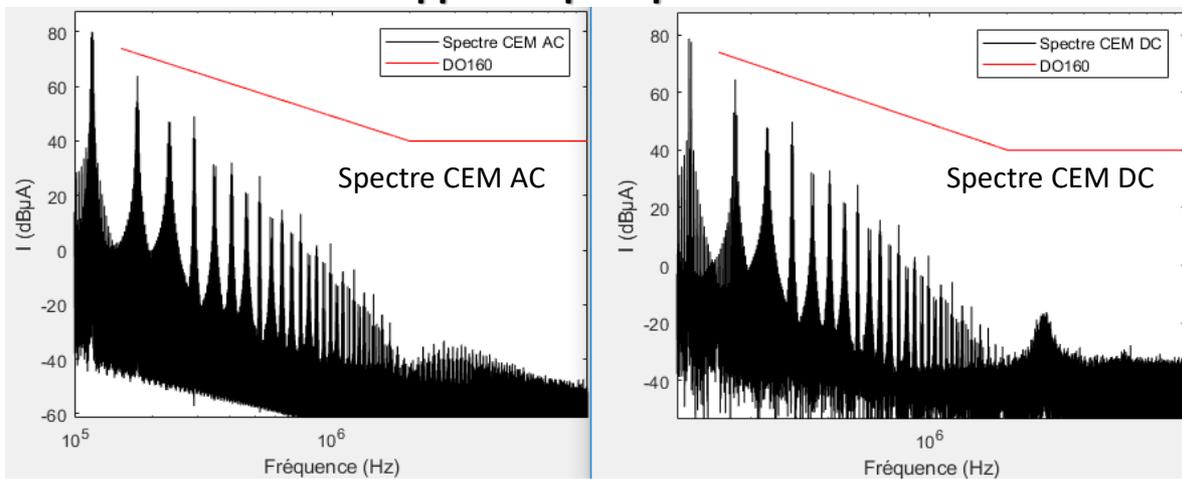


Figure 4.12 - Spectres CEM, AC et DC, des systèmes à 58 kHz, obtenus par les deux approches

Nous retrouvons la marge de sécurité 5 dB par rapport à la norme pour le système obtenu en optimisation (cf. parties 3.4.1.1.3 et 3.5.3). Tandis que le système obtenu par l'approche classique respecte la limite spectrale de justesse, notamment pour le côté AC. Ainsi, bien que nos deux approches aient donné deux systèmes de masses équivalentes, le système obtenu par optimisation est bien plus performant du point de vue de la CEM.

Pour mieux comparer les deux approches, nous avons relancé la procédure en retirant la marge de 5 dB, pour le système à 58 kHz. Nous obtenons un nouveau système optimisé pesant cette fois-ci 330 g. Notre approche a donc permis une réduction de 4 % de la masse du système.

4.4.5.2. Apparition de « marches » dans l'évolution de la masse optimale du système en fonction de la fréquence de découpage

Bien que les tendances de la figure 4.11 soient un peu chaotiques, nous pouvons y discerner des « marches ». Nous les avons illustrées de façon plus explicite sur la figure 4.13.

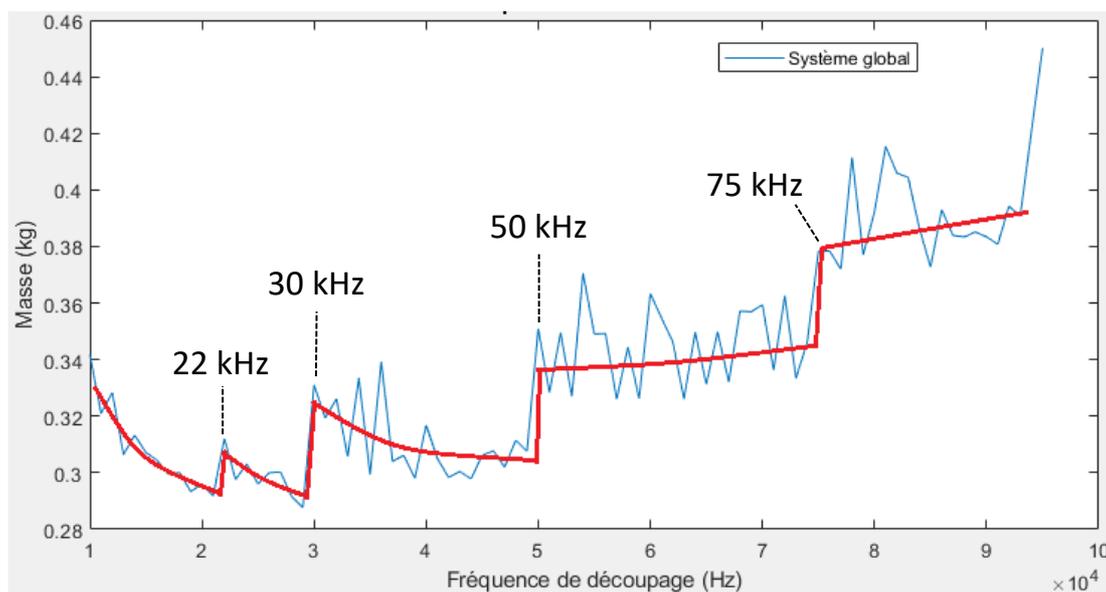


Figure 4.13 - Illustration des « marches », dans l'évolution de la masse optimale du système, en fonction de la fréquence de découpage

Nous rappelons que les harmoniques CEM importantes sont regroupées autour des multiples de la fréquence de découpage (cf. partie 3.5.1). L'apparition d'une marche correspond toujours à l'entrée d'un nouveau multiple de la fréquence de découpage dans la plage de fréquence normée (i.e. dépasse la limite des 150 kHz).

Par exemple, à 49 kHz, le 3^e multiple de la fréquence de découpage se trouve à 147 kHz, donc avant le début de la norme. Nous représentons les spectres CEM du meilleur design à 49 kHz, sur la figure 4.14. Ces spectres ont été obtenus via notre simulation temporelle.

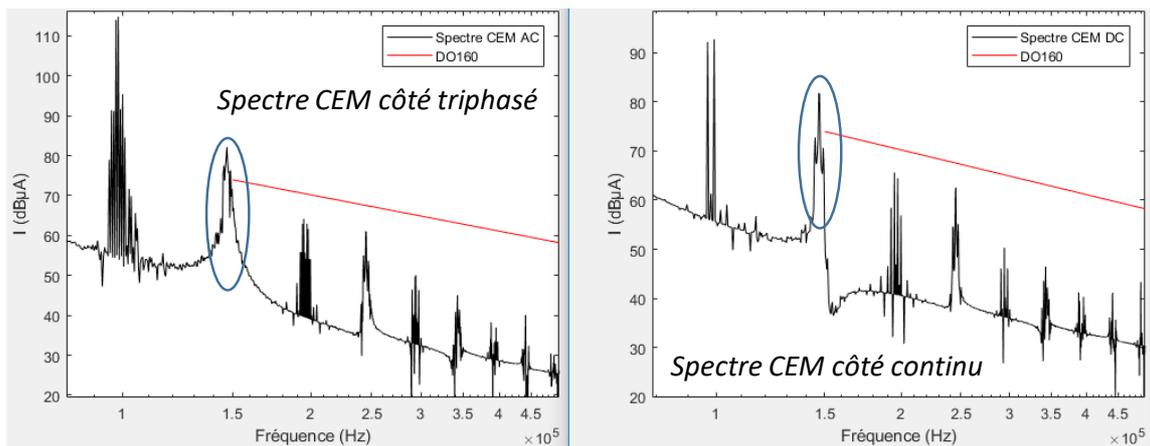


Figure 4.14 - Spectres CEM, côté AC et DC, pour le meilleur design à 49 kHz

Les harmoniques au voisinage de 147 kHz sont au-delà des niveaux de la norme, mais ils n'ont pas besoin d'être filtrés, car ils situent avant 150 kHz.

En revanche, à 50 kHz, le troisième multiple passe à 150 kHz, début de la norme. Nous avons illustré les spectres CEM du meilleur design à 50 kHz, sur la figure 4.15.

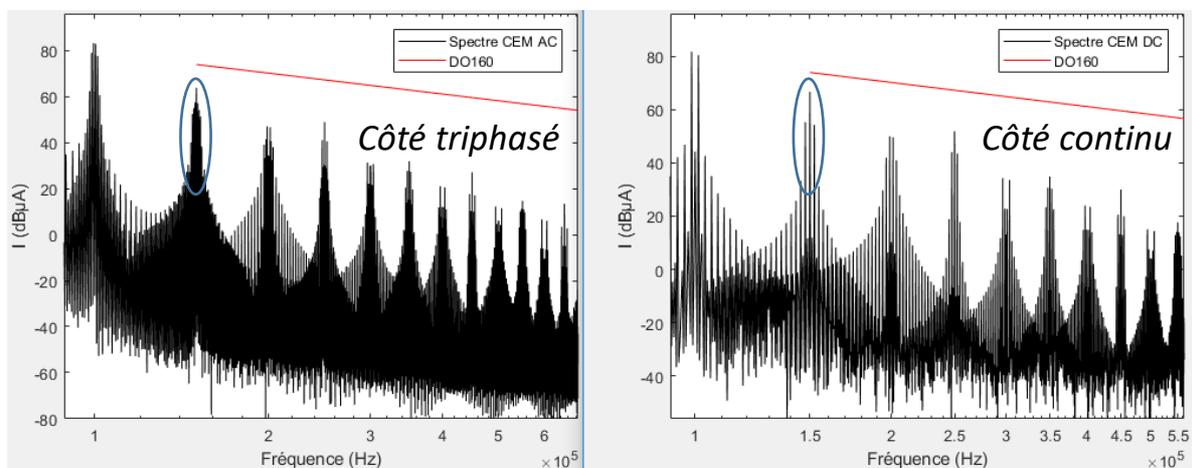


Figure 4.15 - Spectres CEM, côté AC et DC, pour le meilleur design à 50 kHz

Comparé au système à 49 kHz, il faut un filtrage plus important pour que les harmoniques au voisinage du 3^e multiple de la fréquence de découpage ne dépassent pas la norme CEM.

Ainsi, nous comprenons l'origine des marches dans l'évolution de la masse du système optimisé en fonction de la fréquence de découpage.

Ce phénomène n'apparaît pas à chaque fois qu'un nouveau multiple de la fréquence de découpage passe les 150 kHz. Sur la figure 4.12, nous remarquons qu'il a seulement lieu à 22 kHz ($7 \times 22 = 154$), 30 kHz ($5 \times 30 = 150$), 50 kHz ($3 \times 50 = 150$) et 75 kHz ($2 \times 75 = 150$). En revanche, il n'a pas lieu à 25 kHz ($6 \times 25 = 150$) ni à 38 kHz ($4 \times 38 = 152$), par exemple.

Cela s'explique par le fait que les harmoniques sont moins importantes autour du 4^e et du 6^e multiple de la fréquence de découpage, dans nos spectres CEM. Ces constatations ont été faites pour tous nos spectres CEM. Nous pouvons l'observer sur les figures 4.14 et 4.15. Les harmoniques sont un peu moins importantes à ces multiples de la fréquence de découpage. Ainsi, nous n'avons pas de marche lorsque ces multiples passent le début de la norme à 150 kHz.

Ce phénomène de marches est bien connu et a déjà été observé sur un système moins complexe [Delhommais-16].

4.4.5.3. Validation de la « meilleure » solution

Le système estimé comme étant le plus léger se situe à 29 kHz. Nous avons validé ses spectres CEM en simulation temporelle. Nous montrons ces spectres sur la figure 4.16.

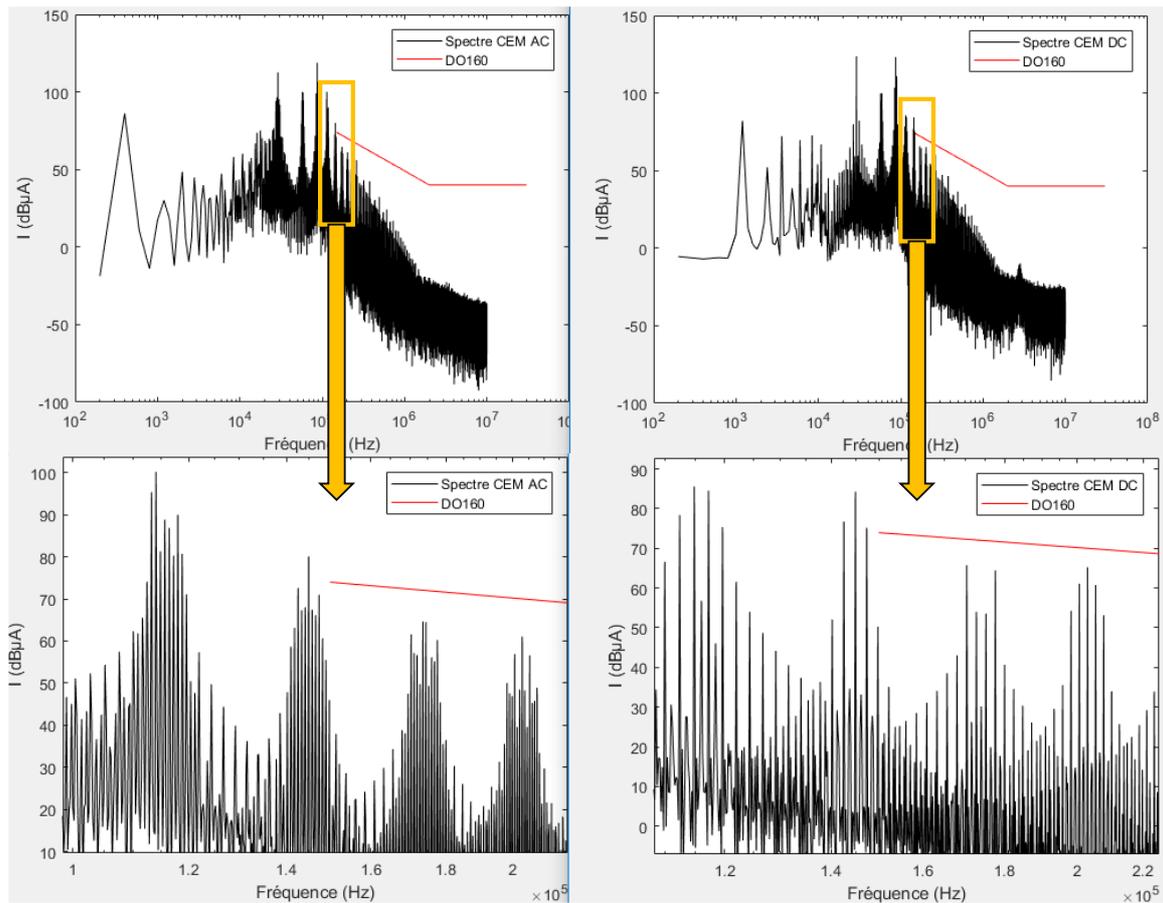


Figure 4.16 - Spectres CEM de la "meilleure" configuration du redresseur triphasé

La validation des spectres CEM en simulation temporelle est satisfaisante.

En observant les pics au voisinage de 145 kHz (5^e multiple de 29 kHz), ils dépassent de beaucoup la limitation du début de la norme, cependant ils ne sont pas dans la plage normée. Nous retrouvons bien les avantages de se placer à une fréquence de découpage qui précède l'entrée d'un nouveau multiple de $f_{d\acute{e}c}$ dans la plage normée (à 30 kHz le 5^e multiple de $f_{d\acute{e}c}$ entre dans l'intervalle du gabarit spectral) (cf. partie précédente).

Afin de compléter nos explications des comportements du modèle global en optimisation, nous précisons quelles ont été les contraintes dimensionnantes pour chacun des composants, dans le tableau 4.2.

Composant	Contraintes en entrée ou en sortie	Valeur	Borne min	Borne max
Inductances de boost				
	Densité de courant J des enroulements	10 A/mm ²		10 A/mm ²
	Coefficient de bobinage	90 %		90 %
	% de perméabilité dû à la saturation	81 %	0 %	
	Ondulation des courants triphasés	16,4 A		16,4 A
	Température	145 °C		145 °C
Inductance de mode commun AC				
	Densité de courant J des enroulements	10 A/mm ²		10 A/mm ²
	Coefficient de bobinage	90 %		90 %
	Champ magnétique	1 T		1 T
	Température	144 °C		195 °C
Inductance de mode commun DC				
	Densité de courant J des enroulements	10 A/mm ²		10 A/mm ²
	Coefficient de bobinage	85 %		90 %
	Champ magnétique	1 T		1 T
	Température	134 °C		195 °C
Condensateurs du bus continu				
	Tenue en courant	8,5 A	8,5 A	
	Ondulation de la tension de sortie	0,6 V		27 V
Condensateurs du filtrage CEM				
	Valeur de Cx, côté AC	1000 nF		1000 nF
	Valeur de Cy, côté AC	580 nF		580 nF
	Valeur de Cx, côté DC	770 nF		1000 nF
	Valeur de Cy, côté DC	170 nF		170 nF
Refroidisseur				
	Valeur de la résistance thermique	0,66 K/W	0,15 K/W	

Tableau 4.2 - Récapitulatif des contraintes en entrée et en sortie des modèles de composants, avec les contraintes actives surlignées

Nous voyons que beaucoup de contraintes ont été activées, preuve que l'optimisation a pu tirer avantage de chacune au maximum pour diminuer la masse du système.

Nous notons qu'une des capacités du filtrage CEM n'est pas à la valeur maximale que nous lui autorisons. De façon similaire à la démarche effectuée en partie 3.2.3, nous aurions pu nous attendre à ce que toutes ces capacités soient prises à leur valeur maximale autorisée. C'est une conclusion inattendue, vis-à-vis de notre analyse du système, que nous avons obtenue grâce à une approche globale et grâce aux optimisations.

4.4.5.4. Choix de la fréquence de découpage pour les phases suivantes de conception

Grâce à la figure 4.11, nous pouvons déterminer à quelles fréquences de découpage se placer pour continuer les étapes de conception du redresseur triphasé et ses filtres CEM.

Nous rappelons que nos modèles sont extrapolés pour du pré-dimensionnement et pour les approches déterministes. Nos estimations de masse sont donc approximatives. Ainsi, bien que le système supposé le plus léger se trouve à la fréquence de découpage de 29 kHz, il y a de nombreuses autres fréquences de découpage où les systèmes obtenus semblent légers et que le concepteur peut envisager aussi.

Ainsi, les intervalles de fréquence se trouvant juste avant les 3 premières marches (22 kHz, 30 kHz et 50 kHz) semblent intéressants à considérer.

À noter que plus la fréquence de découpage augmente, plus les pertes dans le système augmentent. Nous pouvons le constater sur la figure 4.17, sur laquelle nous avons représenté l'évolution du rendement de nos systèmes optimisés en fonction de la fréquence de découpage.

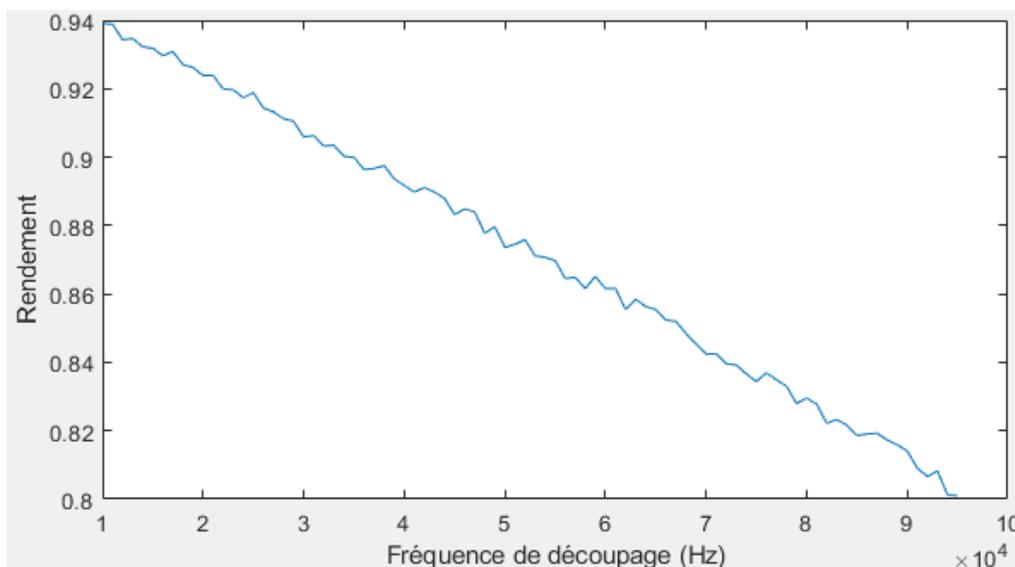


Figure 4.17 - Rendement des meilleurs designs du convertisseur

4.5. Conclusion du chapitre

Après avoir détaillé l'implémentation du modèle du convertisseur dans l'environnement de programmation CADES (orienté pour l'optimisation), nous avons réalisé les premières optimisations globales, en incluant la contrainte CEM et la variation de la fréquence de découpage. Cependant, nous avons rapidement été contraints de fixer la fréquence de découpage au cours d'une optimisation : notre algorithme déterministe n'était pas capable de la faire varier efficacement et cela diminuait beaucoup la convergence des optimisations. Suite à cette modification, nous avons relancé des optimisations : les temps de calcul et la convergence sont satisfaisants, en revanche, la contrainte CEM contient de très nombreux minimums locaux qui engendre une forte dispersion des résultats. Alors, la masse des systèmes obtenus n'est généralement pas satisfaisante. À cela s'ajoute le problème de fiabilité de nos stratégies de surveillance CEM.

Nous avons alors mis en place une procédure automatique de lancement des optimisations avec des configurations initiales aléatoires pour multiplier le nombre de résultats et ainsi nos chances d'aboutir à des systèmes légers. Nous y avons aussi intégré un test automatique de la CEM globale, afin de rejeter les cas où nos stratégies de surveillance CEM n'ont pas détecté les véritables dépassements de la norme CEM. Nous contournons ainsi le problème de la dispersion des résultats d'optimisation et le manque de fiabilité des stratégies de surveillance CEM.

Nous avons utilisé cette procédure pour lancer 1871 optimisations de notre modèle du convertisseur avec CEM, aux différents multiples de 10 kHz de la plage [10 kHz, 90 kHz], pour la fréquence de découpage.

Après avoir constaté les tendances et caractéristiques des meilleurs designs, nous avons effectué des dernières modifications sur le paramétrage des optimisations dans notre procédure de lancement. Grâce à elles, les configurations initiales sont moins aléatoires et plus proches des designs que nous estimons « optimaux ».

Ces dernières modifications ont permis d'accélérer les optimisations par un facteur 17, tout en gardant la même convergence.

Nous avons alors relancé de nombreuses optimisations (7523) avec un pas de variation de 1 kHz pour la fréquence de découpage, sur l'ensemble de la plage [10 kHz ; 95 kHz]. Nous avons ainsi obtenu 3850 conceptions satisfaisantes du système. En considérant le meilleur design, i.e. le plus léger, obtenu à chaque fréquence de découpage, nous constatons qu'ils sont différents d'une fréquence à une autre. En effet, la contrainte CEM se comporte différemment à chaque fréquence de découpage. Nous rappelons que cela constituait une des difficultés majeures pour la mise en place d'une gestion de la contrainte CEM en optimisation, avec la possibilité de faire varier la fréquence de découpage.

En observant l'évolution de la masse optimale du système en fonction de la fréquence de découpage, nous avons constaté des « marches ». Ce phénomène a déjà été observé dans des travaux similaires réalisés sur un convertisseur plus simple en conversion DC-DC [Delhommiais-16]. Chaque marche correspond à l'entrée d'un nouveau multiple de la fréquence de découpage dans la norme CEM, i.e. dépasse les 150 kHz. En effet, les harmoniques CEM importantes sont regroupées autour des multiples de la fréquence de découpage, ainsi lorsque de nouvelles harmoniques importantes passent dans le domaine spectral normé, un filtrage important est parfois nécessaire, d'où la marche d'augmentation de la masse du système.

Grâce à ces nombreux résultats de pré-dimensionnement, nous obtenons des éléments pertinents pour les phases suivantes de conception, pour l'accomplissement de la réalisation d'un convertisseur léger.

En résumé, il semble judicieux de :

- remplacer les inductances de mode différentiel des filtres CEM par les inductances de fuite des inductances de mode commun,
- considérer les inductances de boost pour aider au filtrage CEM,
- se placer à une fréquence de découpage dans un des intervalles [17 kHz ; 21 kHz], [25 kHz ; 29 kHz] et [40 kHz ; 49 kHz], en sachant que plus la fréquence choisie est basse, meilleur sera le rendement du convertisseur.

Pour obtenir ces résultats et conclusions, nous avons mis en place un ensemble d'outils et de modèles qui ont nécessité beaucoup de temps de réflexion et de mise en œuvre. Nous pouvons alors nous poser la question : était-ce réellement nécessaire pour notre cas d'application ?

Puisque nous avons finalement dû fixer la fréquence de découpage en optimisation, nous retrouvons le fait qu'à une fréquence donnée les dépassements principaux de la norme CEM restent aux mêmes fréquences dans le spectre [Touré-12].

Ainsi, nous aurions pu étudier le système aux différentes fréquences de découpage et trouver à chaque fois les 10~20 harmoniques à considérer pour assurer une bonne surveillance des spectres CEM. Bien que cette recherche soit manuelle et que nous ayons considéré 85 fréquences de découpage, cela est faisable dans des temps relativement acceptables, et plus courts que la mise en place de notre stratégie de surveillance CEM.

De plus, cela aurait fortement réduit les temps d'optimisation puisque les nombreux calculs de la stratégie de surveillance des spectres CEM (cf. partie 3.5) sont évités, tout en ayant une meilleure fiabilité car nous surveillerions efficacement les potentiels dépassements de la norme.

C'est pourquoi, dans notre contexte, il aurait finalement été préférable d'adapter la surveillance des harmoniques CEM au cas par cas, comme nous venons de le décrire.

Cependant, les stratégies de surveillance CEM que nous avons élaborées proposent des idées assez génériques qui pourraient potentiellement être avantageuses dans d'autres contextes, notamment pour des réseaux de convertisseur à découpage avec des interactions CEM entre eux. Dans un tel contexte, le nombre de combinaisons entre les fréquences de découpage rend impossible une démarche au cas par cas, et nous pouvons supposer que la CEM de l'ensemble serait bien différente à chaque fois. La mise en place de stratégies de surveillance automatique reprenant les idées développées dans ces travaux semble alors judicieuse.

Nous précisons que l'adaptation et la réutilisation de la stratégie à d'autres contextes seraient beaucoup plus rapides que sa genèse et sa première mise en œuvre, car une bonne partie des travaux de réflexion et d'implémentation sont déjà effectués.

Bien qu'une surveillance adaptée manuellement à chaque fréquence de découpage eut été plus pertinente pour notre contexte, le reste de la modélisation du système et l'ensemble des stratégies qui ont permis de diminuer les temps de calcul et de permettre la convergence des optimisations demeurent valides et ont grandement participé à l'obtention des résultats.

Références du chapitre

- [AdolC] Adol-C, <https://projects.coin-or.org/ADOL-C>
- [Boggs-00] P.T. Boggs, J.W. Tolle, « Sequential quadratic programming for large-scale nonlinear optimization », *Journal of Computational and Applied Mathematics*, vol. 124, no. 1, pp. 123-137, 2000.
- [Delhommiais-16] M. Delhommiais, G. Dadanema, Y. Avenas, F. Costa, J. L. Schanen, C. Vollaire, « Design by optimization of power electronics converter including EMC constraints », *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, pp. 182-187, 2016.
- [HSL] Harwell Subroutine Library, <http://www.hsl.rl.ac.uk/>
- [Magot-04] D. Magot, « Méthodes et outils logiciels d'aide au dimensionnement: application aux composants magnétiques et aux filtres passifs », Thèse de doctorat, Grenoble INP, 2004.
- [Touré-12] B. Touré, « Modélisation Haute Fréquence des variateurs de vitesse pour Aéronefs : Contribution au Dimensionnement et à l'Optimisation de Filtres CEM », Thèse de doctorat, Grenoble INP, 2012.
- [Wurtz-96] F. Wurtz, « Une nouvelle approche pour la conception sous contraintes de machines électriques », Thèse de doctorat, Grenoble INP, 1996.

CONCLUSION GENERALE

Ces travaux s'inscrivent dans la philosophie du pré-dimensionnement par optimisation en électronique de puissance. En phase de préconception, les degrés de liberté sont importants, et l'espace des solutions à explorer très grand. Il est capital de pouvoir disposer d'outils et de méthodes permettant d'évaluer des solutions proposées, vis-à-vis des cahiers des charges en négociation. Ainsi, le concepteur peut comparer objectivement plusieurs technologies, ou structures de convertisseurs, lois de commande... Il peut alors identifier les parties des contraintes qui limitent son dimensionnement, et argumenter, chiffres à l'appui, certaines demandes de révisions du cahier des charges.

Notre stratégie de pré-dimensionnement par optimisation repose sur des algorithmes déterministes. Ceux-ci ont montré leur capacité à évoluer dans des espaces de solutions vastes et fortement contraints. Nous avons souhaité intégrer à cette approche la problématique du dimensionnement de filtrage CEM.

Nous avons choisi l'exemple d'un redresseur MLI triphasé de 2 kW avec un filtrage CEM du côté alternatif et du côté continu. Nous avons considéré l'objectif de la réduction de masse, en vue d'applications aéronautiques. Un défi majeur était la volonté d'inclure ce modèle de filtrage au même niveau que les autres modèles de dimensionnement, car beaucoup de variables d'optimisation sont communes, en particulier la fréquence de découpage. Ainsi, nous avons intégré la possibilité de faire varier cette fréquence dans les modèles de dimensionnement des composants, ainsi que dans la modélisation CEM du système.

La problématique principale de ces travaux a résidé dans la capacité à faire converger les optimisations d'un modèle global aussi conséquent, et comprenant autant de contraintes (liées à la CEM). Pour cela, des stratégies ont été mises en place, notamment concernant la surveillance automatique des spectres CEM, dans un contexte où la fréquence de découpage varie. Ces innovations ont permis de réduire drastiquement les temps de calcul, et également d'alléger les efforts de l'algorithme d'optimisation. Quant à la convergence des optimisations vers des systèmes respectant l'ensemble des contraintes, notamment CEM, celle-ci a été rendue possible grâce à une formulation particulière de la contrainte CEM.

Cependant, après analyse du problème, il s'avère que les optimisations déterministes sont piégées par le critère CEM dans des minima locaux. Pour pallier à cela, nous avons mis en place une procédure de lancement d'optimisations déterministes avec des paramétrages initiaux aléatoires, afin de multiplier les essais pour contourner les

minimums locaux non satisfaisants (dimensionnement des filtres CEM lourd). Nous avons pu réaliser de nombreuses optimisations en fixant finalement la fréquence de découpage et en balayant la plage de fréquence [10 kHz ; 95 kHz] avec un pas assez fin de 1 kHz. Grâce à cela, nous avons été en mesure d'analyser quelles fréquences de découpage semblaient les plus avantageuses, afin de les considérer dans des phases plus avancées de conception.

Pour notre cas d'application, des démarches non automatisées de dimensionnement, réadaptées à chaque fréquence de découpage, auraient été plus fiables encore, et finalement plus rapides à mettre en œuvre. Néanmoins, notre approche a permis de bien mieux cerner les difficultés des algorithmes déterministes à gérer cette contrainte CEM. La méthode et les outils que nous avons mis en œuvre sont particulièrement pertinents pour aborder des problèmes plus complexes comme l'analyse CEM de systèmes comprenant plusieurs convertisseurs à découpage sur un même réseau. Le nombre de combinaisons existantes entre les différentes fréquences de découpage empêcherait une démarche au cas par cas. L'utilisation de stratégies permettant de repérer automatiquement les harmoniques CEM majeures, comme nous l'avons proposé, semble être une réponse adaptée à ces problèmes impliquant des contraintes CEM en optimisation.

Dans ces travaux, nous avons mis l'accent sur la prise en compte de la CEM au même niveau que les autres aspects du convertisseur. Cependant, nous aboutissons finalement à une démarche à mi-chemin entre l'approche globale visée et l'approche séquentiel plus répandue (dimensionnement du convertisseur puis des filtres CEM). En effet, il était plus efficace de réaliser l'optimisation du convertisseur sans CEM dans un premier temps pour initialiser le point de départ des optimisations globales avec CEM, dans un second temps. Néanmoins, les optimisations ont tiré avantage de cette approche globale car la contrainte CEM les a parfois amenées à grossir les inductances de boost, du fait de leur participation au filtrage de mode différentiel. Cependant, ces bénéfices sont relativement faibles, comparé au temps de mise en œuvre d'une telle approche globale.

L'analyse de résultats dans d'autres cas de figure et notamment sur des systèmes plus complexes multi-convertisseurs, permettra sans doute de progresser sur ces stratégies d'optimisation incluant la CEM, et les outils développés (mise en équation, sélectivité, choix automatique des harmoniques CEM importantes...) seront certainement très utiles.

L'approche que nous avons mise en place est capable de prendre en compte des schémas équivalents d'inductance ou de capacité avec autant d'éléments parasites qu'on le souhaite. Ce qui est pratique pour l'utilisation de modélisations fidèles en hautes fréquences (> 5 MHz) [Cuellar-15] [Cuellar-17] [Dos Santos-17]. De plus, elle prend en compte la chute de perméabilité des matériaux magnétiques avec la fréquence.

Enfin, ces travaux ont permis d'aboutir aux mêmes constats que [Delhommais-16] concernant l'apparition de marches dans l'évolution de la masse optimale du système en fonction de la fréquence de découpage, sur un cas d'application beaucoup plus complexe. Ces constatations donnent des pistes simples concernant le choix de la fréquence de découpage des convertisseurs à découpage, ou encore permettraient de discuter de l'impact des normes CEM sur la masse des convertisseurs, comme dans le programme de recherche MECEP [Marot-15] qui vise justement à repenser la norme DO160.

Au cours de ces travaux, l'accent a été mis sur la généralité des approches et des outils mis en place en vue de leur réutilisation dans d'autres contextes. Cela a parfois demandé du temps, cependant l'adaptation de l'approche à de nouveaux cas de figure se ferait nettement plus rapidement.

Le cœur de ces travaux étant méthodologique, nous n'avons pas eu le temps de proposer de validations expérimentales, mais celles-ci sont en cours dans d'autres thèses au G2ELab (Mylène Delhommais et Adrien Voiltoire). Par ailleurs, la méthode des sources équivalentes CEM a été validée de nombreuses fois [Revol-03] [Revol-11] [Labrousse-11] [Touré-12] [Gadanema-17] sur ces gammes de fréquence.

Sur un plan plus pragmatique, des modèles de dimensionnement restent à faire évoluer. Nos optimisations sont relativement rapides à l'heure actuelle, il y a donc de la marge pour envisager l'intégration de modèles plus fins et plus gourmands en temps de calcul. Au vue de la bonne convergence des optimisations, il est aussi envisageable d'augmenter le nombre de paramètres servant à la description des composants si nécessaire. Voici les points à améliorer que nous pouvons relever :

- Nous avons constaté que les RSIL et les filtres CEM agissent sur le comportement du convertisseur, notamment au niveau des ondulations des courants triphasés. Nous explicitons ces observations en Annexe E. Il conviendrait de réussir à quantifier ces phénomènes pour les intégrer en optimisation, car ils ont un impact sur le fonctionnement, et donc le dimensionnement, du convertisseur.
- L'évaluation des courants de mode commun, pour la saturation et les pertes des inductances de mode commun reste difficile à prédire avec des expressions dérivables et pas trop lourdes. Dans ces travaux, les courants que nous avons considérés sont très approximatifs. Des travaux peuvent donner des éléments d'analyse supplémentaires [Jettanasen-08] [Heldweinn-11].
- Le modèle d'inductance de fuite pour l'inductance de mode commun triphasée est approximatif, or elle est privilégiée pour le filtrage CEM de mode différentiel, face aux inductances de mode différentielles. Il convient donc de s'y attarder.
- Le modèle thermique des inductances est assez simplifié dans ces travaux.

- D'une manière générale, la gamme de fréquence visée pourrait être étendue, à condition de compléter la modélisation par les éléments parasites des inductances de MC et de MD [Cuellar-15]. Des travaux de [Zaidi-18] donnent quelques indications dans ce sens, en évaluant par exemple des valeurs maximales de capacités permettant de tenir le cahier des charges CEM.
- Nous avons également fixé la loi de commande et la technologie des composants. L'étude de l'impact d'autres lois de commande sur la CEM et le dimensionnement du système serait assez facilement réalisable et pourrait aboutir à des résultats intéressants [Neascu-01].
- Nous rappelons aussi que nous avons considéré des tores magnétiques homothétiques, pour diminuer le nombre de paramètres servant à leur description. Nous pourrions tester de décrire les tores par leur hauteur et leurs diamètres séparément, et ainsi voir si des géométries particulières pourraient apporter des avantages supplémentaires [Zaidi-18].

Au final, nos travaux ont permis la mise en place d'une approche de dimensionnement par optimisation globale pour une application assez complexe et réaliste, celle-ci comprenant du triphasé et deux filtres CEM (comparé à des cas d'études plus simples en DC-DC avec un filtre CEM). Des défis importants concernant des problèmes calculatoires (temps de calcul et convergence des optimisations) ont été relevés avec succès, et les idées développées pourront contribuer à de futurs travaux abordant d'autres cas d'application.

Références de la conclusion générale

- [Cuellar-15] C. Cuellar, A. Benabou, N. Idir, « High Frequency Model of Ferrite and Nanocrystalline Ring Core Inductors », 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), pp. 1-8, 2015.
- [Cuellar-17] C. Cuellar, N. Idir, « Stray capacitances determination methods of EMI filter inductors », IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 7040-7045, 2017.
- [Delhommais-16] M. Delhommais, G. Dadanema, Y. Avenas, F. Costa, J. L. Schanen, C. Vollaire, « Design by optimization of power electronics converter including EMC constraints », International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, pp. 182-187, 2016.
- [Dos Santos-17] V. Dos Santos, N. Roux, B. Revol, B. Sareni, B. Cougo, J.-P. Carayon, « Unshielded Cable Modeling for Conducted Emissions, Issues in Electrical Power Drive Systems », IEEE EMC Europe 2017, September 2017.
- [Gadanema-17] G. Dadanema, M. Delhommais, F. Costa, J.-L. Schanen, Y. Avenas, C. Vollaire, « Analytical model for SiC based power converter optimization including EMC and thermal constraints », IEEE EMC Europe, September 2017.
- [Heldwein-11] M. L. Heldwein, L. Dalessandro, J. W. Kolar, « The Three-Phase Common-Mode Inductor: Modeling and Design Issues », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 8, pp. 3264-3274, August 2011.
- [Jettanasen-08] C. Jettanasen, « Modélisation par approche quadripolaire des courants de mode commun dans les associations convertisseurs-machines en aéronautique; optimisation du filtrage », Thèse Ecole Centrale de Lyon, 2008.
- [Labrousse-11] D. Labrousse, B. Revol, F. Costa, « Switching cell EMC behavioral modeling by transfer function », IEEE EMC Europe 2011, pp. 603-606, Septembre 2011.

- [Marot-15] C. Marot, J. Rivenc, F. Flourens, F. Therond, « MECEP Project - Mastering Conducted Emissions on Power Equipment », MEA 2015 More Electric Aircraft, 2015.
- [Neascu-01] D. Neascu, « Space Vector Modulation – An introduction », Tutorial at IECON2001, 2001.
- [Revol-03] B. Revol, « Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse-machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, 2003.
- [Revol-11] B. Revol, J. Roudet, J.L. Schanen, P.Loizelet, « EMI study of a three phase inverter-Fed Motor Drives », IEEE transaction on IAS, Vol 47 n° 1, pp. 223 – 231, January/Feb 2011.
- [Touré-12] B. Touré, « Modélisation Haute Fréquence des variateurs de vitesse pour Aéronefs : Contribution au Dimensionnement et à l'Optimisation de Filtres CEM », Thèse de doctorat, Grenoble INP, 2012.
- [Zaidi-18] B. Zaidi, « Méthode d'optimisation du volume des bobines de mode commun pour la conception des filtres CEM », Thèse de doctorat, Lille L2EP, 2018.

ANNEXES

Annexe A - Sélections des tores magnétiques dans les catalogues des constructeurs MAGNETICS et VACUUMSCHMELZE pour le calcul des coefficients de proportionnalité α et β , et de la densité volumique ρ

Pour le catalogue MAGNETICS, nous avons sélectionné des tores cohérents avec la puissance et les courants de notre application. Cette sélection est montrée sur le tableau A.1. Nous avons précisé à quelle page du catalogue correspond chaque tore et ses caractéristiques. Pour chacun de tore, différentes perméabilités magnétiques sont disponibles.

Page Ref.	Dext (mm)	Dint (mm)	H (mm)	α	β	Masse (g)	Volume (mm ³)	ρ (kg/m ³)
4-16	20,3	12,7	6,35	3,20	2,00	8,9	1250,81	7115,39
4-17	22,9	14	7,62	3,01	1,84	15	1965,45	7631,85
4-18	23,6	14,4	8,89	2,65	1,62	19	2440,97	7783,78
4-19	26,9	14,7	11,2	2,40	1,31	34	4464,38	7615,84
4-20	32,8	20,1	10,7	3,07	1,88	44	5645,90	7793,27
4-21	34,3	23,4	8,89	3,86	2,63	33	4391,31	7514,84
4-22	35,8	22,4	10,5	3,41	2,13	49	6431,42	7618,84
4-23	39,9	24,1	14,5	2,75	1,66	87	11515,82	7554,82
4-24	46,7	24,1	18	2,59	1,34	170	22620,60	7515,27
4-25	46,7	28,7	15,2	3,07	1,89	120	16202,32	7406,34
4-26	50,8	31,8	13,5	3,76	2,36	130	16640,15	7812,43
4-27	57,2	26,4	15,2	3,76	1,74	230	30739,05	7482,34
4-28	57,2	35,6	14	4,09	2,54	170	22040,41	7713,11
MOYENNES				3,20	1,92			7581,40

Tableau A.1 - Sélection des tores du catalogue MAGNETICS

Pour le catalogue VACUUMSCHMELZE, la sélection est montrée sur le tableau A.2. Nous signalons que pour ce catalogue, chaque référence n'est distribuée qu'à une perméabilité magnétique donnée. Celle-ci n'étant pas renseignée, nous l'avons retrouvée à partir de la valeur A_L fournie.

Core Ref.	Dout (mm)	Dint (mm)	H (mm)	α	β	Weight (g)	ρ (kg/m ³)	Al 10kHz (μ H)	μ
W409	20	12,5	8	2,5	1,563	9	5876	55,2	99667
W450	20	12,5	8	2,5	1,563	9	5876	14,3	25819
W523	25	20	10	2,5	2	10,4	5885	28,4	85200
W380	25	16	10	2,5	1,6	17	5866	65,5	99463
W451	25	16	10	2,5	1,6	17	5866	17	25815
W980	25	16	10	2,5	1,6	17	5866	3,2	4859
W423	30	20	10	3	2	23	5857	59,3	98833
W358	30	20	10	3	2	23	5857	15,5	25833
W981	30	20	10	3	2	23	5857	2,9	4833
W514	30	20	15	2	1,333	33	5602	88	97778
W422	40	32	15	2,667	2,133	38	5600	47,2	94400
W452	40	32	15	2,667	2,133	38	5600	12,2	24400
W964	40	32	15	2,667	2,133	38	5600	2,3	4600
W424	40	25	15	2,667	1,667	64	5572	101	97259
W453	40	25	15	2,667	1,667	64	5572	25,4	24459
V102	45	30	15	3	2	74	5583	87,5	97222
V118	45	30	15	3	2	74	5583	24,3	27000
V101	45	30	15	3	2	74	5583	15,7	17444
W516	50	40	20	2,5	2	79	5588	45,3	67950
W565	50	40	20	2,5	2	79	5588	18	27000
W517	63	50	25	2,52	2	161	5582	58,6	67916
V110	63	50	25	2,52	2	161	5582	23,3	27004
W985	63	50	25	2,52	2	163	5651	3,3	3825
W531	80	50	20	4	2,5	342	5583	35	25278
V091	80	50	20	4	2,5	347	5664	9,6	6933
W518	90	60	20	4,5	3	395	5588	81	67500
W984	90	60	20	4,5	3	400	5659	4,6	3833
V082	100	80	25	4	3,2	379	5362	56,3	67560
V081	100	80	25	4	3,2	379	5362	14,5	17400
W468	102	76	25	4,08	3,04	508	5590	68,8	62802
V080	102	76	25	4,08	3,04	508	5590	19,1	17435
W947	102	76	25	4,08	3,04	515	5667	4,3	3925
V074	160	130	25	6,4	5,2	917	5368	26,8	34542
V088	160	130	25	6,4	5,2	917	5368	20,1	25907
V066	160	130	25	6,4	5,2	917	5368	12,9	16627
W982	160	130	25	6,4	5,2	967	5661	3	3867
MOYENNES				3,44	2,51		5637		

Tableau A.2 - Sélection des tores pour le catalogue VACUUMSCHMELZE

Nous constatons que les perméabilités magnétiques vont de 3 800 à 100 000.

Annexe B – Explication du calcul de la couche équivalente de bobinage e_{spires}

Le principe de ce calcul est que nous avons voulu estimer l'épaisseur d'une couche homogène qui ferait la même surface que l'ensemble des spires dans la fenêtre de bobinage. Nous considérons dans ces calculs que les spires et cette couche équivalente ne sont pas parfaitement collées au tore, mais espacé de 1 mm. Nous considérons également que chaque spire occupe une surface correspondant à un carré de côté égal au diamètre du fil conducteur (en n'oubliant pas l'épaisseur de l'isolant e_{isol} , à considérer deux fois puisqu'on effectue un raisonnement sur les diamètres).

Sur la figure B.1, nous avons illustré les deux surfaces devant être égales.

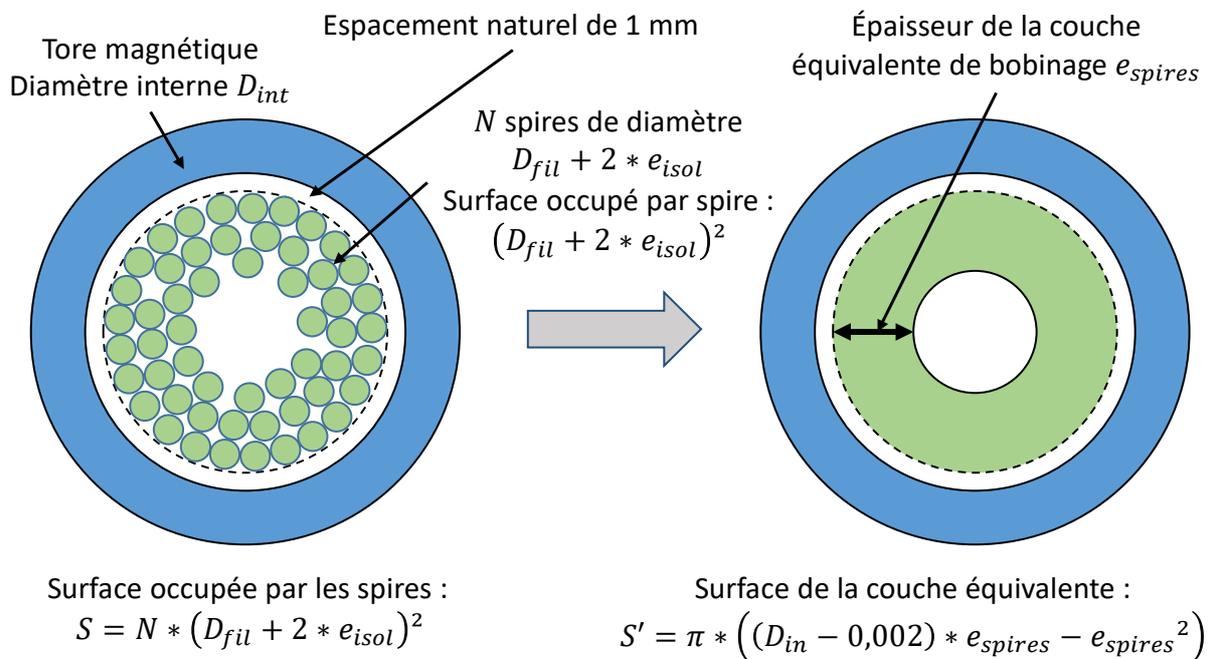


Figure B.1 - Explication graphique de la couche équivalente de bobinage

À partir de l'égalité $S = S'$, nous résolvons l'équation du second degré d'inconnue e_{spires} qui en découle, et nous trouvons la solution suivante :

$$e_{spires} = \frac{(D_{int} - 0,002) - \sqrt{(D_{in} - 0,002)^2 - \frac{4}{\pi} * N * (D_{fil} + 2 * e_{isol})^2}}{2}$$

Annexe C – Validation du modèle des sources de perturbation CEM en tension

Sur la figure C.1, nous comparons le spectre de la source de perturbation en tension d'une phase, obtenu par notre modèle des sources de perturbation, à celui obtenu via notre simulation temporelle et une FFT. Nous nous plaçons dans la même configuration du convertisseur que celle utilisée pour la figure 3.50 du chapitre 3, partie 3.4.1.1.3.

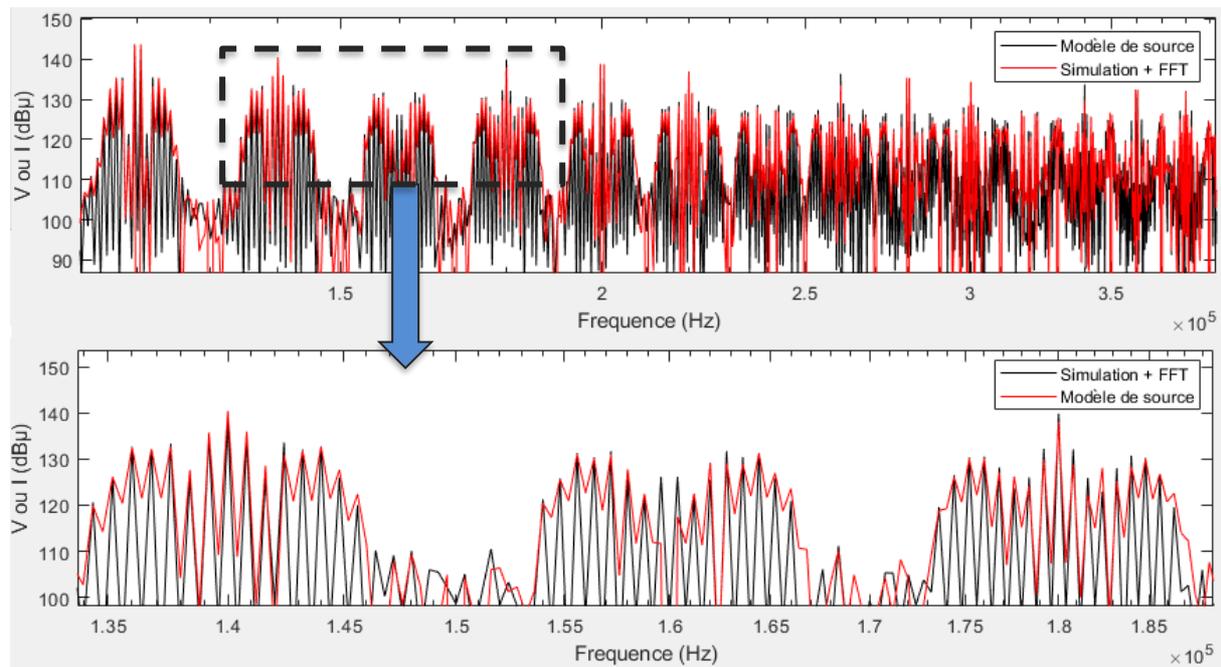


Figure C.1 - Comparaison du spectre de la tension commutée obtenu analytiquement et par simulation temporelle

Les deux spectres coïncident bien, au niveau des harmoniques importantes. Nous notons quelques écarts, cependant ils sont rarement supérieurs à 3 dB.

Annexe D – Validation du modèle CEM au niveau du spectre CEM DC

Nous complétons ici le discours de la partie 3.4.2.3 en illustrant la validation de notre modèle analytique CEM au niveau du spectre CEM côté DC. La comparaison entre les spectres obtenus par le modèle fréquentiel et par la simulation temporelle est montrée sur la figure D.1.

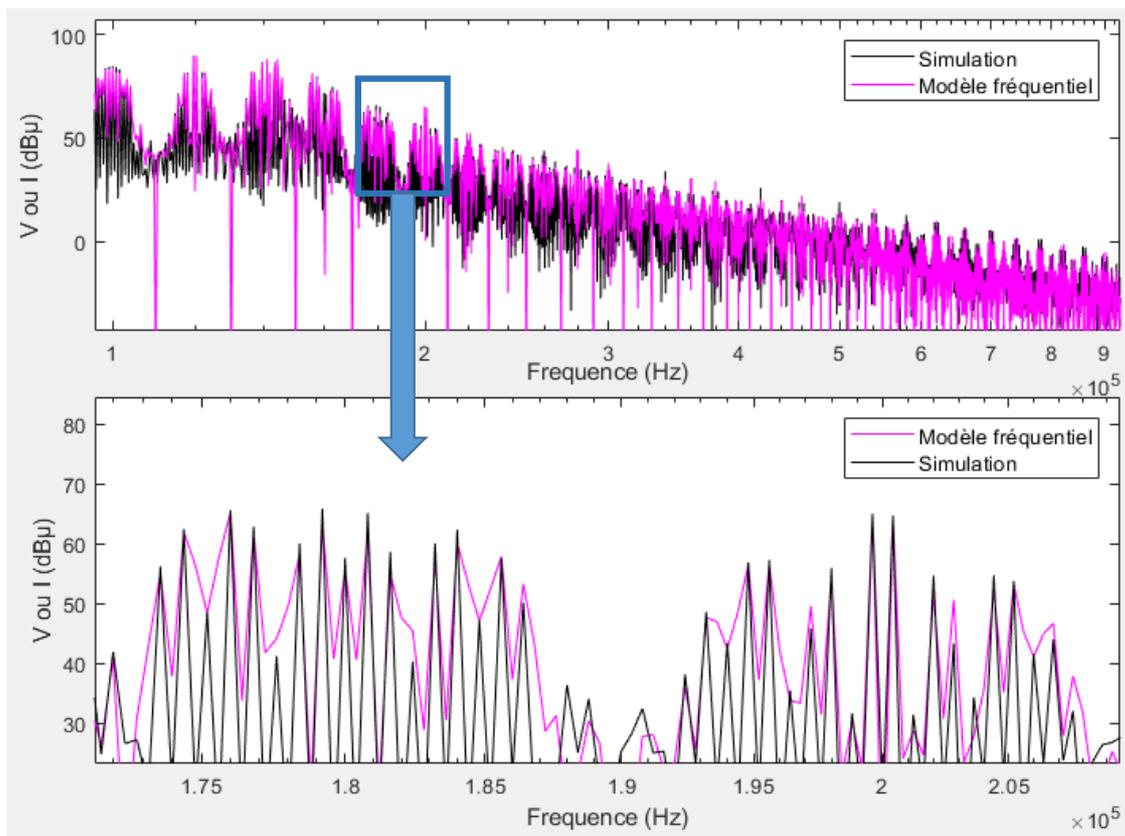


Figure D.1 - Comparaison des spectres CEM, côté DC, obtenus par l'approche fréquentielle et via la simulation temporelle

Annexe E – Modifications des ondulations de courant par les RSIL et les filtres CEM

Les inductances de ligne des RSIL triphasés viennent s'ajouter aux inductances de boost, ce qui agit directement sur les ondulations des courants triphasés (cf. partie 1.2.10) et sur le déphasage de la commande (cf. figure 1.8 de la partie 1.2.4).

L'ajout des filtres CEM impacte aussi les ondulations de courant. Le filtre CEM AC est constitué de différents étages de filtrages (L, C) qui peuvent induire des résonances dans les basses fréquences. Nous rappelons aussi la présence du couplage existant entre le filtre CEM AC et le filtre CEM DC, via un chemin de mode commun (cf. partie 3.2.4), pouvant être à l'origine de résonances supplémentaires.

Ainsi, nous comprenons que les éléments relatifs à la CEM éloignent notre convertisseur de son comportement initialement exposé dans le chapitre 1. Nous pouvons sentir la complexité du phénomène du fait qu'il dépend de nombreuses interactions entre les éléments du circuit.

Afin de donner une vision de ces modifications de comportements, nous avons simulé trois configurations optimisées du convertisseur, à 20 kHz, et nous avons mesuré les ondulations de courants en différents points du côté triphasé : dans les inductances de boost, dans le filtre CEM et en sortie du filtre CEM. Ces résultats sont illustrés sur la figure E.1.

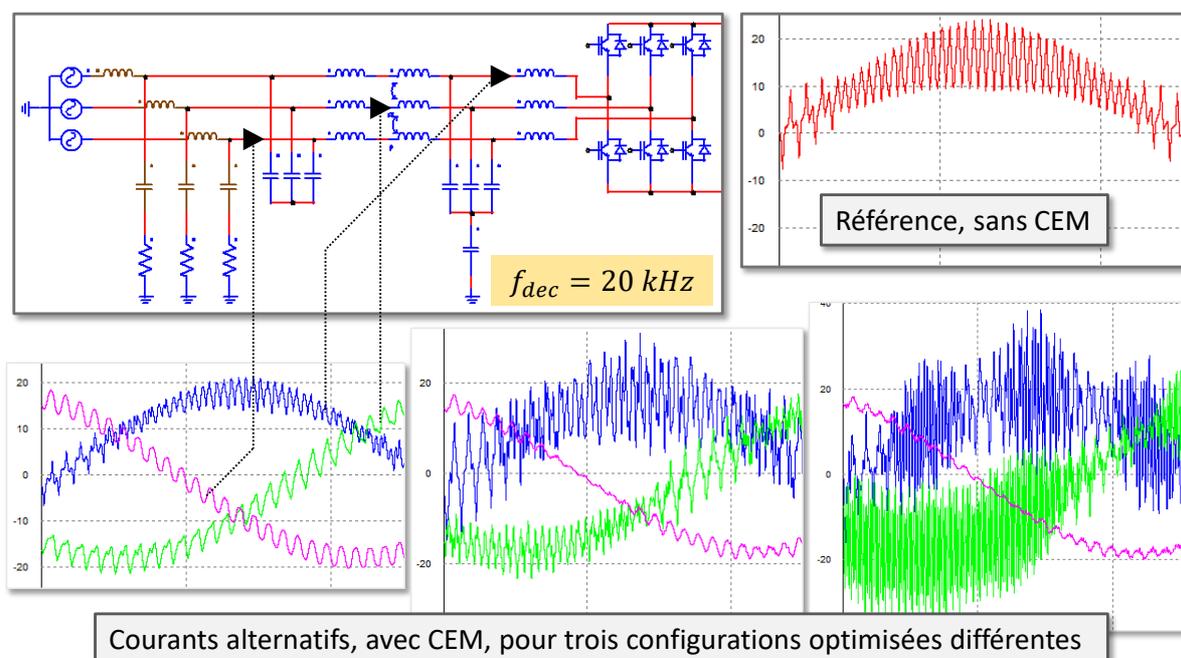


Figure E.2 – Modification des ondulations de courant à différents étages du côté triphasé

Nous constatons bien les changements d'allures et d'amplitudes aux différents points de mesure.

Selon les valeurs des éléments du circuit, ces allures peuvent beaucoup varier. Parfois, elles peuvent doubler d'amplitude comparées à notre estimation (cf. partie 1.2.10). Parfois, elles sont inférieures aux prévisions.

Or, si cela est bien confirmé sur des tests expérimentaux, les configurations donnant des ondulations de courant plus faibles que nos prévisions permettraient d'alléger davantage certains composants et ainsi d'atteindre des designs du convertisseur encore plus optimisés.

Nous rappelons que les ondulations de courant jouent un rôle primordial dans les pertes de différents composants et donc sur leur dimensionnement. Elles ont un fort impact sur les pertes aux IGBT et donc sur la masse du refroidisseur associé (cf. partie 2.2.1). Elles agissent sur les pertes fer des inductances, côté triphasé (cf. partie 2.4.6.2.2). Or, ces pertes jouent directement sur le dimensionnement de l'inductance, via son modèle thermique et la contrainte en température du matériau magnétique (cf. partie 2.4.6.4).

Malgré l'intérêt que cela peut avoir dans la conception d'un convertisseur le plus allégé possible, nous n'avons pas pu mettre assez de temps et d'efforts sur ces aspects, pour en arriver à une bonne compréhension.

Il est certain que ces phénomènes d'ondulations en basses fréquences sont à valider expérimentalement et à mettre en équation. Leur prise en compte permettrait d'avoir un modèle encore plus réaliste du convertisseur. Nous pourrions alors obtenir de meilleurs designs par nos optimisations.

Résumé

Ce travail s'inscrit dans l'optique de prédimensionnement par optimisation déterministe en électronique de puissance. Nous nous focalisons principalement sur la problématique de la Compatibilité ElectroMagnétique que nous désirons inclure dans la démarche. Pour cela, nous considérons l'exemple d'un redresseur triphasé comportant des filtres CEM à la fois du côté triphasé et du côté continu. Un couplage de mode commun a lieu entre les deux filtres, ils doivent donc être conçus simultanément. Des modèles de dimensionnement du convertisseur et de ses différents composants (passifs, interrupteurs, refroidisseur) ont été élaborés. Dans la procédure d'optimisation, l'ensemble des variables de cette modélisation globale du convertisseur (valeur des éléments fonctionnels, stratégie de commande MLI et fréquence de découpage) impacte les émissions CEM conduites. Ainsi, le modèle de calcul CEM est intégré dans le déroulement du processus, qui vise à minimiser la masse du convertisseur. Grâce à cela nous obtenons une approche globale où les filtres CEM sont dimensionnés en parallèle avec le convertisseur, et non une fois que la conception de ce dernier soit terminée, comme c'est classiquement le cas.

La variation de la fréquence de découpage durant l'optimisation a constitué le problème majeur. Nous avons dû développer des stratégies concernant la surveillance des spectres CEM pour arriver à diminuer drastiquement les temps de calcul. Nous avons aussi développé une formulation de la contrainte CEM et une stratégie de lancement automatique d'optimisations déterministes avec paramétrage initial aléatoire qui a permis aux dimensionnements d'aboutir. Tout au long de la thèse, l'accent a été mis sur la genericité des modèles, qu'ils touchent à la CEM ou aux autres points du dimensionnement, en vue de leur adaptabilité à d'autres cas d'application.

Abstract

This thesis deals with the sizing of power electronics using deterministic optimization. In this way, methods to integrate the ElectroMagnetic Compatibility constraints in such process were studied. The case of a three-phase rectifier with EMC filters on both AC and DC sides was considered. A common-mode path creates an interaction between the two filters, thus they have to be sized together. Models of the converter and its components were developed for their sizing by deterministic optimizations. In such conception problem, all the parameters used for describing the system configuration (functional elements values, PWM command strategy and the switching frequency) influence the conducted EMC emissions. Therefore, the modeling of the EMC constraints was integrated in the optimization procedure, which aims the overall weight reduction. Thanks to that, a global approach where EMC filters are sized along with the converter was achieved, whereas it is usually done after the converter conception.

The main challenge was the variation of the switching frequency in optimization. Strategies were developed regarding the automatic surveillance of the EMC spectrums in order to drastically reduce their computation times. An innovative formulation of the EMC constraints enabled the optimizations to converge. An automatic procedure for launching multiple deterministic optimizations with random initial parameters allowed us to obtain good optimization results, regarding the constraints and the global weight of the system. In this work, genericity of the modelling approach was a main concern, regarding EMC and the different sizing models. Therefore, the adaptation of the developed methods to other applications should be convenient.