



HAL
open science

Contribution à la modélisation et à la réduction des perturbations conduites dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable

Christophe Vermaelen

► **To cite this version:**

Christophe Vermaelen. Contribution à la modélisation et à la réduction des perturbations conduites dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable. Energie électrique. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2003. Français. NNT: . tel-00661714

HAL Id: tel-00661714

<https://theses.hal.science/tel-00661714>

Submitted on 20 Jan 2012

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

Présentée pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'ÉCOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN

Spécialité : Electronique – Electrotechnique –Automatique

par

Christophe VERMAELEN

**CONTRIBUTION À LA MODÉLISATION ET À LA
RÉDUCTION DES PERTURBATIONS CONDUITES DANS
LES SYSTÈMES D'ENTRAÎNEMENT À VITESSE VARIABLE**

SOUTENUE LE 17 DECEMBRE 2003 DEVANT LE JURY COMPOSÉ DE:

Bernard MULTON	Président
James ROUDET	Rapporteur
Thierry MEYNARD	Rapporteur
Alain LACARNOY	Examineur
François COSTA	Examineur
Christian VOLLAIRE	Examineur
Michel ARPILLIERE	Invité

Systèmes et Application des Technologies de l'Information et de l'Energie (SATIE) UMR
CNRS 8029

ENS de CACHAN, 61 avenue du Président Wilson 94235 Cachan Cedex

Sommaire

Chapitre I Introduction générale

I.1/ Généralités.....	3
I.2/ Présentation de l'étude.....	6

Chapitre II Présentation du banc expérimental

II.1/ Introduction.....	9
II.2/ Présentation générale des couplages de mode commun.....	12
2.2.1 Couplage dans le variateur	
2.2.2 Couplage dans les câbles d'alimentation	
2.2.3 Couplages dans le moteur	
II.3 / Etude des perturbations sur le banc de mesure	16
2.3.1 Evaluation des courants de mode commun dans le système	
2.3.2 Cas du câble non-blindé	
2.3.3 Cas du câble blindé	
II.4 / Conclusions.....	23

Chapitre III Modélisation de la chaîne complète de variation de vitesse

III.1/ Introduction.....	27
III.2 / Modélisation de la machine asynchrone à cage.....	29
3.2.1 Introduction	
3.2.2 Conditions de mesure	
3.2.3 Etude des différents domaines fréquentiels	
3.2.3 Identification des paramètres basse fréquences du moteur asynchrone	
3.2.4 Estimation des couplages capacitifs dans une MAS à cage	
3.2.5 Etude fine des couplages capacitifs dans la machine	
3.2.6 Conclusions et améliorations possibles du modèle	
III.3 / Modélisation du transformateur d'alimentation.....	53
3.3.1 Introduction	
3.3.2 Mesures d'impédances	

3.3.3	Modèle équivalent	
3.3.4	Identification des paramètres	
3.3.5	Validation du modèle	
III.4 /	Modèle du codeur	62
III.5 /	Modèle de l'onduleur.....	63
3.5.1	Introduction	
3.5.2	Etude des variations des dV/dt en sortie de l'onduleur	
3.5.3	Modélisation de la variation de dV/dt en fonction du courant commuté	
3.5.4	Conclusions	
III.6 /	Modèle du câble d'alimentation.....	78
3.6.1	Introduction	
3.6.2	Modèle simple d'un câble blindé	
3.6.3	Câble monophasé blindé	
3.6.4	Câble blindé polyphasé, identification	
3.6.4	Conclusion	
III.7 /	Conclusion du chapitre	88

Chapitre IV

Exploitation du modèle

IV.1 /	Introduction.....	91
IV.2 /	Validation du modèle, comparaison à la mesure.....	92
4.2.1	Introduction	
4.2.2	Réflexion sur les résultats fréquentiels obtenus par simulation	
4.2.3	Evaluation des perturbations mesurées au RSIL	
4.2.4	Comparaison sur différents points du système	
4.2.5	Comparaison des du courant de mode commun dans le transformateur	
IV.3 /	Utilisation du modèle	104
4.3.1	Etudes paramétriques	
4.3.2	Simulation du courant dans le codeur	
IV.4 /	Conclusion	109

Chapitre V

Réduction des perturbations

V.1 / Introduction	113
V.2 / Dispositifs passifs	114
5.2.1 Compensation en courant	
5.2.2 Inductance couplée de mode commun	
V.3 / Dispositifs actifs	122
5.3.1 Compensation par quatrième bras d'onduleur	
5.3.2 Compensation active linéaire	
5.3.3 Compensation active linéaire sur un variateur industriel	
V.4 / Conclusions.....	144

Chapitre VI

Conclusions et perspectives

Conclusions et perspectives	149
-----------------------------------	-----

Annexes	153
----------------------	-----

Annexe 1: Méthode d'identification

Annexe 2 : Documentation concernant les fournisseurs de matériaux nanocristallins

Annexe 3 : Dispositif de compensation

Annexe 4 : Schémas Spice de simulation

Bibliographie	167
----------------------------	-----

Chapitre I

Introduction générale

Chapitre I

Introduction générale

I.1 / Généralités

Le moteur asynchrone ou moteur d'induction est le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Le moteur asynchrone permet la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître. Plus de 60 % de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques [DOUM02].

La variation de vitesse de ces moteurs passe par l'utilisation d'un convertisseur de puissance à découpage. Ce type d'alimentation est, par nature, une source de perturbations électromagnétiques. Les nuisances électromagnétiques ont augmenté avec la technologie et le nombre de ce type de convertisseur statique, tant dans les secteurs industriels que domestiques. Cet accroissement de pollution a obligé les acteurs industriels à améliorer la qualité de conversion de leurs produits. Afin de permettre le bon fonctionnement de l'ensemble des appareils électriques présents sur le même réseau de distribution d'énergie, il a été nécessaire de définir des règles communes à tous. La norme européenne (EN55011) définit les limites qu'un appareil de traitement de l'énergie doit respecter en termes d'émission de perturbations haute fréquence et de sensibilité à son environnement.

Les nuisances dans ce type de système sont assez nombreuses. Le découpage des grandeurs électriques, notamment de la tension, provoque des courants de fuites importants dans diverses parties du système avec des conséquences plus ou moins graves.

Certaines de ces nuisances touchent directement le système. C'est par exemple le cas des courants de fuites dans les roulements des paliers de l'arbre du moteur. Ces courants sont dus à l'accumulation d'énergie électrostatique au rotor de la machine qui se décharge brutalement lorsque le champ électrique est suffisant pour "claquer" la graisse isolante des roulements. Cette décharge électrique dans la graisse induit un vieillissement prématuré de cette dernière, qui chauffe et provoque la casse des roulements [BUSS97] [CHEN96]. Une autre conséquence des nuisances sur la machine est le vieillissement prématuré des bobinages statoriques dont les isolants sont, là encore, victimes de transitoires rapides de la tension. Les fronts de tensions appliqués sur les bobinages génèrent des courants de fuites inter-spires qui finissent par dégrader l'isolant. Ces deux phénomènes raccourcissent la durée de vie de la machine dans des proportions non négligeables [BREM99].

Outre les perturbations conduites qui se propagent sur le réseau de distribution, les nuisances sur l'environnement proche du système sont provoquées par le rayonnement propre du variateur [COST00] et par les courants de fuite de mode commun qui se referment par la terre à des endroits mal connus des utilisateurs. Les boucles ainsi formées par ces courants de fuites sont généralement de grande dimension et produisent de fait des rayonnements électromagnétiques susceptibles de perturber fortement l'environnement électrique. Insistons sur le fait que les boucles par lesquelles se referment ces courants de mode commun sont mal maîtrisées et qu'une étude au cas par cas est souvent nécessaire dans un environnement industriel.

L'objectif de cette étude est, dans un premier temps, de comprendre les sources et voies d'actions de ces perturbations et, dans un second temps, d'améliorer les systèmes de réduction des perturbations émises. Dans ce cadre, nous avons étudié les perturbations inhérentes à ces systèmes :

- étude des sources de perturbation,
- leurs modes et voies de propagation,
- leurs influences sur l'environnement.

Nous avons modélisé un système d'entraînement à vitesse variable dans une approche de simulation temporelle puis fréquentielle par FFT. En vue de construire un outil permettant d'intégrer les problèmes de compatibilité électromagnétique dès la phase de conception, nous avons cherché la compatibilité logicielle avec des outils de type Spice, couramment utilisés en industrie. Ce type d'outil nous donne également la possibilité de simuler l'influence de l'environnement (transformateur d'alimentation, charge entraînée, codeur accouplé sur l'axe du moteur, connexions à la terre, type de câble d'alimentation utilisé, ...) sur les perturbations mais aussi les lois de commande (MLI intersective, injection d'harmonique, MLI vectorielle, etc.). Nous avons par exemple modélisé le transformateur d'alimentation du variateur. Ceci nous a permis d'une part d'étudier l'influence d'une alimentation dont la puissance de court-circuit est plus faible que celle du réseau, et d'autre part d'étudier celle des différents régimes de neutre. Cette modélisation présente un intérêt au regard de la protection différentielle de l'équipement et de la sélectivité à y associer.

Le principal obstacle à la compréhension de ces problèmes de perturbation électromagnétique est le fait qu'ils font intervenir des éléments "parasites" du système, donc invisibles et répartis. Ces éléments sont intrinsèquement non connus du concepteur car ils sont liés à des facteurs géométriques de la structure (proximité entre deux conducteurs par exemple, qui se traduit par l'apparition d'une capacité parasite entre les deux conducteurs). Une partie de cette étude va

consister à identifier et mesurer ces facteurs et jauger leur importance dans la génération des perturbations. Dans la seconde étape de notre étude nous intégrons ces éléments dans les modèles du système afin de pouvoir prédire les perturbations électromagnétiques résultantes, et les prendre en compte dans une démarche de conception. L'objectif final est de pouvoir réduire les perturbations en adoptant une solution appropriée telle que la réduction des possibilités de propagation, le filtrage ou la compensation des sources de perturbation.

I.2 / Présentation de l'étude

La présente étude a été réalisée au laboratoire SATIE en partenariat avec la société Schneider Electric. Elle s'appuie sur des travaux effectués au sein de l'entreprise Schneider Electric et sur les expériences et le savoir-faire en matière de CEM de l'équipe "Electronique de Puissance et Intégration" du SATIE.

Ce document est constitué de cinq chapitres.

- Le premier chapitre constitue l'introduction à la problématique des perturbations conduites dans les systèmes à vitesse variable.
- Le second chapitre vise à étudier expérimentalement les modes de propagation des perturbations dans un système de variation de vitesse utilisant un moteur asynchrone, et présente le banc expérimental utilisé. Ce banc sera le point de départ de l'étude et servira de support pour les chapitres suivants.
- Dans le troisième chapitre, nous abordons le problème de la modélisation des différents éléments de notre système par une représentation de type circuit. L'objectif est d'élaborer un modèle permettant d'obtenir une représentation temporelle de toutes les grandeurs électriques du système : courants et tensions en tous points accessibles à la mesure sur le système réel. Nous y détaillerons en particulier l'établissement des modèles des différents maillons de ce système.
- Les modèles développés seront alors exploités dans le quatrième chapitre, afin d'en vérifier la cohérence et d'en souligner les limites. Ce chapitre nous permet également de simuler le comportement du système dans quelques cas particuliers.
- Le cinquième chapitre présente quelques techniques de réduction des perturbations envisageables pour les variateurs de vitesse des machines asynchrones. Nous essayons de dégager les techniques les plus intéressantes et d'en marquer les limites.

Chapitre II

Présentation du banc expérimental

Chapitre II

Présentation du banc expérimental

II.1 / Introduction

Afin de mieux comprendre les phénomènes de perturbations conduites dans un système de variation de vitesse complexe, nous avons mis en œuvre un banc expérimental permettant d'accéder à de nombreux potentiels et courants représentatifs des chemins de propagation des perturbations [ZHONG95].

Il nous a semblé par ailleurs intéressant de pouvoir découpler les phénomènes intervenants dans cette problématique : propagation des courants de fuites dans les câbles, le moteur, la charge entraînée, les codeurs ou les différents capteurs.

Pour ce faire, les différents chemins de propagation du banc de mesure sont isolés les uns des autres et sont connectables à volonté. On peut ainsi observer et analyser l'influence de certaines voies de propagations sur le spectre global des perturbations. Cette possibilité de choisir les chemins de propagation est intéressante à deux points de vues :

- Cela permet de quantifier, tant au niveau spectral que temporel, les perturbations et courants de fuites dans le système. Un disjoncteur différentiel sera par exemple sensible à une valeur efficace dans une certaine gamme de fréquence.
- Cela autorise la mesure de l'impédance des chemins de propagation, possibilité intéressante dans l'optique d'une modélisation du système.

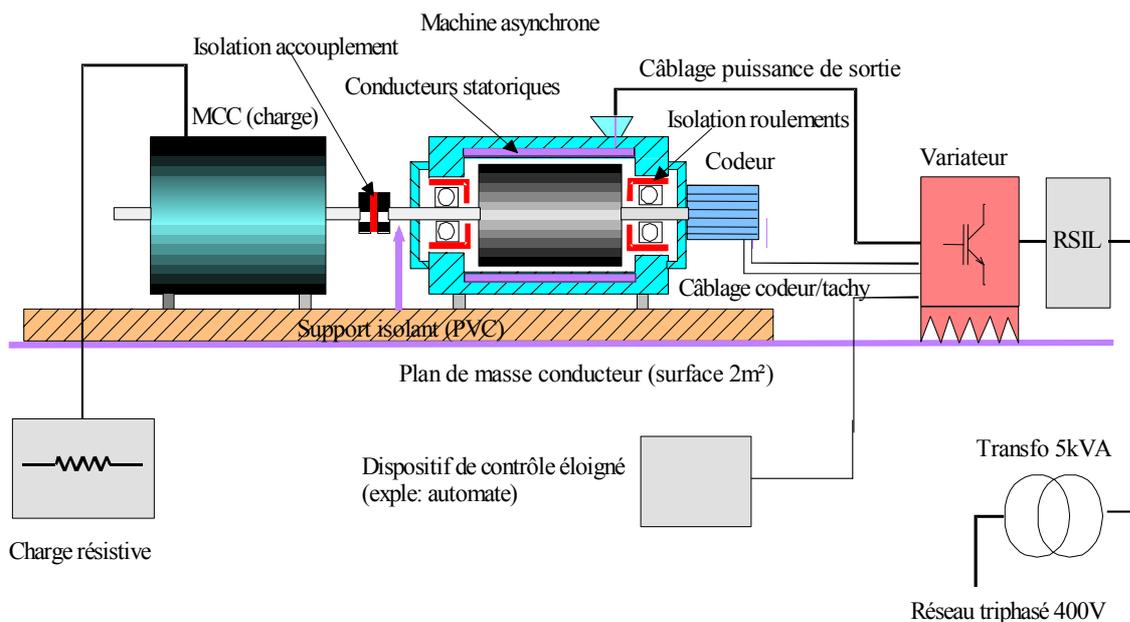


Figure II.1 Schéma du banc de mesure

Le banc qui est représenté à la figure II.1 est représentatif d'un système d'entraînement à vitesse variable. Il comprend une charge entraînée (MCC), un moteur asynchrone (3kW, 1500tr/min), un codeur numérique, des câbles de liaison, un transformateur d'alimentation, et un variateur Schneider de la série Altivar 58. Le variateur est constitué de modules à IGBT SEMIKRON. Il possède un module de freinage. Sa fréquence de découpage est réglable de 1kHz à 16kHz et les lois de commande correspondent à un contrôle scalaire en U/f constant. Les connections à la terre de ces différents organes sont configurables ainsi qu'il vient d'être exposé.

Afin de séparer les courants de mode commun du rotor et du stator du moteur, la couronne supportant les roulements à bille du rotor a été isolée de la carcasse métallique. Pour ce faire, nous avons usiné la couronne et placé entre la carcasse du stator et les roulements à bille un isolant en PVC de 3 mm d'épaisseur.

En effet, quand on parcourt la littérature concernant le sujet il apparaît que les roulements à billes représentent un sujet épineux dans les systèmes de variation de vitesse [CHEN96]. Le roulement en rotation est généralement isolant (nature de la graisse) mais il arrive que les charges accumulées au rotor de la machine soient suffisantes pour créer un champ électrique dans la graisse des roulements et produire un arc électrique destructeur pour les roulements [ERDM96]. De même, les accouplements mécaniques du moteur à la charge et au codeur ont été isolés par des pièces de PVC afin de pouvoir évaluer l'importance des courants de fuites les parcourant (voir figure II.1).

Le banc expérimental est placé dans les conditions d'une mesure normative CEM. Il est posé sur une plaque de cuivre de 2m² raccordée électriquement à la terre. L'ensemble charge, moteur asynchrone et codeur est placé sur une plaque épaisse de PVC pour l'isoler de la terre et permettre la mesure des courants de mode commun.

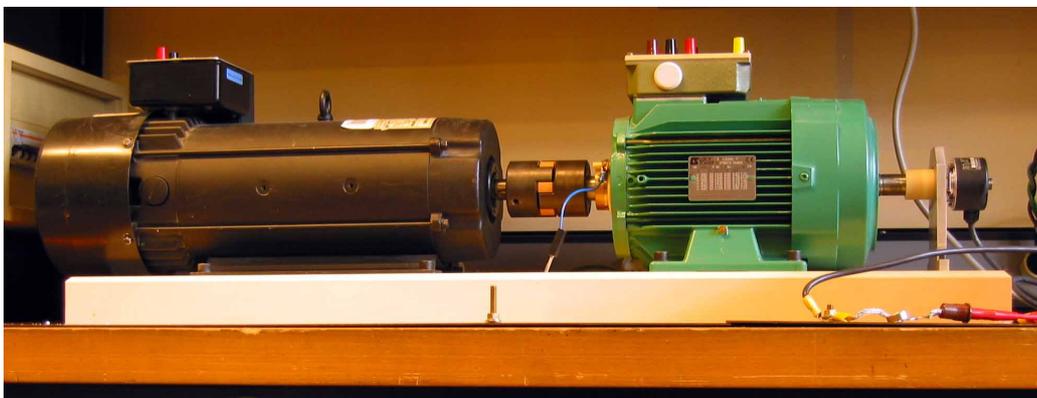


Figure II.2 Photographie du banc de mesure

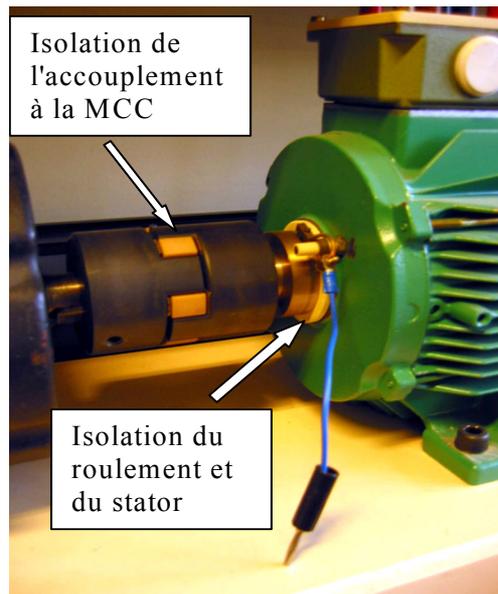


Figure II.3 *Détails d'isolations*

La figure II.3 est une vue rapprochée de l'axe du rotor. Les flèches indiquent les deux isolations électriques réalisées : isolation sur l'accouplement entre le moteur et sa charge (flèche de gauche), et isolation entre le système de roulement et le châssis du moteur (flèche de droite).

II.2 / Présentation générale des couplages de mode commun

Pour illustrer l'origine des perturbations conduites de mode commun, nous allons à présent recenser les différents couplages de mode commun dans ce système de variation de vitesse. Les couplages sont essentiellement de nature capacitive, ils résultent des dispositifs d'isolement galvanique mis en œuvre tout au long de la chaîne.

Pour illustrer ces considérations de façon chiffrée et montrer la sévérité du problème, nous pouvons rappeler les valeurs issues de la norme EN55011 (classe A) :

- Dans la gamme [150kHz; 500kHz], les perturbations admissibles mesurées au RSIL sont de 79dB μ V, soit dans la résistance de mesure de 50 Ω , un courant de 178 μ A (45dB μ A).
- Dans la gamme [500kHz; 5MHz], les perturbations admissibles sont de 73dB μ V, soit des courants de 89 μ A dans 50 Ω (39dB μ A).

2.2.1 Couplage dans le variateur

Le couplage de mode commun au sein du variateur est essentiellement un couplage électrostatique entre le module de puissance et son dissipateur thermique relié à la terre. L'isolant qui est nécessaire entre le module de puissance et son dissipateur thermique ainsi que la proximité des pistes du circuit imprimé avec le châssis du variateur et le dissipateur thermique réalisent en effet des capacités non négligeables [LAVA99]. Le diélectrique utilisé pour isoler le dissipateur du module de puissance a en effet une constante diélectrique relativement élevée (de l'ordre de 6), ce qui conduit à des valeurs de capacités parasites importantes. Une amélioration est possible par l'insertion d'un écran électrostatique enterré dans l'isolant. La figure II.4 donne la valeur des capacités suivant la zone du module considérée.

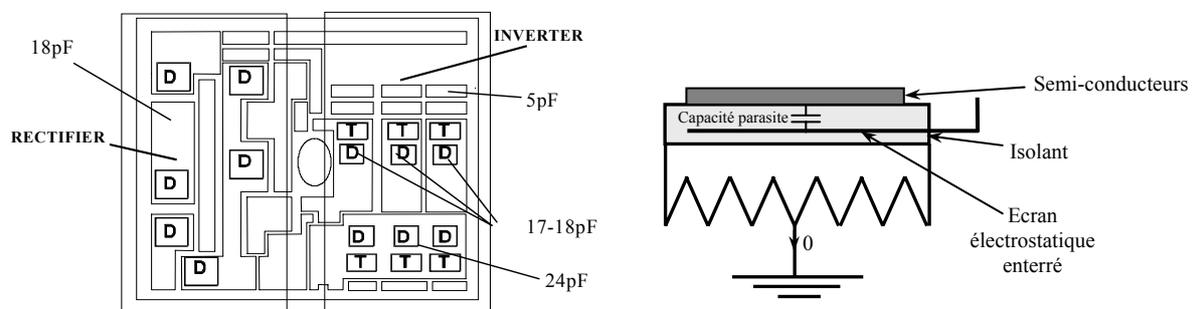


Figure II.4 Géométrie interne du variateur – couplages capacitifs- (à gauche), exemple de solution (à droite) : l'écran électrostatique enterré dans l'isolant

2.2.2 Couplage dans les câbles d'alimentation

Les câbles d'alimentation sont dans la grande majorité des cas des câbles blindés et ceci afin de limiter le rayonnement produit. Dans le cas de l'utilisation d'un câble blindé, le couplage de mode commun se produit via les capacités entre les conducteurs et le blindage.

Les recommandations sur les connexions du blindage sont représentées sur la figure II.5. Le blindage du câble est relié à ses deux extrémités aux châssis métallique des équipements. Il en est de même pour le quatrième fil du câble s'il est disponible. Ce quatrième fil sert à assurer la protection différentielle à 50Hz en cas de mauvaise mise à la terre du moteur.

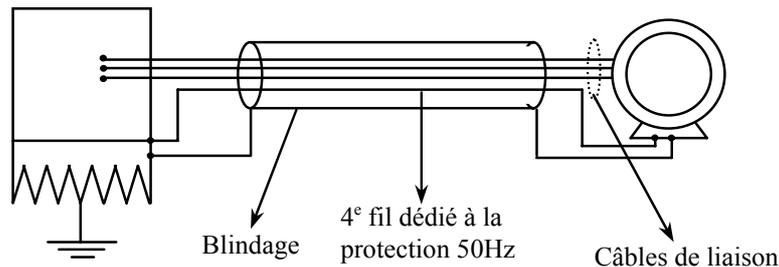


Figure II.5 *Recommandations sur la connexion du câble*

Les valeurs linéiques typiques mesurées sur un câble blindé tressé de 4x4mm² sont :

$$C_{\text{blindage}}=200\text{pF/m}$$

$$C_{\text{phase}}=100\text{pF/m}$$

Les longueurs de câbles industriels sont dans une fourchette allant de 1 à 200m, la capacité de mode commun peut de fait devenir importante : $200 \times 200 \times 3 = 120\text{nF}$. Une telle valeur de capacité induit des courants de mode commun importants [FEUE99] [JOUA96] [JOUA97]. Ils constituent une surcharge en courant importante sur les semi-conducteurs de l'onduleur. Ce problème est particulièrement critique pour les variateurs de faible puissance dont les tolérances en courant des composants de commutation sont réduites.

2.2.3 Couplages dans le moteur

L'impédance de mode commun du moteur est liée à la proximité du bobinage avec le circuit magnétique, lui même connecté à la terre via la carcasse statorique (figure II.6).

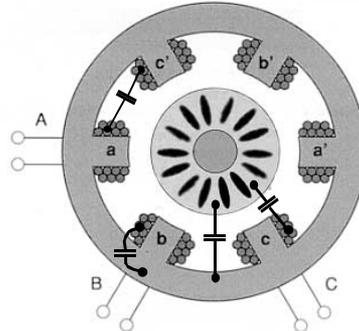


Figure II.6 Couplages capacitifs dans une MAS

A titre d'illustration, la figure II.7 présente une mesure de l'impédance Z_t entre une phase et la carcasse d'un moteur **THRIGE-ENCO** 220/400V, 1500trs/mn, 3kW. On constate la complexité de l'évolution de cette impédance où prédomine un effet capacitif sur toute la plage de mesure (10kHz, 10MHz). On peut estimer alors la valeur de cette capacité à 2nF pour une phase, soit 6nF pour tout le moteur.

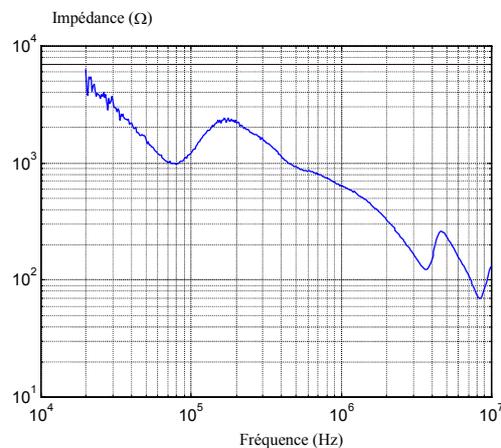


Figure II.7 Impédance de mode commun pour un moteur **THRIGE-ENCO** 220/400V, 1500tr/mn, 3kW

Les couplages de mode commun peuvent intervenir dans les différentes parties du système, notamment dans les capteurs de courant et le transformateur d'alimentation, la figure II.8 illustre ces couplages capacitifs. Dans le cas du transformateur, il existe un effet électrostatique réparti entre l'ensemble des bobinages et le circuit magnétique qui est relié à la référence de terre. Ces capacités constituent –avec une importance qui est fonction du régime de connexion à la terre- un couplage capacitif de mode commun.

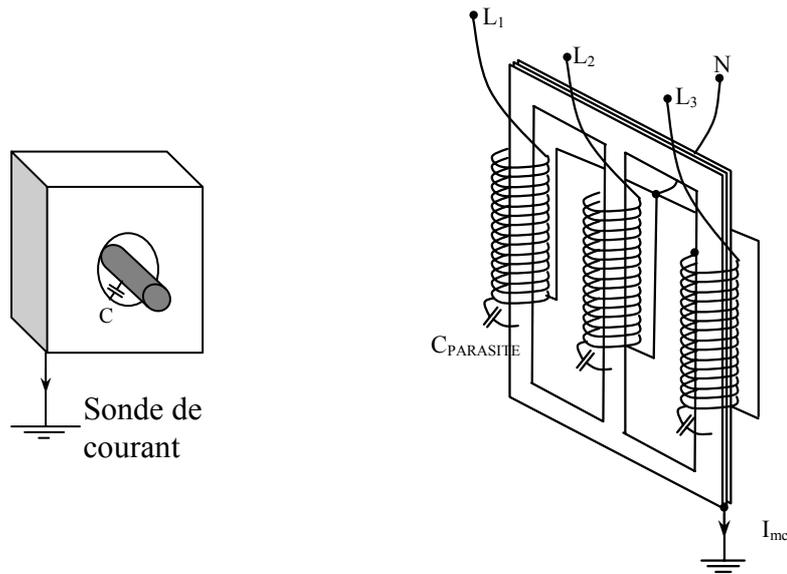


Figure II.8 *Couplages de mode commun dans un capteur de courant (à gauche) et un transformateur (à droite)*

Conclusion

Les voies de couplages des perturbations dans le système sont nombreuses. L'étude spécifique de modélisation du moteur en vue de la simulation CEM est nécessaire comme nous le verrons dans le chapitre III. L'effet capacitif de mode différentiel ou de mode commun généré par les câbles, surtout s'ils sont longs, doit faire l'objet d'une modélisation spécifique. Il en est de même pour la loi de commande de l'onduleur qui détermine le contenu spectral de la tension de mode commun. Les courants de mode commun se propagent dans les câbles d'alimentation et dans le moteur. Ils peuvent, suivant la configuration, se propager via les accouplements mécaniques dans la charge entraînée et les codeurs de tout type. Ces courants peuvent perturber l'information qu'ils délivrent. Ils peuvent également perturber une mesure en circulant dans un capteur de courant. Ces courants se referment via des chemins souvent mal identifiés. Le circuit de fermeture peut être la carcasse métallique du transformateur ou les différentes lignes d'alimentation du réseau.

Dans la partie suivante nous allons établir un bilan expérimental des courants de fuites, et étudier les facteurs de sensibilité de ces perturbations, tels que la longueur des câbles, ou l'isolation par rapport à la terre.

II.3 / Etude des perturbations sur le banc de mesure

Cette partie a pour objectif de quantifier les différentes perturbations dans le système ainsi que leur dépendance à certains paramètres.

2.3.1 Evaluation des courants de mode commun dans le système

Nous avons relevé les valeurs crête du courant de mode commun dans le câble blindé, le moteur et l'onduleur pour deux longueurs de câbles. Les figures II.9 et II.10 indiquent les proportions que représentent ces valeurs par rapport à leur somme. Elles illustrent bien l'influence du câble blindé dans la répartition des courants de mode commun. Si cette représentation ne traduit pas le caractère complet de ces courants de fuites, elle donne néanmoins la tendance de l'importance des différents courants de mode commun dans le système.

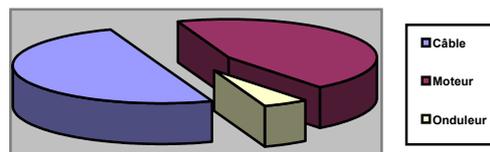


Figure II.9 Proportion du courant crête de mode commun avec un câble blindé de 5m

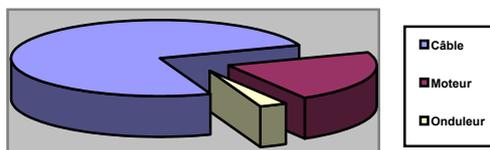


Figure II.10 Proportion du courant crête de mode commun avec un câble blindé de 50m

Ces mesures permettent de mettre en évidence quantitativement les comportements de mode commun du système. Dans le cas de l'utilisation d'un câble blindé, on constate que le courant de mode commun dans le câble augmente avec la longueur. Ceci confirme ce qui a été exposé précédemment. En effet l'augmentation de la longueur du câble accroît la capacité globale de mode commun qui devient prédominante. De plus, cette capacité filtre la tension de mode commun appliquée au moteur. Il résulte donc une réduction de la proportion des courants de fuite dans le moteur.

Conditions des mesures et de fonctionnement :

- Tension nominale : 380V
- Fréquence de découpage : 16kHz
- Fréquence de référence moteur : 50Hz

Le banc de mesure est conçu pour permettre de coupler ou non électriquement le moteur au codeur et/ou à la charge entraînée. Instrumenté, il permet de mesurer courants et tensions dans les différentes parties du système, comme représenté à la figure II.11.

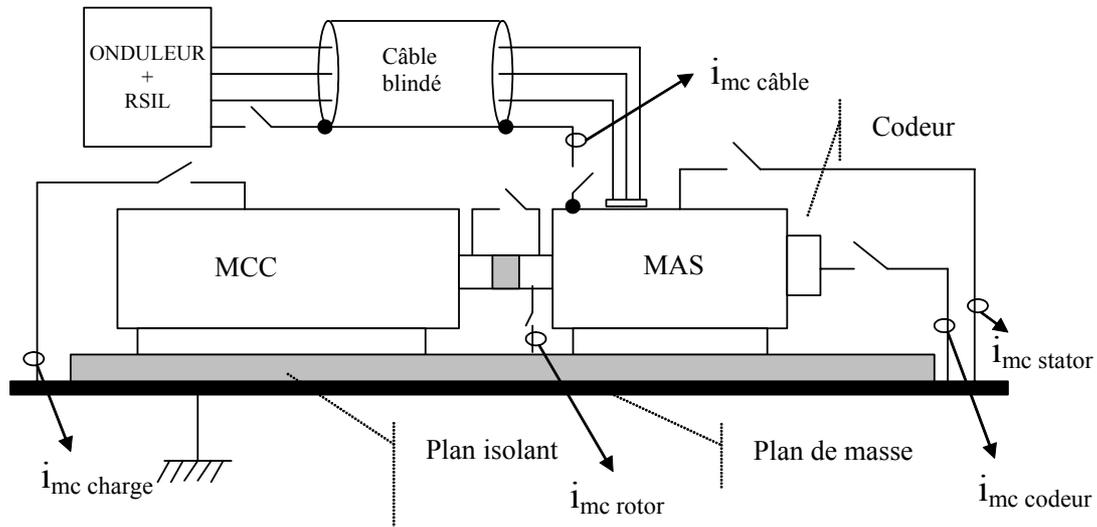


Figure II.11 Connexion et point de mesure sur le banc expérimental

2.3.2 Cas du câble non-blindé

Dans le cas d'un câble d'alimentation non-blindé de 1m, nous avons mesuré les différents courants de mode commun qui parcourent le système. Les mesures sont prélevées aux différents points précisés sur la figure II.11. Toutes les voies de couplages de mode commun sont déconnectées mis à part l'endroit où est faite la mesure. Les mesures de courants sont réalisées avec une sonde de courant développée au laboratoire, sa bande passante est de 100MHz et délivre 10mV/A. Les conditions de mesure sont celles du paragraphe précédent, ainsi que les conditions de fonctionnement du variateur.

- Mesure du courant de mode commun dans la carcasse du moteur : $I_{MC\ stator}$

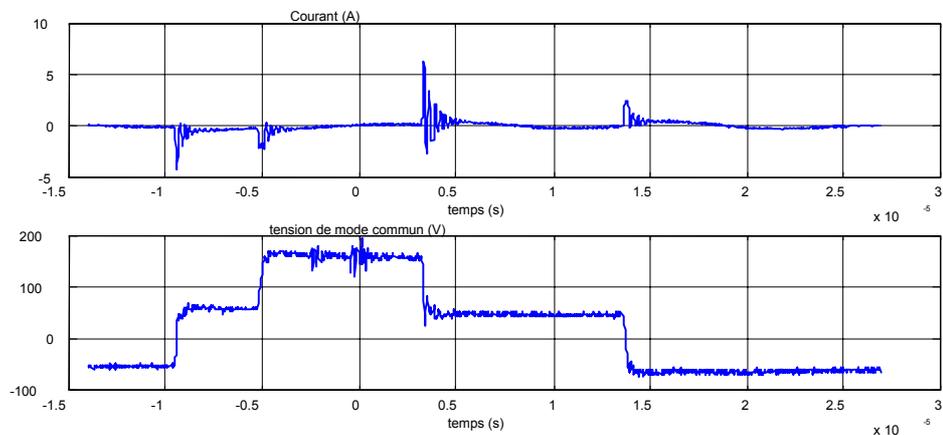


Figure II.12 Courant dans le châssis du moteur -câble non-blindé-

On voit nettement sur la figure II.12 la superposition de deux modes oscillatoires, un premier à la fréquence de découpage de la MLI, et un autre beaucoup plus rapide qui intervient pendant les commutations et dont la valeur crête est la plus importante : 6A. Les observations nous permettent de conclure que la valeur crête est liée au dV/dt lors de la commutation.

- Mesure du courant de mode commun dans le codeur: $I_{MC\ codeur}$

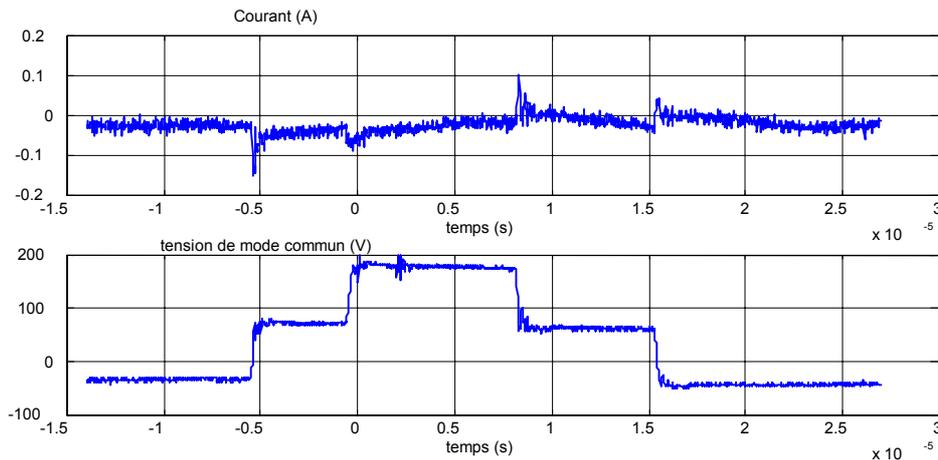


Figure II.13 Courant de mode commun dans le codeur -câble non-blindé-

Sur la figure II.13 on observe quasiment les mêmes formes d'onde pour le courant dans le codeur de vitesse que dans le moteur : oscillation dont les constantes de temps sont de l'ordre de la fréquence de découpage et des oscillations haute-fréquence pendant les phases de commutation de l'onduleur. Par contre, dans le cas du codeur l'amplitude des courants de mode commun est plus faible que dans le moteur : $100\text{ mA}_{\text{crête}}$. Les couplages capacitifs sont nettement plus faibles que dans le cas de la carcasse du moteur, mais ces niveaux de courant sont largement suffisants pour perturber une électronique bas niveau –entre autre celle du capteur-.

- Mesure du courant de mode commun dans la carcasse de la charge entraînée : $I_{MC\ charge}$

Nous avons également mesuré les courants de mode commun qui circulent dans la charge entraînée. On observe (figure II.14) les mêmes phénomènes oscillatoires, mais on peut voir que ces phénomènes à la fréquence de découpage sont cette fois très nettement inférieurs en amplitude aux oscillations durant les phases de commutation. Cela est probablement dû à la capacité stator/rotor qui atténue les composantes à la fréquence de découpage.

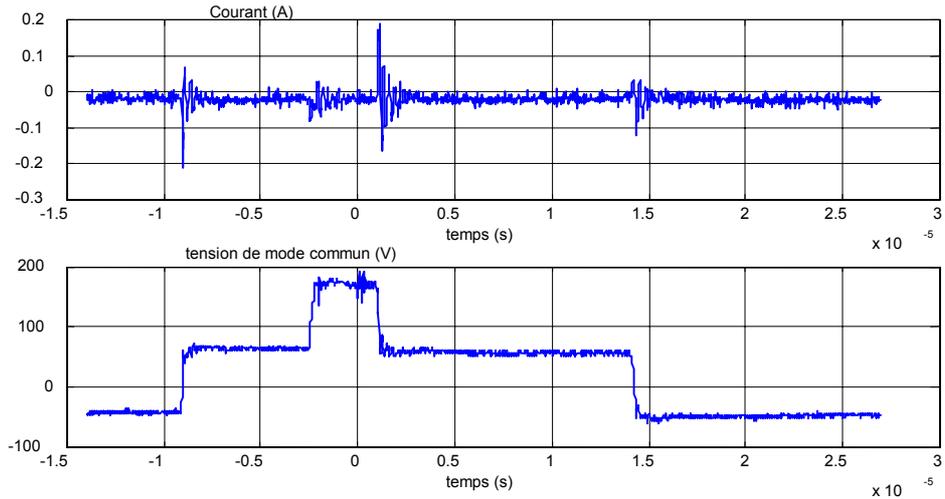


Figure II.14 Courant dans la charge entraînée -câble non-blindé-

Pour résumer nous représentons sur la figure II.15 les spectres des courants de mode commun dans les différentes parties du système énoncées ci-dessus. On voit clairement que le niveau de courant de mode commun dans le moteur est au dessus des niveaux normalisés évoqués dans l'introduction du paragraphe II.2.

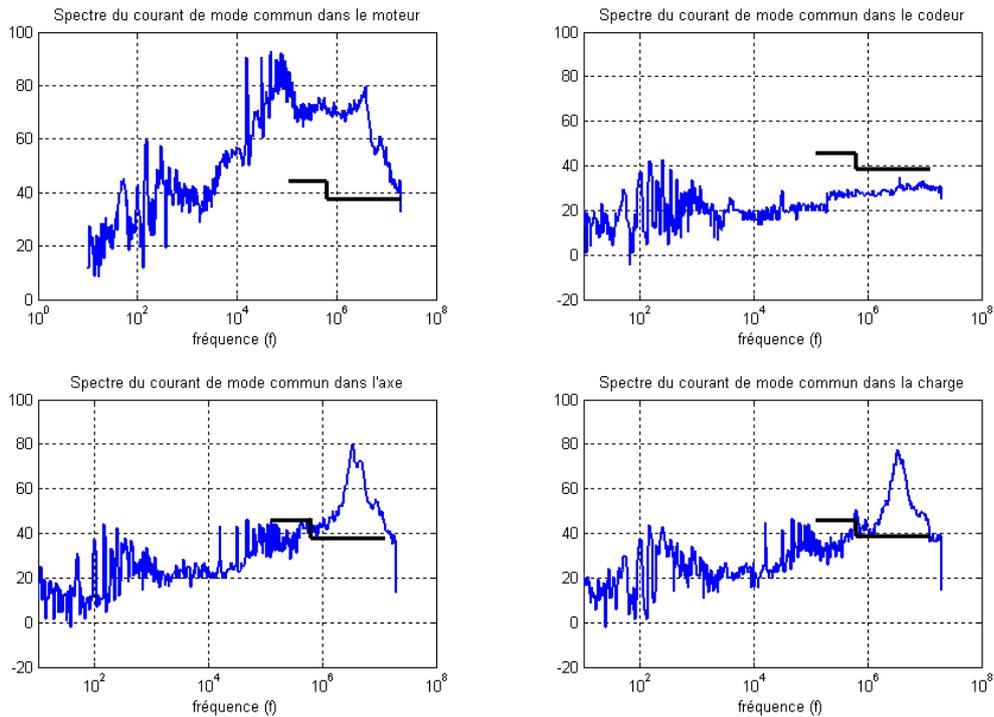


Figure II.15 Spectres des courants de mode commun ($\text{dB}\mu\text{A}$) dans les différentes parties en comparaison des normes

2.3.3 Cas du câble blindé

La même série de mesure a été effectuée dans le cas d'un câble blindé de 5m et dans les mêmes conditions d'alimentation et de fréquence de découpage. Il apparaît un courant dans le blindage du câble d'alimentation, ce qui a pour effet de réduire les courants de mode commun dans les autres parties du système.

- Mesure du courant de mode commun qui parcourt le châssis du moteur : $I_{MC\ stator}$

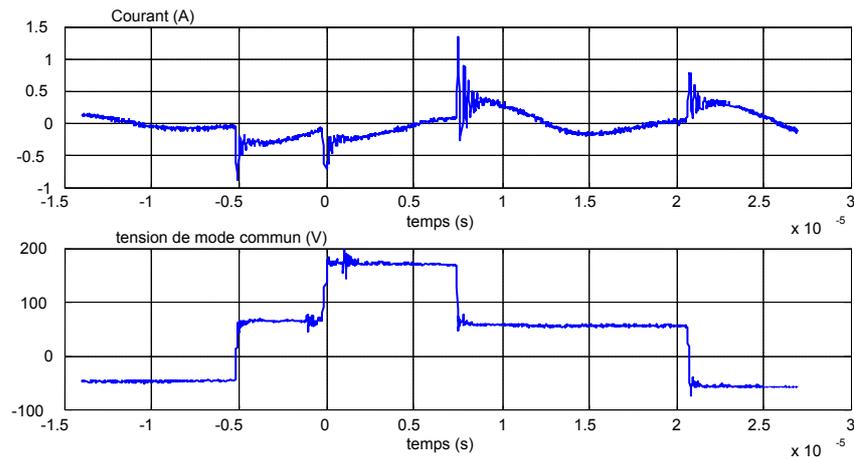


Figure II.16 Courant dans le châssis -câble blindé-

Là encore, nous observons le même type d'oscillations, mais par rapport au cas du câble non-blindé, l'amplitude des oscillations haute fréquence est moins importante (80 % de moins). Le câble a un effet filtrant sur la tension de mode commun ; il agit comme un filtre passe-bas, et déforme l'allure de la tension de mode commun en diminuant les variations de tension (dV/dt) appliquées aux enroulements.

- Mesure du courant de mode commun dans le codeur de vitesse : $I_{MC\ codeur}$

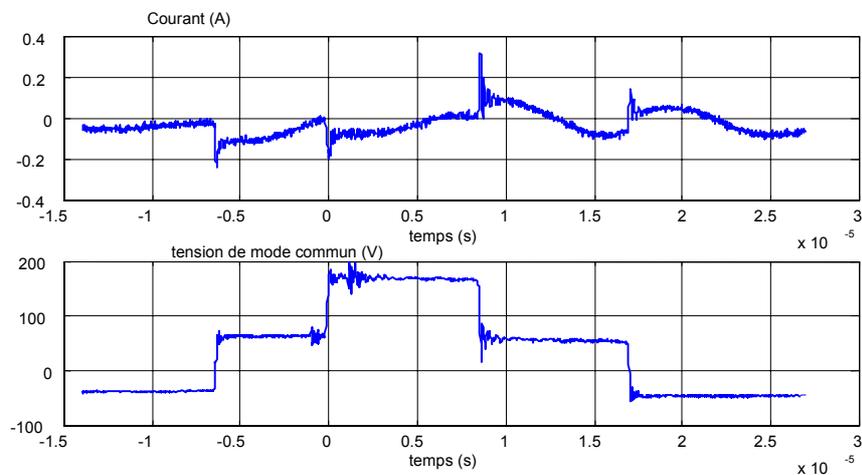


Figure II.17 Courant dans le codeur -câble blindé-

➤ Mesure du courant de mode commun dans la carcasse de la charge: $I_{MC\ charge}$

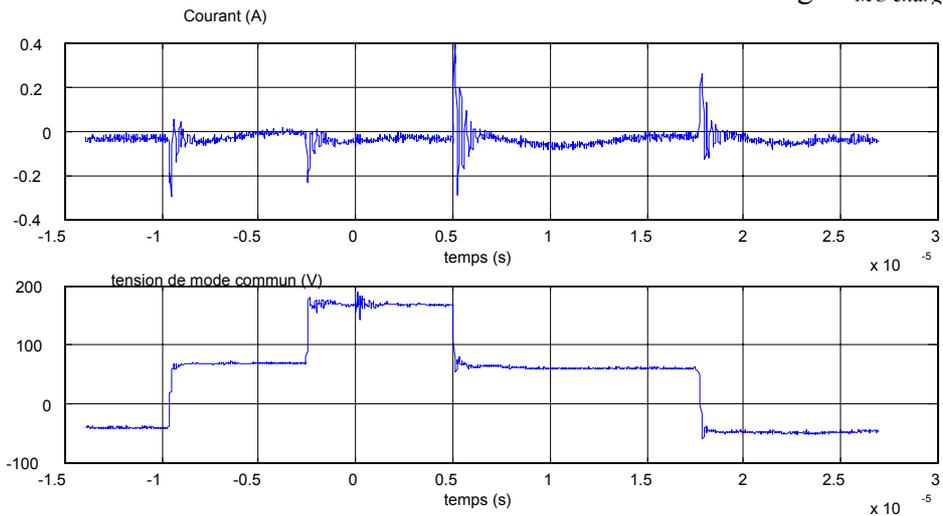


Figure II.18 Courant dans la charge entraînée -câble blindé-

On retrouve toujours les mêmes phénomènes mais on peut observer que l'amplitude des oscillations a augmenté par rapport au cas non-blindé. L'effet de filtrage du câble n'a pas d'influence sur la forme d'onde du courant dans le codeur et la charge entraînée.

Représentons à présent l'évolution des courants crête qui sont caractéristiques de la partie haute fréquence des courants de mode commun dans les différentes parties du système pour les deux types de câble.

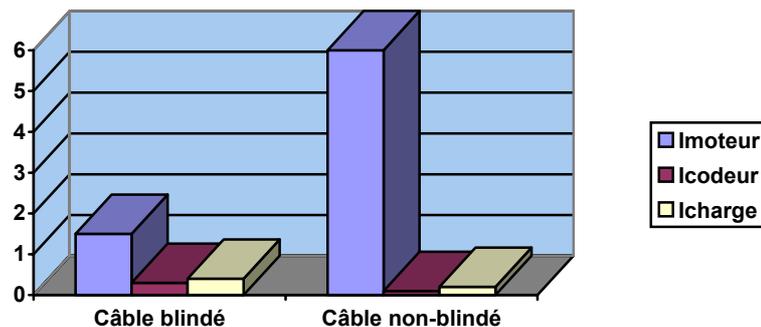


Figure II.19 Maximum des courants crête avec et sans blindage du câble

On observe à nouveau sur ce graphique l'influence du blindage du câble sur les valeurs crête de courant dans le moteur. Notons que la présence du câble tend à réduire l'amplitude des courants de fuite dans le moteur, celle des courants dans le codeur et la charge entraînée restant du même ordre de grandeur. Le blindage du câble constitue un chemin de propagation

de faible impédance vis-à-vis du mode commun. On peut également voir le câble blindé comme un filtre vis-à-vis de la tension de mode commun.

Soulignons également un autre phénomène : le courant de mode commun du moteur augmente si on connecte l'axe du rotor au châssis. En effet, connecter l'axe du rotor au châssis métallique revient à ajouter, en parallèle aux différentes capacités de mode commun du stator (entre les enroulements statoriques et la carcasse du moteur), la capacité entre les enroulements statoriques et le rotor. Cette mise en parallèle de capacités tend à diminuer l'impédance présentée au mode commun ce qui augmente donc le courant de fuite à la terre. Mais une telle connexion permet d'assurer que les courants de mode commun ne parcourent pas les roulements. C'est une solution qui a été adoptée par le constructeur de la machine. Nous avons en effet constaté que le cache-poussière en plastique chargé au carbone de l'arbre du moteur était conducteur (de l'ordre du kilo-ohm).

La fiabilité de la mesure du codeur pour le contrôle/commande de la machine nécessite de s'affranchir des courants de mode commun dans son électronique. Il est donc recommandé autant que possible d'isoler la carcasse et l'arbre du codeur de celui du moteur et de son châssis. De même, il est préférable de connecter le neutre du transformateur à la terre pour présenter un chemin de faible impédance aux perturbations de mode commun et ceci afin de ne pas polluer le réseau environnant. L'utilisation d'un câble blindé s'avère quasi-obligatoire pour se prémunir des perturbations rayonnées et dans ce cas il est recommandé de connecter le blindage du câble à ses deux extrémités.

II.4 / Conclusions

Le banc instrumenté présenté nous a permis de découpler les phénomènes de perturbations conduites et d'étudier les différents chemins de propagation du mode commun : dans le câble via le blindage (C), dans le variateur via le dissipateur thermique (C_v), dans le moteur via la carcasse statorique ($Z_{MC \text{ moteur}}$), et dans le codeur ou la charge via des couplages capacitifs ($Z_{MC \text{ codeur}}$ et $Z_{MC \text{ charge}}$). Les circuits de fermeture des courants de mode commun sont constitués par le RSIL dans le cas d'une mesure normative (figure II.20), et par le transformateur d'alimentation et les équipements reliés à la même référence de terre dans le cas classique (figure II.21). L'interrupteur 'roulements' symbolise les roulements qui, lorsqu'ils font contact avec le châssis métallique, déchargent l'énergie électrostatique emmagasinée dans l'arbre du moteur.

Pour atténuer le courant de mode commun dans le codeur il est par exemple possible d'ajouter en série au codeur une inductance de mode commun. Cela a pour conséquence d'augmenter l'impédance dans cette branche du circuit de mode commun et donc de réduire le courant de fuite. Cette diminution du courant dans le codeur provoque une augmentation du courant dans la charge entraînée et dans $Z_{MC \text{ moteur}}$; car si on remplace le codeur par un circuit ouvert le potentiel en A s'élève.

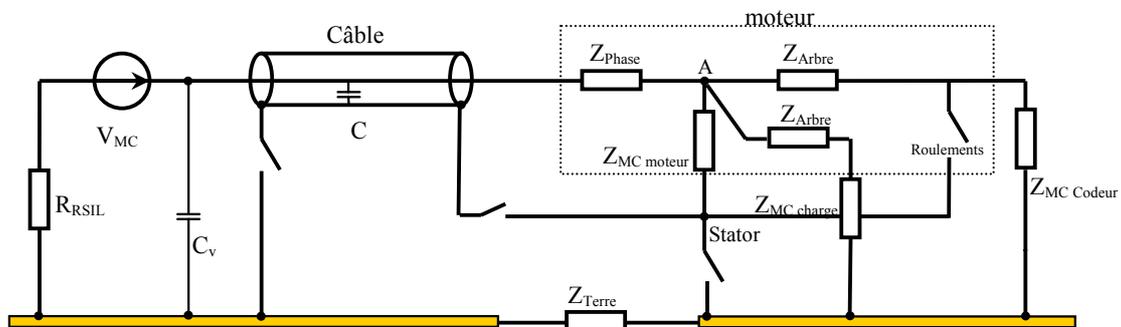


Figure II.20 Schéma équivalent monophasé dans la configuration d'une mesure normative

Z_{Terre} représente l'impédance de liaison entre les différentes terres du système. Cette impédance est nulle sur le banc expérimental car elle est matérialisée par le plan de masse en cuivre, mais dans un cas usuel elle ne l'est pas (particulièrement si le moteur se trouve éloigné du variateur) et elle influe sur la circulation des courants de mode commun.

Dans le schéma de la figure II.21 $Z_?$ représente l'impédance de mode commun en amont du transformateur, elle symbolise les circuits de fermeture dans des équipements présents sur le même réseau d'énergie. Si l'environnement immédiat du système est sensible, et pour éviter d'y faire circuler des courants de mode commun il suffit de présenter un chemin moins

impédant aux perturbations. Ceci est par exemple possible en connectant le neutre du transformateur à la terre. La contrepartie de cette solution est la diminution de l'impédance vue par le générateur V_{MC} , et donc l'augmentation de courant de mode commun dans l'ensemble du système.

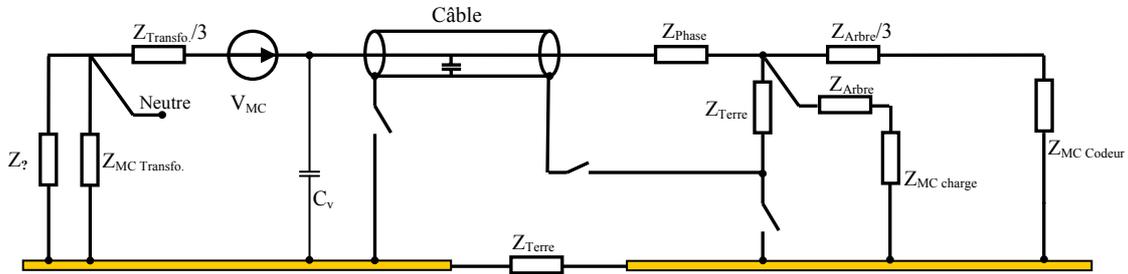


Figure II.21 Schéma équivalent monophasé dans la configuration usuelle

Chapitre III

Modélisation de la chaîne complète de variation de vitesse

Chapitre III

Modélisation de la chaîne complète de variation de vitesse

III.1 / Introduction

Nous avons choisi une approche temporelle pour la simulation des perturbations conduites. Dans cet optique, et pour rester compatible avec les outils usuellement adoptés par les électroniciens de puissance, le modèle électrique de l'ensemble du système doit être à constantes localisées pour qu'il soit possible de le réaliser avec un logiciel de type Spice sous la forme d'un circuit électrique. Dans notre application -l'étude des perturbations conduites- le modèle doit rendre compte du comportement du système dans une plage de fréquence s'étendant sur presque six décades -de 50Hz à 30MHz-. L'élaboration d'un modèle du système complet est nécessaire pour pouvoir prédire les niveaux de perturbations dans différentes configurations du système. Ce modèle a également pour but d'être utilisé lors du dimensionnement des filtres CEM des variateurs.

La modélisation du système est réalisée sous forme de blocs représentant chacune des parties du système :

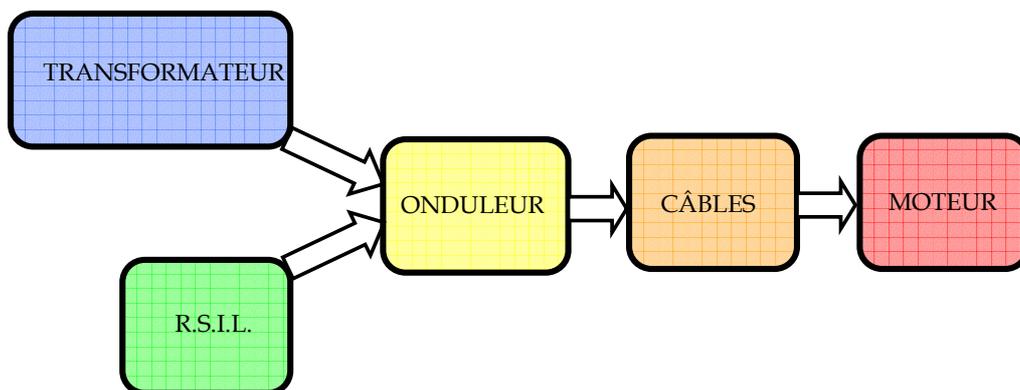


Figure III.1 Chaîne d'éléments à modéliser

Les étapes de la modélisation de chacune de ces parties seront détaillées et nous nous attacherons plus particulièrement à la modélisation de l'onduleur, de la machine asynchrone à cage, et du câble d'alimentation.

La modélisation doit représenter les différents effets du système –magnétiques, électrostatiques, pertes- pour pouvoir rendre compte d'un comportement sur une si large gamme de fréquences. Si on considère le nombre important de phénomènes différents mis en jeu dans un système complexe comme l'est un système de variation de vitesse, il est nécessaire d'utiliser un grand nombre de composants "circuit" dans le modèle. Il reste que les modèles doivent toutefois être les moins gourmands en paramètres tout en restant précis. Par voie de conséquence les temps de simulation pour le système global, et notamment la mémorisation des variables temporelles rendent nécessaire l'utilisation d'un matériel informatique performant. A titre d'exemple si on veut simuler une période de 20 ms, avec une précision temporelle permettant d'obtenir des spectres s'étendant jusqu'à 20 MHz (soit un pas de calcul inférieur à 25ns), pour un modèle comportant un ordre de grandeur de cent éléments, il est nécessaire de stocker les courants et tensions sur 100 Mo environ.

Néanmoins il faut relativiser ces chiffres au regard de l'évolution technologique de l'informatique, car les capacités mémoires (disque dur et mémoires vives) ne cessent de croître –capacités multipliées par 100 tous les 10 ans-.

De plus, il est envisageable d'effectuer des simulations sur plusieurs horizons temporels. On pourrait simuler une période basse fréquence avec un pas de calcul permettant de décrire une partie limitée du spectre, puis de faire la simulation sur quelques périodes de découpage avec une discrétisation plus importante pour décrire la partie haute fréquence du spectre. On pourrait également faire ce raisonnement avec plusieurs niveaux de complexité du modèle. D'autre part il faut souligner que la méthode temporelle permet une grande versatilité de simulation.

En vue du développement d'un outil d'aide à la conception, les valeurs des paramètres de chacun des blocs du système pourraient être déterminées a priori. Dans l'état actuel de nos recherches, nous nous contenterons dans ce document d'une identification a posteriori des modèles générés automatiquement par d'autres logiciels tels que Matlab© apte à générer des Netlists.

III.2 / Modélisation de la machine asynchrone à cage

3.2.1 Introduction

La machine asynchrone est un élément prépondérant dans la naissance des perturbations électromagnétiques dans un système de variation de vitesse. Depuis l'apparition des convertisseurs à découpage, les machines sont sollicitées dans une grande gamme de fréquences. Dans le but de développer des modèles simples, nous avons limité notre étude à la dizaine de mégahertz. De plus, l'expérience montre que les perturbations de mode commun, qui sont dominantes dans ce type d'application, décroissent rapidement au delà de 10MHz. En outre, le modèle que nous allons développer doit être valable dans toute cette plage de fréquences ainsi qu'à basses fréquences [50Hz, 10kHz]. La modélisation de la machine doit donc rendre compte de son fonctionnement sur toute cette plage de fréquences [GRAN97].

Pour des raisons de simplicité et afin d'obtenir le courant à basse fréquence selon le glissement, nous baserons notre modélisation basse fréquence sur le classique modèle monophasé 50Hz, outil largement connu et pour lequel les industriels fabricants des machines asynchrones développent des modèles. Le modèle sera ensuite progressivement compliqué pour rendre compte du fonctionnement hautes fréquences. L'identification des paramètres du modèle hautes fréquences est basée sur des mesures réalisées à l'analyseur d'impédance sur la machine à l'arrêt. Il faut donc pouvoir identifier les paramètres du modèle d'après ces mesures et tenir compte des imprécisions de l'appareil de mesure, en particulier sur des mesures de faible impédance. Ces différents points seront évoqués dans la suite.

Il est difficile de modéliser la machine asynchrone. En effet les différents couplages à l'intérieur de la machine asynchrone sont nombreux et de nature variée :

- Couplages capacitifs ou électrostatiques :
 - Entre les enroulements : il y a un effet capacitif réparti sur l'ensemble du bobinage d'une phase statorique.
 - Entre les enroulements et la carcasse métallique : de même il y un effet capacitif réparti entre le bobinage statorique d'une phase et la carcasse du moteur, cet effet repartit est localisé au niveau des encoches qui accueillent les conducteurs.
 - Entre le rotor et le stator : le rotor d'une machine asynchrone à cage est lisse et forme donc une capacité avec le stator de la machine.
- Couplages en tête de bobine:
 - Les têtes de bobine constituent un endroit privilégié pour les couplages capacitifs inter-phases. Elles permettent également l'établissement des fuites magnétiques des phases du stator.

La complexité est d'autant plus grande sur les machines de faible puissance ($P < 100\text{kW}$) que le bobinage est réparti aléatoirement dans les encoches [SURE99]. La géométrie des enroulements est donc inconnue et la prédiction des couplages électrostatiques très difficile. Ajoutons que ces effets sont fortement non linéaires (effets magnétiques) et dus à la non-linéarité des matériaux magnétiques utilisés usuellement.

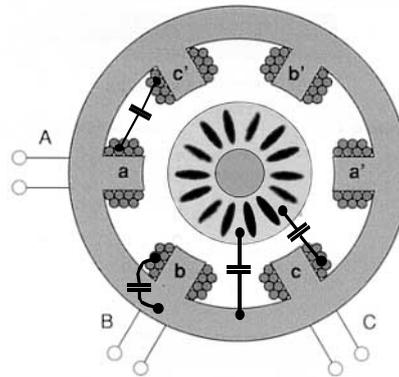


Figure III.2 Couplages capacitifs dans une machine asynchrone

3.2.2 Conditions de mesure

Les mesures d'impédance qui sont présentées ici, ont été réalisées à l'aide d'un analyseur d'impédance qui génère par nature de faibles signaux. Le comportement magnétique de la machine est différent à faibles et forts signaux : il y a un phénomène de saturation du circuit magnétique. Ces mesures nous donnent une idée des couplages magnétiques mais il faudra les compléter par une autre étude au fonctionnement nominal de la machine.

Il a par exemple été envisagé de mesurer courants et tensions sur la machine et d'en déduire (à l'aide d'outils mathématiques tels que la FFT) les différentes impédances du moteur, et enfin de les comparer aux impédances mesurées à faible signaux. Mais cette étude n'a pas encore été réalisée.

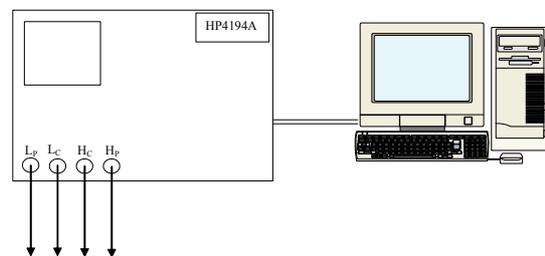
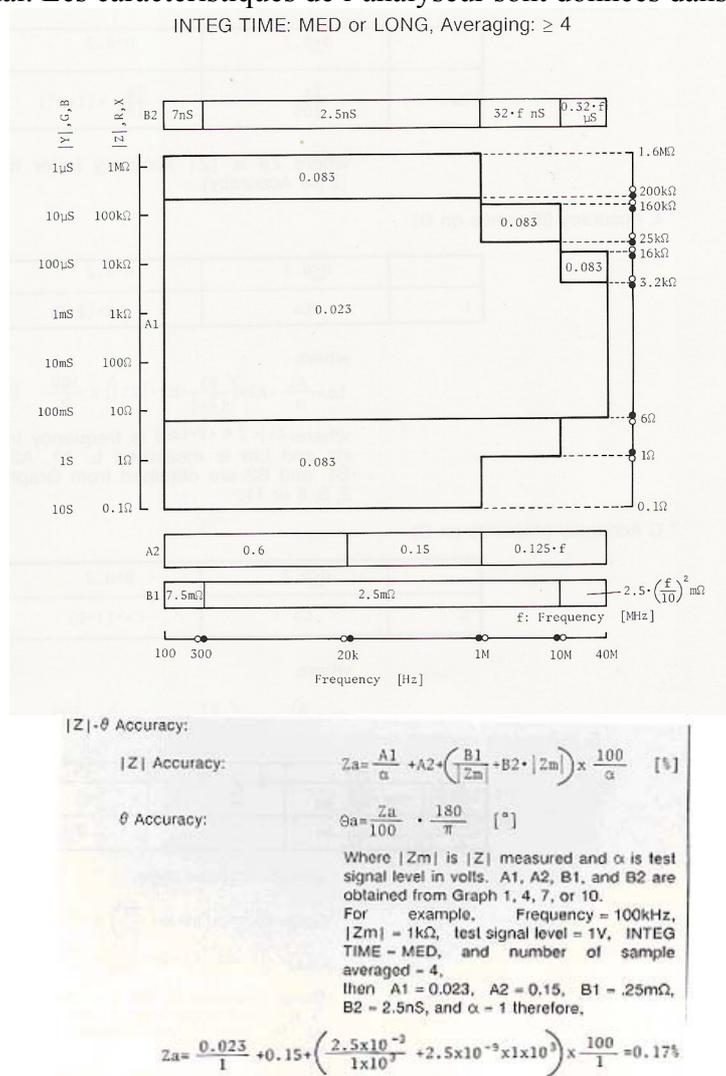


Figure III.3 Schéma du dispositif de mesure

Sur la figure III.3, Lc (Low current) et Hc (High current) représentent les bornes + et - de la source de courant réalisée par l'analyseur. Lp (Low potential) et Hp (High potential) représentent les bornes + et - de la tension mesurée par l'analyseur.

L'appareil de mesure est un analyseur d'impédance de marque Hewlett Packard HP4194A. Cet appareil est un pont de mesure s'auto-équilibrant pour les fréquences imposées par le générateur de signal. Les caractéristiques de l'analyseur sont données dans le tableau III.1 :



	Plage	Résolution maximale
Fréquence du signal de test	100Hz à 15 MHz	1mH
Résolution du signal de test	10mV à 0,5V	3 décimales
Plage de mesure de l'impédance	100 mΩ à 1.6MΩ	100 μΩ

Tableau III.1 Caractéristiques de l'appareil de mesure

Les mesures d'impédance que nous sommes amené à réaliser sont parfois proches des limites de l'appareil : 100 mΩ et 1.6MΩ. Ceci explique le bruit de mesure présent sur certaines figures.

3.2.3 Etude des différents domaines fréquentiels

Avant d'aborder l'identification de la machine asynchrone il est intéressant d'étudier l'évolution de l'impédance d'une phase en fonction de la fréquence. La figure III.4 nous permet d'observer l'évolution de l'impédance de mode différentiel (à gauche) et de mode commun (à droite) des phases de moteur de puissances différentes.

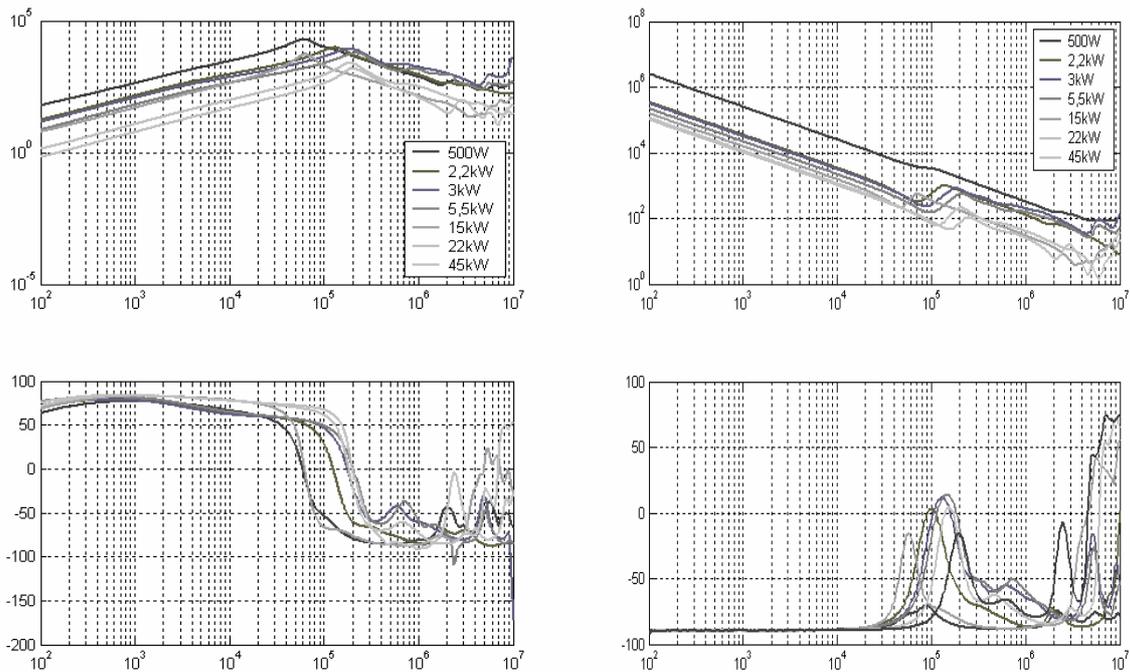


Figure III.4 Impédance de mode différentiel et de mode commun pour des moteurs de puissances différentes

L'impédance de mode différentiel qui traduit l'impédance d'une phase statorique est globalement inductive de la fréquence d'utilisation de la machine (50Hz) jusqu'à la dizaine de kilohertz. Il apparaît autour de la centaine de kilohertz une résonance au-delà de laquelle le comportement de l'impédance devient capacitif, les capacités réparties dans la phase statorique deviennent prépondérantes sur l'effet magnétique.

Noter également que l'évolution globale de l'impédance est homogène quelle que soit la puissance du moteur considéré, et que la limite fréquentielle entre le comportement inductif et capacitif d'une phase se situe toujours autour de la centaine de kilohertz. Au-delà de cette résonance, il apparaît des variations brutales de l'impédance (notamment de la phase) qui s'expliquent par des effets propagatifs dans les conducteurs.

On peut remarquer que si à 100Hz l'impédance de mode commun est rigoureusement une capacité – car la phase est égale à -90° -, l'impédance de mode différentiel n'est pas purement inductive et que la part relative de résistance et d'inductance fluctue avec la fréquence –ce phénomène se traduit par une variation de la phase de l'impédance de 100 Hz à la fréquence de résonance. Cette constatation s'explique par l'effet de peau dans les conducteurs statoriques et dans les barres du rotor comme nous le verrons dans le paragraphe suivant.

On peut alors dégager trois principaux domaines de fréquence:

- Fréquence d'utilisation de la machine : 0 - 50Hz.
- Un domaine de fréquence où les effets inductifs sont encore dominants dans l'impédance de mode commun, jusqu'à la centaine de kilohertz.
- Au-delà de cette fréquence un domaine où les effets capacitifs répartis sont dominants, et interagissent avec les éléments inductifs répartis de la phase.

Ces trois domaines de fréquence vont nous servir de base pour établir le modèle de la machine. L'idée est de partir du modèle monophasé à 50Hz connu de la machine et d'y ajouter des éléments nous permettant de tenir compte de l'effet de peau. Ensuite nous établirons un modèle localisé des effets capacitifs, nous ne tiendrons pas compte de l'effet réparti afin de ne pas trop complexifier le modèle.

3.2.3 Identification des paramètres basse fréquences du moteur asynchrone

Le moteur étudié est une machine asynchrone triphasée LEROY SOMER ($380V_{\text{eff}}$, $P_N=3\text{kW}$, $I_N=7,1\text{A}$, $g_N=0,057$, $N_N=1415\text{tr/min}$, $\cos\varphi=0,83$). Comme nous l'avons dit plus haut, nous proposons de modéliser la machine asynchrone en partant du modèle classique basse fréquence monophasé. Nous le développerons en tenant compte des phénomènes énoncés ci-dessus, pour aboutir à un modèle comportemental cohérent sur la plage de fréquence représentative des perturbations CEM conduites. La figure III.5 représente le schéma équivalent d'une machine asynchrone triphasée ramené au modèle équivalent monophasé.

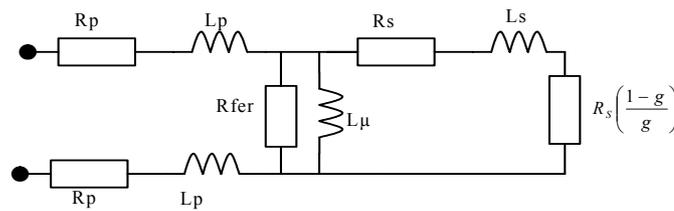


Figure III.5 Schéma BF monophasé d'une machine asynchrone

- R_p et L_p représentent la résistance et l'inductance cyclique statorique de la machine.
- R_{fer} et L_μ représentent les pertes fer et l'inductance de magnétisation.
- R_s et L_s représentent la résistance et l'inductance cyclique de la machine ramenées au stator.
- $R_s(1-g)/g$ représente la résistance équivalente à la puissance mécanique fournie par le moteur à sa charge mécanique.

Afin de procéder dans un premier temps à l'identification des paramètres basses fréquences du moteur nous avons réalisé des essais en continu et à 50 Hz.

La résistance d'un enroulement a été mesurée en continu avec une alimentation stabilisée de puissance.

Nous obtenons par une série de mesures en continu une résistance moyenne $R_p=2,73 \Omega$.

Pour identifier les paramètres magnétiques de la machine R_{fer} et L_μ , il est nécessaire de réaliser un essai à glissement nul. En effet si $g=0$, la branche correspondant au rotor ramenée au stator présente une impédance infinie. Pour cela les pertes mécaniques ont été compensées en entraînant le moteur par une machine à courant continu.

Pour rendre compte de l'évolution des paramètres en fonction du niveau de tension appliqué au stator de la machine asynchrone, l'essai a été réalisé sous deux tensions :

- Tension nominale : 220V
- Tension réduite : 50V

Deux essais à glissement nul nous permettent de déduire L_μ et R_{fer} .

Sous tension nominale:

$$R_{fer} = \frac{U^2}{P - R_s I^2} = 846\Omega$$

$$L_\mu = \frac{U^2}{Q\omega} = 170mH$$

Sous tension réduite:

$$R_{fer} = \frac{U^2}{P - R_s I^2} = 637\Omega$$

$$L_\mu = \frac{U^2}{Q\omega} = 219mH$$

Remarques:

- Les deux essais précédents montrent que les mesures effectuées à différents niveaux d'induction donnent des résultats différents et attestent que le matériau est non-linéaire.
- Il faut bien aussi prendre en compte la difficulté liée à cette mesure. La précision sur la mesure de la vitesse, ainsi que sur la mesure de la puissance absorbée par la machine sont fondamentales. Lorsque le glissement est proche de zéro, le courant et la tension sont presque en quadrature. Une erreur minime sur le déphasage entre le courant et la tension induit une erreur non négligeable sur la puissance calculée. De même, une petite variation de la vitesse produit une variation notable de la puissance absorbée par la machine ($-4W$ pour 1502 tr.min^{-1} , et $108W$ pour 1500 tr.min^{-1}).

Pour nous affranchir de ces problèmes nous avons utilisé une mesure stroboscopique de la vitesse et un analyseur de puissance large bande LEM D6100 dont la précision est de $\pm 4.64\%$ de la valeur lue lorsque $\cos\varphi=0.001$ (soit $\varphi=89.94^\circ$). Précision qui est très acceptable à la vue des erreurs faites lors de la mesure de la vitesse.

Des essais à différents glissements et sous tension nominale nous permettent d'accéder aux deux paramètres manquants:

$$R_s = 1,44\Omega$$

$$L_s = 17,2mH$$

Nous aboutissons donc au schéma de la figure III.6 classique basse fréquence du moteur asynchrone dépourvu de l'inductance qui modélise les fuites magnétiques au stator (encoches et têtes de bobine). Cette inductance sera introduite plus loin pour modéliser l'effet de peau.

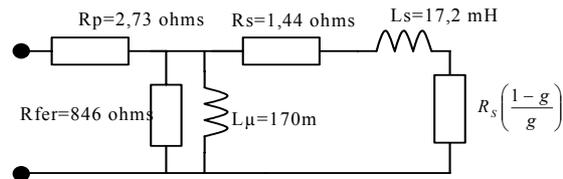


Figure III.6 Schéma BF monophasé d'une machine asynchrone

Le modèle développé sera valable pour une fréquence de synchronisme de 50Hz, il conviendrait de modéliser la machine pour différentes vitesses de synchronisme. Cette démarche a été écartée pour nous limiter à une modélisation simple. De la même façon, on peut noter que les variateurs de cette gamme de puissance fonctionnent avec un rapport tension/fréquence constant pour conserver une induction constante, et qu'il aurait été souhaitable d'en tenir compte dans notre modèle. Il aurait été possible de mesurer les impédances à différentes vitesses de synchronisme en utilisant le variateur et en ne mesurant que les composantes à Ω_s .

Effet de peau et de proximité dans les conducteurs

L'effet de peau et de proximité consistent en une répartition non homogène de la densité de courant dans un conducteur seul ou en présence d'autres conducteurs. Plus la fréquence augmente, plus le courant a tendance à se répartir de façon inhomogène dans les conducteurs. La résistance apparente du conducteur augmente avec la fréquence. De même on observe que l'inductance diminue lorsque la fréquence s'accroît.

Cet effet est d'autant plus notable dans le cas d'une machine électrique parce que les conducteurs sont placés dans des encoches. En effet, les lignes de champ magnétiques créées par les courant HF pénètrent moins bien dans la carcasse magnétique ; l'effet de diminution de l'inductance apparente est donc accentué [MEEK00]. Il est nécessaire prendre en compte cet effet.

Si on relève la variation de l'impédance d'une phase du moteur à l'analyseur d'impédance HP4194A, nous pouvons en extraire les parties réelles et imaginaires (figure III.7).

Remarque : les mesures présentées ci-dessous réalisées avec un analyseur d'impédance et donc à bas niveau ne prennent donc pas en compte les non-linéarités qui apparaissent dans les matériaux magnétiques à forts niveaux (conditions normales d'utilisation de la machine). Ces évolutions sont probablement accentuées à plus fort courant. Nous étudions la variation de ces deux paramètres jusqu'à 100kHz, car comme nous l'avons vu dans un paragraphe précédent, au-delà de cette fréquence les effets capacitifs deviennent dominants et il devient impossible de mesurer la partie inductive de l'impédance.

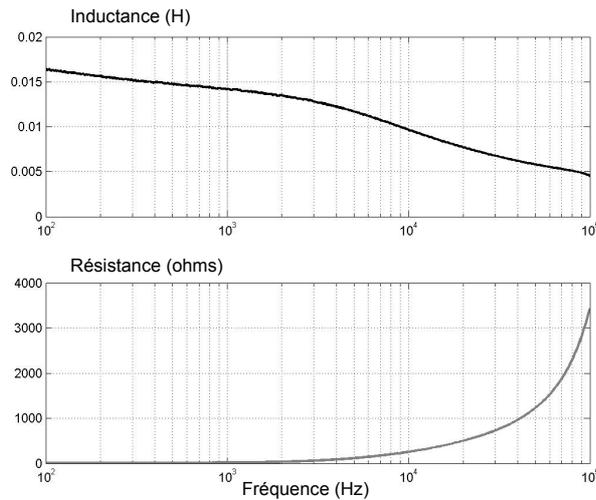


Figure III.7 Evolution de L et de R sur une phase

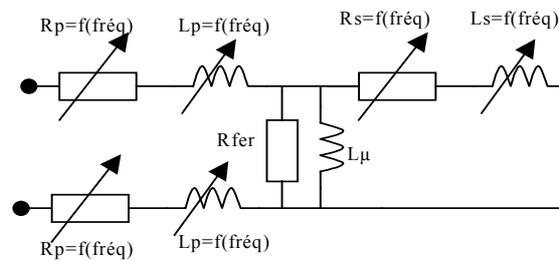


Figure III.8 Eléments variables avec la fréquence

Il nous faut donc prendre en compte les différentes variations des éléments du modèle initial en fonction de la fréquence comme indiqué sur la figure III.8. La modélisation de ce phénomène s'effectue en utilisant un réseau R-L en échelle [GAUT99] représentée à la figure III.9:

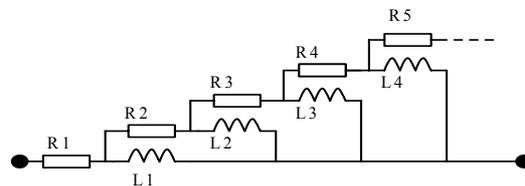


Figure III.9 Représentation de l'effet de peau par un schéma en échelle

L'effet de peau prépondérant se situe sur les barres du rotor (surtout dans le cas des moteurs à encoches profondes), mais il est aussi présent dans les bobinages statoriques, c'est pourquoi nous allons modéliser l'effet de peau dans ces deux parties du circuit. L'impédance qui modélise la magnétisation du circuit magnétique et les pertes fer n'est pas, par principe,

sujette à l'effet de peau. Ce phénomène n'est donc pas modélisé pour cette impédance. Le modèle comportemental monophasé du moteur devient donc celui de la figure III.10, où $R_{\text{rotor}}*(1-g)/g$ représente la puissance transmise à la charge mécanique. On choisit de modéliser l'effet de peau et de proximité à raison d'une cellule R-L par décade fréquentielle, soit trois cellules en échelle.

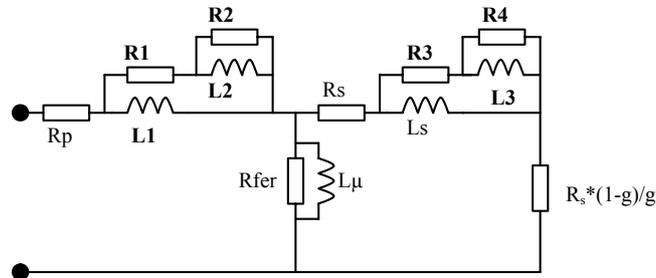


Figure III.10 Schéma comportemental monophasé de la MAS avec effet de peau

Partant du schéma obtenu figure III.5, en ajoutant les sept composants modélisant l'effet de peau nous obtenons le schéma de la figure III.10. Nous utilisons alors une identification par la méthode des moindres carrés sous Matlab décrite dans l'annexe 1. Les valeurs des composants de notre modèle 50 Hz sont fixes et seules les valeurs des paramètres modélisant l'effet de peau sont variables.

Les courbes de la figure III.11 présentent l'évolution de la partie résistive et inductive de l'impédance d'une phase du moteur et l'évolution de ces mêmes paramètres pour le modèle d'une phase. On peut noter la bonne concordance entre le modèle et la mesure.

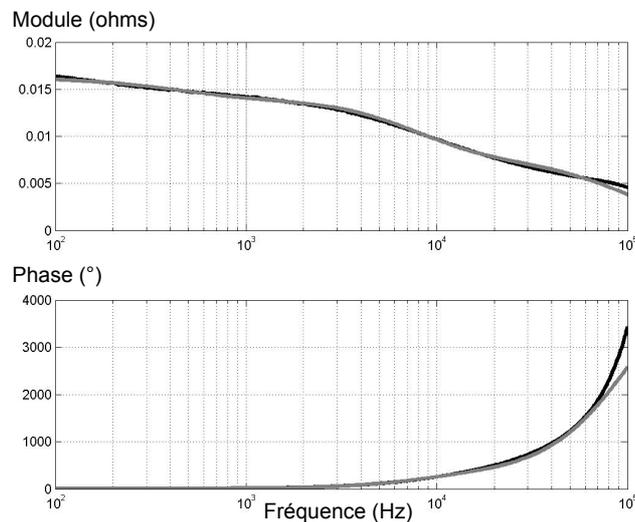


Figure III.11 Mesure (noir) et Modèle (gris) de R et L d'une phase

On peut vérifier la bonne cohérence du modèle en examinant le module et la phase de l'impédance d'une phase (figure III.12). Cela permet de vérifier notamment que l'information de phase est bien retranscrite par la modélisation.

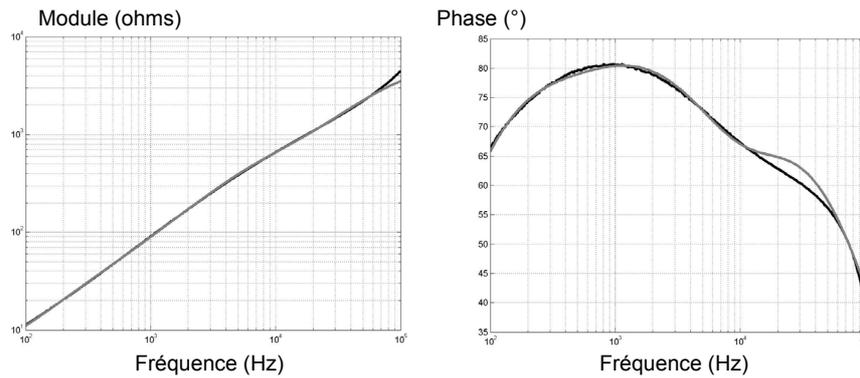


Figure III.12 Mesure (noir) et Modèle (gris) de l'impédance d'une phase (module et phase)

Les valeurs obtenues, pour le moteur d'étude sont résumées dans le tableau suivant:

R_p	L_μ	R_{fer}	R_s	L_s	R_1	R_2	R_3	R_4	L_1	L_2	L_3
2,73 Ω	170mH	846 Ω	1,44 Ω	17,2mH	109 Ω	4,61 k Ω	0,7 Ω	551 Ω	9,33 mH	28,9 mH	11,8 mH

Tableau III.2 Paramètres du modèle issus de l'identification

Comme nous l'avons vu au paragraphe 3.2.3, au-delà de la centaine de kilohertz le comportement de l'impédance différentielle de la machine est globalement capacitif. Sur toute la gamme de fréquences considérée dans notre modélisation, l'impédance de mode commun est capacitive. Il faut maintenant déterminer les paramètres capacitifs du modèle pour étendre la validité du schéma sur une plage de fréquences élargie à quelques mégahertz, et rendre compte des couplages de mode commun. Les différents couplages électrostatiques dans la machine ont été décrits à la figure III.2.

3.2.4 Estimation des couplages capacitifs dans une MAS à cage

L'impédance de mode commun est déterminée par la proximité des enroulements du stator avec la carcasse métallique qui est usuellement raccordée à la terre. Il est essentiel de bien connaître les couplages capacitifs existants dans la machine pour rendre compte du comportement de mode commun.

Les points de mesure utilisés sont les bornes du moteur pour les phases et la terre, le contact glissant pour l'axe du moteur (Cf. chapitre II, paragraphe II.1).

La mesure d'impédance entre l'axe du moteur et la carcasse métallique du moteur est présentée figure II.13. La partie droite de la figure II.13 représente les points accessibles du moteur (les 6 bornes de phase, le rotor R et le stator S.)

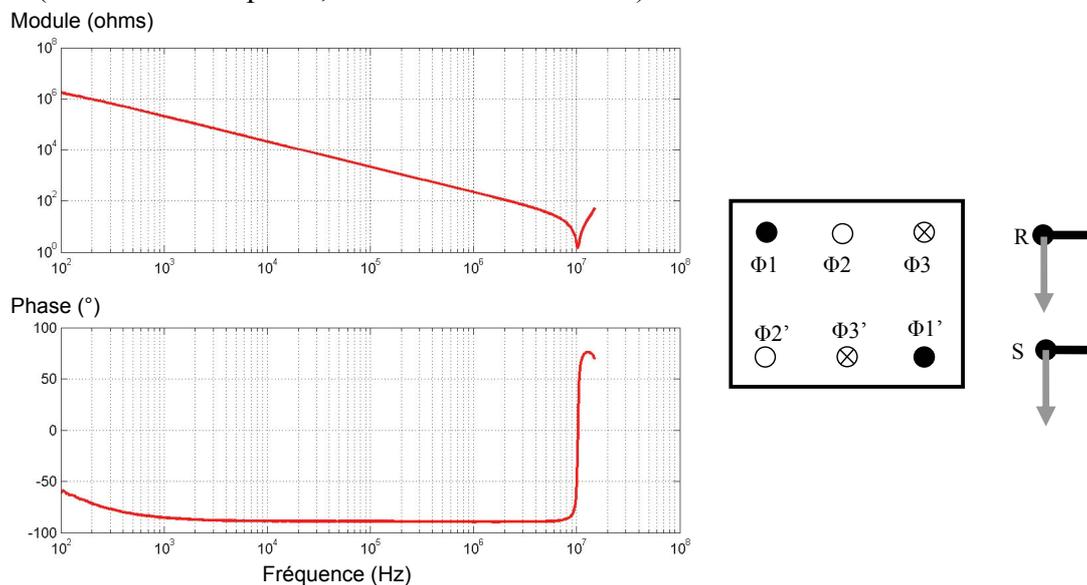


Figure III.13 Impédance entre la terre et l'axe du moteur

L'impédance mesurée est capacitive jusqu'à 10MHz (la phase est constante à -90°).

On peut simplement déduire la valeur de cette capacité :

- à 10 kHz, l'impédance vaut : [21kΩ, -89°]

$$- C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot Z} = 760 \text{ pF}$$

C'est une valeur importante -proche de 1 nanofarad- qui est donc une voie de couplage capacitive non négligeable. On note également que cette mesure n'est pas sensible à la position du rotor.

La mesure de l'impédance entre une borne de phase et l'axe du moteur est représentée sur la figure III.14

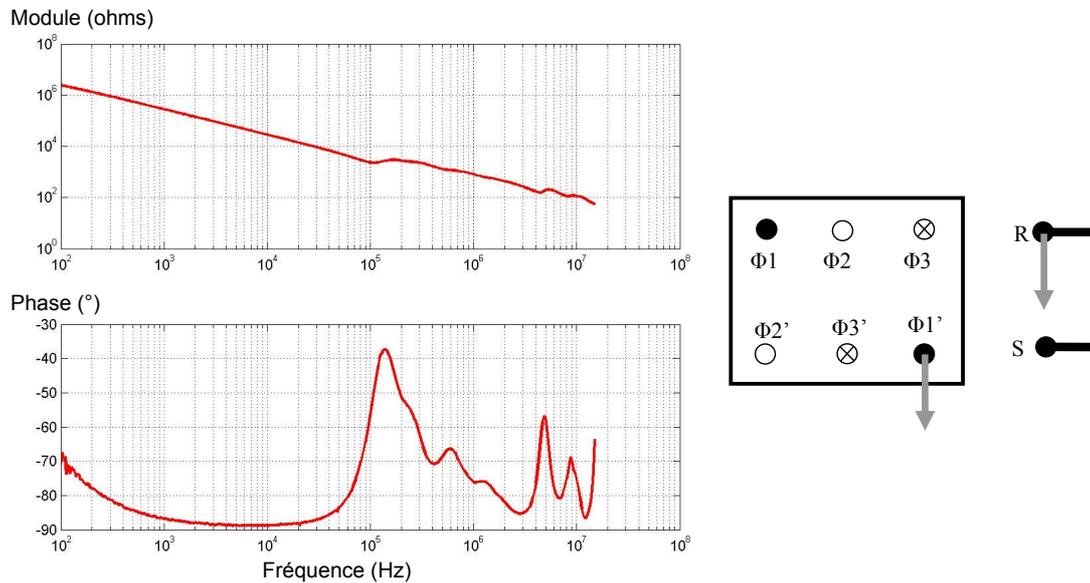


Figure III.14 *Mesure de l'impédance entre une phase et l'axe du moteur*

L'impédance mesurée est globalement capacitive jusqu'à 100kHz. Au-delà les effets de propagation dans l'enroulement et l'amortissement déterminent une évolution apériodique de l'impédance. Le modèle de ce type d'impédance pourrait être représenté par une succession de cellules du second ordre (impédance de ligne RLC), effet que nous résumons à une seule capacité. Là encore, nous choisissons de restreindre le nombre d'éléments de notre modèle pour en limiter la complexité.

Calcul de la capacité :

- à 10 kHz, l'impédance vaut $[28,3k\Omega, -89^\circ]$
- $C=560pF$

La mesure d'impédance entre la carcasse du moteur et la phase est présentée sur la figure III.15.

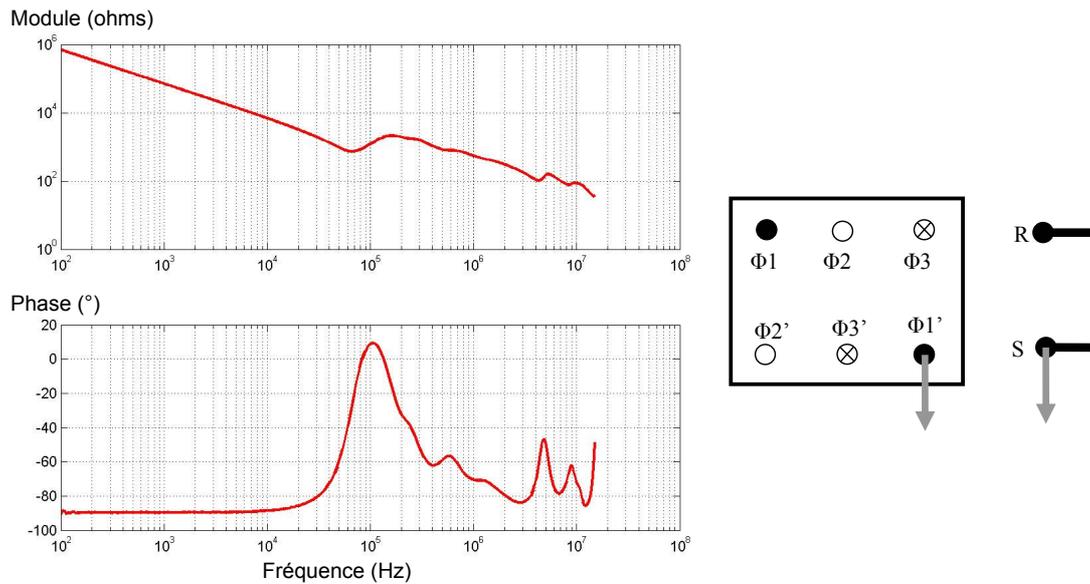


Figure III.15 *Mesure de l'impédance entre une phase et la carcasse du moteur*

L'impédance mesurée est globalement capacitive jusqu'à 100kHz.

Calcul de la capacité :

- à 10 kHz, l'impédance vaut [7,1kΩ,-89°]
- $C=2,2\text{nF}$

Les différents couplages capacitifs sont résumés sur la figure III.16.

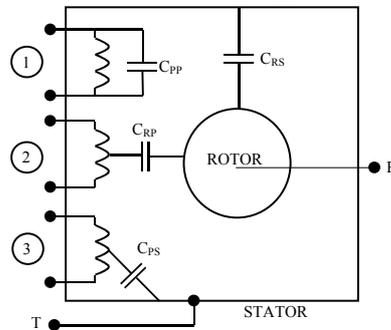


Figure III.16 *Résumé des différents couplages capacitifs de la machine à 10kHz*

$$C_{RS}=760\text{pF} \quad C_{PS}=2,2\text{nF} \quad C_{RP}=560\text{pF}$$

Il reste maintenant à déterminer C_{PP} . On a mesuré à la figure III.17 l'impédance de mode différentiel des phases 1 et 2. Ces mesures traduisent bien le comportement 'globalement' inductif jusqu'à 100kHz de la phase du moteur. Au-delà de cette fréquence, les couplages capacitifs entre spires d'une même phase deviennent prépondérants, ce qui explique cette décroissance de l'impédance et la chute de la phase à -90° . On peut également noter que les impédances de deux phases sont bien identiques, il y a bien symétrie.

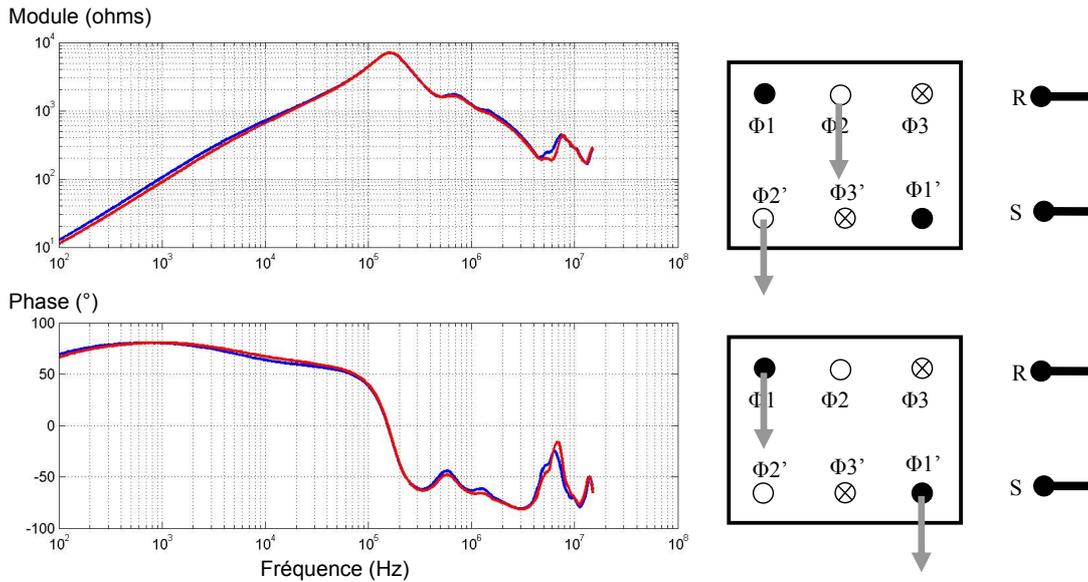


Figure III.17 *Mesure de l'impédance des phases 1 et 2*

On peut alors estimer l'inductance de la phase à un point où la phase est la plus proche de 90° , en notant que le comportement en fréquence n'est pas purement inductif, ce qui se traduit par une variation de la phase dans la gamme de fréquences [100Hz, 100kHz]. On estime l'inductance présentée par une phase afin d'obtenir la valeur de la capacité.

- à 1kHz, $Z = [100\Omega, 89^\circ]$
- soit $L = \frac{Z}{2\pi f} = 15,9mH$

On peut alors estimer la valeur de C_{PP} qui représente les effets capacitifs répartis dans l'enroulement d'une phase. En effet c'est l'interaction entre cette capacité et l'inductance de la phase qui donne la résonance observée à 160kHz.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{PP}}} \Rightarrow C_{PP} = \frac{1}{4\pi^2 L f^2} = 62 pF$$

Ces mesures sont une première approche pour considérer les couplages capacitifs dans la machine. Mais il faut remarquer qu'elles résultent de l'association des différentes capacités que nous essayons de mesurer. Elles ne sont pas dissociées. Les capacités que l'on vient d'évaluer sont en réalité la composition (parallèle et/ou série) de plusieurs capacités. Pour les dissocier, il convient d'analyser la façon dont elles sont agencées. Ce point est examiné dans le paragraphe suivant.

3.2.5 Etude fine des couplages capacitifs dans la machine

Pour rendre compte du comportement électromagnétique complet du moteur, il est nécessaire de considérer les phénomènes électrostatiques qui apparaissent à haute fréquence. Les capacités que nous allons considérer à présent sont essentielles pour rendre compte du comportement CEM du moteur asynchrone (même moteur qu'au paragraphe précédent). Ce sont ces capacités qui déterminent les résonances et les couplages de mode commun.

Ces éléments capacitifs sont des éléments répartis sur les spires du bobinage statorique et il est trop complexe de les caractériser par des éléments linéiques. Nous allons donc définir des capacités localisées, dont le nombre dépend du nombre de potentiels indépendants. Nous nous limitons aux seuls potentiels accessibles de la machine. Dans le cas de la machine asynchrone à cage huit potentiels externes indépendants existent : $\varphi_1, \varphi_1', \varphi_2, \varphi_2', \varphi_3, \varphi_3', R$, et S. Il faut donc sept tensions indépendantes pour décrire le système.

Soit $N_c = \frac{n(n+1)}{2} = \frac{7*8}{2} = 28$ capacités, comme représenté à la figure III.18.

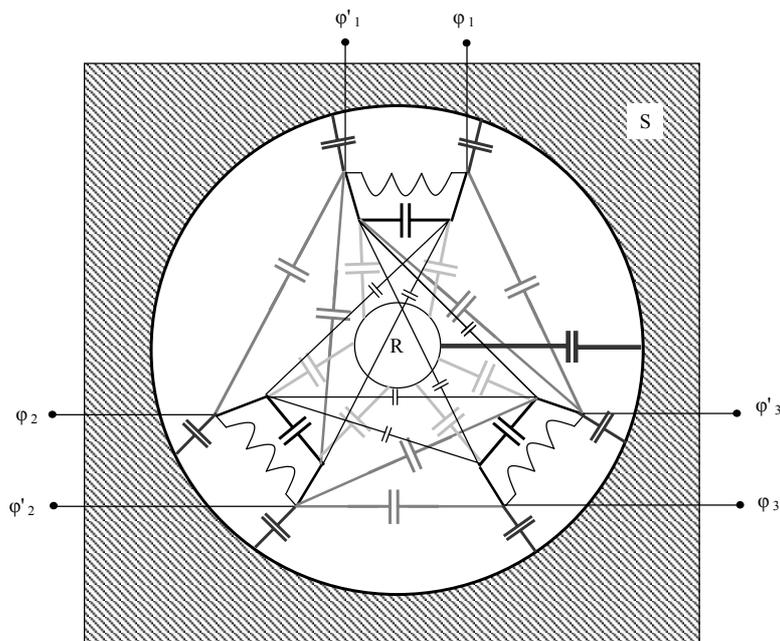


Figure III.18 Capacités dans une MAS

A priori ces 28 capacités sont toutes indépendantes mais il est possible de les regrouper en cinq catégories, ainsi qu'il apparaît à la figure III.19 :

- Capacités entre la carcasse statorique et les phases C_1 (6)
- Capacités aux bornes des phases C_2 (3)
- Capacités entre les différentes phases C_3 (12)
- Capacités entre les phases et le rotor C_4 (6)
- Capacités entre la carcasse statorique et le rotor C_5 (1)

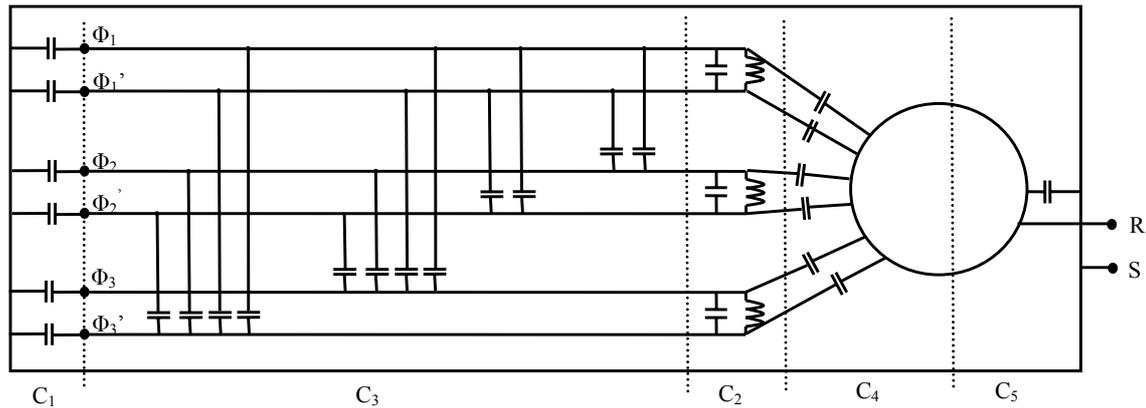


Figure III.19 Les cinq catégories de capacité, modèle électrostatique de la MAS

Principe de l'identification

L'identification du comportement électrostatique du moteur asynchrone passe par l'identification des 28 capacités présentées précédemment. La mesure est confrontée à un problème majeur : certaines de ces capacités sont masquées par une inductance en parallèle (C_2). La seule possibilité pour les mesurer consiste à effectuer la mesure à une fréquence suffisamment grande pour que l'effet capacitif soit significatif, puis à évaluer la valeur de l'inductance et à déduire la valeur de la capacité par la mesure de la première fréquence de résonance observée.

Pour séparer au maximum les effets capacitifs lors des mesures il est possible, en choisissant judicieusement des courts-circuits, de mesurer l'effet électrostatique d'un nombre limité d'éléments.

Si on court-circuite d'une part l'ensemble des six bornes des phases et, d'autre part, le rotor et la carcasse statorique (figure III.20), nous obtenons la mesure de $6 \cdot C_1 + 6 \cdot C_4$.

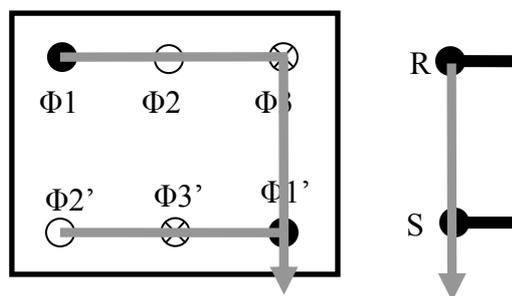


Figure III.20 Exemple de court-circuit sur la machine

Pour le démontrer il faut analyser les courts-circuits que cela engendre sur le schéma de la figure III.19.

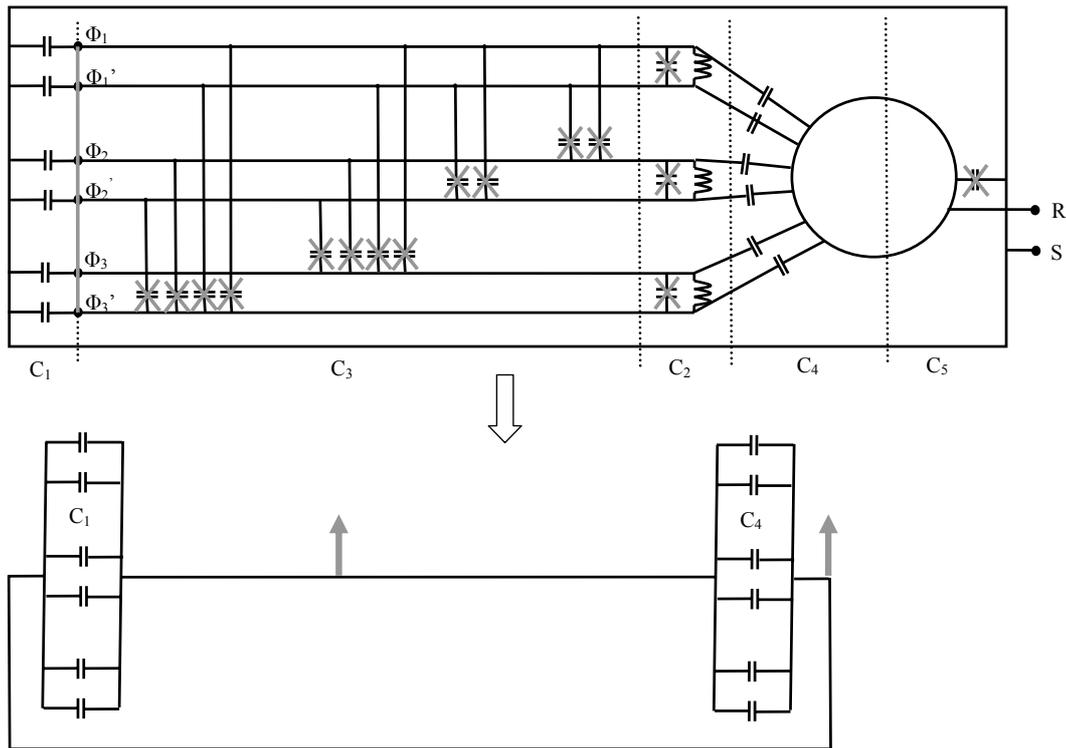


Figure III.21 Conséquence des courts-circuits sur la mesure

Six capacités C_1 et six capacités C_4 se trouvent en parallèle, donc la capacité mesurée dans ce cas là sera : $C_{CC1} = 6C_1 + 6C_4$

Cette impédance, représentée figure III.22, est effectivement capacitive jusqu'à 100kHz. Il intervient ensuite une série de résonances et d'anti-résonances probablement dues aux effets propagatifs dans les enroulements statoriques, ainsi qu'aux effets de mutuelle inductance répartie. La mesure donne 25,5kΩ à 1kHz, soit une capacité correspondant au premier court-circuit $C_{CC1}=6,24nF$.

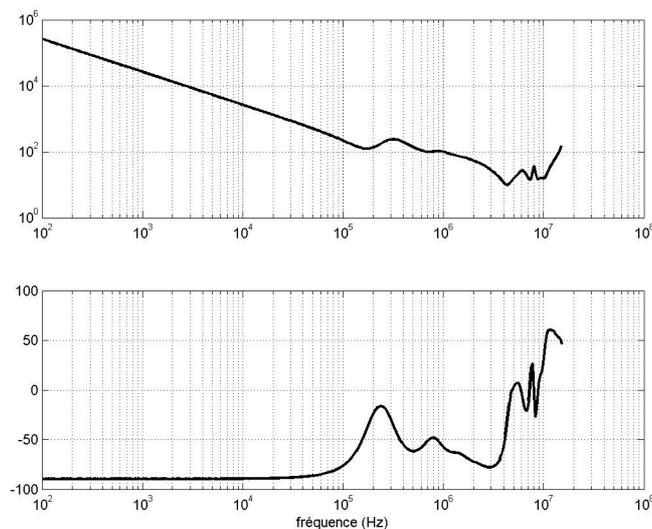


Figure III.22 Mesure de l'impédance du premier type de court-circuit

Sur le même principe, nous effectuons des mesures dans les conditions particulières qui permettent d'extraire facilement la valeur des différentes capacités considérées.

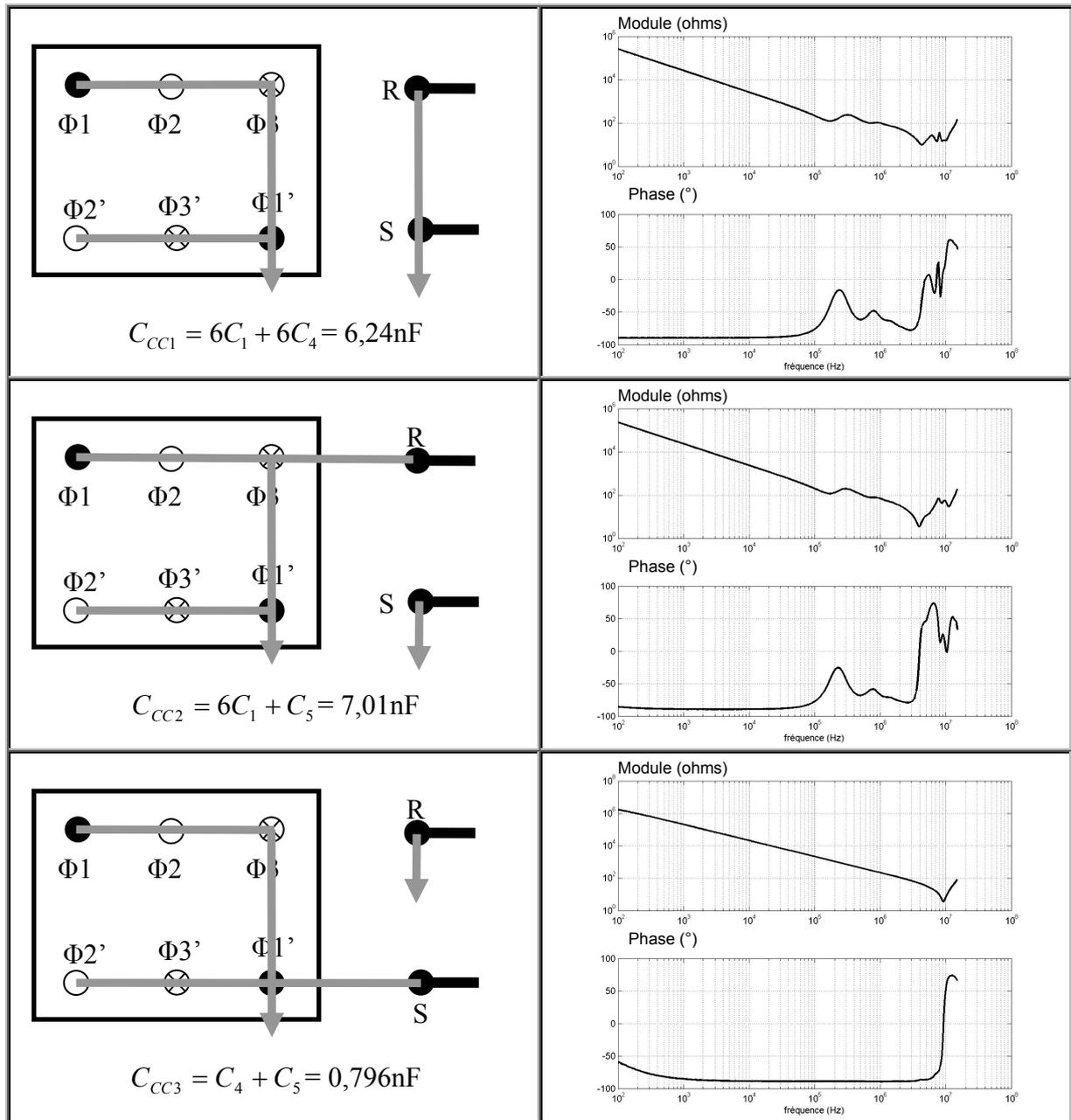


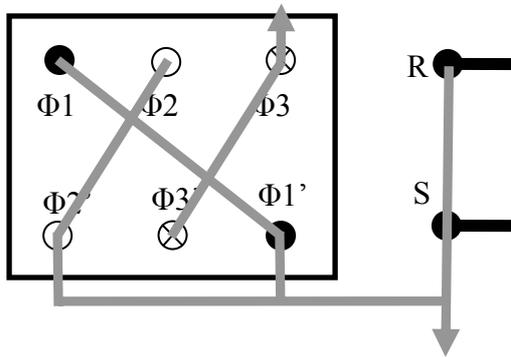
Tableau III.3 *Mesure de l'impédance de deux phases*

De ces trois mesures nous pouvons déduire les capacités C_1 , C_4 , C_5 .

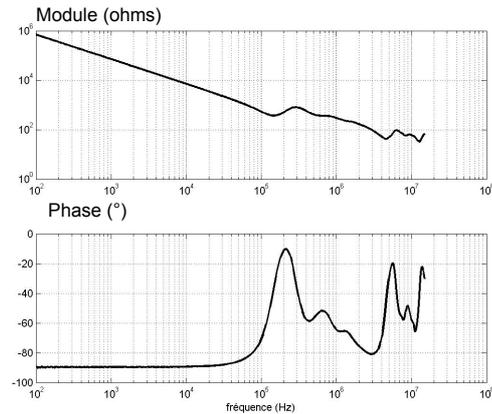
- ✓ $C_1 = 1,04\text{nF}$
- ✓ $C_4 = 3,7\text{pF}$
- ✓ $C_5 = 0,792\text{nF}$

Il reste à évaluer deux couplages capacitifs localisés : C_2 et C_3 .

Deux mesures supplémentaires nous permettent de déduire la valeur des capacités localisées C_2 et C_3 .

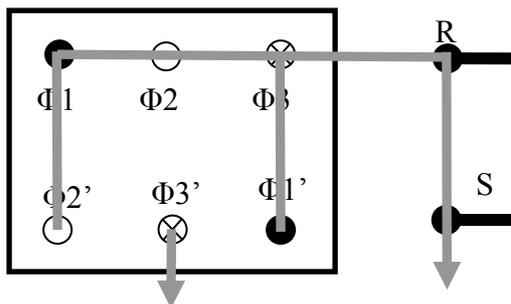


$$C_{CC4} = 8C_3 + 2C_4 + 2C_1 = 2,313nF$$



Cette mesure nous permet de déduire la valeur de C_3 . $\Rightarrow C_3 = 29,2pF$

Pour déduire la valeur de la capacité masquée de notre système, il faut prendre la mesure aux bornes d'une phase –par exemple $\Phi_3 \Phi_3'$ – en court-circuitant un maximum de capacités.



$$C_{CC5} = (C_1 + C_2 + C_4 + 4C_3) // L$$

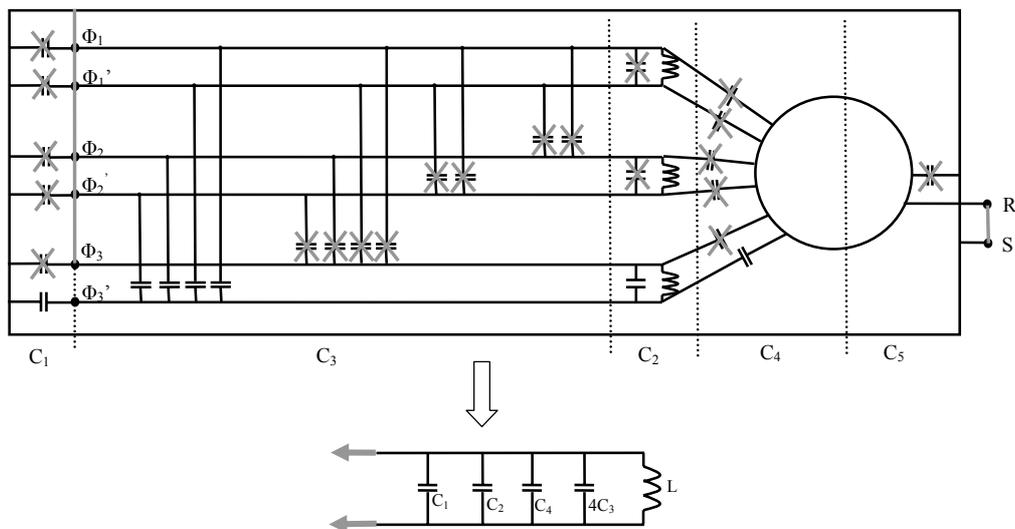
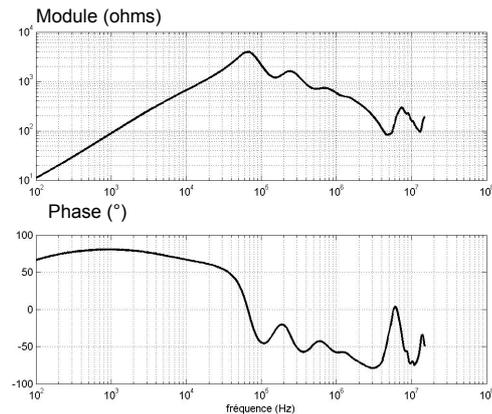


Figure III.23 Mesure de l'impédance de deux phases

La résonance de cette impédance se situe à 66,2kHz. La valeur de L est critique pour l'évaluation de C_2 : il faut noter qu'à la fréquence considérée et à cause de l'effet de peau, la valeur de l'inductance a diminué (figure III.7), elle vaut 5mH.

$$\text{Soit } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{CC5}}} \Rightarrow C_{CC5} = \frac{1}{4\pi^2 L f_0^2} = 1,12nF$$

$$\Rightarrow C_2 = 1,118nF - C_1 - C_4 - 4C_3 = 32pF$$

Validation du modèle

Afin de vérifier la cohérence des estimations, nous avons complété la série de mesures pour éprouver le modèle dans différentes configurations.

En **gris** le résultat de la simulation, en **noir** la mesure correspondante.

Essai de vérification n°1 : mesure de l'impédance entre la borne d'une phase et le stator.

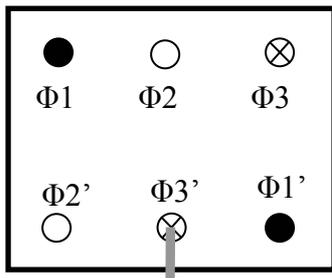
Essai de vérification n°2 : mesure de l'impédance entre le stator et l'axe du rotor.

Essai de vérification n°3 : mesure entre deux bornes de deux phases distinctes.

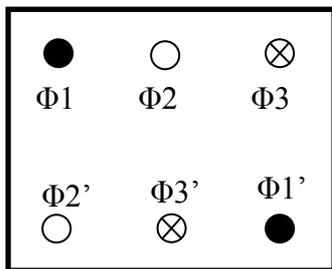
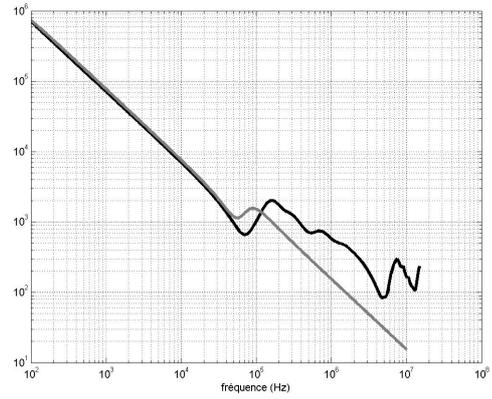
Essai de vérification n°4 : mesure aux bornes d'une phase.

Pour l'essai n°2, il y a une très bonne cohérence entre le modèle et la mesure jusqu'à 4MHz. Au-delà l'anti-résonance observée sur la mesure est due à l'impédance parasite des câbles de mesure. Pour les autres, on observe une assez bonne cohérence entre le modèle et la mesure jusqu'à la centaine de kilohertz. Au-delà les différences sont dues aux effets propagatifs que nous n'avons pas pris en compte.

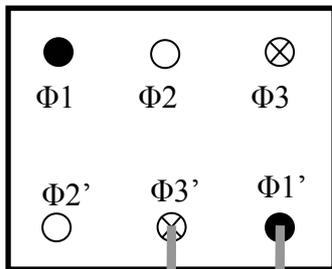
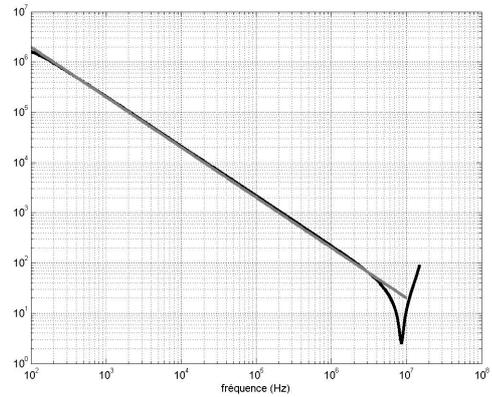
Les identifications des capacités ayant toutes été réalisées pour des fréquences inférieures à 100kHz, il est normal de retrouver une bonne cohérence approximativement jusqu'à cette valeur puis un écart au-delà.



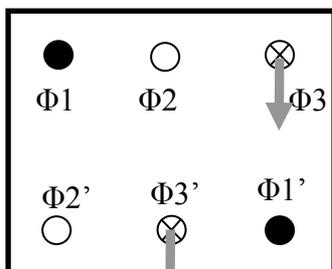
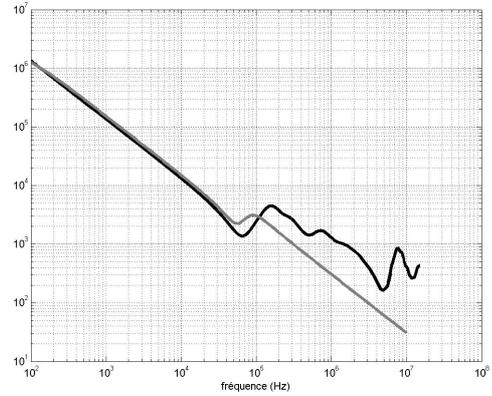
Essai de vérification n°1



Essai de vérification n°2



Essai de vérification n°3



Essai de vérification n°4

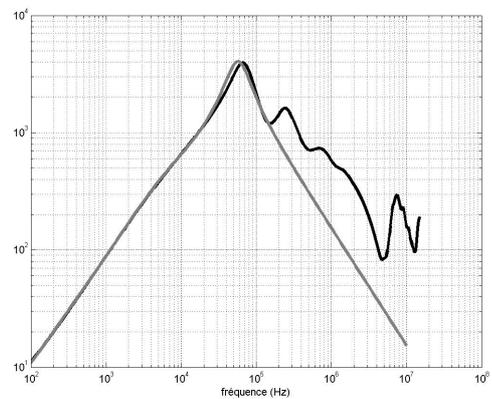


Tableau III.4 Essais de vérification

3.2.6 Conclusions et améliorations du modèle

Nous avons établi une méthodologie pour établir le modèle HF de la machine asynchrone. Elle consiste en plusieurs identifications successives correspondant à une progression en fréquence. Nous identifions tout d'abord le moteur à 50Hz, puis nous établissons un modèle valide jusqu'à la centaine de kilohertz, enfin nous identifions les différents couplages capacitifs par une méthode originale. Nous avons remarqué les limites fréquentielles. Le modèle est très cohérent jusqu'à 100 kHz. Globalement, le schéma considéré dans notre méthode traduit assez bien les tendances des variations des différentes impédances du moteur asynchrone au-delà de la centaine de kilohertz. Il aurait été possible d'affiner le modèle, de prendre en compte les effets propagatifs et les non-linéarités magnétiques, mais au prix d'un nombre nettement plus important d'éléments, nombre que nous avons décidé de limiter pour garantir un temps de simulation court et un processus d'identification relativement simple. Pour rendre compte des effets propagatifs, il est possible d'adopter le schéma de la figure III.24 [BART94] [GRAN97]. Mais cette méthode conduit à un nombre important d'éléments.

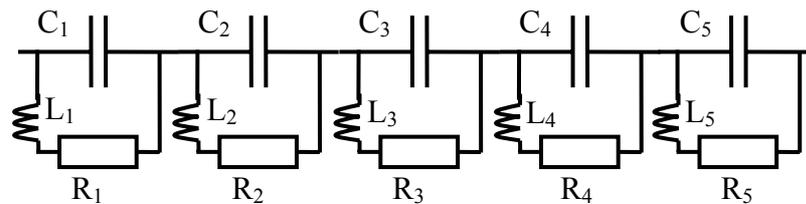


Figure III.24 Modélisation des effets capacitifs répartis

Un autre modèle de la machine pourrait être représenté sous forme de réseaux à constantes réparties comme sur la figure III.25. On modélise l'effet de peau par un réseau R-L en échelle en répartissant la capacité bobinages/carcasse dans ce circuit. Nous travaillons actuellement sur cette modélisation. Les premiers résultats obtenus sont encourageants mais encore insuffisants pour en tirer ici des conclusions.

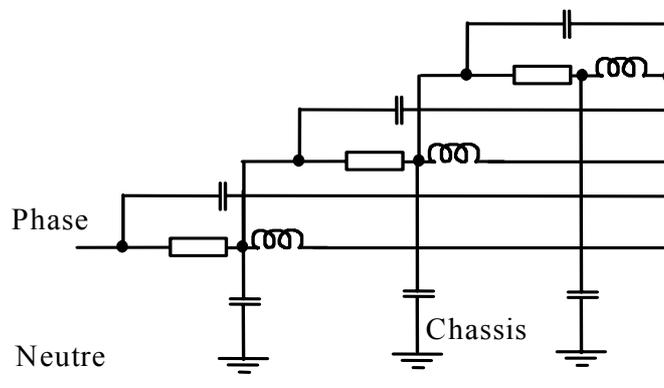


Figure III.25 modèle large bande de la machine

On aura noté les difficultés liées à la modélisation de la machine asynchrone, et notamment les mesures à 50Hz qui sont faites avec une relative fiabilité.

En effet la mesure effectuée à glissement nul est proche de la quadrature entre le courant et la tension statorique et donc très sensible aux imprécisions de mesure –puissance et vitesse rotorique-. Il est également presque impossible lors de ces mesures à la fréquence du réseau de séparer l'inductance de fuite statorique de l'inductance magnétisante. C'est pour cette raison que nous avons modélisé le moteur sans les fuites statoriques à 50Hz, et que ces inductances de fuites ont été introduites lors de la modélisation de l'effet de peau.

La prise en compte de l'effet de peau dans les barres du stator –dont les dimensions physiques sont grandes au regard des fréquences considérées- est nécessaire.

Enfin, les couplages capacitifs sont les voies principales de propagation des perturbations CEM dans la machine. Nous avons développé un protocole de mesure permettant de les identifier. Une investigation supplémentaire est souhaitable pour les fréquences supérieures à 150kHz, mais il est probable que ces erreurs soient dues au caractère réparti de certains phénomènes, que notre modèle à constantes localisées n'est pas en mesure de retranscrire.

III.3 / Modélisation du transformateur d'alimentation

3.3.1 Introduction

Nous avons choisi de nous situer dans un cadre industriel et donc de prendre un transformateur d'alimentation de forte puissance : Dyn11 400V / 400V de 45kVA. Il est directement connecté au réseau d'entrée de l'établissement.

Le deuxième élément de notre système à prendre en compte est le transformateur triphasé de puissance qui alimente l'onduleur de tension. C'est un élément important qui rentre notamment en compte dans la circulation des courants de mode commun en l'absence du RSIL. Il a une impédance relativement forte devant celle du réseau - sa puissance de court-circuit est plus faible que celle du réseau d'alimentation - il est utile de rendre compte de cette impédance. Il est également souhaitable de simuler l'influence des différents régimes de neutre sur le circuit de fermeture des perturbations dans le système et d'évaluer les courants de mode commun vis-à-vis des protections différentielles. Il est possible d'illustrer ce propos avec des données issues de mesures [SCHN00]:

Valeur efficace du courant de fuite suivant le système de liaison à la terre:

Régime TN : $I_f=80 \text{ mA}_{\text{eff}}$

Régime TT : $I_f=60 \text{ mA}_{\text{eff}}$

Régime IT : $I_f=15 \text{ mA}_{\text{eff}}$

3.3.2 Mesures d'impédances

Dans une première étape, nous avons mesuré les différentes impédances du transformateur pour étudier, comme dans le cas du moteur, les éléments à prendre en compte dans la modélisation : effet de peau dans les conducteurs, couplages capacitifs, couplages magnétiques.

Protocole de mesures :

Pour l'étude qui nous intéresse, il faut prendre en compte le transformateur "vu de l'onduleur", donc seul le secondaire du transformateur sera modélisé. Nous avons effectué quatre types de mesures, trois pour pouvoir extraire le modèle (mesures 1, 2, et 3), et une pour la validation (mesure 4). Le primaire du transformateur a été court-circuité pour rendre compte des conditions réelles d'utilisation du transformateur. Sur un réseau de puissance de court-circuit très supérieur à sa propre puissance de court-circuit quand le transformateur est sous tension, on peut représenter le transformateur par le schéma donné à la figure III.26 :

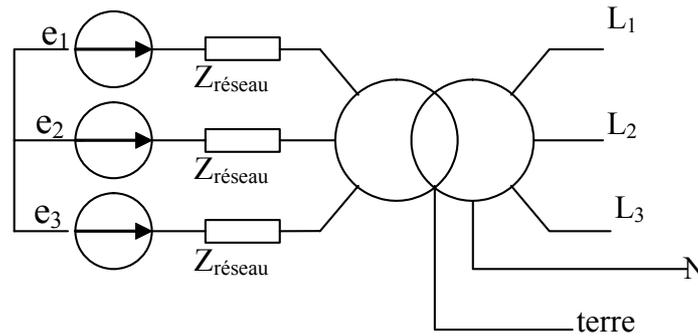


Figure III.26 Schéma équivalent du transformateur sous tension

Les règles générales de l'électrocinétique nous invitent à remplacer dans un schéma équivalent les sources de tension par des courts-circuits, ce qui nous donne le schéma de la figure III.27 et justifie le protocole de mesure retenu. L'hypothèse faite pour obtenir ce schéma consiste à négliger l'impédance du réseau devant celle du transformateur.

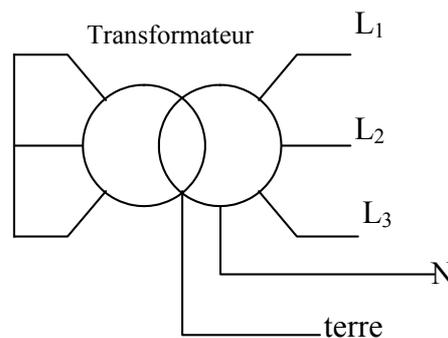


Figure III.27 Points de mesures sur le transformateur

Les mesures d'impédance suivantes ont été réalisées à l'aide de l'analyseur d'impédance HP4194A. Ce que nous appellerons "terre" dans la suite est la borne du transformateur qui est reliée au circuit magnétique et au boîtier du transformateur.

- Mesure 1 : Impédance d'une phase entre le neutre (N) et une phase (φ_1).
- Mesure 2 : Impédance de terre entre la terre et le neutre (N).
- Mesure 3 : Impédance de mode commun entre la terre et une phase (φ_1).
- Mesure 4 : Impédance de mode différentiel entre deux phases (φ_1 et φ_2).

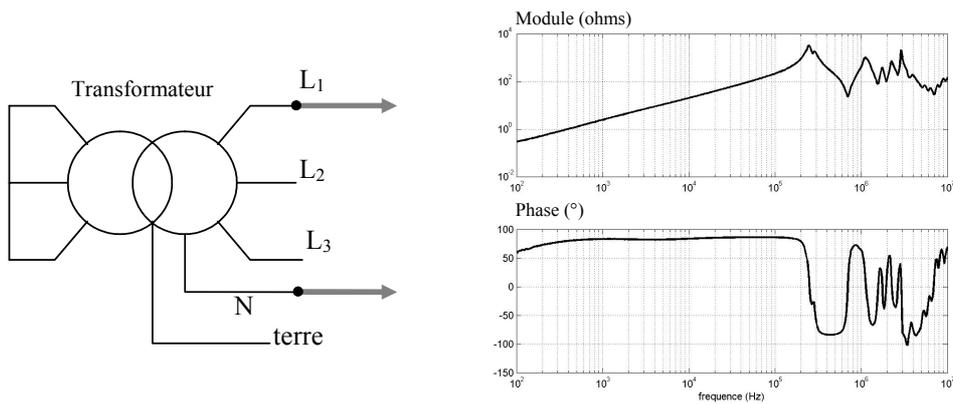


Figure III.28 *Mesure 1 : Impédance d'une phase entre le neutre (N) et une phase (φ_1)*

La figure III.28 nous montre une impédance de type mode différentiel inductive jusqu'à la centaine de kilohertz, puis ce sont les effets propagatifs qui deviennent prédominants. La succession de résonances et anti-résonances indique des effets de propagation complexes dans les enroulements. Pour obtenir un modèle cohérent jusqu'à 1MHz nous allons adopter un schéma nous permettant de rendre compte de deux résonances. Les effets propagatifs observés au-delà du mégahertz ne seront pas retranscrits.

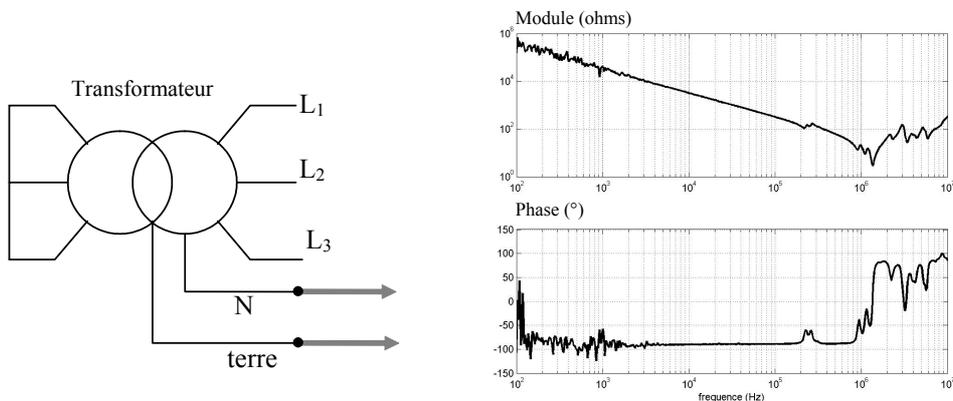


Figure III.29 *Mesure 2 : Impédance entre la terre (T) et le neutre (N)*

La figure III.29 nous montre, comme dans le cas du moteur asynchrone une impédance de terre globalement capacitive. L'ordre de grandeur de cette capacité est le nanofarad pour ce type particulier de transformateur.

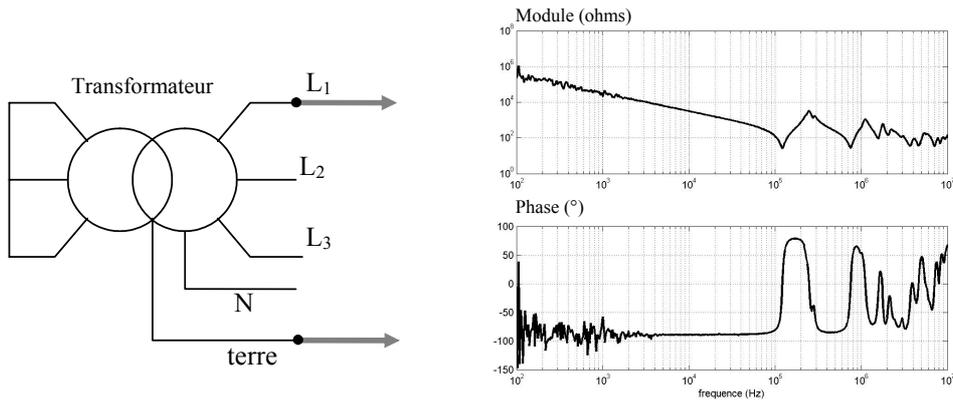


Figure III.30 Mesure 3 : Impédance de mode commun entre la terre et une phase (φ_1)

La figure III.30 nous montre une impédance entre la terre et une phase qui est globalement capacitive. L'ordre de grandeur de cette capacité est là encore le nanofarad pour ce transformateur.

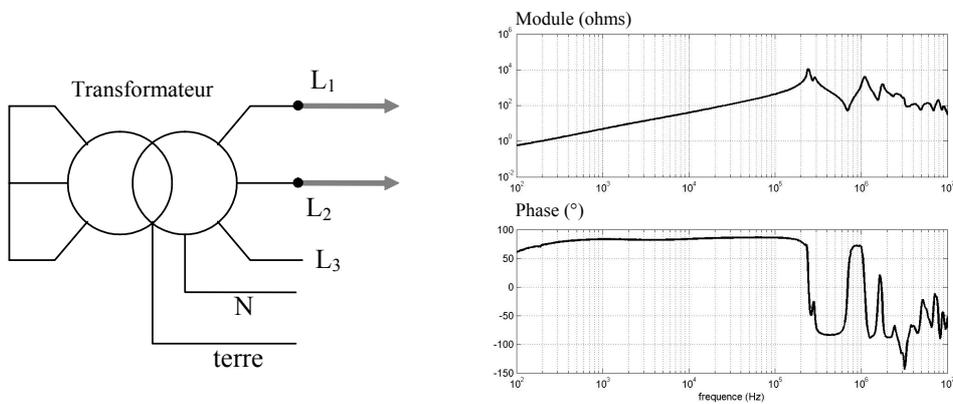


Figure III.31 Mesure 4 : Impédance de mode différentiel entre deux phases (φ_1 et φ_2)

On observe entre deux bornes d'une phase une impédance qui possède la même caractéristique que l'impédance entre le neutre et une phase (figure III.28), mais la valeur de l'impédance est multipliée par deux. En effet l'impédance mesurée résulte de la mise en série de deux phases.

3.3.3 Modèle équivalent

L'idée est de revenir à un modèle équivalent sans couplage. Nous avons donc cherché un modèle équivalent simplifié pour l'impédance de phase (figure III.32).

$$V_1 = r_1 i_1 + pL_1 i_1 + pM_{12} i_2 + pM_{13} i_3 + pl_1 i_1$$

$$V_2 = r_2 i_2 + pM_{21} i_1 + pL_2 i_2 + pM_{23} i_3 + pl_2 i_2$$

$$V_3 = r_3 i_3 + pM_{31} i_1 + pM_{32} i_2 + pL_3 i_3 + pl_3 i_3$$

Pour des raisons de symétrie on a : $r_1 = r_2 = r_3$, $M_{12} = M_{13} = M_{21} = M_{23} = M_{31} = M_{32}$,

$L_1 = L_2 = L_3$, et $l_1 = l_2 = l_3$. On sait aussi que $i_1 + i_2 + i_3 = 0$.

On arrive facilement à l'équation suivante : $\frac{V_1}{i_1} = (r + pl) + p(L - 2M)$ qui traduit bien un modèle équivalent cyclique, c'est-à-dire sans couplages magnétiques entre phases. Dans notre modèle r et l représentent les pertes et les fuites magnétiques (R_1 et L_1 dans le schéma de la figure III.32), et $(L-2M)$ représente l'effet magnétisant du transformateur (L_2 sur la figure III.32). R_2 a pour fonction de modéliser les pertes fer dans les tôles du circuit magnétique.

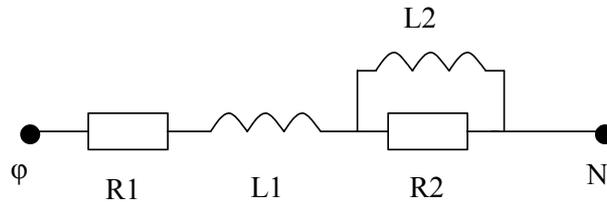


Figure III.32 Schéma R L d'une phase (entre phase et neutre)

Pour tenir compte des effets électrostatiques et respecter le modèle comportemental que nous nous sommes imposé – à savoir la représentation de deux résonances - le processus d'identification des éléments nous a conduit au modèle représenté sur la figure III.33. La capacité $C1$ représente l'effet capacitif réparti sur les bobinages. Afin d'obtenir deux résonances où l'impédance tend vers l'infini, il nous faut deux résonances parallèles (L_1C_1 et L_2C_2). Avec ce modèle on obtient également une résonance série par laquelle l'impédance tend vers zéro (L_2C_1).

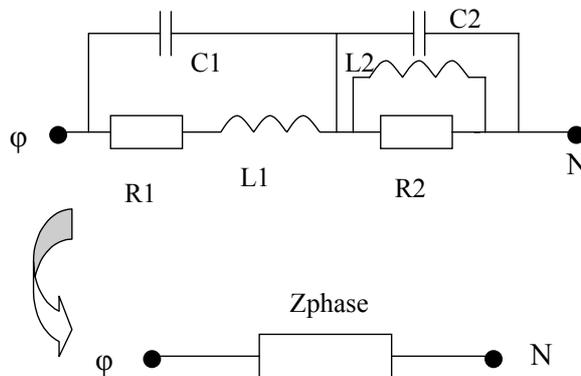


Figure III.33 Schéma d'une phase vue entre les bornes N et φ

3.3.4 Identification des paramètres

L'identification des paramètres du modèle réalisée sous Matlab est relativement simple car il y en a peu à identifier. Elle s'est donc faite directement sur toute la plage de fréquence [100 Hz, 10 MHz].

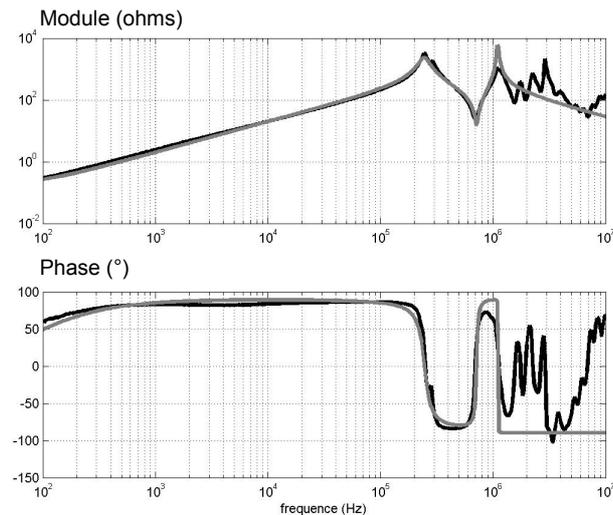


Figure III.34 Modélisation de Z_{phase}

La minimisation d'une fonction qui représente la différence des carrés de l'impédance mesurée et de l'impédance du modèle nous donne les valeurs numériques suivantes pour le transformateur 45kVA:

$$\begin{aligned}
 R1 &= 0,169 \, \Omega & R2 &= 2\,470 \, \Omega \\
 L1 &= 23,9 \, \mu\text{H} & L2 &= 297 \, \mu\text{H} \\
 C1 &= 865 \, \text{pF} & C2 &= 1,4 \, \text{nF}
 \end{aligned}$$

Modèle équivalent de l'impédance Z_{terre} : Impédance entre le neutre et la terre. Cette impédance doit être représentée par une capacité qui équivaut au couplage électrostatique entre le bobinage et le circuit magnétique, mais il faut prendre en compte l'impédance du circuit magnétique en tôles qui est conducteur. On rajoute donc en série une résistance et une inductance (R et L).

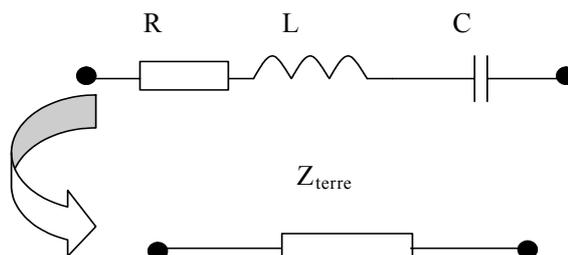


Figure III.35 Schéma de l'impédance de terre

Résultats de l'identification :

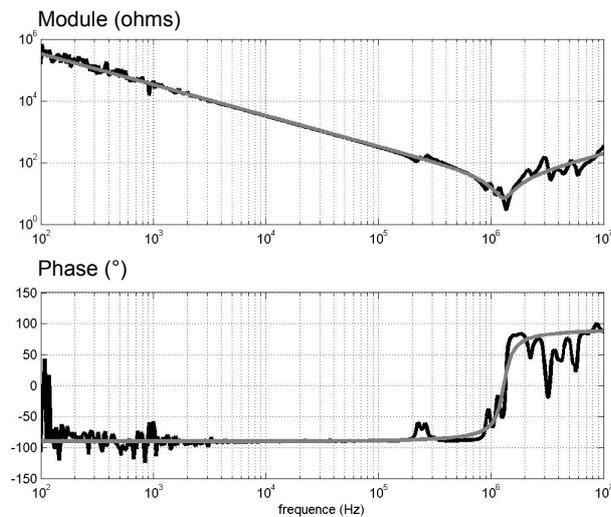


Figure III.36 Optimisation de l'impédance de terre

L'identification par la méthode des moindres carrés donne les valeurs des paramètres suivants : $R=7 \Omega$ $L= 3.14 \mu\text{H}$ $C= 4.77 \text{ nF}$

Le schéma équivalent global, tenant compte des effets capacitifs entre phases et entre les phases et la terre, est donc représenté sur la figure III.37.

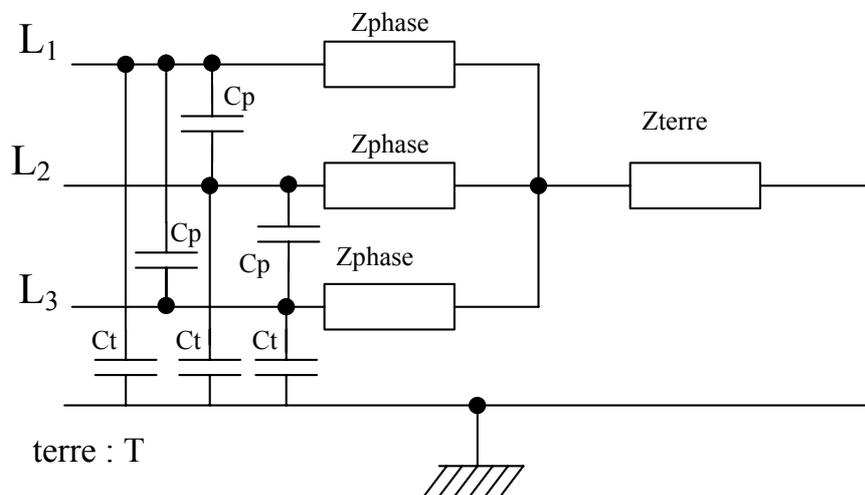


Figure III.37 Schéma équivalent du secondaire du transformateur

En utilisant la mesure d'impédance de mode commun (figure III.30) et le processus d'identification classique, nous pouvons trouver les valeurs des capacités C_t et C_p .

L'impédance vue entre une phase et la terre peut se mettre sous la forme suivante :

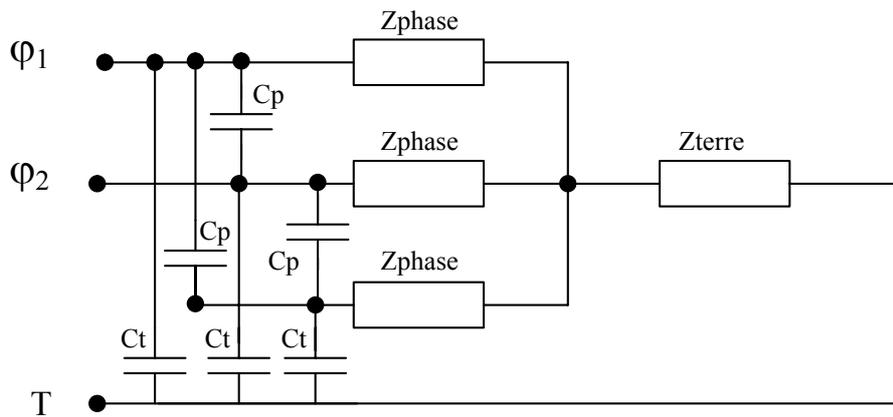


Figure III.38 Impédance entre une phase et la terre

Par une succession de transformations triangle/étoile, on arrive à exprimer l'impédance entre les bornes φ_1 et T.

Par le même processus d'identification (Annexe 1), nous obtenons les valeurs des capacités C_t et C_p .

Résultat de l'optimisation :

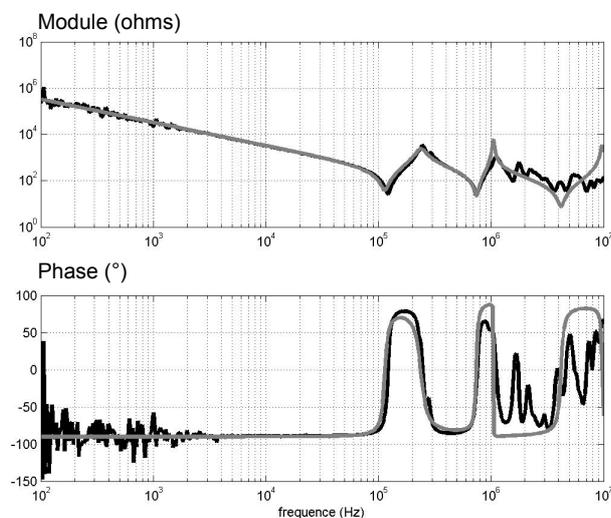


Figure III.39 Modélisation impédance Z_{p_terre}

C_p tend vers 0 (capacité entre phases) et $C_t=105$ pF (capacité phase/terre)

En effet la capacité C_p était déjà représentée par la combinaison des différents C_1 et C_2 des différentes phases.

3.3.5 Validation du modèle

La mesure 4 (figure III.31) nous permet de vérifier si le modèle est correct. Il faut comparer la mesure d'impédance entre deux phases et l'impédance équivalente du modèle. Le schéma de l'impédance entre deux phases du modèle peut se mettre sous la forme suivante du schéma représenté à la figure III.40.

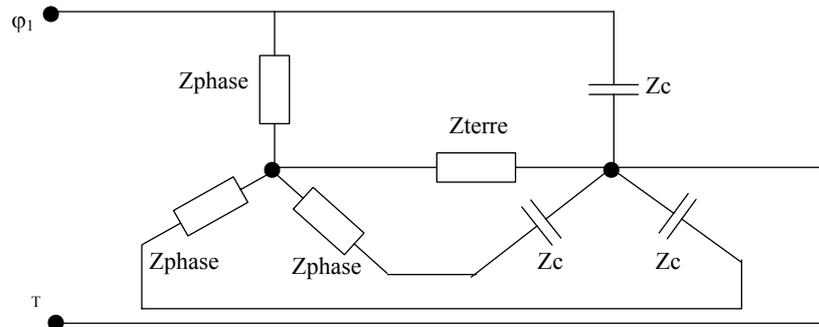


Figure III.40 Schéma équivalent de l'impédance entre deux phases

De la même façon, en exprimant l'impédance du modèle entre les bornes ϕ_1 et T, nous pouvons calculer l'évolution de cette impédance en fonction de la fréquence, et comparer cette impédance avec la mesure sur la figure III.41.

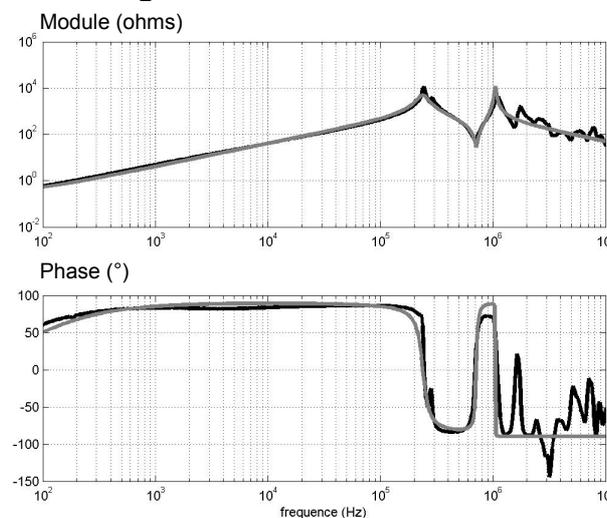


Figure III.41 Comparaison Modèle / Mesure

Différentes mesures, dans des cas particuliers, et un processus d'identification par la méthode des moindres carrés nous ont permis d'identifier les paramètres du transformateur. Le modèle et la mesure sont très proches jusqu'au mégahertz. A partir du mégahertz, les différentes résonances et anti-résonances ne sont pas correctement retranscrites, ce qui nécessiterait un modèle réparti.

III.4 / Modèle du codeur

Le banc expérimental est équipé d'un codeur incrémental HEIDENHAIN 1024 points, compatible TTL. La modélisation du codeur est relativement simple. Nous ne nous intéressons dans le cas du codeur qu'à sa fonction de transfert de mode commun, qui est le seul mode de propagation possible pour les perturbations dans le codeur. Le couplage de mode commun est essentiellement capacitif.

La mesure de cette capacité est facilement réalisable. Nous avons court-circuité toutes les broches de ce codeur pour simuler un chemin de mode commun, et mesuré l'impédance entre la carcasse métallique du codeur (qui est usuellement reliée à l'arbre du moteur) et le point de sortie du codeur on mesure : $C_{\text{codeur}}=675\text{pF}$.

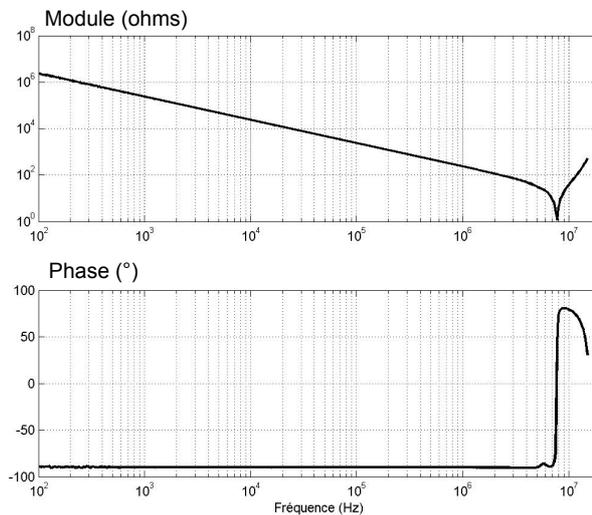


Figure III.42 *Mesure de l'impédance de mode commun du codeur*

Sur la figure III.42 est représenté la mesure de cette impédance à l'analyseur. L'impédance est parfaitement capacitive jusqu'à 6 MHz, au delà cette fréquence on peut mettre en cause le dispositif de mesure. Une capacité de 675pF, sera donc un très bon modèle pour le couplage de mode commun du codeur.

III.5 / Modèle de l'onduleur

3.5.1 Introduction

Trois solutions sont envisageables pour modéliser l'onduleur de tension :

- La première solution pour retranscrire le comportement complexe de l'onduleur consiste à le représenter par les semi-conducteurs qui le composent. Cette solution nous oblige à utiliser les composants de commutation disponibles dans les bibliothèques du simulateur. Cette solution n'est pas souhaitable dans notre objectif de simplification. Elle est coûteuse en termes de temps de calcul, c'est pour cette raison qu'elle a été écartée.
- La simplification à l'extrême de l'onduleur triphasé consisterait à symboliser les transistors par des interrupteurs idéaux. Mais cela pose le problème de la retranscription des dV/dt qui déterminent l'enveloppe du spectre de la principale source de mode commun.
- La solution qui a été adoptée est de représenter les tensions de sortie de l'onduleur par des sources de tensions. Cette solution nous permet de les coupler facilement aux lois de commandes MLI et d'élaborer les dV/dt des conditions réelles. Cette solution est versatile vis-à-vis des lois de modulation, et s'adapte à tous les types de commande.

L'onduleur étudié sur le banc de mesure est celui d'un variateur triphasé Altivar 58 3kW/380V de Télémécanique. C'est un onduleur hybride utilisant des boîtiers 'Skip' à IGBT de SEMIKRON. L'onduleur par nature fournit trois tensions impulsionnelles modulées en largeur. Ces tensions à variations rapides sont les principales sources des perturbations. Le schéma équivalent de l'onduleur est constitué de trois sources de tension –celles des points milieu des cellules de commutation-, et d'une source de courant représentant le courant absorbé par l'onduleur sur le bus continu (partie droite de la figure III.43). De plus, ces trois sources de tension doivent être pilotées par une commande MLI pour rendre compte des comportements basse fréquence. Nous avons également étudié l'évolution des transitoires des tensions en fonction de différents paramètres. En effet ces transitoires constituent un élément fondamental dans la génération des perturbations. Nous avons étudié les problèmes spécifiques à leur modélisation et étudier leur influence sur le spectre des perturbations.

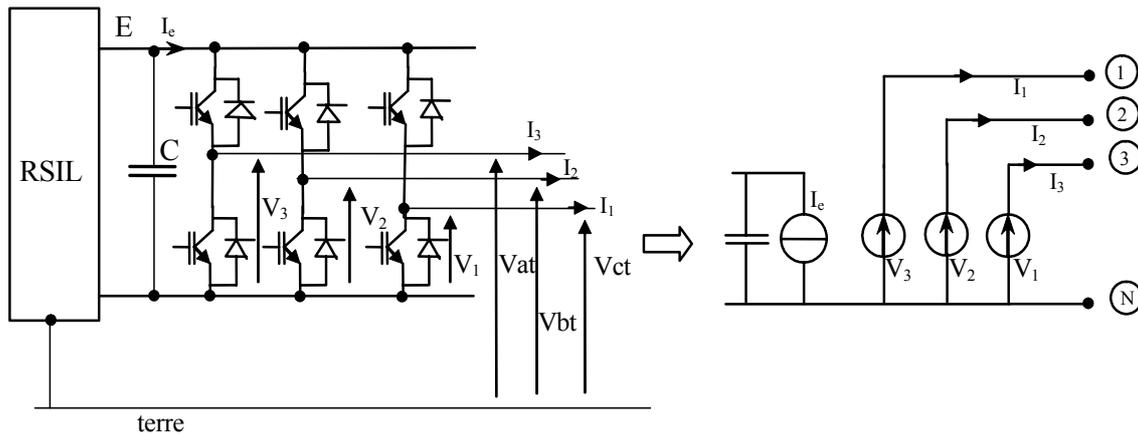


Figure III.43 Schématisation des sources de tension MLI

Le formalisme des fonctions de modulation nous permet d'écrire les équations des tensions et des courants en sortie de l'onduleur :

$$\begin{aligned}
 V_1(t) &= f_{m1}(t) \cdot E \\
 V_2(t) &= f_{m2}(t) \cdot E \\
 V_3(t) &= f_{m3}(t) \cdot E
 \end{aligned}
 \quad \text{et} \quad
 i_e(t) = f_{m1}(t) \cdot i_1 + f_{m2}(t) \cdot i_2 + f_{m3}(t) \cdot i_3$$

Comme nous le verrons plus loin, les fonctions MLI sont reconstituées par la comparaison d'une porteuse triangulaire ou en dents de scie avec une fonction modulante. Ce signal modulant peut être constituée d'une simple sinusoïde. On peut éventuellement y ajouter une harmonique 3, comme c'est parfois le cas. Il est également possible de simuler le comportement 'flat-top' de certaines modulations en augmentant le module de ce signal par rapport à la porteuse.

Ainsi, pour reconstituer le courant absorbé par l'onduleur il suffit de mesurer les trois courants de ligne en sortie de l'onduleur et de les multiplier par leurs fonctions de modulation respectives. Il est envisageable d'utiliser dans le modèle de simulation les fonctions de modulations réelles implantées dans les variateurs réels.

La source de courant qui est pilotée par le courant absorbé par l'onduleur est la charge de l'ensemble constitué par le réseau, le RSIL, le pont de diode, et le filtre du bus continu (figure III.44).

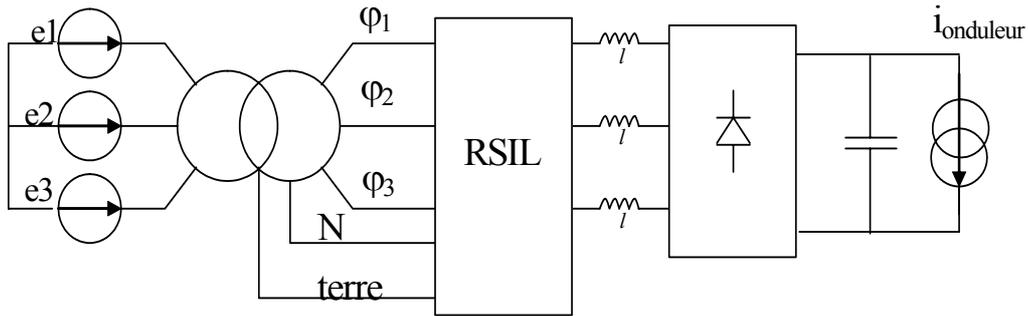


Figure III.44 *Eléments en amont du variateur*

Notons également que la prise en compte des capacités de filtrage du bus continu et de leurs imperfections [LAVA99] ainsi que les connectiques de liaison est nécessaire pour rendre compte du comportement de l'onduleur. Les éléments parasites du bus continu ont une influence très importante quant à la précision des simulations.

3.5.2 Etude des variations des dV/dt en sortie de l'onduleur

Comme nous l'avons évoqué plus haut, les variations de potentiel du point milieu des cellules de commutation sont les sources principales des perturbations. En effet, les couplages de mode commun sont essentiellement capacitifs, et ces rapides variations de tension créent des courants qui se propagent dans ces capacités. L'enveloppe HF du spectre des tensions en sortie de l'onduleur (et donc des courants) va être directement liée à la dérivée de ces tensions lors de la commutation. Cette enveloppe est donc fonction de la fréquence de découpage, des différents dV/dt et éventuellement des variations de dérivées de ces tensions. Or le dV/dt des tensions de sortie dépend du courant de ligne commuté dans les transistors de puissance. Une première proposition pour la modélisation de ce phénomène est de mesurer le courant de ligne en sortie de l'onduleur et de s'en servir pour déterminer le dV/dt . Mais ce n'est pas le seul paramètre qui influe sur la valeur du dV/dt . En effet, les dV/dt sont fonction de plusieurs paramètres (courant de charge, capacités de l'IGBT, résistance de grille, tension d'alimentation). Le but de cette étude est de décrire les lois reliant ces paramètres aux dV/dt , et d'en extraire un modèle de type circuit [JEAN01] [LABO95].

Influence du courant sur les transitoires de tension

L'objectif étant d'étudier l'influence de l'amplitude du courant basses fréquences sur les transitoires de tension, nous avons réalisé une maquette dont le schéma de principe est représenté sur la figure III.45. Il consiste à imposer dans un bras commutant à rapport cyclique fixé un courant basses fréquences dont on peut faire varier l'amplitude. L'objectif est d'observer l'évolution du spectre de la tension au point milieu des cellules de commutation sans modulation du rapport cyclique mais à courant de sortie variant sinusoïdalement. Pour

imposer ce fonctionnement nous utilisons un bras de pont supplémentaire uniquement dédié au contrôle du courant I_0 (figure III.46).

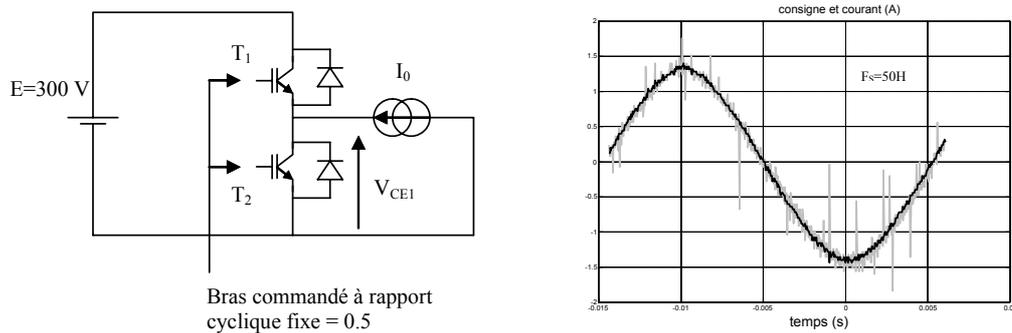


Figure III.45 Dispositif de test d'une cellule de commutation sous courant variable et rapport cyclique fixe (à droite) et Courant absorbé I_0 (consigne en noir et mesure en gris)

La maquette a été réalisée avec un bras de pont du laboratoire alimentés sous 300V. Le bras de pont testé a été mis en œuvre avec des transistors IGBT IXSH25N100.

La manipulation consiste en un bras de pont commandé à la fréquence de 20kHz et rapport cyclique fixe $\alpha=0,5$. Notons ici que la commande des transistors du bras sous test intègre un temps mort de 800ns.

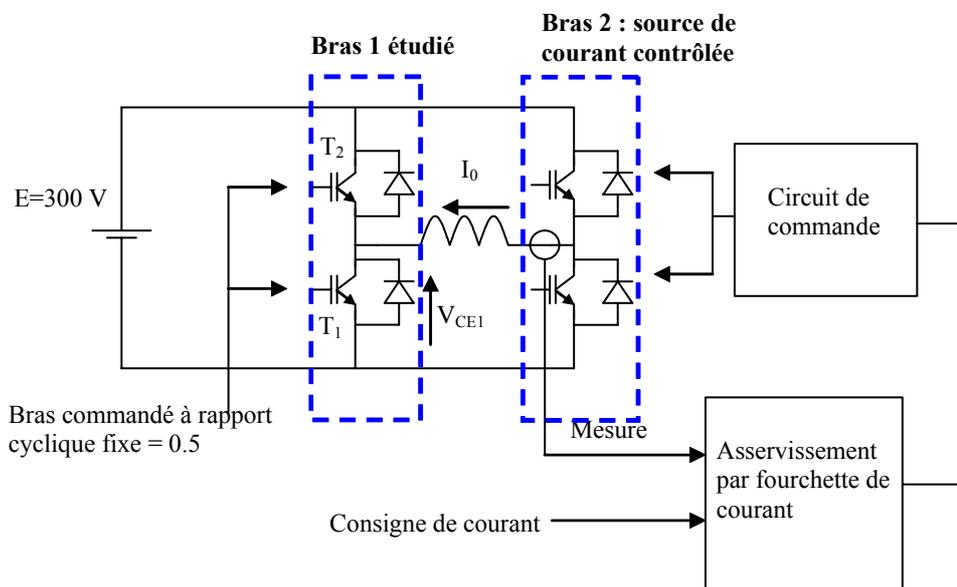


Figure III.46 Schéma complet du dispositif de caractérisation de la cellule de commutation

Un deuxième bras est placé en regard du premier et impose, grâce à un asservissement, le courant absorbé par le bras 1 (à droite sur la figure III.46). Cette maquette permet de régler le courant absorbé de façon précise et ainsi de pouvoir caractériser les variations des dV/dt des

composants de ce bras en fonction du courant I_0 et réaliser des mesures des spectres lorsque I_0 varie sinusoïdalement. L'asservissement choisi est de type fourchette de courant pour sa relative simplicité de mise en œuvre et sa bonne stabilité. On peut voir sur la figure III.45 (à droite) l'allure de la consigne en courant et le courant absorbé par le bras 1, attestant le bon fonctionnement de cet asservissement.

Etude de R_g et C_0

Cette maquette nous permet d'étudier l'importance de deux paramètres influents sur les dV/dt : la résistance de grille (R_g) des transistors de puissance et l'effet d'une éventuelle capacité de contre-réaction (C_0) (figure III.47), et le temps mort. Cette capacité de contre-réaction est la capacité intrinsèque de l'IGBT ou une capacité physique qui peut être ajoutée au dispositif entre le collecteur et la grille de l'IGBT en vue de ralentir les dV/dt .

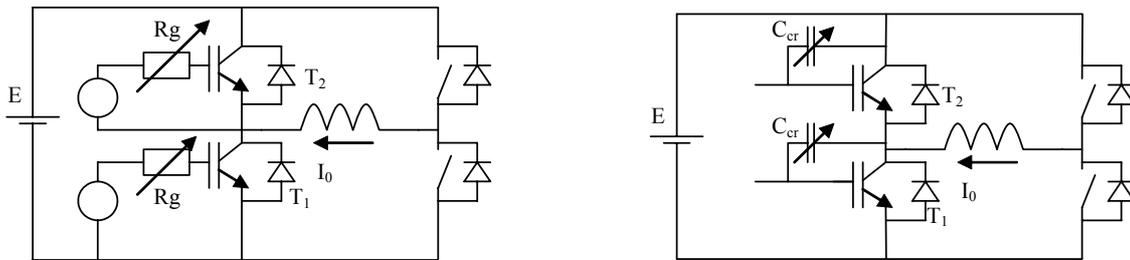


Figure III.47 Variation de la résistance de grille et de la capacité de contre-réaction

Analyse des observations : dV/dt en fonction de I_0

En mesurant la tension V_{CE1} du transistor inférieur du bras étudié lors des commutations (au blocage et à l'amorçage) on observe une variation des fronts de tension au blocage en fonction du courant I_0 (figure III.48).

Les valeurs de consigne sont : $I_0 = \{0,1 \text{ } 0,2 \text{ } 0,3 \text{ } 0,4 \text{ } 0,5 \text{ } 1 \text{ } 2 \text{ } 3 \text{ } 4 \text{ } 5\}$ (A)

Pour ces mesures on conserve la même résistance de grille : $R_g = 39\Omega$.

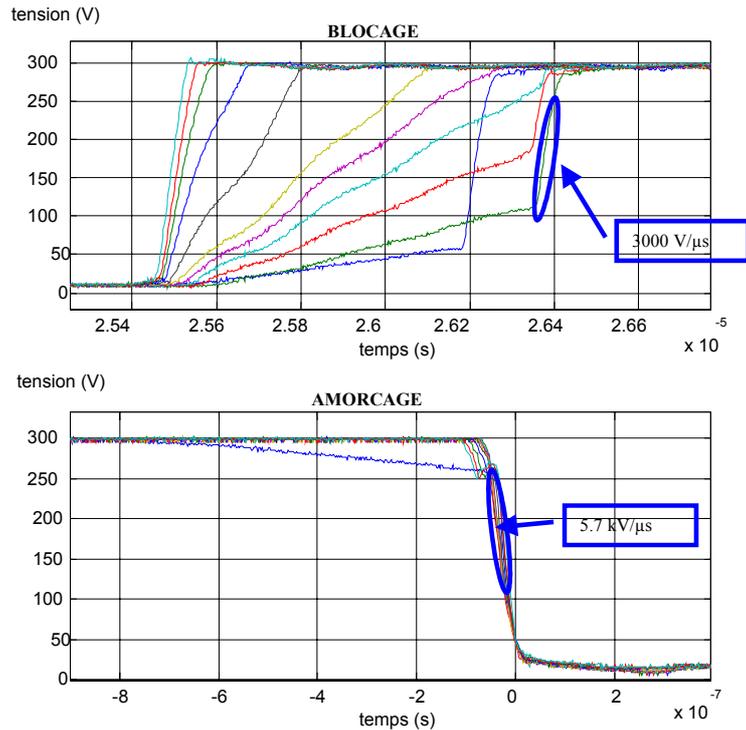


Figure III.48 Evolution des fronts de la tension V_{CEI} en fonction du courant commuté

La figure III.49 représente l'évolution des dV/dt de la première phase du blocage correspondant au temps mort en fonction de différentes valeurs de courant. La pente de la courbe ($dV/dt=f(I)$) représente donc l'inverse de la capacité équivalente $2*(C_{OES}+C_D)=1/(8.10^8)=1,25 \text{ nF}$, ce qui se vérifie par les spécifications des IGBT. (C_D : capacité parasite de la diode représentée sur la figure III.50).

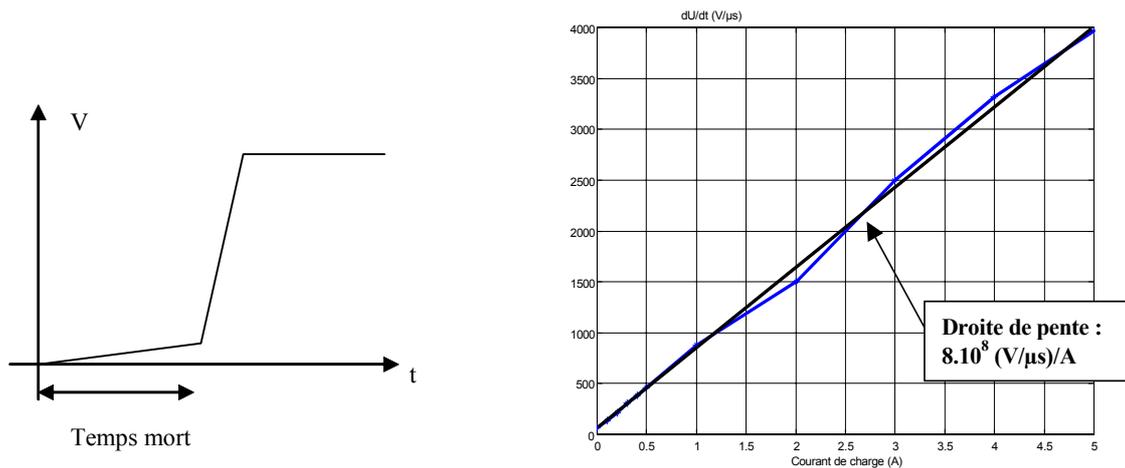


Figure III.53 Evolution de la pente pendant le temps mort en fonction de I_0

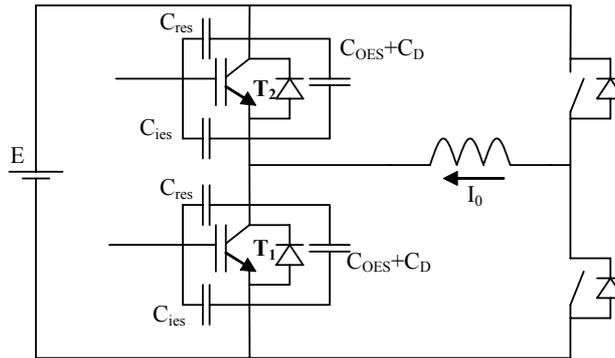


Figure III.50 Capacités sur du bras sous test

La figure III.51 permet l'analyse de l'évolution des dV/dt dans une séquence de commande. Lorsque T_2 se bloque, il y a un temps mort avant la commande de T_1 : aucun des quatre interrupteurs ne conduit et le courant I_0 charge les capacités du montage.

Lorsque la tension V_{CE1} atteint la valeur E , la diode D_2 entre en conduction.

Si avant la fin de la charge de ces capacités le temps mort se termine, le transistor T_1 est commandé, la tension à ses bornes évolue rapidement.

Durant le temps mort, l'évolution de la variation de tension est linéaire en fonction du courant commuté.

Plus le courant commuté est faible plus la pente de la première phase du blocage sera douce. Ce phénomène s'explique par le fait, que dans cette phase, tous les interrupteurs sont ouverts et le courant charge les différentes capacités des interrupteurs : l'évolution de la tension aux bornes de l'interrupteur est donc d'autant plus rapide que le courant est important.

La fin de la phase de blocage est imposée par la diode D_2 qui entre en conduction. L'amorçage est imposé par la mise en conduction du transistor T_1 . Lors de ces deux dernières phases on constate une forte invariance avec le niveau de courant.

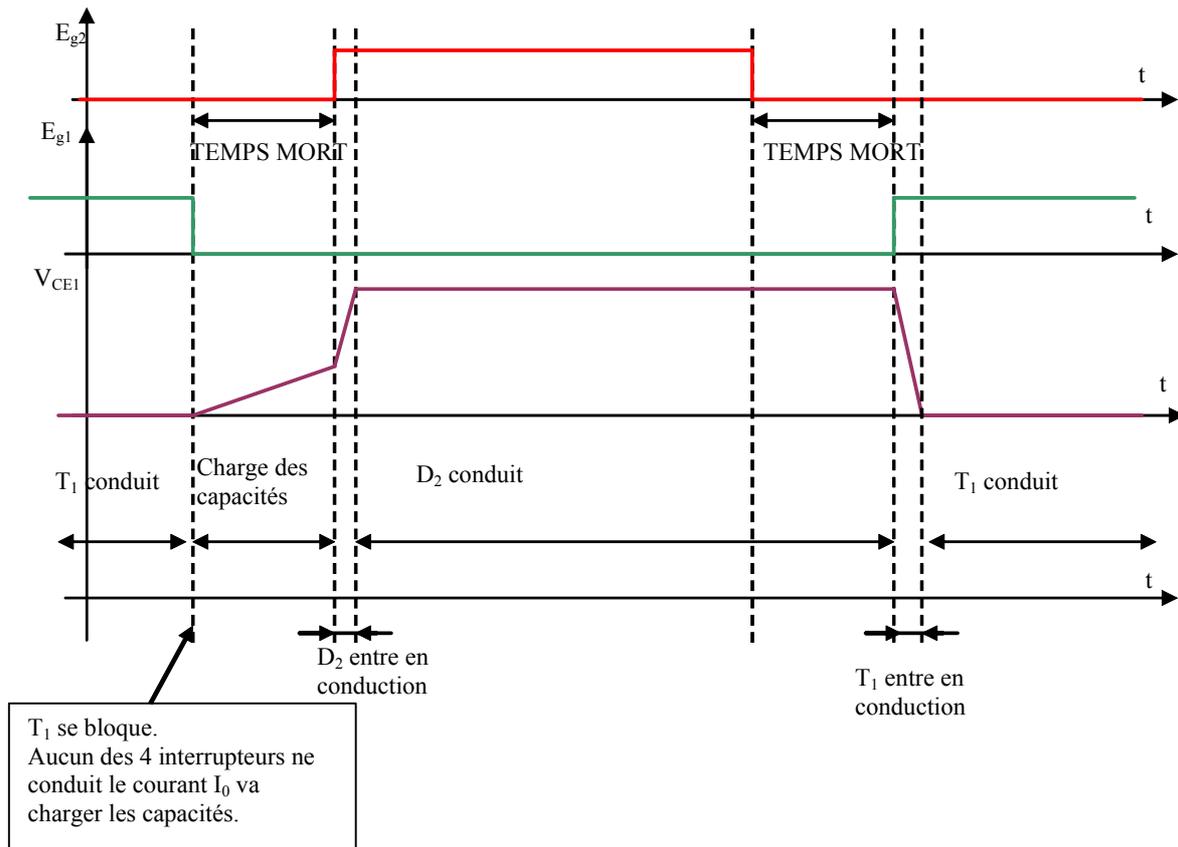


Figure III.51 Formes d'onde de la commutation

Influence du courant commuté sur le spectre de la tension

Nous avons mesuré le spectre de la tension précédemment étudiée, la figure III.52 présente les évolutions des spectres de V_{CE1} pour un courant de charge de 0,1 et 5 A. Les conditions de mesure sont les suivantes :

- Conditions de commutation: $F_0=20\text{kHz}$ et $\alpha=0,5$ (bras 1).
- $E=300\text{V}$
- Mesures réalisées à l'aide de l'analyseur de spectre HP4195.

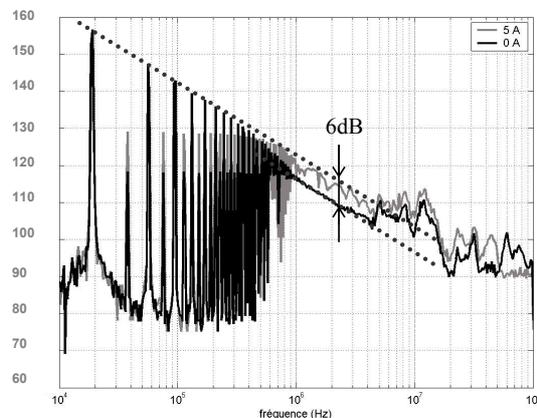


Figure III.52 Spectre de la tension en fonction du courant commuté

- ✓ On observe une modulation de 6dB du spectre (au delà de 1 MHz) en fonction du courant de charge.
- ✓ Les pics observés au delà de 4 MHz sont probablement dus aux multiples résonances entre l'inductance parasite de la cellule de commutation, les capacités des semi-conducteurs bloqués et l'inductance inter-bras.

Le spectre correspondant à un courant très faible (0,1 A) (en noir) correspond à une tension possédant une dérivée de la tension faible lors du temps mort.

Si on calcule le spectre d'un signal trapèze dont les deux pentes sont différentes, on peut montrer [COST03] que l'enveloppe du spectre résultant est composée de deux asymptotes à -20dB/décade. Cela est illustré sur la figure III.53. La démonstration consiste à décomposer le signal trapèze en deux signaux (en gris plein et gris pointillé sur la figure). La construction de ces signaux (sw_{id1} et sw_{id2}) repose sur deux conditions :

- Leurs fronts sont composés de l'une des pentes du trapèze et d'une variation infiniment dérivable.
- Leur somme est égale au trapèze initial.

La convolution de ces signaux avec une impulsion nous donne par sommation le spectre du trapèze initial. Chaque front étant lié à la moitié de l'amplitude des raies du spectre il y a un effet de rattrapage de 6dB pour raccorder les asymptotes.

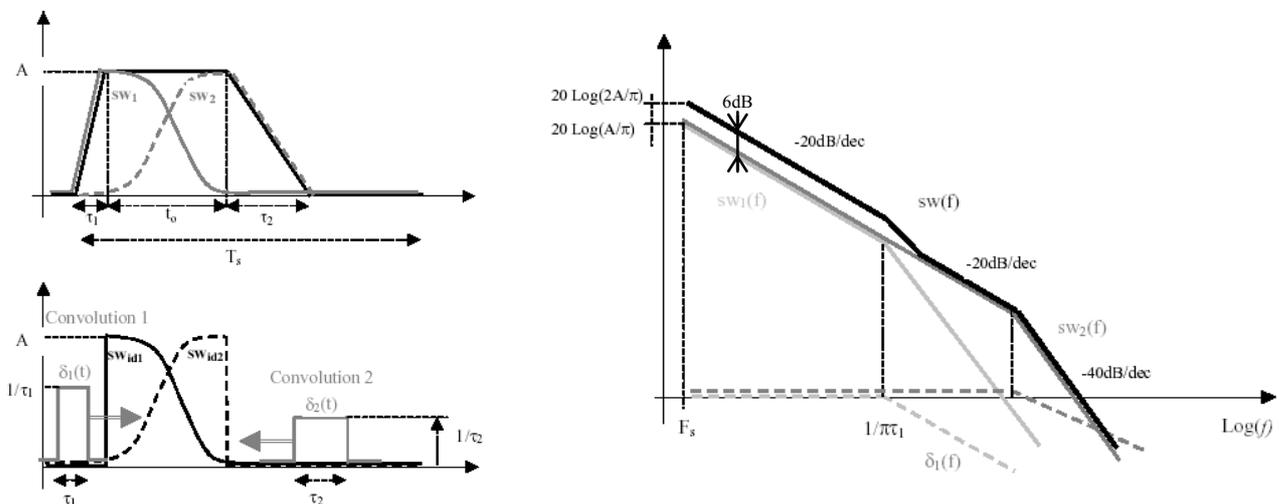


Figure III.53 Enveloppe du spectre d'un trapèze dissymétrique

Cette modulation de la phase transitoire par le courant n'est donc pas très importante. L'explication tient au fait que sur une période entière de commutation, au moins l'une des deux phases de transition est très rapide et donc que le spectre à 6dB près est imposé par le dV/dt le plus important. La pente moyenne du spectre demeure égale à -20dB/décade. La fréquence à partir de laquelle le spectre décroît rapidement (cassure à -40dB/décade) est

imposée par la dérivée la plus importante. Dans le cas d'un courant important, cet effet est décalé vers les hautes fréquences et donc noyé dans le bruit des modes propres résonants.

Influence de R_g

Si on observe l'influence de la résistance de grille sur l'évolution des fronts de tension, on constate qu'il n'y a pas d'influence notable sur le dV/dt lors du temps mort. Par contre, la résistance de grille influence la variation de tension lors de l'amorçage. En effet, le dV/dt lors de l'amorçage est proportionnel à $1/(R_G * C_{CG})$: On obtient une dérivée environ deux fois plus faible en ayant doublé la résistance de grille. La dérivée était de 5,7kV/μs pour R_g=39Ω, elle vaut 2,7kV/μs pour une résistance de grille de 82Ω. On peut calculer les fréquences de cassure de l'enveloppe du spectre de la tension :

$$t_{on1} \approx \frac{300V}{5700V / \mu s} = 52ns \Rightarrow f_1 = \frac{1}{\pi t_{on1}} = 6MHz$$

$$t_{on2} \approx \frac{300V}{2700V / \mu s} = 110ns = 3MHz$$

La figure III.54 présente l'influence du doublement de R_g sur le spectre de la tension aux bornes du transistor. On observe que la résistance de grille influence peu l'enveloppe du spectre. Le dV/dt à l'amorçage a été diminué d'un facteur 2, le spectre de la tension est également réduit (environ 3dB autour de 1 MHz). Mais ce facteur est moins influent que la valeur du courant commuté qui induit une variation supérieure à 5dB. En effet les ruptures de pentes correspondantes interviennent à 3 et 6 MHz, dans la zone où les résonances et anti-résonances masquent probablement cet effet.

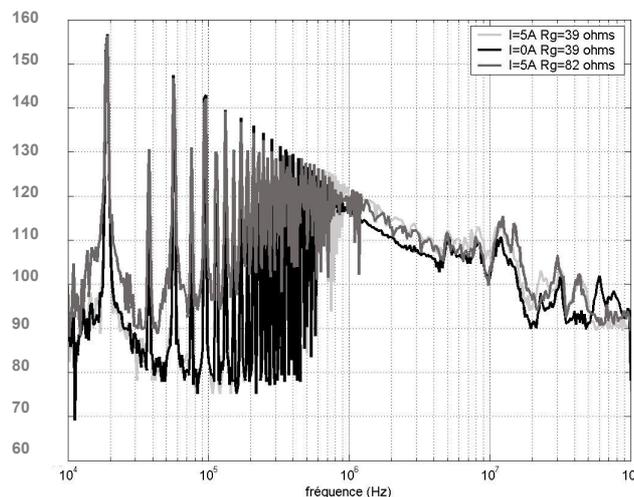


Figure III.54 Spectre de la tension en fonction du courant commuté et de R_g

Influence de la capacité de contre-réaction

Pour étudier l'influence de la capacité entre le collecteur et la grille, on utilise une capacité de contre-réaction uniquement sur le transistor inférieur du bras 1 (figure III.55), deux cas sont étudiés :

- Si le courant I_0 est positif, l'amorçage du transistor inférieur du bras 1 (T_1) est contrôlé par la capacité de contre-réaction C_0 . Par contre, si le courant est négatif, le blocage de (T_1) est commandé par l'amorçage du transistor supérieur du bras 1 (T_2) qui n'a pas de capacité de contre réaction. La pente n'est pas diminuée et vaut $1,600 \text{ kV}/\mu\text{s}$.
- Si le courant I_0 est positif l'évolution de la tension V_{CE1} pendant le temps mort est contrôlée par le courant I_0 . De la même façon, si le courant est négatif pendant le temps mort à l'amorçage de T_1 (i.e. au blocage de T_2), le dV/dt est contrôlé par I_0 .

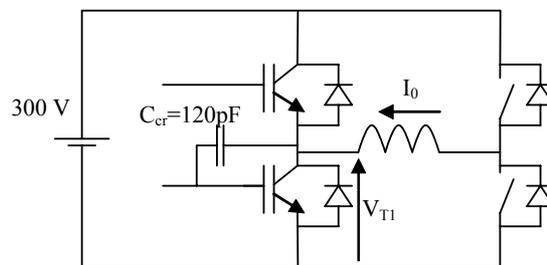


Figure III.55 Conditions expérimentales

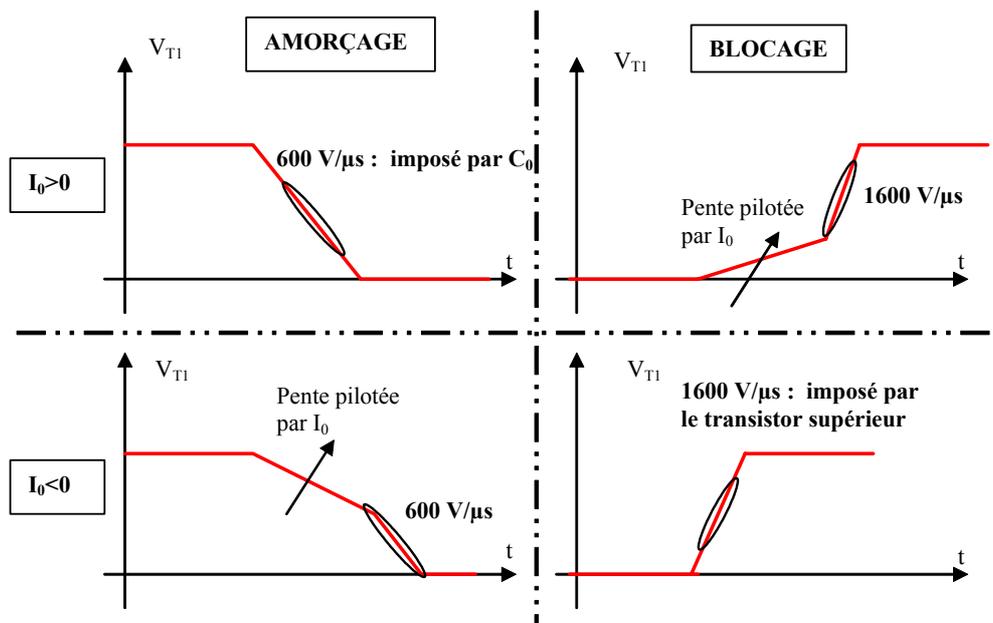


Figure III.56 Différents cas de figure à la commutation du bras étudié

Les dV/dt du transistor T_1 sont donc fixés par plusieurs paramètres lors des différentes phases de la commutation :

- Pendant les temps morts (à l'amorçage ou au blocage suivant le signe du courant) : ils sont fonction de la charge des capacités C_{OES} et C_D . Ils dépendent donc du courant commuté et de la valeur de ces capacités.
- Pendant le blocage (si on n'est pas dans le cas énoncé ci-dessus), le dV/dt est imposé par le transistor supérieur.
- Dans les mêmes conditions, le dV/dt à l'amorçage est fixé par la valeur de la capacité de contre-réaction et la commande de grille (R_g) du transistor inférieur.

Ces observations vont nous permettre de construire le modèle de l'onduleur.

3.5.3 Modélisation de la variation de dV/dt en fonction du courant commuté

Pour modéliser ce phénomène nous avons choisi de fixer le dV/dt par la charge d'une capacité à courant constant. Ce courant est fixé par la charge. Pour modéliser ce système il faut pouvoir piloter la variation d'une source de tension en fonction du courant fourni par le bras de pont de l'onduleur.

Principe

Le principe consiste à créer le dV/dt par charge à courant constant d'une capacité $\frac{I_C}{C} = \frac{dV_C}{dt}$.

Ce courant doit être déterminé par:

- Le courant de ligne lors des phases de temps mort.
 - Par la résistance de grille et C_{cg} hors temps mort.
- ✓ On impose donc une valeur à I_{C0} pendant la durée du temps mort, et tant que la tension n'a pas atteint la valeur de tension de bus (300V) pour la phase de blocage (ou $-I_{C0}$ jusqu'à atteindre 0V pour la phase d'amorçage), et la valeur de I_{C0} est déterminée à partir d'une mesure du courant de ligne.
- ✓ Lorsque le temps mort se termine, il faut faire varier la valeur de I_C pour obtenir le dV/dt de forte valeur imposé par la commutation du transistor. On compare V_{onduleur} à une valeur intermédiaire $V_{\text{réf}}$ pour déterminer l'instant où doit avoir lieu la variation de pente. La valeur $V_{\text{réf}}$ dépend de la durée t_m du temps mort et du courant dans la charge I_C ; elle est déterminée par $V_{\text{réf}} = \frac{I_C}{C} t_m$. La valeur I_{C1} de I_C (figure III.57) qui fixe le dV/dt pendant cette phase, est déterminée par les paramètres R_g et C_{CG} selon les spécifications constructeur.

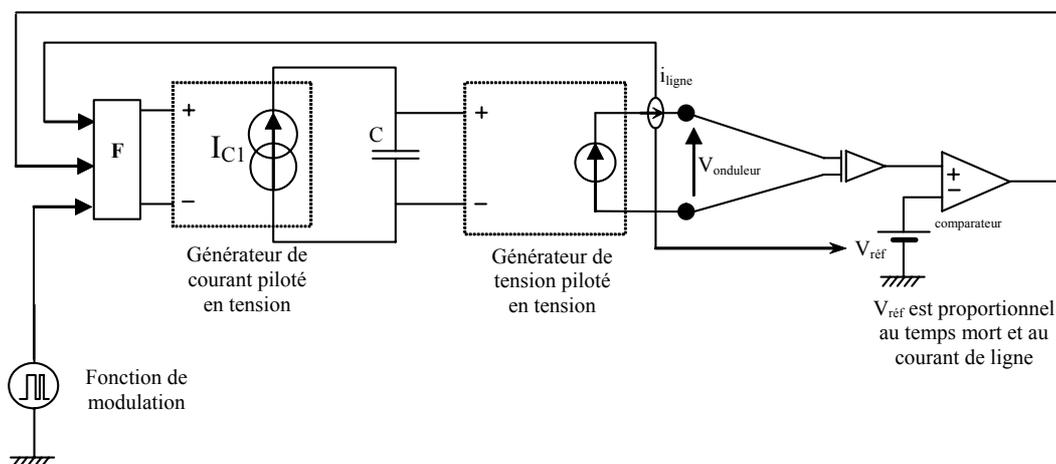


Figure III.57 Schéma de principe du modèle

Le générateur qui produit la fonction de modulation nous permet de détecter le début de la commutation et donc de gérer la variation de dV/dt . La fonction F permet de générer la tension adéquat en fonction de la phase de commutation considérée (blocage ou saturation). En fonction de la valeur du courant de ligne et de l'instant (avant ou après la fin du temps mort), elle impose le dv/dt au bornes du condensateur.

La génération de la fonction de modulation est décrite par la figure III.58. Elle consiste en une comparaison sinus triangle. Notons que ce modèle est très versatile car il permet facilement de changer les lois de modulation.

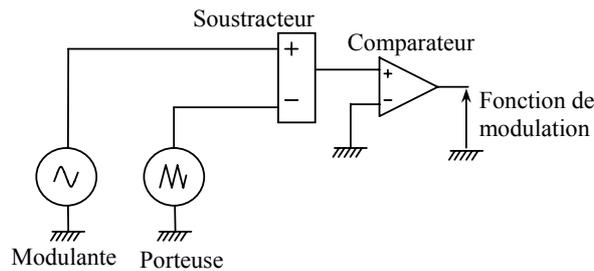


Figure III.58 Génération de la fonction de modulation

Résultats de simulation

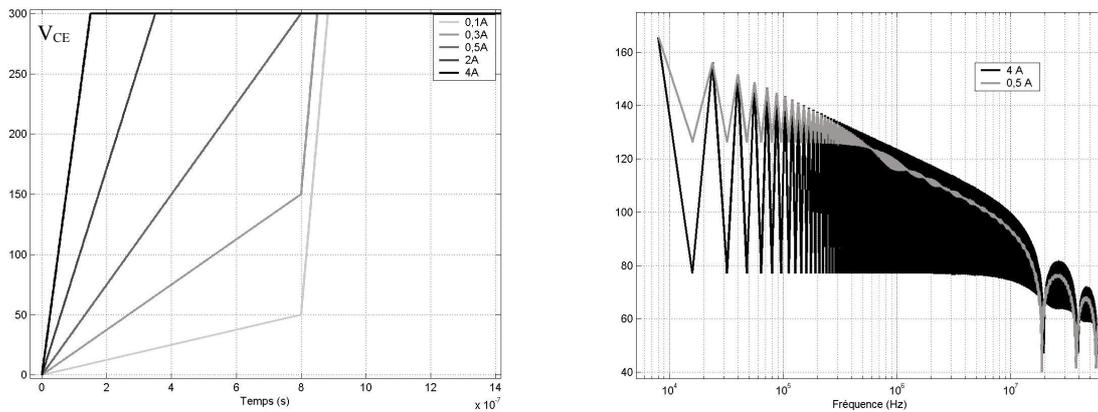


Figure III.59 Résultat de la simulation (temporel à gauche (V) et spectral (dB μ V) à droite)

On arrive à fixer le dV/dt de la source en fonction d'une valeur de courant I_0 . La cassure observée lors des mesures est correctement reproduite.

3.5.4 Conclusions

- La prise en compte du phénomène étudié ici n'est sans doute pas fondamentale d'un point de vue spectral, par contre elle peut s'avérer nécessaire pour rendre compte précisément du comportement de mode commun temporel.
- La modélisation du phénomène temps mort et de l'évolution du potentiel de la cellule de commutation est réalisable assez simplement.
- Rappelons qu'une dissymétrie forte sur les dV/dt lors des phases de commutation introduit un abaissement de 6dB du spectre.
- En conclusion, et au regard des différents spectres obtenus pour différents courants, la modélisation est réalisable mais il n'est pas absolument nécessaire de prendre en compte les variations de dV/dt en fonction du courant commuté, si on veut de plus un modèle peu complexe. Par contre, cette étude nous aura permis de mettre en lumière les différents mécanismes intervenants dans les variations des dV/dt .

Une étude a été menée pour quantifier l'influence du courant de ligne sur le spectre de la tension de mode commun et donc des perturbations. La conclusion de ce travail est que la commutation des interrupteurs se fait au moins une fois sur deux de façon "dure" est que c'est cette phase qui détermine pour l'essentiel l'enveloppe du spectre de la tension. Si le courant commuté module bien cette enveloppe cela est négligeable en comparaison d'autres phénomènes. Un modèle permettant de reproduire l'évolution des fronts de tension a été élaboré. Toutefois la simulation du système complet a été réalisée en adoptant une valeur constante de dV/dt correspondant à ceux observés expérimentalement dans afin de ne pas complexifier le modèle.

III.6 / Modèle du câble d'alimentation

3.6.1 Introduction

Le câble d'alimentation influe sur différents phénomènes de perturbation [LACA97].

- Il intervient en mode différentiel par des effets propagatifs, et réalise un filtrage et déforme le signal initial. Il provoque des surtensions en bout de ligne ce qui impose en pratique de prendre des précautions pour protéger les bobinages de la machine [AOKI99] [SANGC02].
- Le câble étant connecté à la terre il existe un couplage électrostatique de mode commun entre les conducteurs et le blindage.
- Le câble influence fortement les perturbations rayonnées.

Plusieurs solutions sont envisageables pour modéliser le câble.

Le modèle à constantes réparties est le plus représentatif du comportement du câble [GRAN99], mais il présente l'inconvénient d'être peu compatible avec les outils de simulation circuit.

Le modèle à constantes localisées que nous avons adopté pose le problème de la représentation de l'effet de longueur du câble et des effets de peau et de proximité. Nous avons également opté pour une détermination a posteriori des paramètres du câble



Figure III.60 Photographie du câble blindé

3.6.2 Modèle simple d'un câble blindé

Le modèle classique présenté à la figure III.61 d'un câble à deux conducteurs reflète les effets suivants :

- Pertes joules (résistance série)
- Effets inductifs et mutuels (inductance série)
- Phénomènes électrostatiques entre phases (capacité parallèle)
- Pertes dans les diélectriques (résistance parallèle)

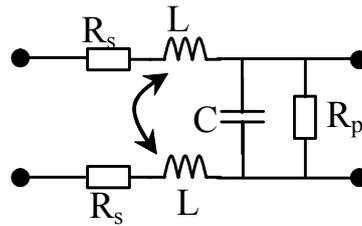


Figure III.61 *Modèle simple d'un câble monophasé*

Comme vu précédemment, nous avons besoin pour la modélisation de tenir compte de l'effet de peau dans les conducteurs. Les pertes dans le diélectrique sont suffisamment faibles pour être négligées. Le câble qui nous intéresse est un conducteur à 4 brins dans une gaine plastique (figure III.60). La proximité des conducteurs nous impose de tenir compte des couplages électrostatiques (figure III.63) et magnétiques entre phases. Nous supposons le milieu diélectrique est homogène.

Un câble de grande longueur va introduire des régimes propagatifs prévisibles si les paramètres du câble ont été précisément identifiés. A titre d'illustration la figure III.62 présente l'impédance d'un câble de 50m vue entre le blindage et un conducteur, puis entre les deux conducteurs.

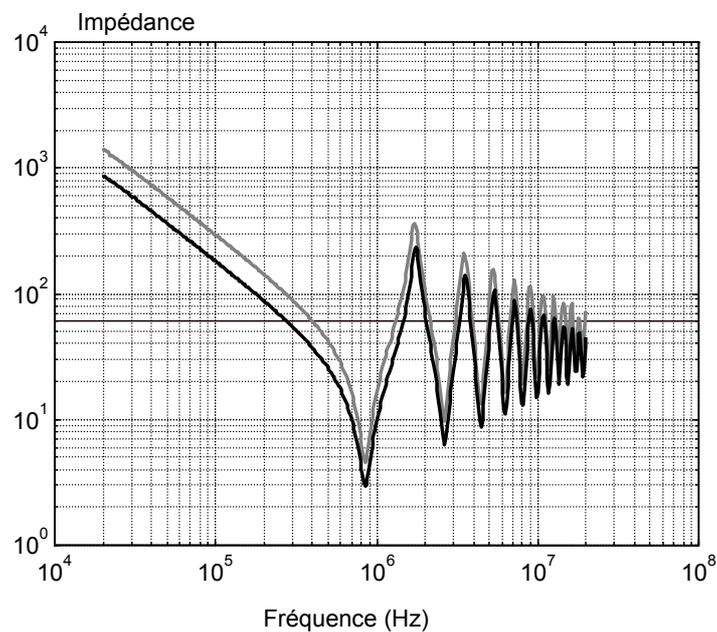


Figure III.62 : *Impédance entre phase et blindage (noir) et entre deux phases (gris) du câble de 50m*

Des mesures ont permis d'identifier les paramètres linéiques de ce câble, ils sont donnés dans le tableau de la figure III.63. Cette figure montre pour une représentation simplifiée la vue en coupe d'un câble à trois conducteurs ainsi qu'un modèle équivalent à trois conducteurs. La

référence de masse étant constituée par le blindage du câble. Le tableau donne les paramètres linéiques du câble blindé à quatre conducteurs présenté sur la figure III.60.

L11	234nH/m	C11	187pF/m
L12	47nH/m	C12	30.5pF/m
L13	30nH/m	C13	3.5pF/m
L14	47nH/m	C14	30.5pF/m

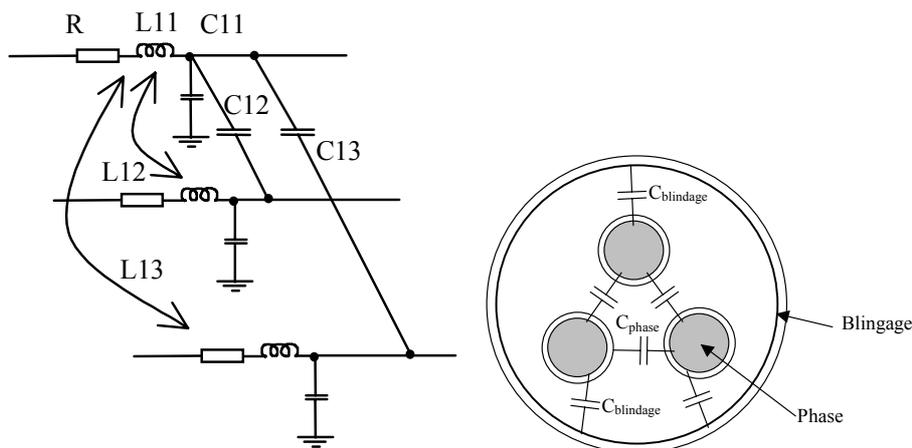


Figure III.63 Identification des paramètres linéiques du câble

Il faut noter également la dissymétrie de certains termes L_{ij} et C_{ij} . Ceci s'explique par la disposition non symétrique des conducteurs dans le blindage car ils sont au nombre de 4. Les maxima et minima de l'impédance tendent à converger, ceci est dû aux pertes dans les conducteurs et aux pertes diélectriques.

Le câble a été simulé par un modèle à constantes réparties, de façon à introduire un terme de résistance linéique variant avec la fréquence (figure III.69). Les effets de peau et de proximité ont été globalement pris en considération par un réseau R-L. On constate que la variation de résistance linéique commence à se manifester dès 10kHz comme dans le cas du moteur.

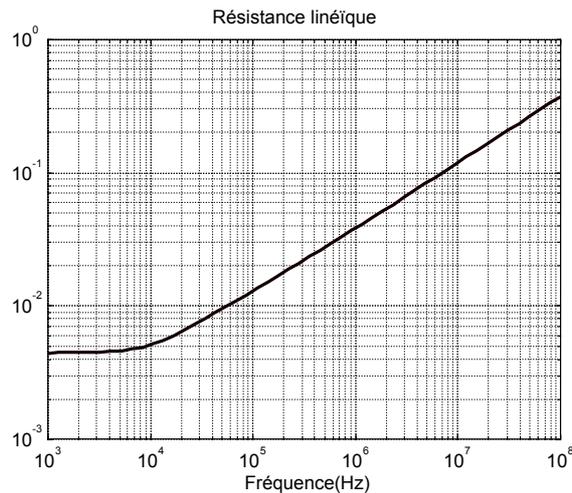


Figure III.64 : *Variation de la résistance linéique avec la fréquence (conducteur de 4mm²)*

Le résultat de simulation du câble dans l'hypothèse mono-brin (on ne prend pas en compte les autres conducteurs du faisceau, seuls les termes L_{ii} et C_{ii} interviennent) est présenté sur la figure III.65 où l'on retrouve la décroissance des valeurs extrêmes. Ceci confirme bien l'hypothèse selon laquelle il est nécessaire de prendre en compte la variation des termes résistifs pour représenter correctement le comportement du câble. On note sur la figure III.70 que la décroissance des extrema est proportionnelle à $F^{0.623}$ alors qu'elle est logiquement proportionnelle à $F^{0.5}$ pour la simulation. L'effet de proximité est mis en évidence par ce paramètre. D'autre part, les pertes diélectriques des isolants varient probablement avec la fréquence. Les données concernant ce point sont très réduites et des caractérisations fines seraient à envisager, elles n'ont pu être menées à bien ici.

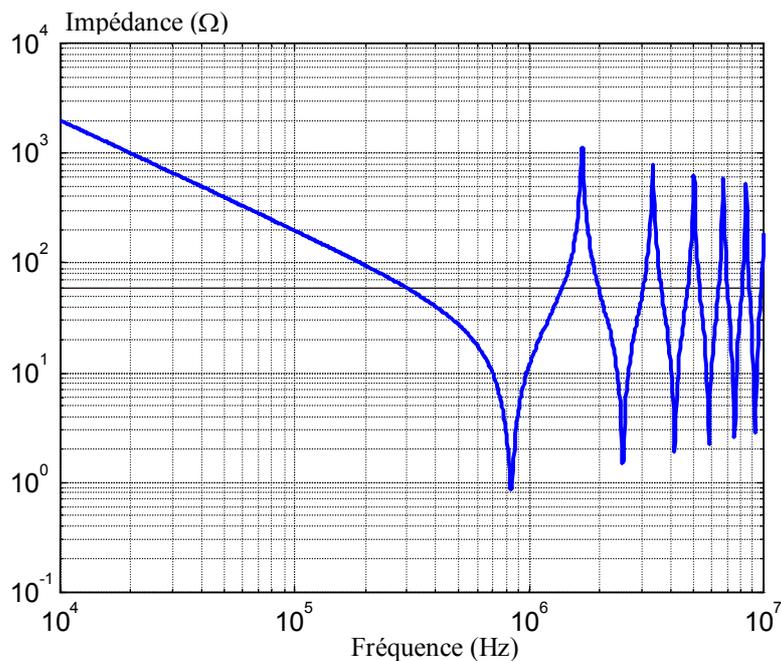


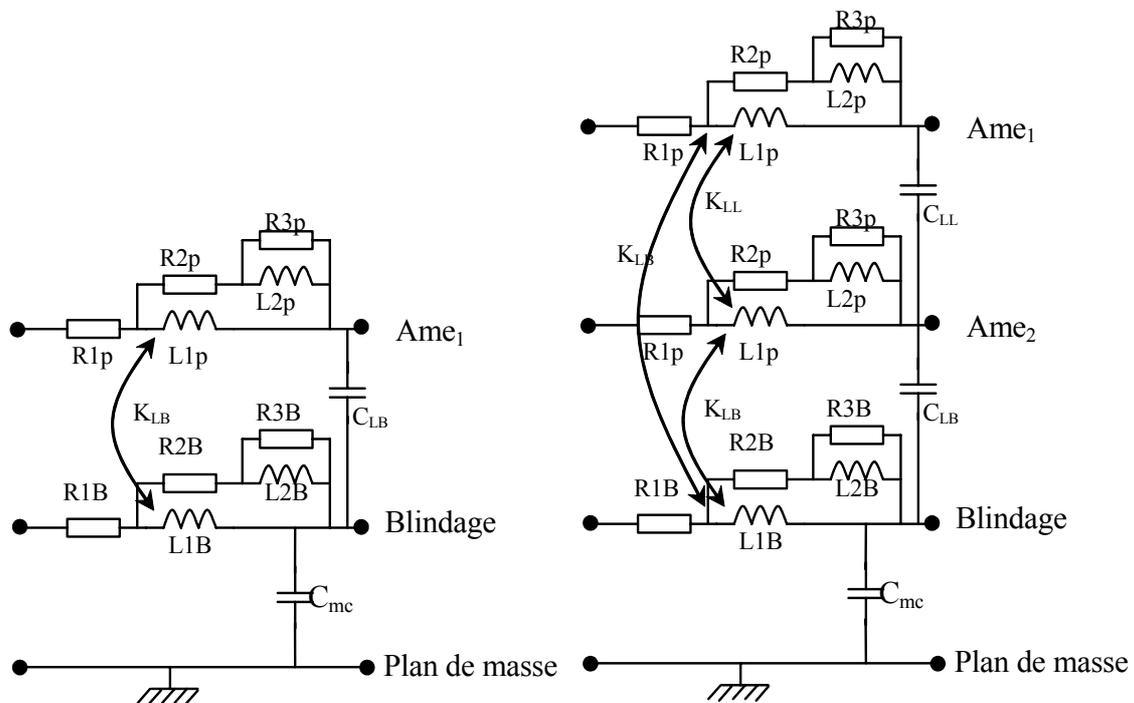
Figure III.65 : *Simulation du câble blindé*

3.6.3 Câble monophasé blindé

Dans une première approche nous allons considérer le schéma à constantes localisées de la figure III.66, qui constitue un quadripôle équivalent à un câble monophasé. Celui-ci caractérise correctement une certaine longueur de câble. En effet, suivant la longueur d'onde du signal transmis et la longueur du câble, il apparaît des phénomènes de propagation mis en évidence ci-dessus. Comme ils ne sont pas correctement retranscrits par une seule cellule de câble, il est nécessaire d'en considérer plusieurs. Pour déterminer la longueur minimale des cellules de la ligne, il convient de respecter la "règle du pouce" [E3050] qui peut s'énoncer ainsi: "Le temps de propagation τ_p dans un tronçon de un mètre de câble doit être inférieur au dixième du temps de front le plus rapide."

- $t_p = \frac{1}{10} \Delta T_{mn}$
- Vitesse de propagation $v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_R}}$
- Polyéthylène $\epsilon_R = 2,3 \Rightarrow v \cong 2,0 \cdot 10^8 \text{ m.s}^{-1}$
- Pour une vitesse de $2,0 \cdot 10^8 \text{ m.s}^{-1}$ et un $\Delta T = 200 \text{ ns}$, on obtient $l = 4 \text{ m}$.
- Pour $f = 10 \text{ MHz}$, on obtient une cellule correspondant à une longueur minimale de 3m.

Nous avons décidé de prendre une marge supplémentaire de sécurité et, pour évaluer correctement les signaux sur un spectre s'étendant jusqu'à 10MHz, nous prenons des cellules élémentaires de 1m. Le modèle présenté précédemment ne tient compte que du mode différentiel. Si on veut faire apparaître le mode commun il faut introduire un plan de référence et les couplages capacitifs (figure III.66).



Comme dans le cas des enroulements de la machine, il est nécessaire d'introduire l'effet de peau dans les conducteurs du câble. Ce phénomène a fait l'objet d'une modélisation électromagnétique [BIDA00]. Compte tenu des fréquences considérées, nous avons choisi de modéliser l'effet de peau par un réseau de trois cellules en échelle.

3.6.4 Câble blindé polyphasé, identification

Dans le but d'obtenir un modèle circuit linéique du câble blindé à 4 conducteurs, nous avons mesuré différentes impédances du câble. Puis par une méthode d'identification décrite en annexe 1 nous avons obtenu les valeurs des paramètres du modèle présenté à la figure III.66. Le modèle généralisé à 4 conducteurs et un blindage est complété par une évaluation de la capacité de blindage C_{MC} par rapport au plan de masse. Cette valeur est très variable car elle dépend totalement de la façon dont le câble est installé au dessus du plan de masse.

Une série de mesures a ensuite été réalisée pour vérifier la cohérence du modèle avec les paramètres linéiques du câble blindé (le câble blindé $4 \times 4 \text{mm}^2$ utilisé pour ces mesures est de longueur de 1m).

Description de la méthode :

On commence par effectuer la mesure des impédances Z_{CO} et Z_{CC} d'un tronçon de 1m de câble. Les quatre brins du câble sont court-circuités aux deux extrémités du câble. On mesure l'impédance sur une extrémité entre les phases et le blindage, l'autre extrémité étant en circuit ouvert (Z_{CO}) puis en court-circuit (Z_{CC}), elles sont présentées à la figure III.67.

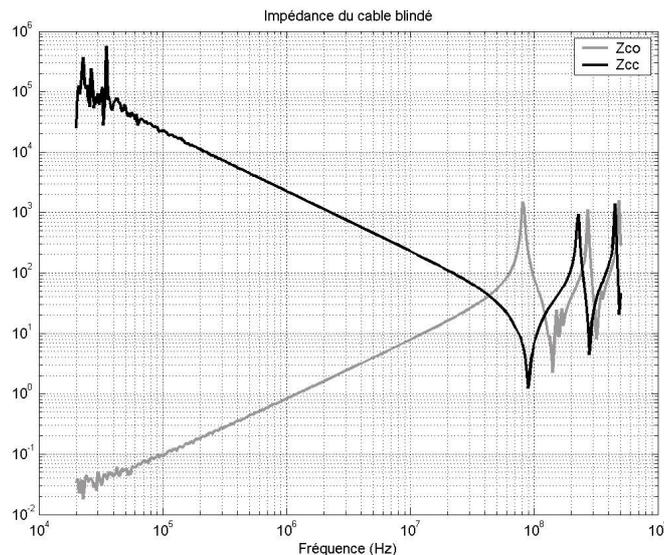


Figure III.67 *Mesure de l'impédance d'une phase en circuit ouvert ($Z_{CO}(f)$) et en court-circuit ($Z_{CC}(f)$)*

A partir de ces mesures on obtient les matrices impédances caractéristiques et de propagation [MEYN98]:

$$[Z_c(f)] = \{[Z_{co}(f)][Z_{cc}(f)]\}^{1/2}$$

$$[\gamma(f)] = \frac{1}{l} \operatorname{arcth} \left(\{[Z_{cc}(f)][Z_{co}(f)]^{-1}\}^{1/2} \right)$$

Il est ensuite possible de calculer les matrices impédances et admittances linéiques par les relations :

$$[Z] = [\gamma][Z_c]$$

$$[Y] = [Z_c]^{-1}[\gamma]$$

Les paramètres primaires (résistance, inductance, et capacité fonction de la fréquence) sont alors obtenus :

$$[R] = \operatorname{Re}([Z])$$

$$[L] = \frac{\operatorname{Im}([Z])}{2\pi f}$$

$$[C] = \frac{\operatorname{Im}([Y])}{2\pi f}$$

On peut du coup représenter les paramètres primaires en fonction de la fréquence, et les comparer aux paramètres primaires issus de l'identification :

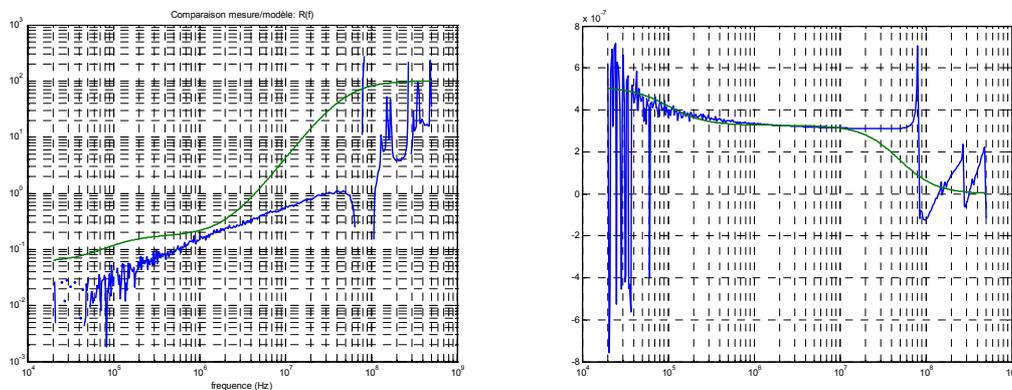


Figure III.68 Mesure et modèle de l'évolution des paramètres primaires du câble

Si l'inductance est assez bien modélisée jusqu'à 20 MHz, ce n'est pas le cas pour la résistance. Il faut donc affiner le modèle. Une optimisation sous Matlab nous fournit des résultats légèrement meilleurs sur une plage de fréquences allant de 10kHz à 10MHz.

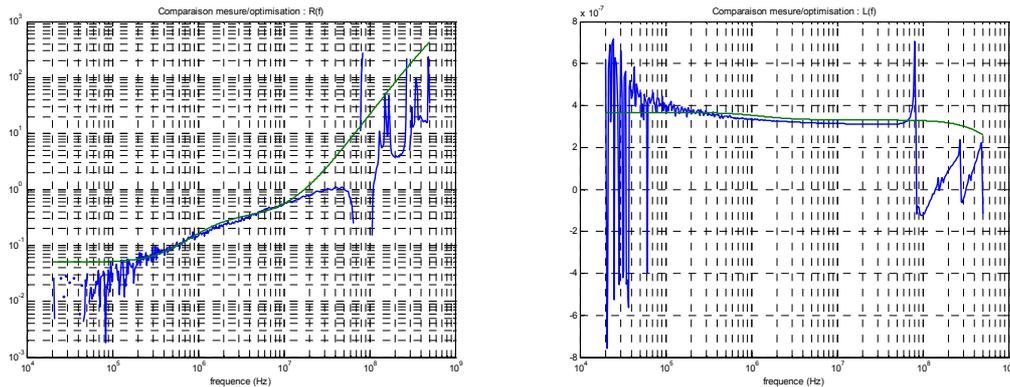


Figure III.69 Mesure et modèle de l'évolution des paramètres primaires du câble après ajustement des valeurs

Après un ajustement des paramètres nous obtenons les valeurs suivantes pour les paramètres du modèle de la figure III.66 pour une longueur de câble de 1m :

- Résistance dans les phases : $R_{1p}=0.06\Omega$ $R_{2p}=9\Omega$ $R_{3p}=1k\Omega$
- Résistances dans le blindage: $R_{1B}=0.06\Omega$ $R_{2B}=3\Omega$ $R_{3B}=300\Omega$
- Inductances dans les phases: $L_{1p}=0.509\mu H$ $L_{2p}=2\mu H$
- Inductances dans le blindage: $L_{1B}=700nH$ $L_{2B}=1.4\mu H$
- Capacité entre phases: $C_{LL}=100pF$
- Capacité entre les phases et le blindage : $C_{LB}=200pF$
- Coefficient de couplage magnétique entre phases : $K_{LL}=0.65$
- Coefficient de couplage magnétique entre les phases et le blindage : $K_{LB}=0.83$

Afin de vérifier la validité du modèle, nous avons mesuré l'impédance de mode commun entre une phase et le blindage comme indiqué sur la figure III.70.

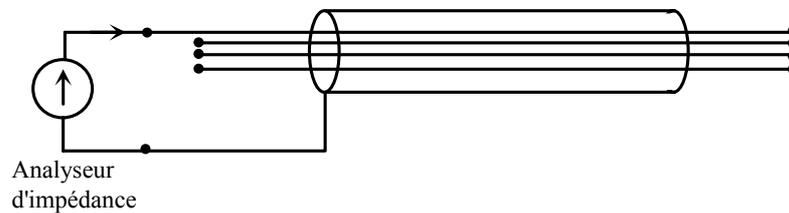


Figure III.70 Condition de mesure de l'impédance de mode commun Z_{MC}

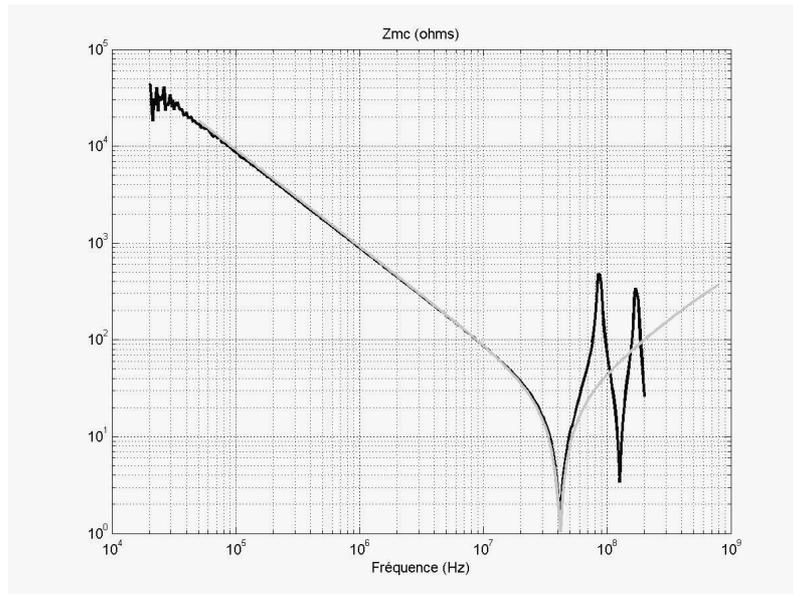


Figure III.71 Z_{MC} pour un câble blindé de 1m

Le modèle du câble est satisfaisant pour une cellule de 1m jusqu'à 50 MHz. La figure III.72 montre l'évolution de Z_{MC} pour un câble de 5m. Le domaine de validité du modèle ne s'étend pas au-delà de 5 MHz. La figure III.73 montre l'évolution de la même impédance pour un câble de 50m. Le modèle est cohérent jusqu'à environ 500 kHz. La modélisation du câble blindé par des cellules élémentaires montre ici ses limites. Elle n'est pas convenable pour des associations de plus de 5 cellules.

L'erreur observée par la mise en cascade de cellule est sans doute due à la prise en compte de l'effet de peau et la mise en réseau de R-L. L'adaptation d'impédance qui est nécessaire entre les cellules ne doit pas être respectée.

Pour bien modéliser le comportement de câbles de différentes longueurs, il conviendrait de développer des bibliothèques de modèles propres à chaque gamme de longueur et faire des associations de quelques cellules.

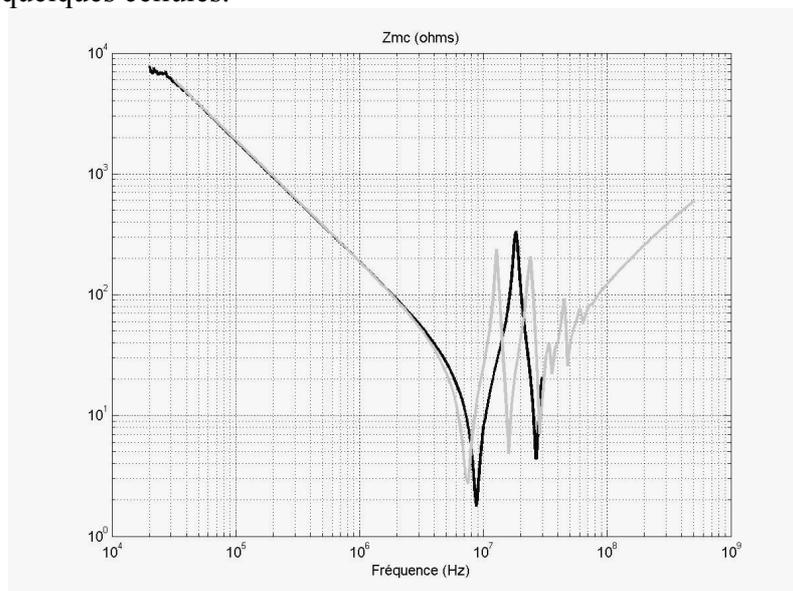


Figure III.72 Z_{MC} pour un câble blindé de 5m

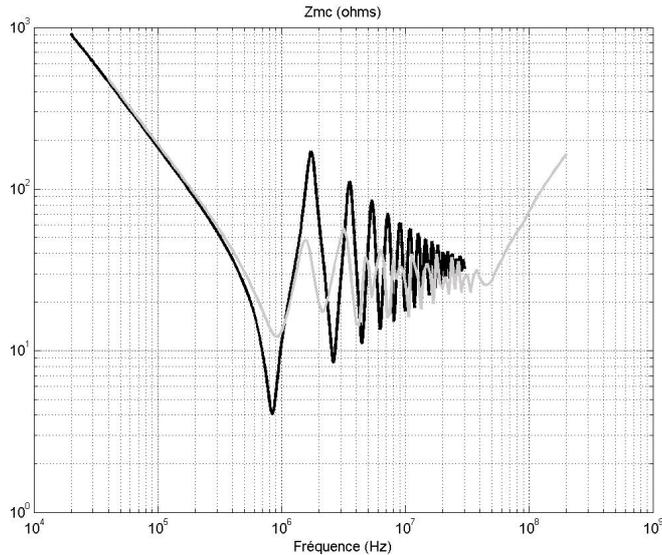


Figure III.73 Z_{MC} pour un câble blindé de 50m

3.6.4 Conclusion

Concernant le câble d'alimentation il est proposé d'utiliser des modèles classiques basses fréquences découpés en cellules élémentaires dont la longueur dépend de la fréquence maximale considérée.

De la même façon, et sur une plage de fréquence plus réduite, nous traitons le modèle du câble blindé de 5m. Ceci afin de constituer des bibliothèques de câbles qui nous permettent de simuler différentes longueurs de câble de natures variées.

Nous avons modélisé le câble blindé en tenant compte de l'effet de peau dans les conducteurs ainsi que les différents couplages (magnétiques et électrostatiques) entre les conducteurs. Les impédances caractéristiques du câble sont relativement bien retranscrites jusqu'à la dizaine de mégahertz.

III.7 / Conclusion du chapitre

Nous avons décrit dans ce chapitre un modèle pour chacune des parties du système et proposé une méthode d'extraction de leurs paramètres. Nous avons choisi de minimiser la complexité du modèle en conservant une bonne précision et un paramétrage aisé. D'une façon générale, il faut bien remarquer que le but de cette modélisation est d'aboutir à un modèle circuit suffisamment simple et précis pour être simulé par un logiciel de type Spice, ce qui est la première de nos contraintes. Et les modèles auxquels nous avons abouti répondent à ce critère même si, comme nous allons le voir dans le chapitre suivant, la convergence entre le modèle et les mesures n'est pas encore parfaite.

Chapitre IV

Exploitation du modèle

Chapitre IV

Exploitation du modèle

IV.1 / Introduction

Le chapitre précédent nous a permis d'élaborer les modèles des différentes sous-parties du système. Nous en avons étudié le domaine de validité à partir de considérations sur les impédances. Il est nécessaire maintenant de valider le bon fonctionnement de l'ensemble au niveau temporel et fréquentiel.

Dans ce chapitre, nous allons vérifier la cohérence de notre modèle en assemblant les différentes briques du système, puis en comparant les simulations à des mesures dans des conditions similaires.

Les différents outils de modélisation développés précédemment vont nous permettre d'étudier les mécanismes de génération des perturbations conduites dans un système de variation de vitesse.

Nous allons par exemple pouvoir simuler les perturbations conduites mesurées sur le RSIL (pour différentes longueurs de câble) ou encore l'effet des différents régimes de connexions à la terre.

Les différents schémas Spice des modèles de simulation sont donnés en annexe 4.

IV.2 / Validation du modèle, comparaison à la mesure

4.2.1 Introduction

Ce paragraphe présente des comparaisons entre les résultats issus de la mesure sur le banc expérimental et les résultats issus de la simulation sous Spice. Le schéma de la figure IV.1 illustre les différents points de mesure de comparaison. Nous allons étudier de façon fréquentielle et temporelle différentes grandeurs électriques telles que la tension de mesure sur le RSIL, les tensions du système et les différents courants de mode commun.

Les conditions expérimentales sont celles d'utilisation classique d'un variateur sous tension réseau 400V entre phases. La tension du bus continu est de 538V. Le filtre CEM en entrée du variateur a été complètement retiré.

Les paramètres variables du système sont :

- Les différentes connexions du système à la terre
- La longueur (1m, 5m, 50m) et le type du câble (blindé ou non blindé)
- La fréquence de découpage du variateur
- Le glissement du moteur
- La fréquence des courants statoriques
- La présence ou non du RSIL
- Les régimes de neutre du transformateur

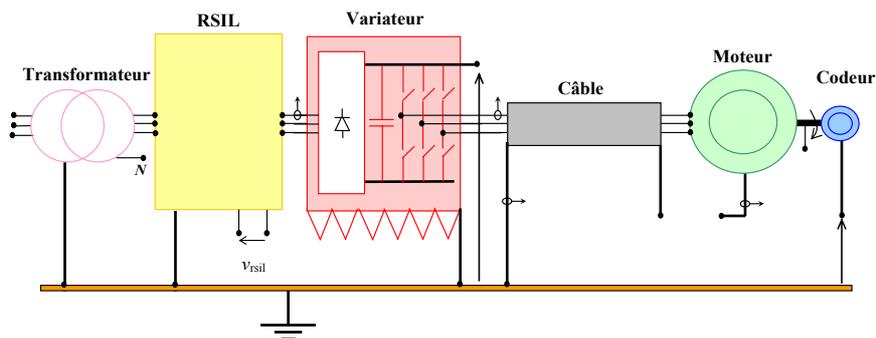


Figure IV.1 Possibilités de mesure dans le système

4.2.2 Réflexion sur les résultats fréquentiels obtenus par simulation

La simulation temporelle nous donne des courbes dont il faut calculer la transformée de Fourier, ce qui est aisément réalisable avec des logiciels de simulation de type Spice grâce à l'outil FFT. Cette transformée de Fourier numérique nous donne un spectre 'vrai'. Ce spectre diffère de celui obtenu par la mesure réalisée avec un analyseur de spectre. Ce dernier réalise

une mesure de la valeur efficace d'un signal issu d'un filtre dont on règle la bande passante et dont la fréquence centrale varie pour balayer l'étendue spectrale souhaitée pour la mesure. Ce signal est par ailleurs suivi d'un détecteur crête. Il en résulte une différence entre la mesure fournie et la FFT issue de la simulation. Nous allons analyser à présent cet aspect.

La fonction de transfert du filtre d'analyse peut être considérée comme une gaussienne d'ordre n . Son expression est de la forme :

$$g(f) = \exp\left(-\frac{[\log(f) - \log(f_0)]^{2n}}{\alpha}\right)$$

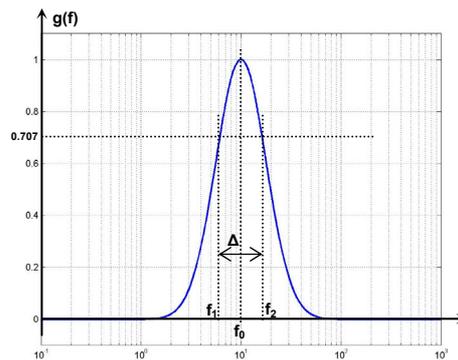


Figure IV.2 Allure d'une gaussienne centrée en $f=10\text{Hz}$, $n=1$

La largeur du spectre à -3dB est définie par les fréquences f_1 et f_2 dont l'expression est donnée par :

$$f_1 = \frac{-\Delta + \sqrt{\Delta^2 + 4f_0^2}}{2}$$

$$f_2 = \frac{\Delta + \sqrt{\Delta^2 + 4f_0^2}}{2}$$

Δ est la bande passante réglable du filtre sélectif de l'analyseur, f_1 et f_2 sont les limites de cette bande passante. A ces fréquences l'atténuation du filtre est de 3dB. Ceci nous permet de calculer le paramètre α de la gaussienne. L'ordre n définit la sélectivité du filtre par ailleurs caractérisée à -60dB.

$$\alpha = \frac{\left(\log\left(\frac{f_1}{f_0}\right)\right)^{2n}}{\log(\sqrt{2})}$$

On obtient ainsi l'expression de la gaussienne $g(f)$ en fonction de la bande passante et de la fréquence centrale du filtre. Pour évaluer l'influence de la mesure à une fréquence f , il suffit de multiplier le spectre issu de la FFT avec une gaussienne centrée en f . La moyenne quadratique des raies de ce spectre donne la valeur efficace en sortie du filtre. Ceci nous permet avec un post-traitement sous Matlab d'évaluer à partir d'un spectre FFT, l'allure du

même spectre qui serait issu de la mesure. La figure IV.3 nous montre l'évolution d'un spectre de perturbations simulé en fonction de la largeur de bande du filtre d'analyse pour un ordre $n=1$. Pour cette étude la fréquence de découpage est de 8kHz, et on utilise un câble blindé de 5m.

Notons que le spectre est d'autant plus surévalué que le filtre d'analyse est large, ce qui est cohérent avec l'expérience.

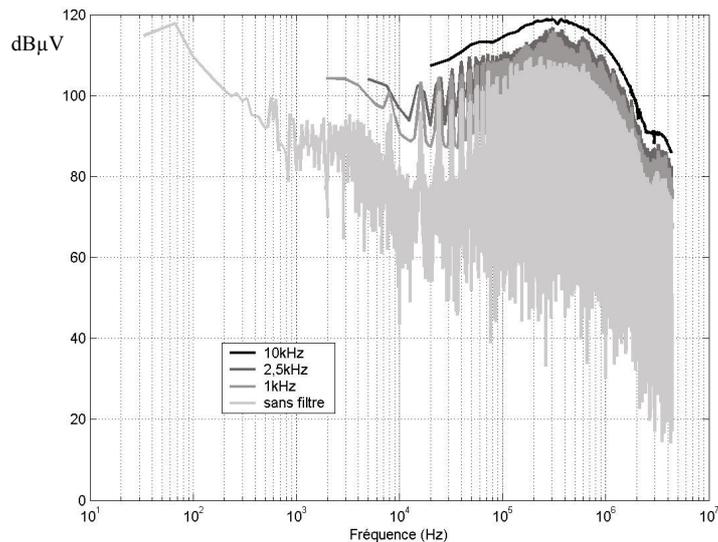


Figure IV.3 Evolution du spectre simulé en fonction de la largeur de bande du filtre

Cette évolution est confirmée par la figure IV.4 qui présente la mesure du spectre dans les mêmes conditions avec différentes valeurs de résolution du filtre d'analyse.

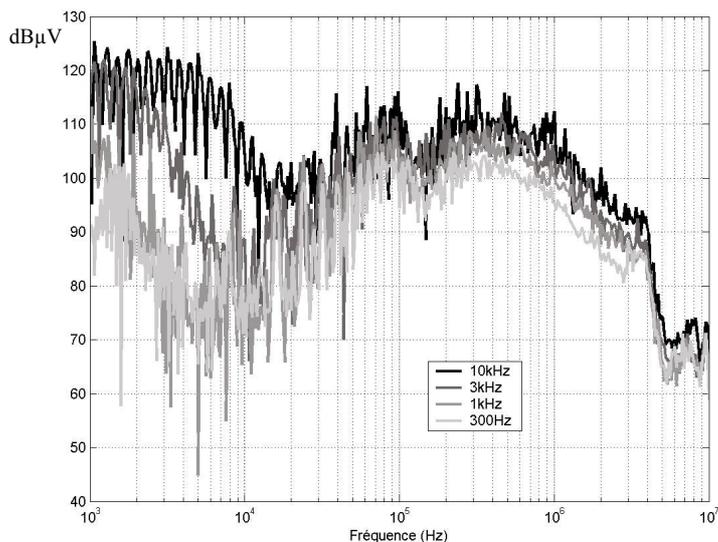


Figure IV.4 Evolution du spectre mesuré en fonction de la largeur de bande du filtre

Pour les mesures de spectre présentées dans la suite, le protocole expérimental non normatif retenu consiste à faire varier la résolution du filtre en fonction de la plage de fréquence. Le but est d'obtenir une mesure rapide et suffisamment précise pour toutes les gammes de fréquences.

Pour la gamme [10Hz; 300Hz] la résolution est fixée à 3Hz, et pour la gamme suivante [300Hz; 1kHz] la largeur de bande vaut 30Hz. Pour la dernière plage de fréquence [30kHz, 10MHz], la largeur de bande vaut 3kHz.

Ce protocole introduit donc, une erreur différente pour chaque gamme de fréquence et notamment pour la mesure des spectres en haute fréquence. Cependant ce choix garantit sur toute la gamme de fréquences d'effectuer les mesures en bande étroite ; elles seront donc très proches des résultats obtenus par FFT des grandeurs temporelles simulées.

Il aurait été souhaitable de corriger toutes les simulations effectuées avec ce post-traitement mathématique afin de pouvoir simuler le comportement de l'appareil de mesure. Mais dans l'état actuel de nos travaux et compte tenu du protocole expérimental (bande étroite), ce traitement n'a pas été effectué.

4.2.3 Evaluation des perturbations mesurées au RSIL

Câble non-blindé de 1m

Nous présentons sur la figure IV.6 une mesure du spectre des perturbations conduites issue du RSIL dans le cas d'un câble non-blindé de 1 mètre afin de valider le modèle du moteur. Les conditions de mesure sont celles de la figure IV.5. La fréquence de découpage du variateur est de 16 kHz.

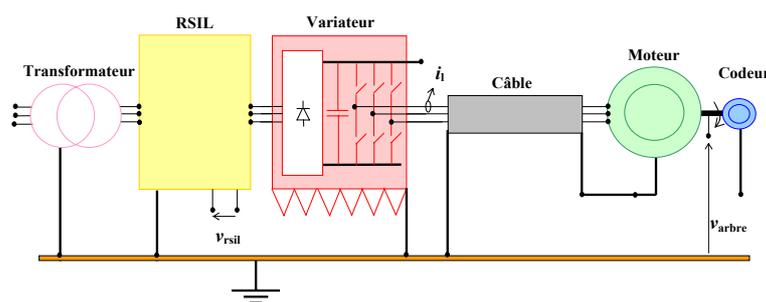


Figure IV.5 Conditions de mesure des perturbations conduites

On observe une bonne cohérence des spectres jusqu'à la dizaine de mégahertz. Les différences observées sont inférieures à 10 dB μ V sur la plage fréquentielle des perturbations conduites [150kHz ; 30 MHz]. A plus basse fréquence [1kHz ; à 10 kHz], les écarts qui apparaissent peuvent être dus à une légère surévaluation du courant BF absorbé ou au modèle du RSIL adopté.

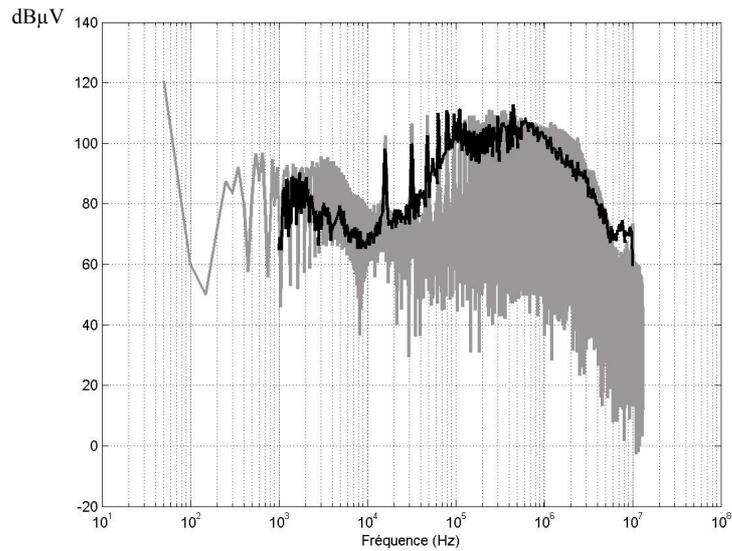


Figure IV.6 Spectres mesurés (noir) et simulés (gris) des perturbations sur le RSIL

Ce premier résultat nous permet donc de confirmer la validité des modèles du moteur et de l'onduleur.

Câble blindé de 5m

La première évaluation porte sur les perturbations mesurées sur le RSIL. Les conditions d'expérimentation sont identiques à celles du paragraphe précédent hormis la longueur et le type du câble. Le moteur est relié à la terre par le blindage du câble de 5m. La figure IV.7 présente la comparaison des différents spectres mesurés sur le banc expérimental pour trois fréquences de découpage (en haut à gauche) ainsi que la mise en regard des spectres simulés et mesurés pour ces trois fréquences.

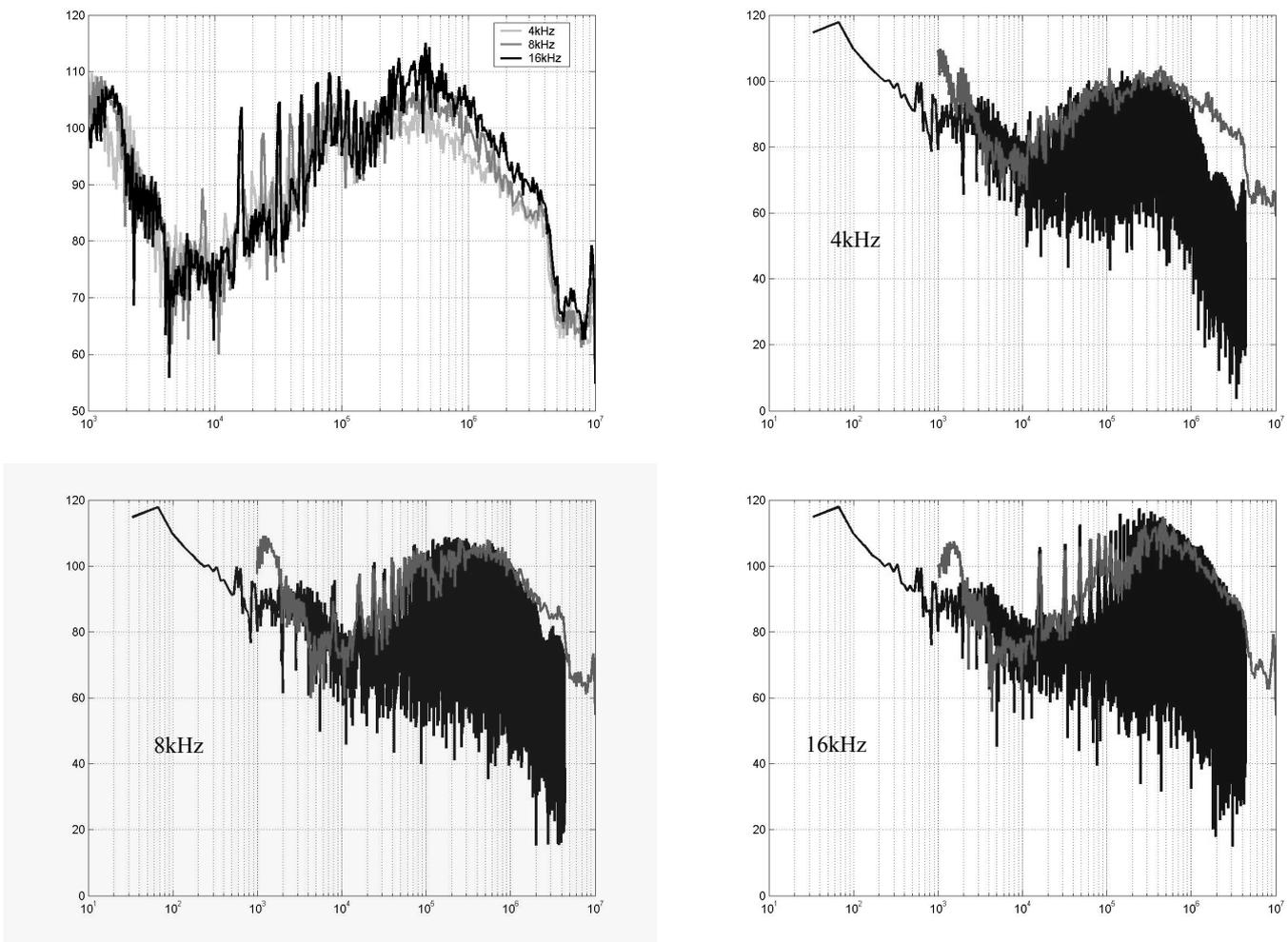


Figure IV.7 *Comparaison des spectres mesurés (gris) et simulés (noir) au RSIL pour 5 mètres de câble blindé (en dBμV)*

L'enveloppe des perturbations mesurées au niveau du RSIL est bien retranscrite par la simulation. On observe une erreur importante dans le cas où la fréquence de découpage est de 4kHz. La simulation sous-estime les perturbations au-delà de 1MHz. Cette différence peut s'expliquer par une mauvaise modélisation des fronts de tension en sortie de l'onduleur. En effet le spectre décroît rapidement au-delà de cette fréquence. Les temps de montée sont établis dans cette simulation à 300ns. La décroissance à -40dB/décade du spectre

correspondant à ce temps de montée se fait à une fréquence de 1MHz, ce qui est effectivement observé.

4.2.4 Comparaison sur différents points du système

Courant de ligne en sortie de l'onduleur

Les conditions de mesures sont identiques à celle de la figure IV.8. La fréquence de découpage est 4 kHz. La figure IV.4 présente le spectre mesuré et simulé du courant de ligne en sortie de l'onduleur pour un câble non blindé de 1m. On observe une bonne concordance jusqu'à 100kHz, au-delà il faut noter que nous sommes dans la zone de bruit de la mesure. A vide la sonde de courant nous donne un plancher de bruit de 60dB μ A.

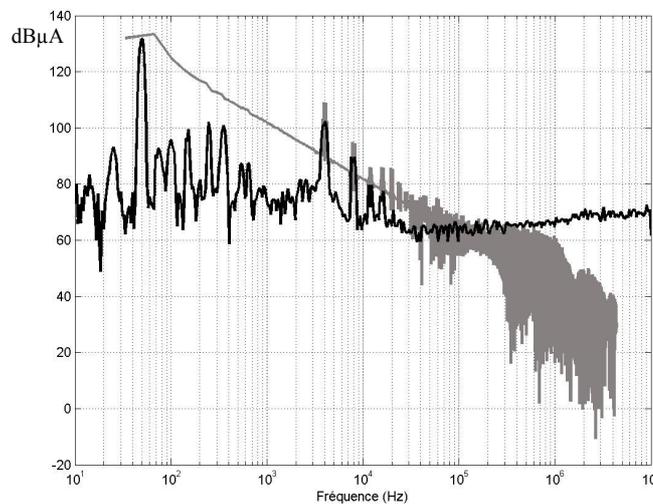


Figure IV.8 *Mesure (noir) et simulation (gris) des spectres du courant de ligne pour un câble non-blindé de 1m (en dB μ A)*

Tension sur l'arbre du moteur

Nous avons également relevé le spectre de la tension sur l'arbre du moteur. Les résultats présentés sur la figure IV.9 sont satisfaisants jusqu'à 1MHz. Au-delà, le modèle de couplage des perturbations au rotor montre ses limites. Mais nous pouvons également mettre en cause le niveau de bruit du capteur pour expliquer cette différence.

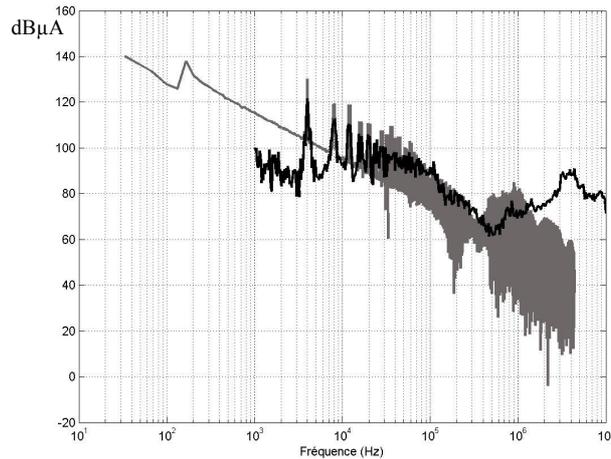


Figure IV.9 *Mesure (noir) et simulation (gris) des spectres de la tension d'axe du rotor pour un câble non-blindé de 1m (en dBμV)*

Courant de mode commun dans le codeur

La figure IV.10 présente le spectre du courant de mode commun dans le codeur. Cet essai a été réalisé avec un câble blindé de 1m et une fréquence de découpage de 16kHz. Le codeur est relié au plan de masse. Le moteur pour cet essai n'est pas relié à la terre comme le montre la figure IV.11, le codeur constitue dans ce cas l'unique voie de propagation du courant de mode commun au niveau du banc moteur.

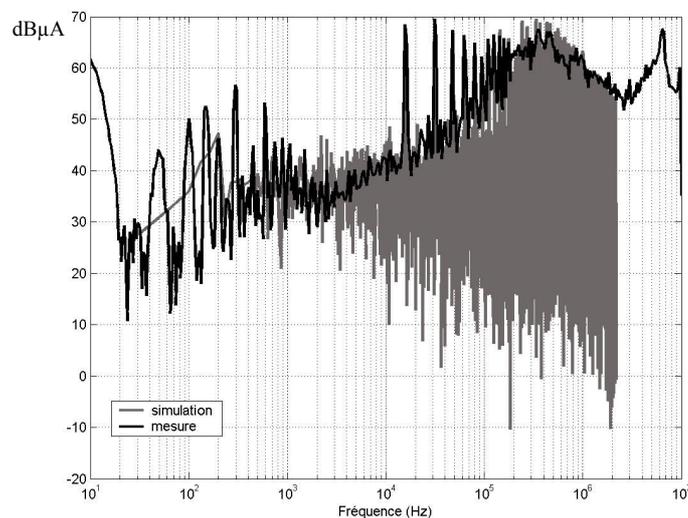


Figure IV.10 *Mesure (noir) et simulation (gris) du courant de mode commun dans le codeur*

On constate là aussi un bon accord entre la simulation et la mesure, qui valide la chaîne de modèle jusqu'au codeur.

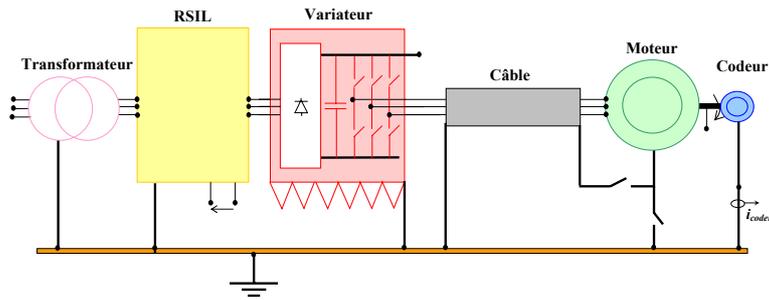


Figure IV.11 Mesure du courant de mode commun dans le codeur

Comparaison de grandeurs temporelles

La figure IV.12 montre la mesure et la simulation temporelle du courant de ligne absorbé par le variateur. Cette comparaison est réalisée dans la configuration de la figure IV.5 avec un câble blindé de 1m ; la fréquence de découpage est de 4 kHz. Les allures temporelles sont difficiles à comparer. La synchronisation temporelle n'étant pas possible, nous observons par contre une bonne similitude des enveloppes et des valeurs crête. La figure V.13 qui présente le courant de mode commun dans le moteur atteste également de la bonne concordance des résultats temporels. Les amplitudes des impulsions et leurs durées sont correctement représentées. Les écarts sont ici aussi dus à la difficulté de synchroniser les instants de mesure et de simulation.

Notons également la modulation des impulsions BF du courant absorbé par le variateur. Ce phénomène s'explique par le glissement entre la pulsation du réseau ($\Omega_{Réseau}$) et la fréquence des courants statoriques (Ω_S) de la machine.

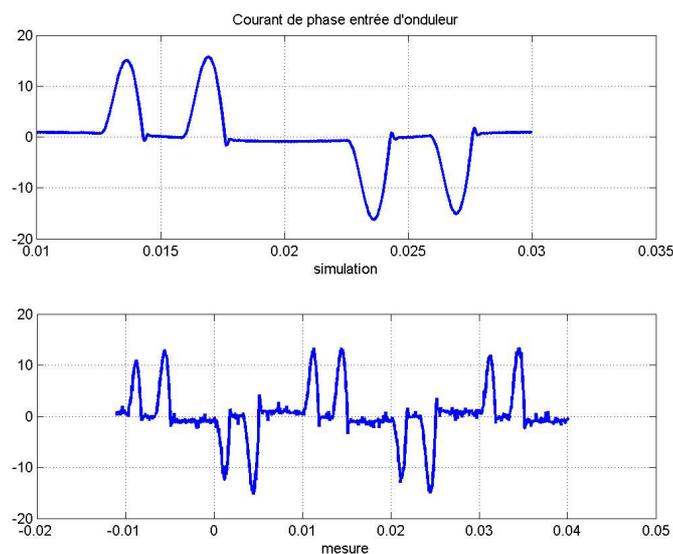


Figure IV.12 Mesure (bas) et simulation (haut) du courant absorbé par le variateur

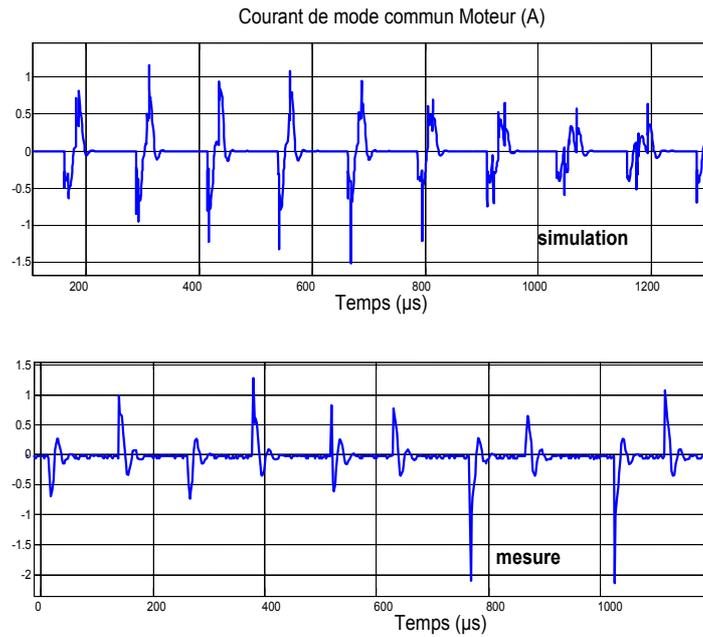


Figure IV.13 *Mesure (bas) et simulation (haut) du courant de mode commun dans le variateur*

La figure V.14 présente le courant en sortie de l'onduleur. On observe bien le même comportement mais les perturbations HF simulées sur le courant ne sont pas visibles sur la mesure. En effet l'échantillonnage de l'appareil de mesure pour une courbe à 50 Hz ne permet pas d'observer les variations HF du signal. On peut simplement noter la bonne concordance des amplitudes BF du signal.

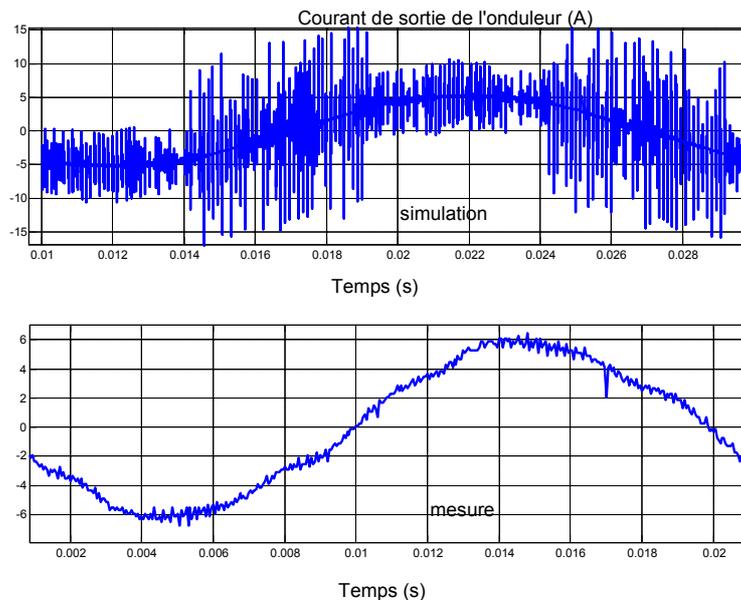


Figure IV.14 *Mesure (bas) et simulation (haut) du courant en sortie de l'onduleur*

Ces quelques résultats temporels valident la cohérence du modèle à l'échelle de la période BF et à l'échelle du découpage. L'intérêt d'obtenir l'allure temporelle des signaux est de permettre un accès facile aux valeurs crêtes et efficaces, ce qui se révèle utile dans le cadre du dimensionnement des équipements de protection différentielle, mais aussi dans l'optimisation du dimensionnement des filtres.

Tensions de mode commun

On peut observer sur la figure IV.15 l'évolution de la tension de mode commun en différents points du système : en sortie de l'onduleur, sur le point neutre du moteur (câblage du moteur en étoile) et sur l'arbre du moteur. Notons que les valeurs crêtes et les amortissements des signaux sont correctement retranscrits et que la tension de mode commun est filtrée à mesure de l'avancée dans le système. Sur l'arbre du moteur, il reste une ondulation de l'ordre de 10 V ainsi que des transitoires de tensions qui se propagent facilement dans les capacités parasites du moteur. Pour ces comparaisons nous utilisons un câble non-blindé de 1m, la fréquence de découpage est de 16kHz. Ces comparaisons valident le modèle du moteur.

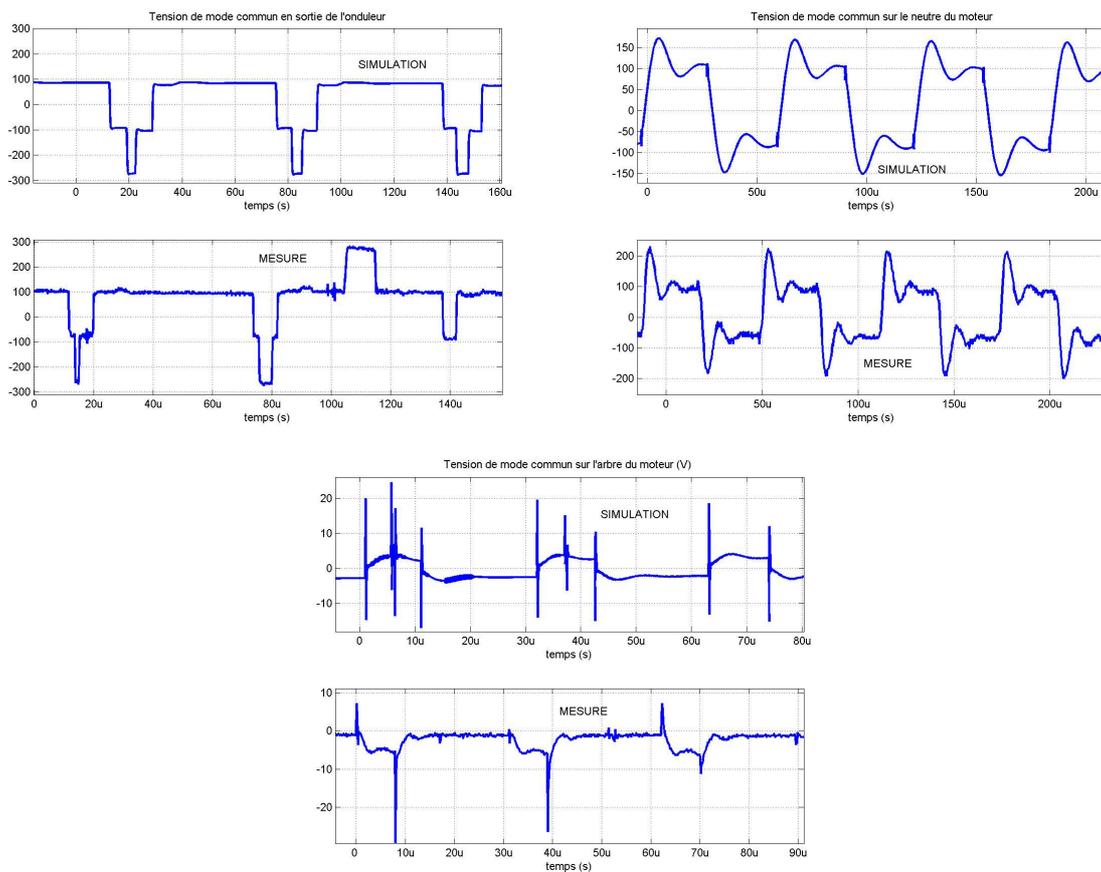


Figure IV.15 Mesure (bas) et simulation (haut) du courant en sortie de l'onduleur

4.2.5 Comparaison du courant de mode commun dans le transformateur

Afin de vérifier la cohérence du modèle du transformateur, nous avons comparé la mesure et la simulation du spectre du courant de mode commun dans le transformateur pour deux régimes de neutre différents : neutre isolé de la terre et neutre raccordé à la terre comme indiqué sur la figure IV.17.

Les résultats obtenus sont présentés sur la figure IV.18 (à gauche le régime IT, et à droite le régime TN). On peut remarquer ici aussi la bonne concordance des spectres sur une large plage de fréquences. Les écarts constatés en BF (50Hz, 1kHz) sont dus aux imperfections de la sonde de courant victime du rayonnement à 50Hz, en effet une mesure à vide donnait ces mêmes raies BF.

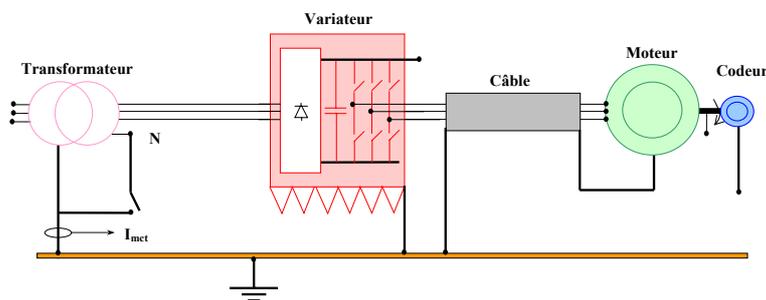


Figure IV.17 Mesure des courants de mode commun dans le transformateur

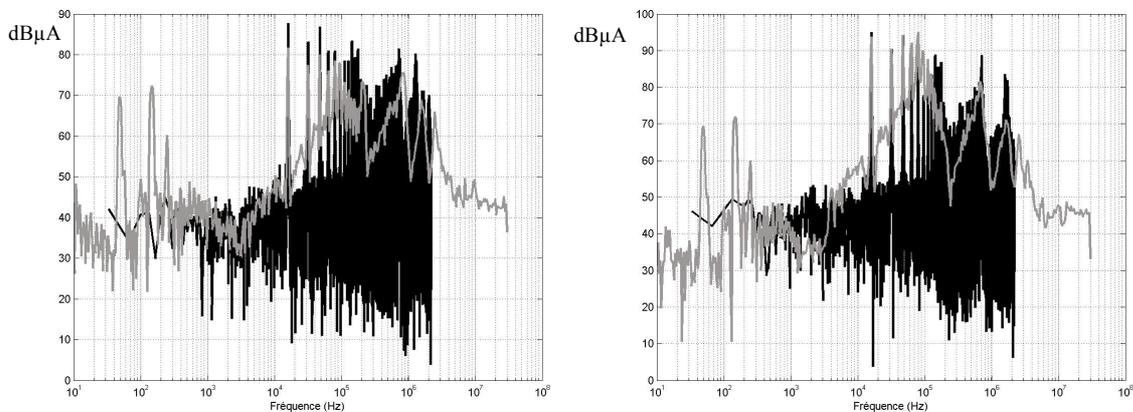


Figure IV.18 Spectre de I_{mct} en régime IT (à gauche) et TN (à droite) -Mesure (gris) et simulation (noir)-

Cette étude présente un intérêt pour la protection différentielle. Elle valide notre modèle qui pourrait servir d'outil pour concevoir les filtres à associer aux capteurs de courant assurant le déclenchement de la sécurité différentielle.

IV.3 / Utilisation du modèle

L'intérêt d'un modèle est de pouvoir simuler des aspects difficilement accessibles par l'expérience comme l'impédance d'un plan de masse, ou d'éviter des prototypages longs et fastidieux. Nous allons examiner quelques exemples possibles d'application de cet outil.

4.3.1 Etudes paramétriques

Effet du glissement sur l'impédance différentielle du moteur

La figure IV.19 nous montre l'évolution de l'impédance de mode différentiel d'une phase statorique en fonction de la valeur du glissement. Le glissement a une influence notable jusqu'à 4kHz sur cette impédance, donc a priori le glissement n'aura pas d'influence sur le contenu harmonique des perturbations de mode commun dont le spectre est conséquent au-delà de la fréquence de découpage. Hypothèse qui a été vérifiée par la mesure. En effet, il n'y a pas de variation du spectre des perturbations sur le RSIL en fonction des variations de couples de charge accouplée au moteur.

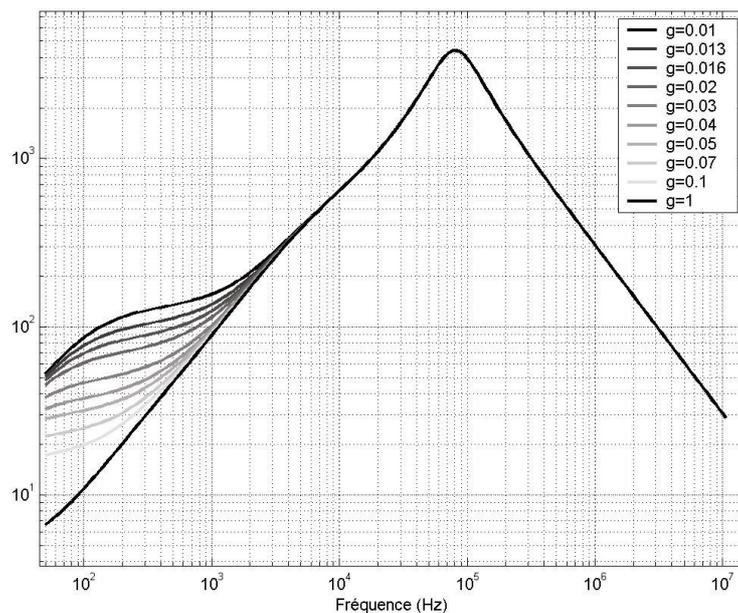


Figure IV.19 Variation de l'impédance (module en Ω) en fonction du glissement

Simulation d'une mauvaise connexion de blindage à la terre

Il peut être intéressant d'observer l'effet d'une mauvaise connexion du blindage à la référence de terre du moteur en rajoutant une résistance pour simuler ce défaut de connexion (figure IV.20). La simulation utilise un câble blindé de 1m et la fréquence de découpage est de 16kHz.

L'effet de cette résistance de connexion est représenté sur la figure IV.21 qui montre la simulation paramétrée des perturbations mesurées au RSIL pour différentes valeurs de $R_{\text{connexion}}$.

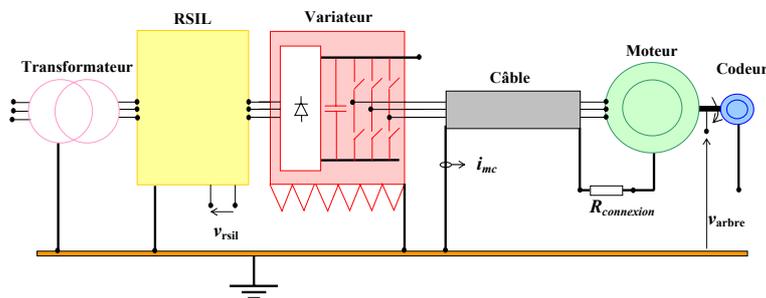


Figure IV.20 Résistance de connexion au blindage

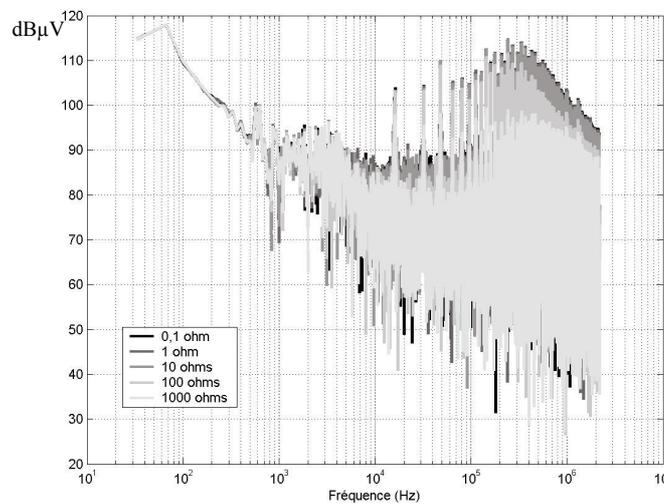


Figure IV.21 Variation du spectre des perturbations ($\text{dB}\mu\text{V}$)

Pour de faibles valeurs de la résistance ($0,1\Omega$ et 1Ω) les spectres sont sensiblement identiques. Les différences apparaissent pour des valeurs importantes de la résistance de connexion. Le spectre des perturbations diminue avec la résistance pour les fréquences supérieures à 80kHz .

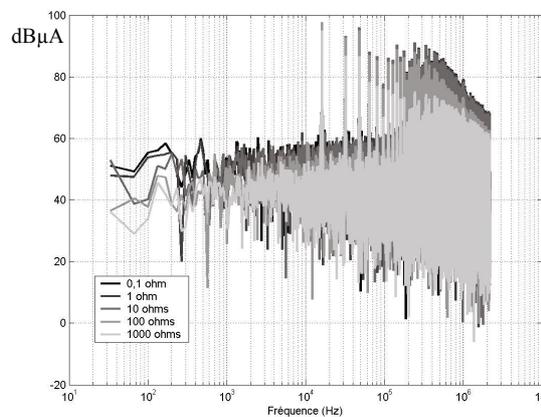


Figure IV.22 Spectre du courant de mode commun ($\text{dB}\mu\text{A}$)

On retrouve la même tendance sur le spectre du courant de mode commun qui est influencé par la résistance de connexion du blindage au-delà de 80kHz. Cet effet semble bénéfique mais il se traduit par une montée en potentiel de la carcasse moteur qui occasionne un fort rayonnement en champ électrique. L'effet est donc défavorable.

4.3.2 Simulation du courant dans le codeur

Il est également possible d'étudier l'impact de différentes mises à la terre des éléments du système et d'observer par simulation l'évolution du courant de mode commun circulant dans le codeur. Rappelons que le codeur est un point d'entrée des perturbations dans l'électronique de commande.

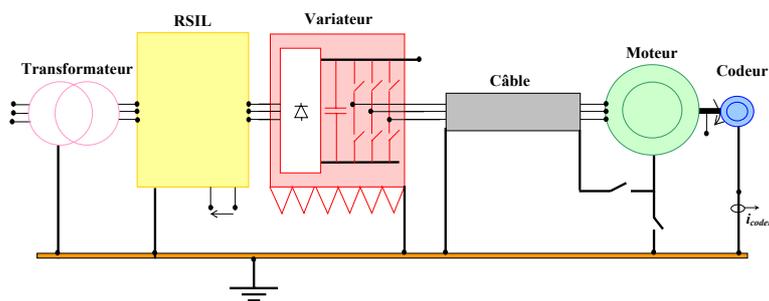


Figure IV.23 *Mesure du courant de mode commun dans le codeur*

Trois simulations ont été réalisées, une première dans le cas normal d'utilisation où la carcasse métallique du moteur est reliée à la terre, une seconde où elle l'est via le blindage du câble, et une troisième où le potentiel de la carcasse métallique est laissé flottant (figure IV.23). On a relevé sur la figure IV.24, dans les trois cas l'allure temporelle et le spectre du courant de mode commun circulant dans le codeur.

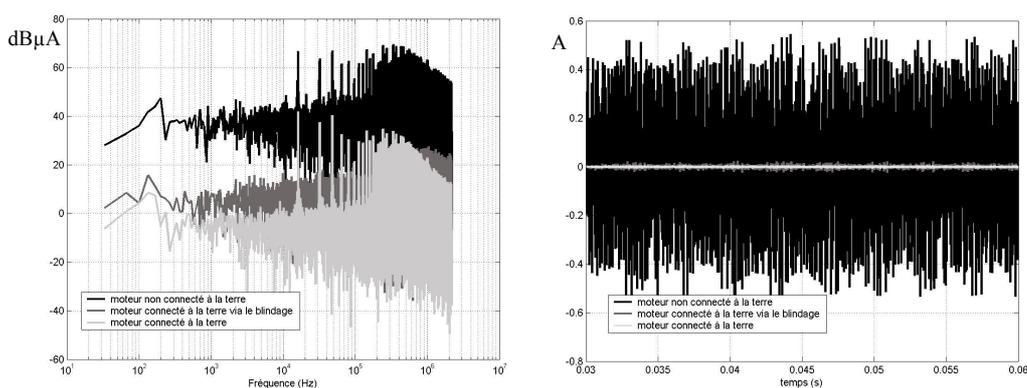


Figure IV.24 *Mesure du courant de mode commun dans le codeur*

On observe sur la courbe fréquentielle approximativement la même allure dans les trois cas, avec une diminution d'environ 30dB sur toute la plage de fréquences par rapport au cas 'flottant' si on connecte le moteur à la terre via le câble blindée, et de 40dB si le moteur est correctement relié à la terre. Sur l'allure temporelle, on relève que les pics de courant sont de

l'ordre de 500mA dans le cas où le châssis métallique n'est pas correctement relié, de l'ordre de 25mA dans le second cas, et de 6mA si le châssis est raccordé correctement. Ces simulations ont été confirmées par la mesure. Dans le cas d'un défaut de raccordement du moteur à la terre, le courant de mode commun est suffisamment important (500mA) pour perturber voire détruire une électronique bas niveau d'instrumentation telle que celle du codeur.

4.2.4 Simulation de l'influence d'une inductance de mode différentiel

Pour illustrer l'utilité du modèle dans une réflexion de conception, nous avons simulé le comportement du spectre des perturbations pour trois valeurs d'une inductance triphasée de mode différentiel (non-couplée) (10mH, 100 μ H, et sans inductance) placée en sortie de l'onduleur.

La simulation a été réalisée dans les dispositions de la figure IV.25 avec une fréquence de découpage de 16kHz. On peut observer l'effet de cette inductance sur le spectre des perturbations à la figure IV.26. On observe une décroissance de la partie HF du spectre avec l'augmentation de la valeur de l'inductance, mais aussi l'apparition d'une résonance autour de 160 kHz (cas L=10 mH).

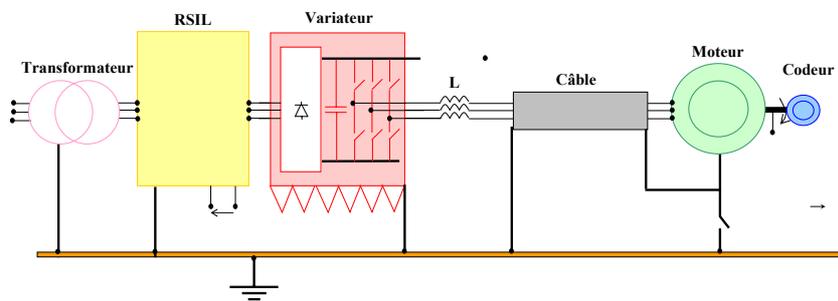


Figure IV.25 Influence d'une inductance en sortie de l'onduleur

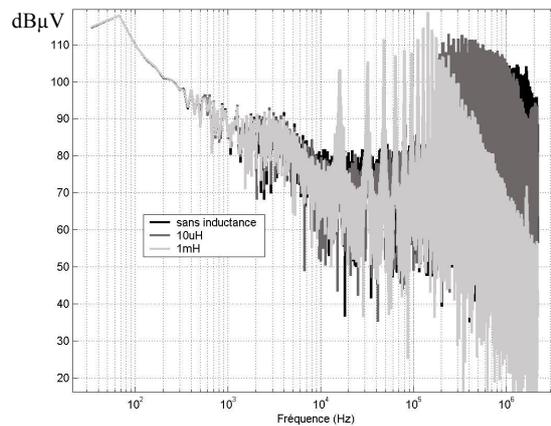


Figure IV.26 Perturbations simulées sur le RSIL pour différentes valeurs d'inductance

Cette étude rapide nous montre qu'il est possible d'étudier la conception de filtre avec cet outil, notamment celle du filtre CEM en entrée du variateur. Toutes les structures de filtre sont simulables et des études paramétrées peuvent conduire à optimiser les valeurs des composants.

IV.4 / Conclusion

Les résultats présentés dans ce chapitre sont assez satisfaisants. Ils valident correctement la cohérence globale de notre modèle jusqu'à quelques mégahertz. Au-delà de ce domaine de fréquences, des divergences apparaissent. Les causes de ces divergences ont été abordées au chapitre III. Elles sont dues pour partie à la non prise en compte des phénomènes propagatifs dans les différentes parties du système. Une amélioration de ce modèle est possible au prix d'une complexification coûteuse en temps de calcul.

La modélisation obtenue nous permet de quantifier l'influence de certains paramètres critiques en CEM sur le comportement du système. Il a par exemple été possible d'étudier l'influence de l'impédance de connexion de la carcasse du moteur au blindage du câble, l'influence des défauts de connexion à la terre, ou encore celle des régimes de neutres. Le modèle développé nous permet donc de simuler le système avec une grande flexibilité.

Les temps de calcul constituent encore un obstacle pour l'utilisation rapide de ce modèle circuit. Pour simuler le comportement du système de 50 Hz à la centaine de mégahertz, il faut simuler quelques périodes basses fréquences avec une discrétisation temporelle suffisamment fine à l'échelle de la période de découpage. Ceci conduit à un nombre de points très important. Une perspective envisageable pour raccourcir les temps de simulation pourrait être d'adopter une démarche en deux temps. On choisirait tout d'abord une discrétisation qui permettrait de calculer les spectres de 50Hz jusqu'à la centaine de kilohertz ; ensuite on simulerait le comportement du système avec un pas de calcul beaucoup plus fin sur quelques périodes de découpage afin de d'obtenir les spectres hautes fréquences. Cette approche qui pourrait faire l'objet d'un travail futur nous paraît intéressante pour calculer des spectres. Elle a toutefois un inconvénient : l'évolution temporelle des phénomènes HF n'est pas retranscrite à l'échelle de la période du réseau.

Chapitre V
Réduction des perturbations

Chapitre V

Réduction des perturbations

V.1 / Introduction

Nous allons dans ce chapitre recenser différentes solutions utilisées dans l'industrie et explorer des dispositifs originaux qui permettent de réduire ou d'isoler les perturbations.

Plusieurs stratégies sont envisageables : il est possible de réduire les sources de perturbations. Il est également envisageable d'augmenter l'impédance présentée aux perturbations dans le but de les atténuer. Une dernière option consiste à modifier les chemins des courants de fuite pour les faire se propager dans des zones non pénalisantes du système en leur présentant une voie de faible impédance.

Pour réduire les sources de perturbations on peut agir sur la commande de l'onduleur en générant les commutations de façon pseudo-aléatoire afin d'étaler les spectres des tensions [LIN99]. On peut également agir sur le contrôle de grille ou annuler la source de perturbation en injectant, grâce à un dispositif actif, une source en opposition.

La solution classique qui permet de respecter les normes internationales consiste à placer en tête du variateur –en amont du pont redresseur- un filtre CEM. On présente ainsi aux perturbations hautes fréquences un chemin de faible impédance qui leur permet de se reboucler dans le système sans se propager vers le réseau. On réalise ainsi une séparation dans le domaine HF entre le réseau et le système de variation de vitesse. C'est exactement ce principe qui est adopté dans un RSIL. Cette solution permet donc de protéger l'environnement extérieur mais ne résout pas les problèmes internes au système puisque les perturbations ne sont pas réduites mais détournées, les effets rayonnés dus à ces courants ne sont pas non plus réglés.

S'il est encore peu réaliste de penser s'affranchir de l'utilisation d'un filtre CEM, il est toutefois possible de réduire son volume et son coût –qui peut représenter 25% du prix du variateur- en imaginant des structures originales de filtrage.

Nous allons présenter dans une première partie les différentes solutions passives permettant de réduire les perturbations, puis dans une seconde partie nous aborderons des solutions actives originales.

V.2 / Dispositifs passifs

5.2.1 Compensation en courant

Principe

La littérature [MURA92] fait état de compensation par des dispositifs passifs. Cette référence présente et développe le principe de compensation directe du courant de mode commun. Celui-ci est représenté sur la figure V.1.

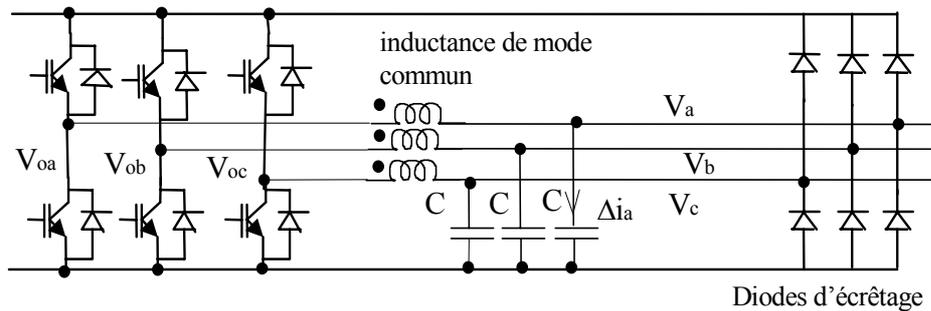


Figure V.1 Principe de compensation du courant de mode commun

Le circuit magnétique couplé impose que : $M \cdot \Delta i_a + M \cdot \Delta i_b + M \cdot \Delta i_c = 0$. Lorsqu'un des potentiels V_o (par exemple V_{oa}) varie durant une durée τ , il en résulte un courant Δi_a dans la capacité correspondante et donc une variation ΔV_a du potentiel de cette capacité : $\Delta V_a = C \cdot \tau \cdot \Delta i_a$. Le couplage magnétique impose alors que deux courants Δi_b et Δi_c , s'établissent tels que : $\Delta i_b = \Delta i_c = -\Delta i_a / 2$. D'où la variation de la tension de mode commun aux bornes de la machine : $\Delta V_{mc} = \Delta V_a + \Delta V_b + \Delta V_c = C \cdot \tau \cdot (\Delta i_a + \Delta i_b + \Delta i_c) = 0$. Le courant de mode commun est donc théoriquement nul puisque la tension de mode commun appliquée au moteur l'est.

Limitations du principe

Les limitations introduites par cette méthode sont toutefois importantes. La première concerne la valeur des capacités C . Le bon fonctionnement de ce principe implique que la variation de tension aux bornes des capacités soit imposée par la commutation de l'onduleur, ce qui sous-entend que leur impédance soit faible devant l'impédance du circuit de fermeture en mode commun (essentiellement capacitive). Compte tenu de l'ordre de grandeur de la capacité de mode commun C_{mc} du moteur (1nF à 10nF pour le domaine considéré), il résulte que C doit plutôt être grand, de l'ordre de quelques C_{mc} . Or le courant capacitif est fourni par les bras d'onduleur, ce qui est très dommageable pour les semi-conducteurs. La seconde limitation est relative à l'inductance couplée. En effet, si son couplage est fort, les condensateurs C

apparaissent en mode différentiel à la sortie des bras d'onduleur, il en résulte donc des impulsions de courant dommageables aux semi-conducteurs. Ces deux raisons imposent donc de dégrader le couplage magnétique de l'inductance, afin que l'inductance de fuite lf qui en résulte limite les courants impulsionnels dans les semi-conducteurs. Il en résulte une dégradation des performances de compensation. Notamment un régime oscillant peut apparaître entre C et lf . Pour cette raison, un dispositif de clamp à diodes est prévu pour limiter cet effet. Un circuit magnétique particulier à jambes de division de flux est nécessaire pour réaliser le composant magnétique. Les auteurs de ce principe présentent donc une étude en fonction du coefficient de couplage, de la valeur de C et du courant supplémentaire dans les semi-conducteurs.

Modélisation

La modélisation proposée a été réalisée dans l'hypothèse d'un onduleur à deux bras (système monophasé), mais les résultats sont directement transposables au régime triphasé. La figure V.2 définit les grandeurs du schéma équivalent.

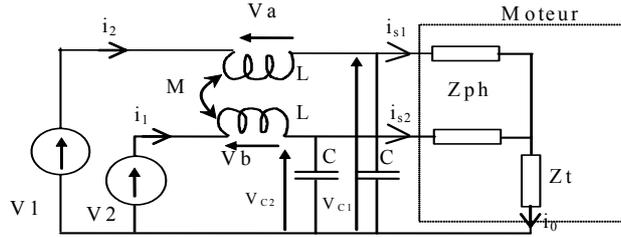


Figure V.2 Modèle monophasé du système

Les équations du système sont :

$$\begin{aligned} V_a &= pLi_2 + pMi_1 \\ V_b &= pMi_2 + pLi_1 \end{aligned} \quad (\text{On notera que } L_1=L_2=L)$$

$$\begin{aligned} V_{c1} &= V_1 - (pLi_2 + pMi_1) \\ V_{c2} &= V_2 - (pMi_2 + pLi_1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{c1} &= Z_1 i_{s1} + Z_t i_0 \\ V_{c2} &= Z_1 i_{s2} + Z_t i_0 \\ i_0 &= i_{s1} + i_{s2} \end{aligned}$$

On peut calculer à partir de ces équations la fonction de transfert entre la tension de mode commun et celle appliquée au moteur :

$$(V_{c1} + V_{c2}) = (V_1 + V_2) \cdot \frac{1}{1 + p \cdot \frac{L + M}{Z_1 + 2Z_t} + p^2(L + M)C}$$

L'expression du courant de mode commun i_o devient :

$$i_o = \frac{(V_1 + V_2)}{Z_1 + 2Z_t} \frac{1}{1 + p \frac{L + M}{Z_1 + 2Z_t} + p^2(L + M)C}$$

Ces expressions permettent de conclure que le système fonctionne en fait comme un filtre passe-bas qui réalise plutôt un filtrage du courant de mode commun qu'une réelle compensation.

Mise en œuvre, mesures

Le système a été mis en œuvre sur un onduleur triphasé (MLI non centrée) de laboratoire alimenté sous 300V. Le contrôle du coefficient de couplage de l'inductance qui nécessite un circuit magnétique avec des jambes de dérivation de flux dont la géométrie est relative au coefficient voulu, a été contourné en associant une inductance parfaitement couplée et trois inductances indépendantes. Le schéma réel est représenté sur la figure V.3.

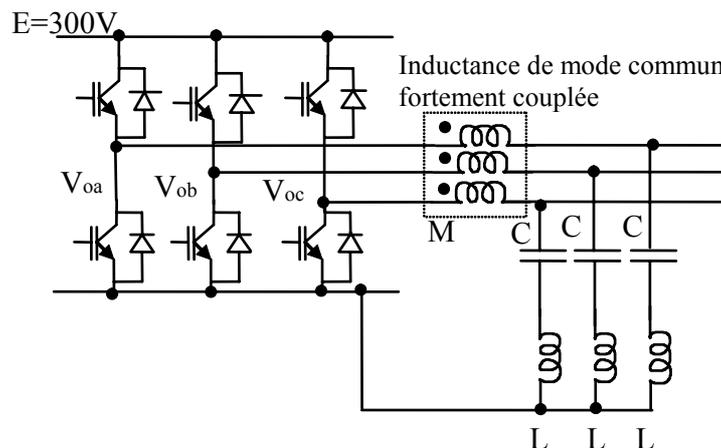


Figure V.3 Schéma du montage

Les valeurs des composants ont été calculées de façon à obtenir une atténuation d'au moins 20 dB de la tension de mode commun en aval du dispositif. Ce calcul nous a conduit aux valeurs suivantes : $L=10\text{mH}$, et $M=680\mu\text{H}$, $C=6,8\text{nF}$. L'inductance couplée a été réalisée avec deux tores superposés FT63, de matériau T6 (3x30 spires). La fréquence de coupure obtenue avec ce filtre vaut 20 kHz.

On a mesuré sur la figure V.4 les tensions de mode commun en amont (côté onduleur) et en aval du dispositif (côté machine). On constate effectivement un effet de filtrage introduit par

le système, le fondamental de V_{mc} subsiste mais atténué, les harmoniques ont été considérablement atténuées.

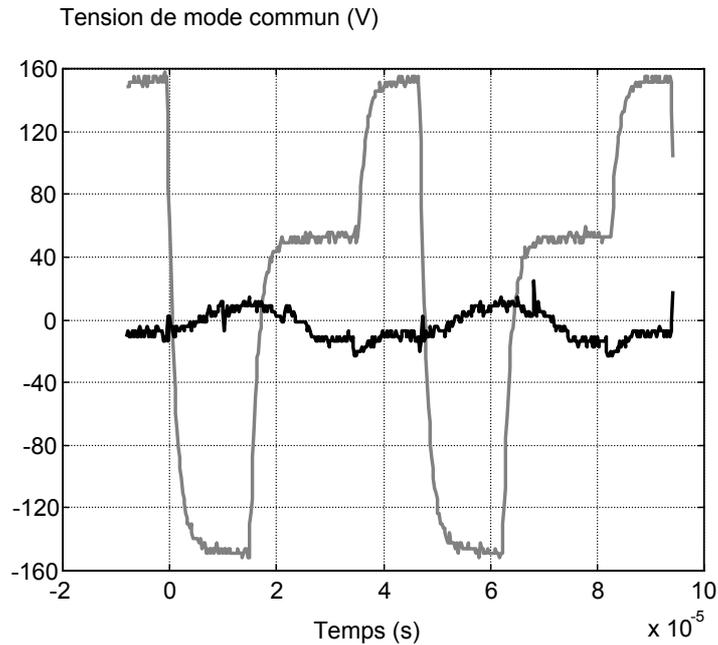


Figure V.4 Tension de mode commun en amont (gris) et en aval (noir) du dispositif

Les mêmes observations peuvent être faites sur les courbes de la figure V.5 qui présentent le courant de mode commun dans la machine sans le dispositif de compensation (à gauche) et avec (à droite).

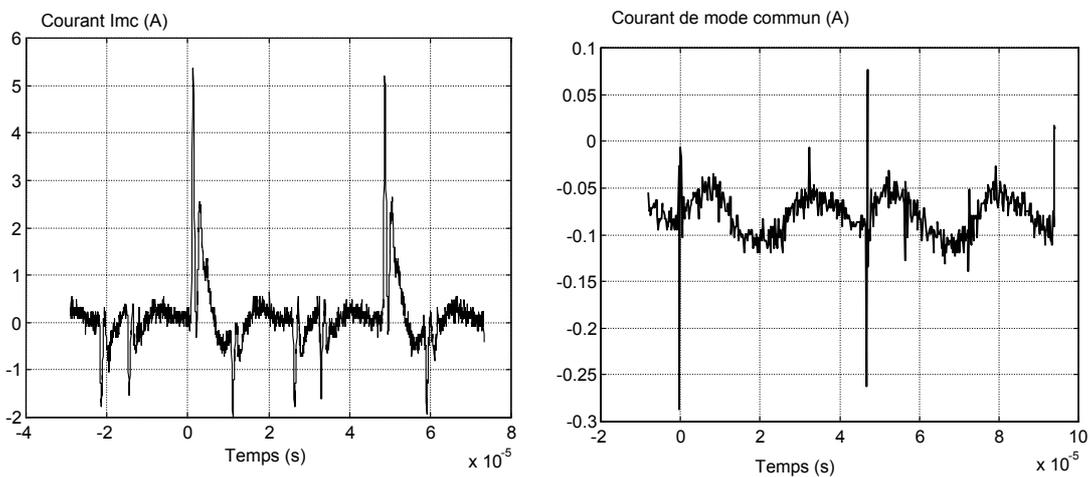


Figure V.5 Courants de mode commun sans (à gauche) et avec (à droite) le dispositif

La figure V.6 permet de comparer les spectres de perturbations conduites mesurées sur le RSIL. Le dispositif permet une atténuation notable du spectre.

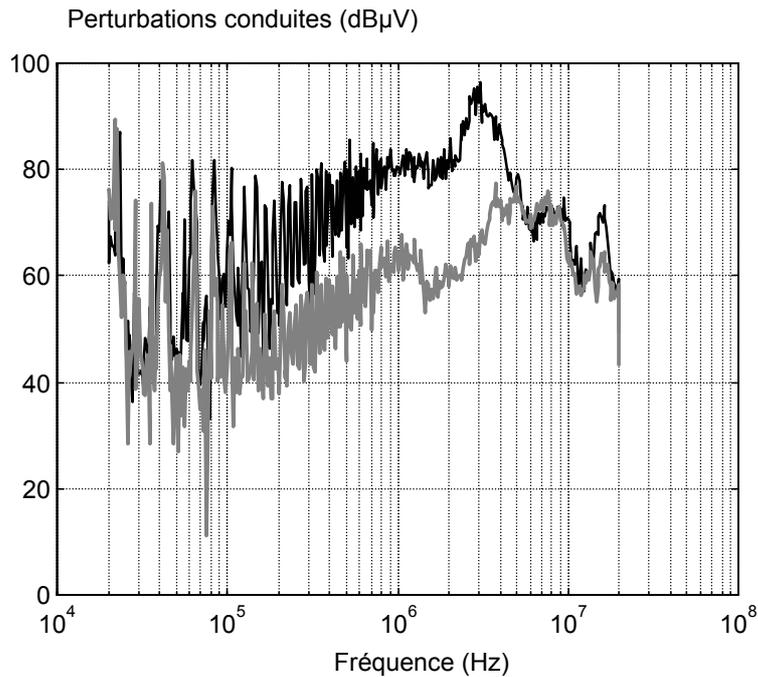


Figure V.6 *Spectre des perturbations conduites mesurées sur le RSIL*

Le système donne des résultats intéressants dans la gamme de fréquences [100 kHz – 5 MHz] au prix soit de l'utilisation d'un circuit magnétique complexe et donc coûteux (jambes de dérivation du flux pour accroître l'inductance de fuite), soit au prix d'un nombre important de composants magnétiques (4).

Le dimensionnement conduit néanmoins à des valeurs d'inductances supplémentaires élevées dont il faudrait optimiser le volume. Par ailleurs, on constate que, pour accroître l'efficacité du système, il faut abaisser la fréquence de coupure du filtre, donc augmenter les valeurs de L et de C. Il en résulte un volume de filtre qui peut devenir important et des contraintes supplémentaires en courant pour les semi-conducteurs.

Enfin, la nécessité de placer un écrêteur triphasé à diodes pour limiter les régimes oscillatoires du filtre complexifie la structure. D'une façon générale cette étude nous permet de conclure qu'un dispositif de compensation passif se résume à un simple filtrage. La compensation pure n'est possible qu'en théorie avec des éléments parfaits.

5.2.2 Inductance couplée de mode commun [JORG98] [GRAN98]

Afin de comparer les différentes solutions abordées au cours des paragraphes suivants, nous allons établir les résultats en termes de réduction du spectre des perturbations conduites par un filtrage inductif de mode commun en sortie du variateur (figure V.7) qui servira de référence. Le filtrage est constitué d'une inductance triphasée couplée, qui a été bobinée 'trois fils en main'. Cette inductance qui sera gardée identique pour les autres dispositifs de filtrage ou de compensation des perturbations, est constituée de deux tores superposés FT63, de matériau T6. Le bobinage est constitué de 3x30 spires. Cette valeur a été calculée pour atténuer la tension de mode commun de 20dB de 100kHz à 1MHz. L'impédance de mode commun du moteur nous a conduit à introduire une inductance de 18mH dans le circuit de mode commun.

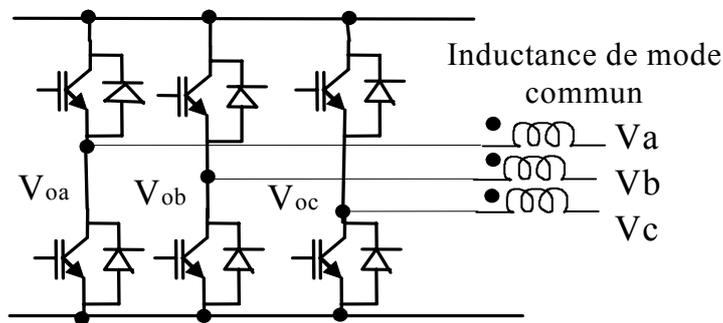


Figure V.7 Filtrage de mode commun en sortie du variateur

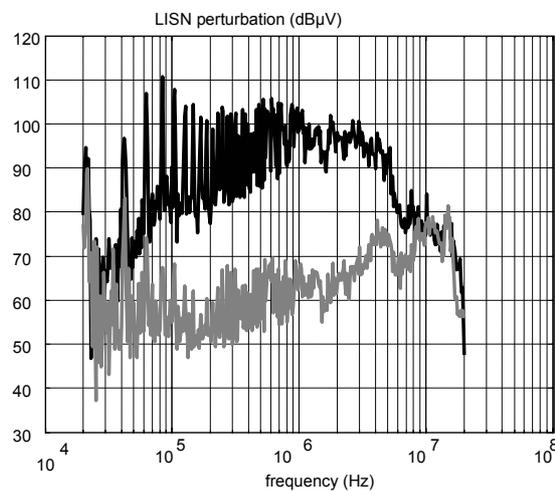


Figure V.8 Effets d'une inductance de mode commun sur les perturbations mesurées au RSIL

Ce filtrage provoque une réduction des perturbations mesurées au RSIL (figure V.8). La réduction évolue entre 15 et 30 dB sur deux décades de fréquence [70kHz, 7MHz], l'atténuation du mode commun est bien obtenue dans la gamme de fréquence attendue. Au-delà de 7MHz les capacités inter-spires du transformateur dégradent l'impédance de mode commun du dispositif et ses performances. La mesure identique réalisée avec la même

inductance placée en amont sur le bus continu nous a donné les mêmes résultats. Cette dernière solution est plus avantageuse sur le bus continu car il n'y a que deux enroulements sur le même circuit magnétique. L'étude [OGAS97] montre qu'il est possible d'améliorer ce principe en insérant un terme résistif dans le circuit de mode commun grâce à un quatrième enroulement court-circuité par une résistance. Une valeur optimale de la résistance permet d'obtenir un gain de quelques dB par rapport à une inductance seule (cas particulier où la résistance est infinie).

Une autre variante du principe de compensation est présentée sur la figure V.9. Le courant de mode commun est capté sur le bus continu et réinjecté en opposition à la terre en profitant du point milieu capacitif des condensateurs de découplage d'entrée. Le schéma équivalent de ce système est représenté sur la figure V.10.

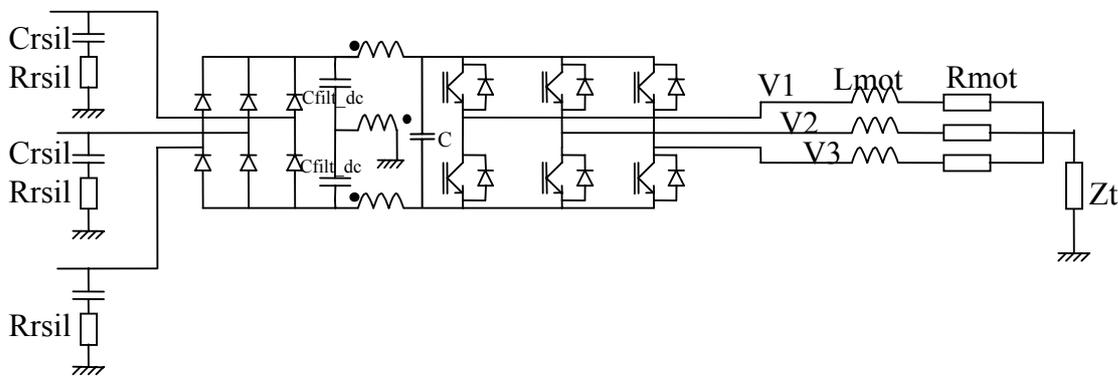


Figure V.9 Schéma de principe de la compensation en courant

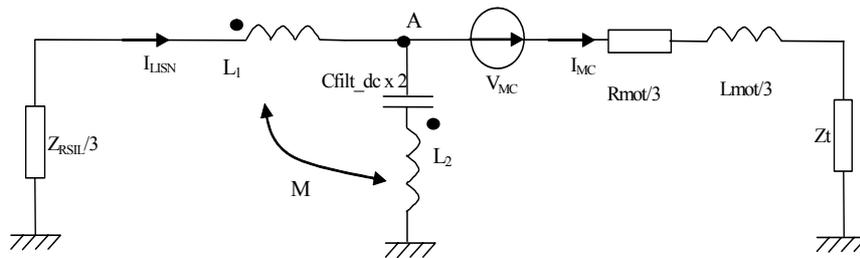


Figure V.10 Schéma équivalent de la compensation

Le but de ce montage est d'augmenter l'impédance du circuit de mode commun et de lui proposer un circuit de rebouclage de faible impédance en aval du RSIL. Ceci afin de séparer le courant de mode commun dans le RSIL qui mesure les perturbations.

Dans la gamme de fréquence considérée, l'impédance des capacités du bus continu est négligeable. Le schéma de la figure V.10 nous permet de calculer l'impédance entre le point A et la terre :

$$Z_{eq} = pL \left(\frac{p(M + L_2)}{Z_{RSIL} + p.(2M + L_1 + L_2)} + 1 \right)$$

Si le transformateur est parfaitement couplé nous savons que $M=L_1=L_2$. Nous pouvons aussi observer que $Z_{RSIL} \ll pL$, et qu'en conséquence : l'impédance entre le point A et la terre vaut approximativement :

$$Z_{eq} = \frac{3}{2} pL$$

Le rapport entre le courant dans le RSIL et le courant de mode commun vaut donc : $\frac{I_{LISN}}{I_{MC}} = \frac{1}{2}$

En conséquence, le courant de mode commun mesuré au RSIL est divisé par trois comparé à la solution 'inductance de mode commun' simple, soit un gain de $20\log(3) \approx 10dB$. En changeant simplement la configuration de l'inductance couplée de mode commun, il est possible de réduire les perturbations mesurées de 10dB.

Nous pouvons observer l'efficacité de ce système sur la figure V.11 qui présente les spectres de perturbations mesurées au RSIL avec l'inductance de mode commun de référence et la nouvelle configuration évoquée. Le dispositif expérimental est identique à celui du paragraphe précédent (onduleur alimenté sous 300V). Les caractéristiques du transformateur sont les mêmes qu'au paragraphe précédent. On peut observer un gain de 10dB sur une plage de fréquence de 100kHz à 4MHz. Là encore le principe est limité en fréquence par les éléments parasites : les effets capacitifs de l'inductance couplée.

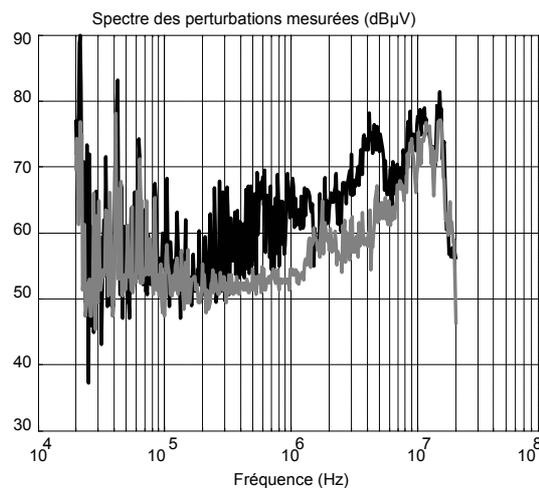


Figure V.11 Comparaison : Transformateur d'intensité (gris) / Self de Mode Commun (noir) : Spectre Mesuré au RSIL (dBµV)

Conclusion

Les résultats obtenus par cette méthode sont satisfaisants. Mais s'il est possible de respecter les normes en entrée du variateur, les nuisances liées au courant de mode commun ne sont pas complètement solutionnées. En effet ce principe court-circuite les perturbations via les capacités du bus continu, mais les problèmes de vieillissement des enroulements et des roulements ainsi que la circulation du courant de mode commun dans le câble sont inchangés. Soulignons tout de même le caractère intéressant de cette solution qui permet sans coût supplémentaire de gagner 10dB sur deux décades.

V.3 / Dispositifs actifs

5.3.1 Compensation par quatrième bras d'onduleur

Principe

La compensation par un quatrième bras d'onduleur a été proposée par [JULI99] [JULI96]. Elle consiste à réaliser la tension de compensation de mode commun non pas par un dispositif linéaire, mais par un quatrième bras d'onduleur. L'intérêt est d'utiliser des semi-conducteurs en commutation qui peuvent être de faible calibre et hybridés avec le pont de puissance. Toutefois, le système présente une limitation importante sur le taux de la modulation de largeur d'impulsion (0,66) dans le cas d'une MLI intersective.

Dans l'étude en référence, le dispositif permet un filtrage en mode différentiel et en mode commun. En effet les fluctuations de la tension de mode commun sont compensées par le quatrième bras, comme représenté sur la figure V.12. Le dispositif permet donc d'obtenir une tension quasi-sinusoïdale BF en sortie et de réduire le courant de mode commun du moteur.

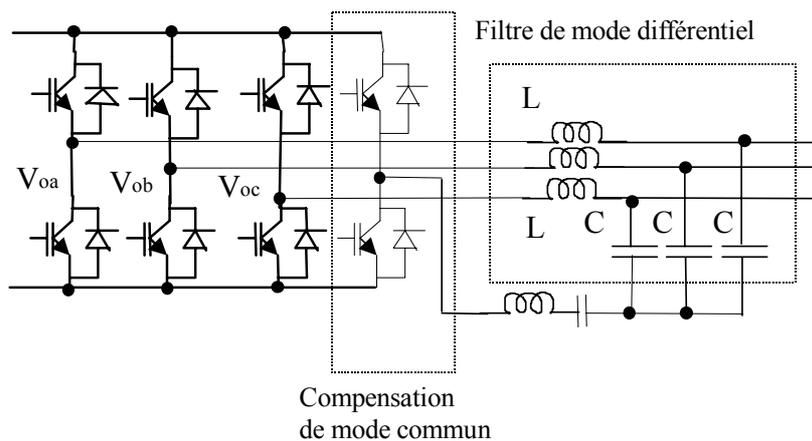


Figure V.12 Onduleur avec filtre de sortie en mode différentiel, compensé par un quatrième bras

Le principe de réalisation de la tension de compensation est représenté sur la figure V.13. Il consiste à décaler les impulsions de chaque bras de 120° (période de découpage). Ceci est obtenu en utilisant trois porteuses triangulaires déphasées de 120° . Il en résulte que, si on limite le taux de modulation de la MLI, la tension de mode commun est constituée de seulement deux niveaux au lieu de trois comme classiquement.

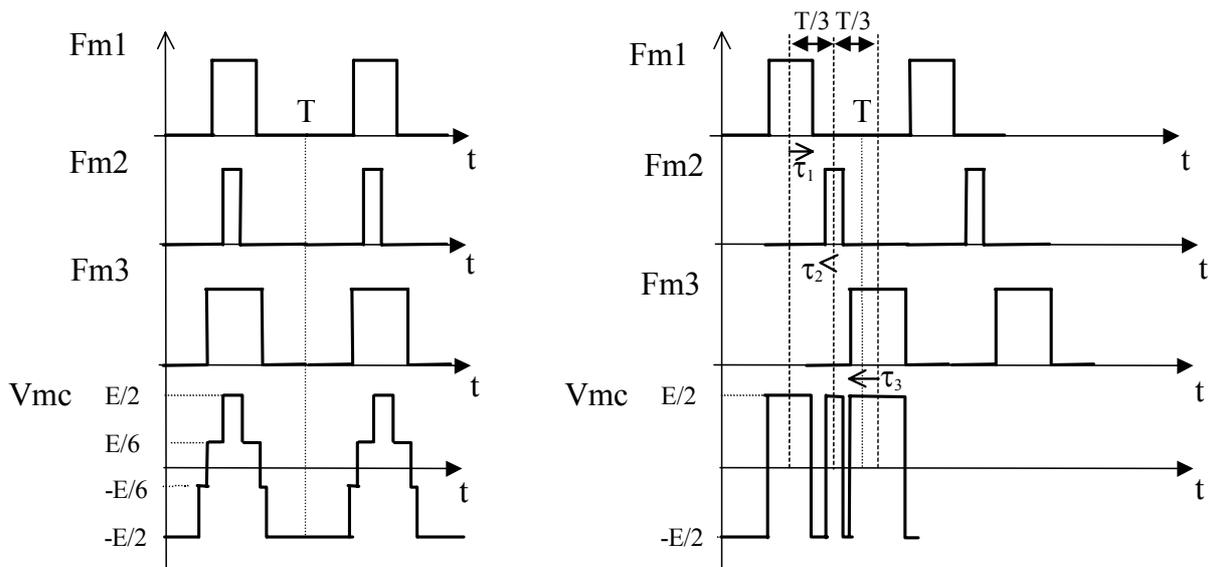


Figure V.13 Tension de mode commun dans le cas d'une MLI triphasée à porteuses décalées

La tension de compensation peut être simplement obtenue en commandant le quatrième bras avec la fonction de modulation suivante :

$$F_{M4} = 1 - \sum_{i=1 \rightarrow 3} F_{Mi}$$

Toutefois, une restriction importante concerne l'indice de modulation maximal m . Pour obtenir une modulation telle que représentée sur la figure V.13, il faut réaliser la comparaison triangle (porteuse) - sinusoïde (modulante) tel que représenté sur la figure V.14.

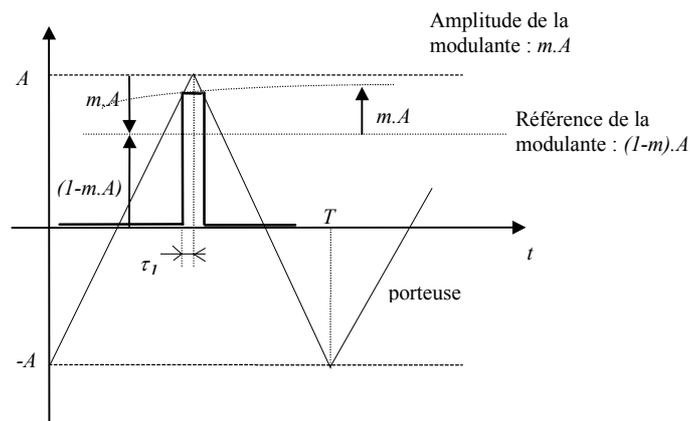


Figure V.14 Principe d'élaboration de la MLI

Les expressions des différents temps τ sont données par :

$$\tau_1 = \frac{T}{4} \cdot m \cdot (1 - \sin(\theta)) \quad \tau_2 = \frac{T}{4} \cdot m \cdot (1 - \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})) \quad \tau_3 = \frac{T}{4} \cdot m \cdot (1 - \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}))$$

Ainsi la somme des différents t consécutifs doit être inférieure au déphasage entre les porteuses, soit la condition :

$$\sup(\tau_i + \tau_j) < T/3$$

En calculant l'expression de cette somme, il vient :

$$\tau_1 + \tau_2 = \frac{T}{4} \cdot m \cdot (2 - \sin(\theta - \frac{\pi}{3}))$$

D'où la condition que : $m \leq \frac{4}{9}$

On remarque que ce taux de modulation est faible (0,44) et qu'il ne permet donc pas d'exploiter toute la dynamique de commande de l'onduleur. L'article en référence annonce un taux de 0,66 qui n'a pu être mis en évidence par le calcul. Pour remédier à ce problème très limitant, les auteurs proposent une stratégie de modulation vectorielle [ORIT97]. Ceci permet d'atteindre un taux de modulation de 0,80 (contre 0,86 le maximum possible). Toutefois la modulation vectorielle n'est pas adaptée à tous les types de contrôle. Cette stratégie de compensation reste donc assez limitative.

Notons également qu'il serait possible d'améliorer la compensation de la tension de mode commun à 4 niveaux en utilisant un quatrième bras d'onduleur multiniveaux (figure V.15) qui délivrerait 3 niveaux. Une solution de ce type ne serait donc pas limitante en terme de taux de modulation.

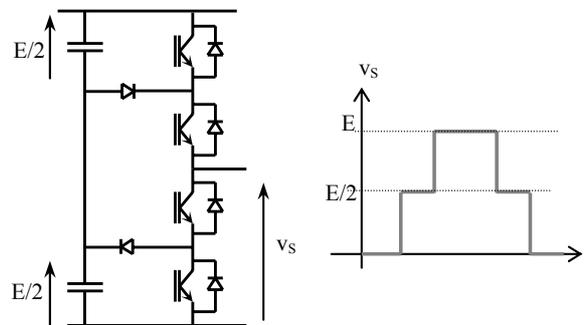


Figure V.15 Bras d'onduleur trois niveaux, structure NPC

Une autre méthode utilisant un onduleur multiniveaux permet de réduire drastiquement la tension de mode commun, elle a été mise en évidence par [ABDE03]. En effet si on utilise un onduleur triphasé multiniveaux, il est possible de compenser les variations de la tension de mode commun en utilisant des commutations sur plusieurs bras simultanément. Cette compensation a été testée sur une commande vectorielle complexe à un onduleur multiniveaux. Elle semble donner des résultats satisfaisants sur une très large gamme de fréquences sans restriction de la dynamique de commande.

5.3.2 Compensation active linéaire

Principe et schéma du dispositif

Le principe de compensation active consiste à mesurer la tension de mode commun, à l'amplifier par un dispositif actif puis à la sommer en opposition avec la tension de mode commun générée par l'onduleur [OGAS98]. Dans l'étude citée en référence, l'amplificateur est alimenté sous la tension du bus DC. La tension d'alimentation des amplificateurs linéaires étant limitée, les auteurs présentent les résultats de ce dispositif pour une tension du bus DC limité à 280V. Ce principe est représenté sur le schéma équivalent homopolaire de la figure V.16.

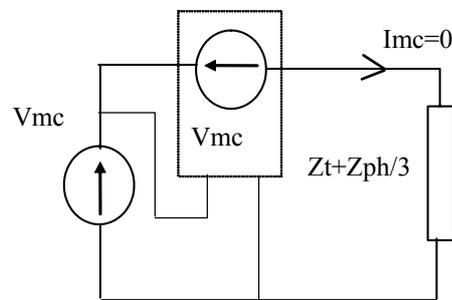


Figure V.16 Schéma de principe, représentation homopolaire

Nous avons fait le choix d'utiliser un amplificateur linéaire basse tension. La structure complète insérée dans l'onduleur est représentée à la figure V.17.

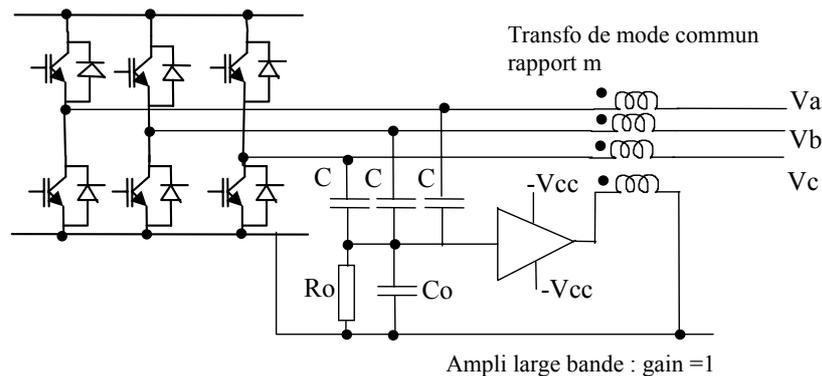


Figure V.17 Filtre actif complet de mode commun

La tension de mode commun est reconstituée et adaptée au niveau d'entrée de l'amplificateur classe B, par le réseau de condensateurs C et Co. L'amplificateur est à gain unitaire pour bénéficier d'une large bande passante, de plus il doit être capable de fournir un courant de sortie suffisant, comme on le verra plus loin. Il est pourvu en énergie par les alimentations

auxiliaires disponibles dans le variateur de l'ordre de 15 à 20V. Le primaire du transformateur est soumis à la tension maximale délivrée par l'amplificateur, soit sensiblement $\pm V_{cc}$. Par conséquent, le transformateur de mode commun doit avoir un rapport de transformation élévateur, ce qui pose quelques problèmes de réalisation, qui seront vus ci-après

Dimensionnement des composants

Les éléments principaux à dimensionner sont l'amplificateur et le transformateur de mode commun compte tenu du choix fait sur l'alimentation de l'amplificateur. L'élément présentant le maximum de degré d'adaptation est le transformateur. Le système fonctionnant en régime linéaire, il est nécessaire d'évaluer la puissance consommée par l'amplificateur compte tenu de sa charge purement inductive (inductance primaire L_{μ} du transformateur). La figure V.18 permet de préciser les phases dissipatives de l'amplificateur, on suppose la dynamique de sortie de l'amplificateur égale à la tension d'alimentation V_{cc} . On a représenté la tension de sortie V_s de l'amplificateur, la tension V_{ce} aux bornes d'un transistor de sortie de l'amplificateur et le courant de sortie I_s .

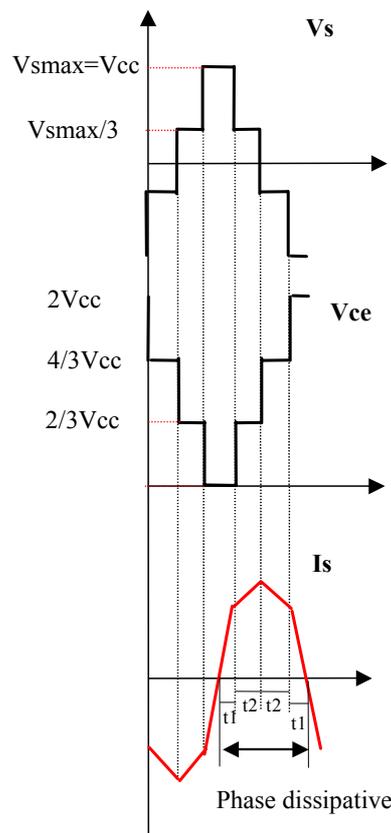


Figure V.18 Phases dissipatives de l'amplificateur

L'expression des pertes totales de l'étage push-pull en fonction de la tension maximale de sortie V_{smax} et du rapport α est donnée par :

$$P_S = \frac{V_{smax}^2 t_1}{2L\mu} \left(\frac{1 + 2\alpha + 2\alpha^2}{1 + \alpha} \right)$$

Cette fonction est maximisée pour $\alpha=0$ par :

$$P_S = \frac{V_{smax}^2 T_D}{8L\mu} = \frac{V_{cc}^2 T_D}{8L\mu}$$

La valeur maximale du courant I_{smax} est donnée par :

$$I_{smax} = \frac{V_{cc} \cdot t_1}{L\mu} \left(1 + \frac{\alpha}{3} \right) = \frac{V_{cc} T_D}{4L\mu} \frac{(1 + \alpha/3)}{(1 + \alpha)}$$

Cette valeur est maximale pour $\alpha=0$, soit : $I_{smax} = \frac{V_{cc} \cdot T_D}{4L\mu}$

On constate donc que plus la dynamique de sortie de l'amplificateur est importante, plus les pertes et le courant I_{smax} s'accroissent ($L\mu$ et T_D étant constant). Par conséquent, un compromis est à trouver entre les valeurs de P_S , I_{smax} et $L\mu$.

Deux situations ont été envisagées :

1) L'amplificateur push-pull est alimenté par le bus continu $E=550V$, les transistors doivent supporter cette tension. On choisira un calibre 800V par sécurité sachant que le potentiel du bus continu peut monter à 700V. Dans ce cas d'alimentation, un condensateur en série (forte valeur, isolé 800V) avec le push-pull est nécessaire pour rejeter la composante continue. La fréquence de découpage est de 20kHz. La courbe de la figure V.19 indique alors l'évolution de la puissance dissipée dans l'amplificateur en fonction de la valeur de l'inductance $L\mu$.

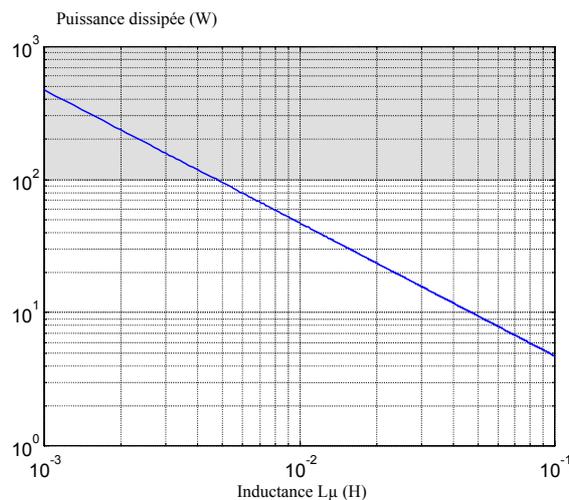


Figure V.19 Evolution de la puissance dissipée selon la valeur de $L\mu$ pour $E=550V$

On constate alors que pour obtenir une puissance dissipée tolérable ($<100\text{W}$), la valeur de L_μ doit être grande ($L_\mu > 5\text{mH}$). Ainsi, le volume du dissipateur associé à l'amplificateur et celui du transformateur sont importants, le rendement de l'équipement se dégrade, ainsi que son volume.

2) Le push-pull est alimenté en basse tension ($V_{cc}=15\text{V}$) et l'amplificateur est un composant monolithique intégré caractérisé par sa puissance dissipable et son courant maximal de sortie, mais le transformateur de sortie doit être élévateur.

La figure V.20 montre l'évolution de la puissance dissipée dans ce composant et celle du courant I_{smax} .

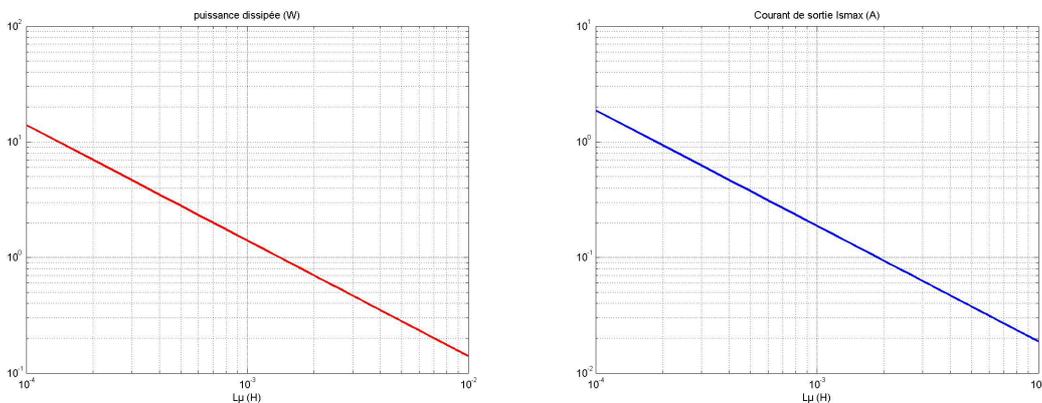


Figure V.20 Evolution de la puissance dissipable et du courant I_{smax}

On constate cette fois que pour la même gamme de variation de L_μ , la puissance reste très faible. Le courant de sortie est limité. Pour accroître le niveau de courant disponible, on peut toutefois envisager l'utilisation de transistors Darlington.

Dans tous les cas, nous avons intérêt à maximiser la valeur de L_μ . Ceci peut être obtenu par le choix de matériaux de type nanocristallin qui permettent d'obtenir des perméances élevées. Le transformateur étant élévateur, le nombre de spires sera alors tolérable si la perméance μ est élevée, ce qui est le cas des matériaux nanocristallins.

La procédure de dimensionnement est la suivante :

On choisit un amplificateur intégré possédant un ratio performances/coût satisfaisant. Les critères de choix de l'amplificateur sont les suivants :

- bande passante de l'ordre de celle sur laquelle on doit compenser les courants de mode commun (typiquement 0-10MHz au moins), ce qui limite généralement le gain disponible à l'unité.
- slew-rate très élevé (de l'ordre de $1\text{kV}/\mu\text{s}$)

- courant de sortie le plus élevé possible (ce point contribue à minimiser les dimensions du composant magnétique, voir plus loin).
- tension d'alimentation compatible avec les auxiliaires disponibles (quelques 10V)

Un exemple de choix possible est le BUF634 de BURR BROWN, c'est un amplificateur buffer à gain unitaire : $I_{smax}=250mA$, $BP=30MHz$, $V_{smax}=V_{cc}=15V$. La contrainte de I_{smax} détermine le choix de la valeur de $L\mu$:

$$L\mu = \frac{V_{cc}T_D}{4I_{smax}}$$

L'inductance est réalisée en employant un circuit magnétique de perméance Al , on en déduit $N1$:

$$N1 = \sqrt{\frac{V_{cc} \cdot T_D}{4I_{smax} \cdot Al}}$$

Le rapport de transformation est fixé par l'amplitude de la tension de mode commun V_{mc} soit $E/2$, ce qui détermine $N2$:

$$N2 = \frac{E}{2V_{cc}} \cdot N1$$

Le choix de la géométrie du circuit magnétique est réalisé en considérant que les $N2$ spires doivent être logées dans sa fenêtre centrale. Compte tenu de la nature des matériaux, la seule forme disponible est le tore. Si on suppose que les enroulements occupent les $3/4$ de la surface intérieure du tore (nécessaire pour bobiner), on en déduit que le diamètre intérieur d_{int} doit respecter :

$$\frac{3}{4} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot d_{int}^2 \geq 3 \cdot N2 \cdot S_{cu}$$

S_{cu} est la section de cuivre des conducteurs de sortie de l'onduleur, I_{pheff} est le courant efficace de sortie et δ est la densité de courant admissible dans les bobinages et k est le coefficient de foisonnement des conducteurs.

La relation précédente peut encore s'écrire en tenant compte des relations précédentes :

$$d_{int} \geq \sqrt{\frac{16 \cdot E \cdot I_{pheff} \cdot k}{\pi \cdot \delta}} \cdot \sqrt{\frac{T_D}{4V_{cc} \cdot I_{smax} \cdot Al}}$$

La procédure de dimensionnement consiste donc à choisir a priori une valeur de Al dans une documentation technique, puis à déterminer la valeur de d_{int} correspondante. Si elle existe le choix est fixé, sinon, un nouveau choix de Al est nécessaire, jusqu'à trouver une solution. Notons qu'il est envisageable d'empiler les circuits magnétiques pour accroître Al .

Exemple de calcul pour un variateur industriel :

Pour le cas d'un onduleur alimenté sur le réseau 400V, commutant à 16kHz, on peut choisir les données suivantes :

$$Al=40\mu H/s^2, E=550V, k=1,5 \text{ et } T_D=62,5\mu s (F_D=16kHz).$$

On détermine $d_{int} > 49\text{mm}$. On en déduit que le tore référencé F7555G de HITACHI peut convenir, noter qu'une perméance aussi élevée n'est possible qu'avec un matériau nanocristallin.

Il en résulte que $N1=5$ spires et $N2=88$ spires de diamètre 1,4mm.

Exemple réalisé pour un onduleur de laboratoire :

Les essais réels ont été réalisés avec un onduleur alimenté sous 150V, le calcul a été réadapté pour cette donnée. Les résultats expérimentaux présentés dans la suite ont été obtenus avec ce transformateur. On utilise le même transformateur que dans les paragraphes précédent avec un quatrième enroulement afin de pouvoir comparer les résultats obtenus avec les solutions passives exposées plus haut.

Circuit magnétique : 2 tores FT63 superposés matériau T6 (TPC), $Al=20\mu\text{H/s}^2$, $N1=6$ spires, $N2=30$ spires. Nous obtenons alors un rapport de transformation de 5, qui sous une tension d'alimentation de l'amplificateur linéaire de 15V nous permet de compenser une tension maximale de mode commun de 75V –tension maximale si l'onduleur est alimenté sous 150V-.

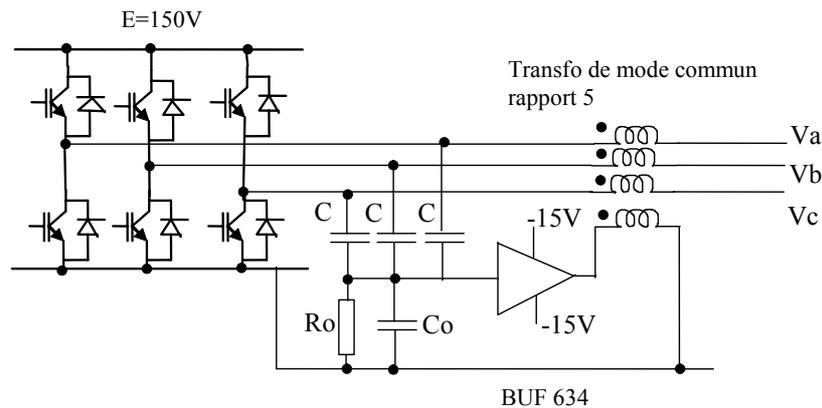


Figure V.21 Dispositif mis en oeuvre

Limitations introduites par le transformateur

Les limitations au principe de compensation sont dues à l'amplificateur de puissance et aux caractéristiques du transformateur. La figure V.21 représente le schéma homopolaire du système de compensation, en faisant apparaître les défauts du transformateur. On peut modéliser celui-ci par un quadripôle [Y] qui tient compte des aspects inductifs, des mutuelles et des couplages électrostatiques. Le gain G de l'amplificateur et du capteur de tension de mode commun (diviseur capacitif) est supposé non constant en fonction de la fréquence. Compte tenu du fait que le potentiel entre deux extrémités du transformateur est imposé par la

tension V_{mc} et par la tension de sortie de l'amplificateur ($V_{mc}(1-G(\omega))$), un modèle du transformateur à trois capacités est suffisant, il est représenté sur la figure V.22.

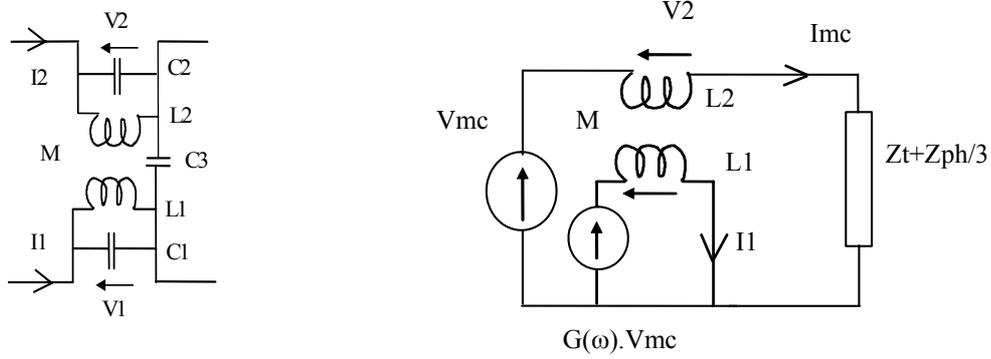


Figure V.22 Schéma équivalent du transformateur et du système de compensation

Les paramètres Y du transformateur sont donnés par :

$$[Y] = \begin{bmatrix} pC_{11} + \frac{L_2}{p(L_1L_2 - M^2)} & pC_{12} - \frac{M}{p(L_1L_2 - M^2)} \\ pC_{12} - \frac{M}{p(L_1L_2 - M^2)} & pC_{22} + \frac{L_1}{p(L_1L_2 - M^2)} \end{bmatrix}$$

Avec : $C_{11} = C_1 + C_3$, $C_{12} = C_{21} = -C_3$, $C_{22} = C_2 + C_3$

Les équations du système sont (on pose que $Y_t = 1/(Z_t + Z_{mc})$:

$$i_1 = Y_{11}G(\omega) \cdot V_{mc} + Y_{12}V_2$$

$$i_{mc} = Y_{21}G(\omega) \cdot V_{mc} + Y_{22}V_2 = (V_{mc} - V_2) \cdot Y_t$$

On en déduit que :

$$i_{mc} = \frac{V_{mc}}{1 + \frac{Y_{22}}{Y_t}} \cdot (Y_{21} \cdot G(\omega) + Y_{22})$$

La condition de compensation correspond à l'annulation du terme en facteur avec V_{mc} . On peut définir la fonction d'erreur relative par $\varepsilon(\omega)$: $\varepsilon(\omega) = \frac{Y_{21}}{Y_{22}} G(\omega) + 1$

Cette expression montre que la condition de compensation ne peut être réalisée que sur une certaine plage de fréquence. Elle dépend des performances de l'amplificateur, de l'inductance de fuite du transformateur et de ses capacités réparties. Des mesures ont été réalisées en vue d'identifier les paramètres du transformateur quatre enroulements présentés plus haut. Notez que les trois enroulements secondaires ont été placés en parallèle (et n'en constituent plus qu'un seul) pour être dans les conditions de modélisation de le schéma de la figure V.22.

Les paramètres suivants ont été identifiés sur le transformateur par des essais à vide et en court-circuit au primaire puis au secondaire (mesures effectuées à l'analyseur de réseau) :

$$C_1=5,5pF, C_2=36,9pF, C_3=3pF,$$

On en déduit que :

$$C_{11}=8,5pF, C_{12}=C_{21}=-3pF, C_{22}=39,9pF \quad L_1=682\mu H, L_2=17,03mH, M=3,406mH.$$

On peut ensuite comparer sur la figure V.23 la validité du modèle (courbes en pointillé) avec les mesures effectuées expérimentalement (traits pleins) en circuit ouvert au primaire puis en court-circuit. L'identification des paramètres du transformateur est satisfaisante jusqu'à environ 100MHz.

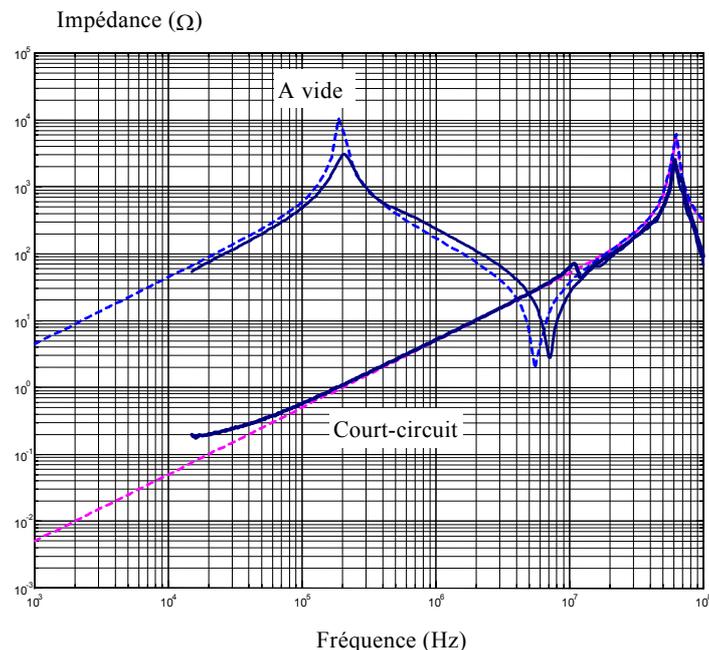


Figure V.23 Impédances à vide et en court-circuit du transformateur mesurées (trait plein) et simulées (trait discontinu)

La fonction $G(\omega)$ est un premier ordre, d'après les documents constructeur. La fréquence de coupure se situe à 10MHz.

A partir des résultats d'identification, on peut calculer l'évolution de la fonction d'erreur en fonction de la fréquence. Les résultats sont présentés à la figure V.24. On peut constater que le niveau d'erreur devient significatif ($> 10\%$) à partir d'environ 1MHz. Or, les mesures présentées au paragraphe suivant montrent clairement que le système de compensation actif n'est plus performant au-delà de cette fréquence. Le rôle majeur du transformateur dans les performances globales du système est ainsi mis en évidence. Il faut donc absolument chercher à réduire les effets parasites, capacités réparties et inductance de fuite. Ceci n'est pas toujours compatible avec un rapport de transformation élevé et une très forte inductance magnétisante qui nécessite un grand nombre de spires.

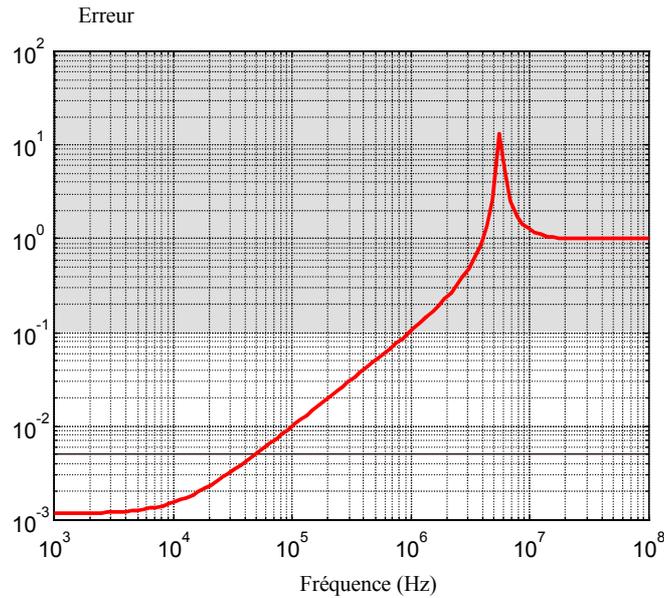


Figure V.24 Evolution de la fonction d'erreur avec la fréquence

Amélioration des performances du transformateur

Le compromis que doit réaliser le transformateur est le suivant : si on souhaite dissiper peu de puissance dans le système de compensation active, l'amplificateur linéaire doit travailler à basse tension. Le transformateur doit donc être élévateur (de valeur importante), ce qui, compte tenu des perméabilités disponibles pour les matériaux magnétiques, détermine un nombre de spires important d'où une capacité rapportée au primaire généralement élevée (l'ordre de grandeur mesuré est de 10 nF). L'amplificateur doit donc fournir un courant capacitif qui limite ses performances. Ceci constitue donc une limitation importante.

Le choix de matériaux nanocristallins pour le transformateur permet de réduire significativement le nombre de spires primaires et secondaires. Cependant le matériau étant très conducteur (à l'inverse des ferrites), même avec un faible nombre de spires, la capacité répartie reste élevée. Nous avons donc cherché à réduire cette capacité en fractionnant le transformateur. Quatre associations de deux transformateurs ont été testées :

- mise en série des enroulements primaires et secondaires
- mise en parallèle des enroulements primaires et secondaires
- mise en série des primaires et en parallèle des secondaires
- mise en parallèle des primaires et en série des secondaires

Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau V.1 où l'on fait apparaître les caractéristiques de chaque transformateur. On compare pour chaque association, le rapport entre la capacité du transformateur unique ($C_{1\text{transfo}}$) et la capacité totale de l'association

($C_{2\text{transfo}}$). On indique également le rapport de transformation de chaque transformateur sachant que le rapport du transformateur unique est m . Enfin, on fait l'hypothèse que le nombre de spires primaire est adapté pour conserver toujours la même inductance magnétisante totale vue par l'amplificateur. Par ailleurs, on suppose que la capacité rapportée au primaire est proportionnelle au nombre de spires secondaires et au carré du rapport de transformation.

Association (prim./sec.)	Série/série	Para./para.	Para./série	Série/para.
$C_{1\text{transfo}}/C_{2\text{transfo}}$	2,8	1/2,8	2,8	1/2,8
Rapport m du transformateur	m	m	$m/2$	$2m$

Tableau V.1 Comparaison des différentes associations de transformateur

On constate donc que seules les associations série/série ou série/parallèles sont intéressantes pour réduire la capacité totale. L'inconvénient de cette méthode est toutefois d'accroître le volume global du transformateur compte tenu de l'utilisation de circuits magnétiques standardisés et d'une forme spécifique (torique).

Résultats obtenus

Les résultats présentés dans ce paragraphe ont été obtenus sur un onduleur commutant à 20kHz alimenté sous 150V continu par le réseau redressé et filtré par capacité en tête. La commande MLI est non centrée. Ce choix de tension réduite a été dicté à cause de l'utilisation de ferrite pour le transformateur de mode commun, les tores nanocristallins étant indisponibles lors du début de l'étude. Ces résultats permettent toutefois de valider le principe de fonctionnement et la méthode de dimensionnement.

Les caractéristiques du montage (figure V.21) sont données ci-dessous :

- Les valeurs suivantes ont été fixées pour C , C_o et R : $C=330\text{pF}/630\text{V}$, $C_o=3,9\text{nF}/63\text{V}$, $R=100\text{k}\Omega$.
- Le transformateur est réalisé de la façon suivante : circuit magnétique : 2 tores FT63 matériau T6 (TPC), $N_1=6$ spires, $N_2=30$ spires.
- L'amplificateur est un BUF 634, alimenté en +/- 15V.

La figure V.25 montre la tension de mode commun mesurée à l'entrée (à gauche) et à la sortie (à droite) de l'amplificateur à gain unitaire. On constate la dissymétrie du signal due à la MLI non centrée, propre à la carte de commande utilisée. Noter l'apparition de régimes oscillants

dus aux imperfections du transformateur et des mécanismes de résonance entre les capacités parasites et l'inductance de fuite.

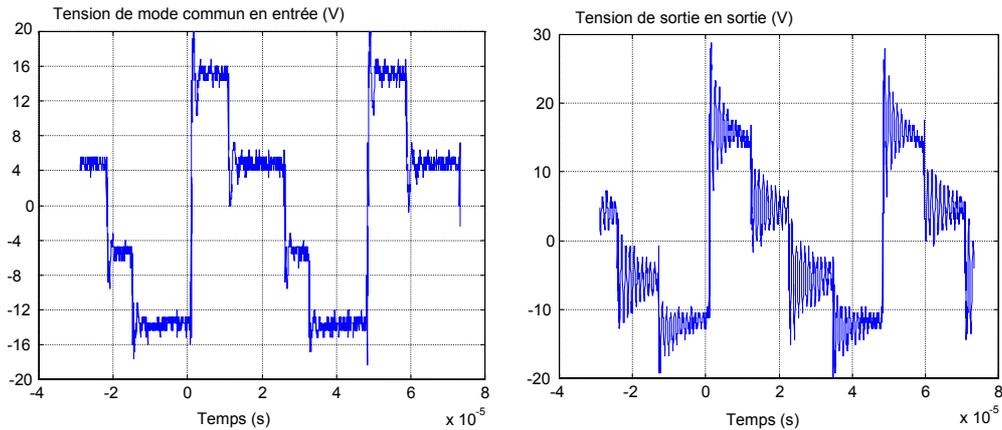


Figure V.25 Tension de mode commun mesurée en entrée de l'amplificateur à gain unitaire

On constate que les transitions sont parfaitement reproduites par l'amplificateur. La figure V.26 présente les résultats obtenus sur le courant de mode commun issu du moteur, mesuré par une sonde de courant placée sur la connexion entre la machine et la terre. On constate l'effet très important de réduction introduit par le dispositif de compensation.

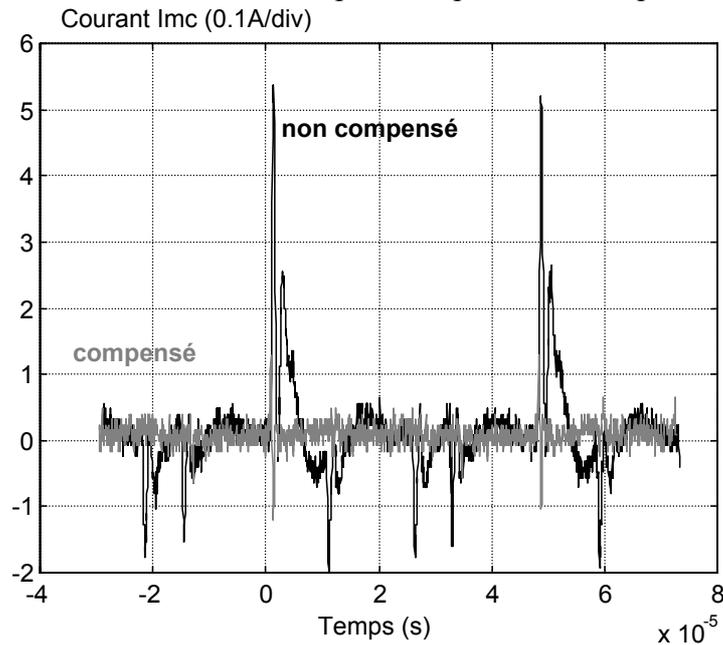


Figure V.26 Effet de la compensation sur le courant de mode commun issu du moteur

Le spectre correspondant à cette mesure est représenté sur la figure V.27.

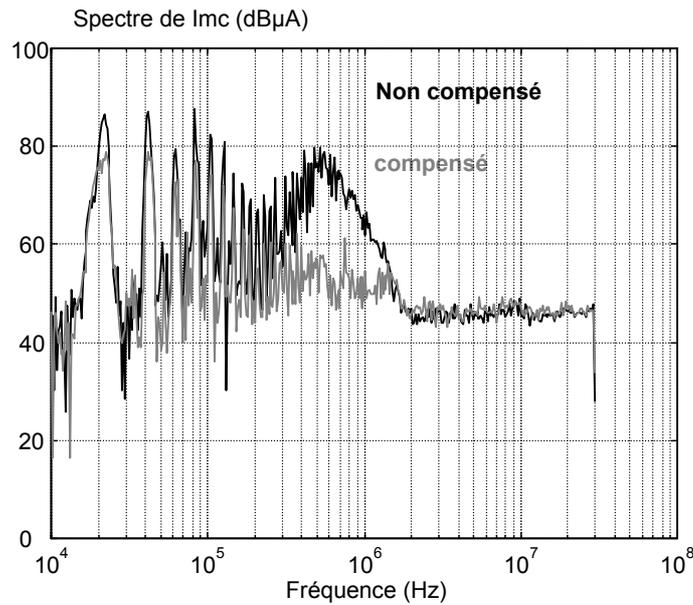


Figure V.27 Spectre du courant $I_{m c}$ dans le moteur

On peut constater l'effet de la compensation au niveau du spectre, celui-ci est réduit d'environ 10dB sur les premières raies et de 20 à 30dB sur la décade 100kHz-1Mhz, ce qui est considérable.

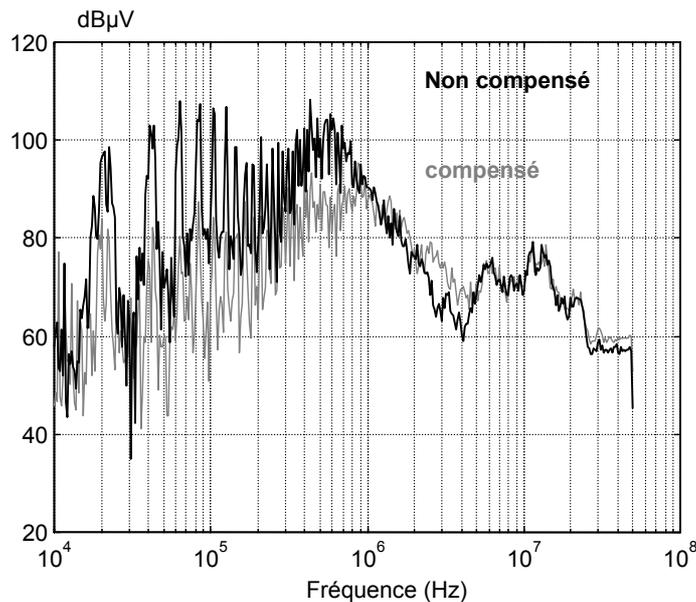


Figure V.28 Spectres mesurés sur le RSIL avec et sans compensation

La figure V.28 présente les résultats observés en entrée du convertisseur sur le RSIL avec (en gris) et sans le système de compensation. Cette mesure correspond donc à une mesure de type perturbations conduites. On peut noter ici aussi l'excellent résultat produit par cette technique sur la bande 10kHz-1MHz : gain de l'ordre de 20 à 30dB. Au-delà, les niveaux des courbes se rejoignent et le dispositif montre clairement qu'il ne peut compenser les signaux les plus rapides. Par ailleurs, tous les courants de mode commun n'ont pas été compensés, notamment ceux dus directement à l'onduleur.

Amélioration possible

Afin de réduire le nombre de spires du transformateur, il est possible de réaliser la compensation non plus en sortie de l'onduleur, mais sur le bus continu. Le transformateur ne possède alors que trois enroulements. La figure V.29 présente le principe, la procédure de dimensionnement du transformateur est analogue à la précédente.

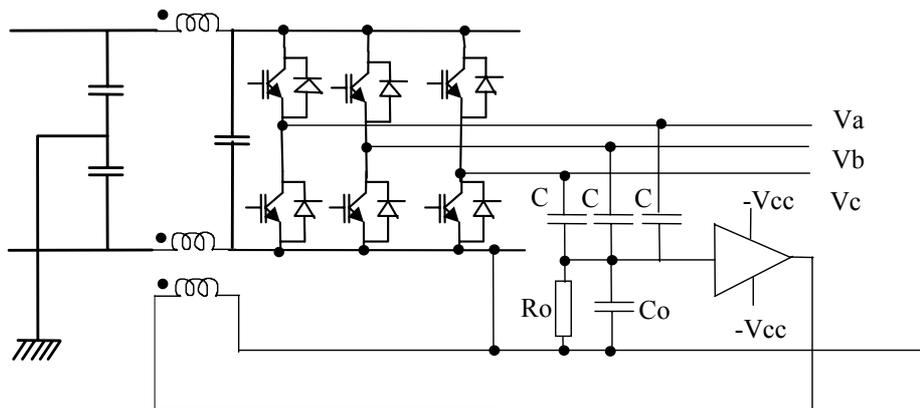


Figure V.29 Compensation de mode commun sur le bus continu

Les résultats correspondant à ce schéma sont presque les mêmes que la solution utilisant la position avale du transformateur. Cette solution est donc plus avantageuse puisqu'elle permet d'économiser un enroulement.

5.3.3 Compensation active linéaire sur un variateur industriel

Le principe développé au paragraphe précédent a été réalisé et adapté pour un variateur de type ALTIVAR 58 inséré sur le banc d'essai instrumenté du chapitre II, il est dépourvu de tout filtrage passif. Le dispositif de compensation est celui décrit ci-après. Le variateur n'a subi aucune modification.

Résultats de mesure avec un câble blindé de 5m

La figure V.30 représente le courant de mode commun mesuré dans le blindage du câble alimentant le moteur, ainsi que la tension de mode commun appliquée au moteur.

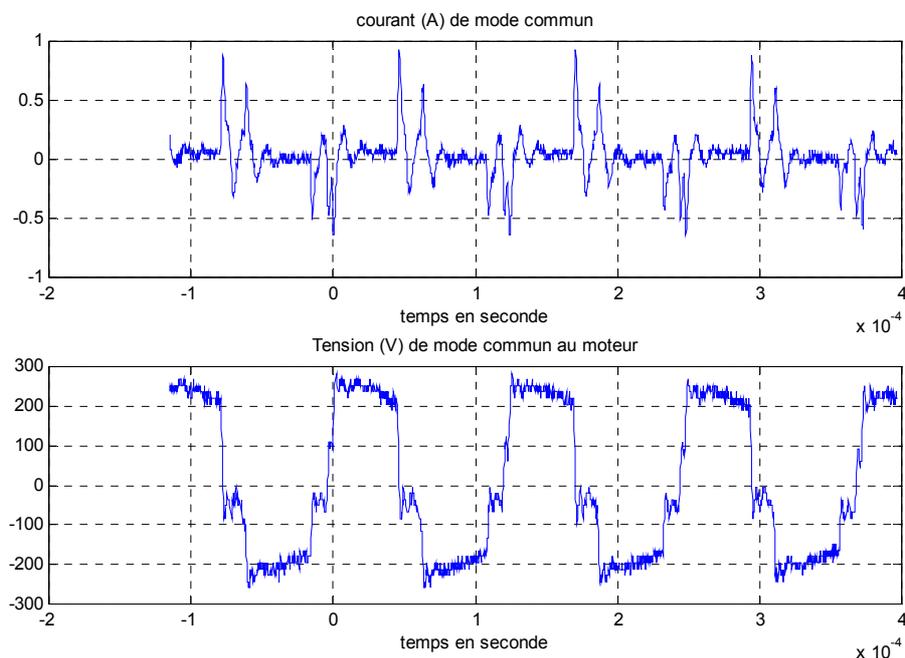


Figure V.30 *Mesure sans le dispositif de compensation*

Le système de compensation est inséré, les résultats apparaissent sur la figure V.31. On peut constater la très nette amélioration apportée par le dispositif. De même, le spectre du courant de mode commun (mesuré dans le blindage avec une sonde de courant cal. 10mV/A) est très fortement atténué, de l'ordre de 30 à 35 dB (figure V.32).

Il apparaît que le dispositif de compensation permet également de réduire le courant de blindage du câble, celui-ci étant directement dépendant de la tension de mode commun, ce qui est très intéressant vis-à-vis des perturbations rayonnées. Le dispositif allège la contrainte dans les semi-conducteurs de l'onduleur.

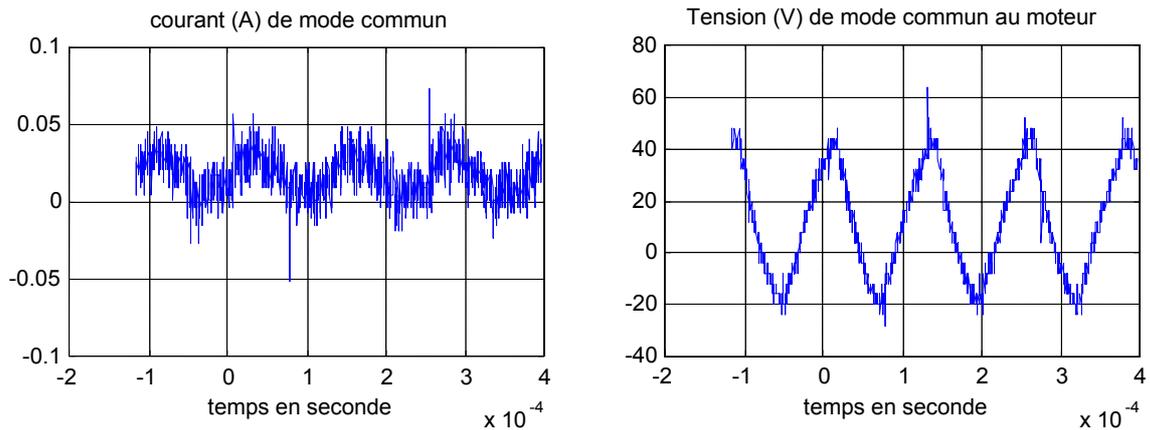


Figure V.31 *Mesure avec le dispositif de compensation active*

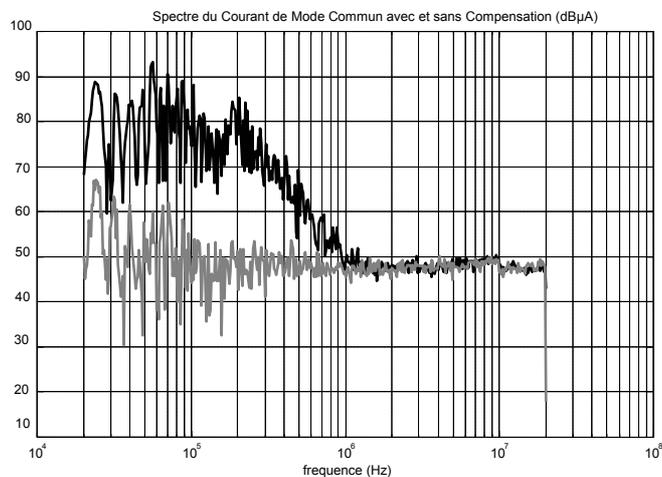


Figure V.32 *Spectre du courant de mode commun avec (gris) et sans (noir) le dispositif*

Compensateur actif à double étage push-pull

Afin d'améliorer les limites introduites par le transformateur, il faut réduire le rapport de transformation. A cet effet, nous avons réalisé un système de compensation à double push-pull. Le transformateur est constitué par une association série-série de deux transformateurs. La tension réseau est de 380V. La figure V.33 présente la nouvelle structure du compensateur, dont les valeurs des composants sont données en annexe 2.

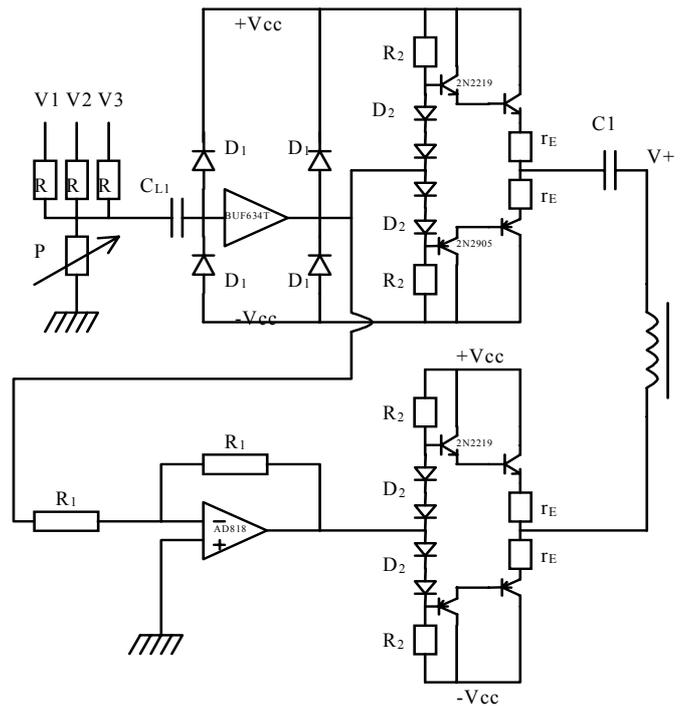


Figure V.33 Structure du compensateur actif

Si on fixe la tension d'alimentation à 15V et qu'on se place dans les conditions les plus défavorables, c'est-à-dire à une fréquence de découpage la plus faible possible ($f_c=4\text{kHz}$), la valeur de L_μ est alors fixée. On obtient $L_\mu=350\mu\text{H}$.

La structure du transformateur est celle de la figure V.34 :

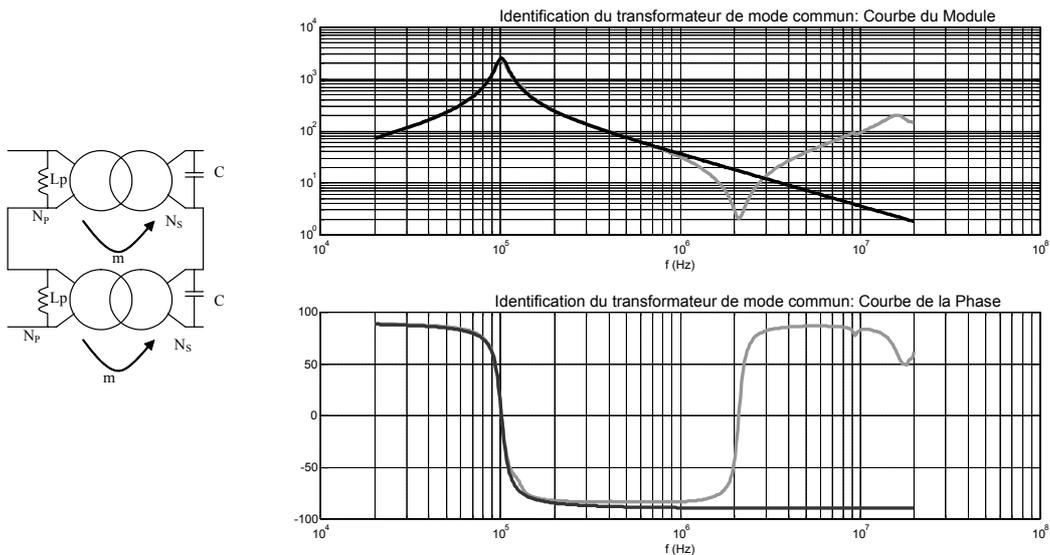


Figure V.34 Schéma équivalent du transformateur et son impédance d'entrée

Le matériau magnétique utilisé est une ferrite T6, référence FT63, dont la perméance vaut :

$$A_L = 10 \mu\text{H}/(\text{spire})^2.$$

$$N_p = \sqrt{\frac{L\mu}{A_L}} = 4,2$$

On choisira donc $N_p = 5$ spires.

Il nous faut, compte tenu de la structure du montage, un rapport de transformation $m=9$, d'où $N_s = 45$ spires. Après réalisation nous avons identifié le transformateur à un circuit R, L, C parallèle vu du primaire dont les valeurs sont : $R=3,2\text{k}\Omega$, $L=540\mu\text{H}$, $C=3,7\text{nF}$

On a également relevé l'évolution de la puissance dissipée par le système de compensation en fonction de la longueur du câble utilisé et de la fréquence de découpage du convertisseur (tableau V.2).

Fréquence de découpage	4 kHz	8 kHz	12 kHz	16 kHz
Câble de 5 mètres	20,7 W	7,8 W	7,5 W	7,5 W
Câble de 50 mètres	21,9 W	10,2 W	9,6 W	9,3 W

Tableau V.2 Puissance consommée par le système de compensation

On notera l'apparition probable d'un début de saturation du primaire du transformateur pour les essais à 4 kHz, ce qui explique l'accroissement des pertes à cette fréquence.

Evaluation des performances du dispositif

Les courbes présentées dans cette partie ont été obtenues avec et sans le dispositif de compensation en ayant retiré le filtre d'entrée du variateur. Les résultats sont présentés en grandeurs temporelles et en termes de spectre de courant de mode commun et de tension sur le RSIL pour différentes conditions de fonctionnement (fréquence de découpage) et de longueur de câble avec ou sans le dispositif de compensation actif.

Les figures suivantes présentent les résultats temporels et fréquentiels les plus intéressants. L'ensemble des résultats est rassemblé dans l'annexe 3.

Essais avec un câble blindé de 5m

La figure V.35 illustre les résultats du système de compensation pour un câble blindé de 5m et deux fréquences de découpages : 4kHz et 16 kHz. Le système de compensation permet un gain de 10 à 25 dB de la fréquence de découpage à 4MHz. Rappelons que la bande passante du dispositif est limitée par les imperfections du transformateur.

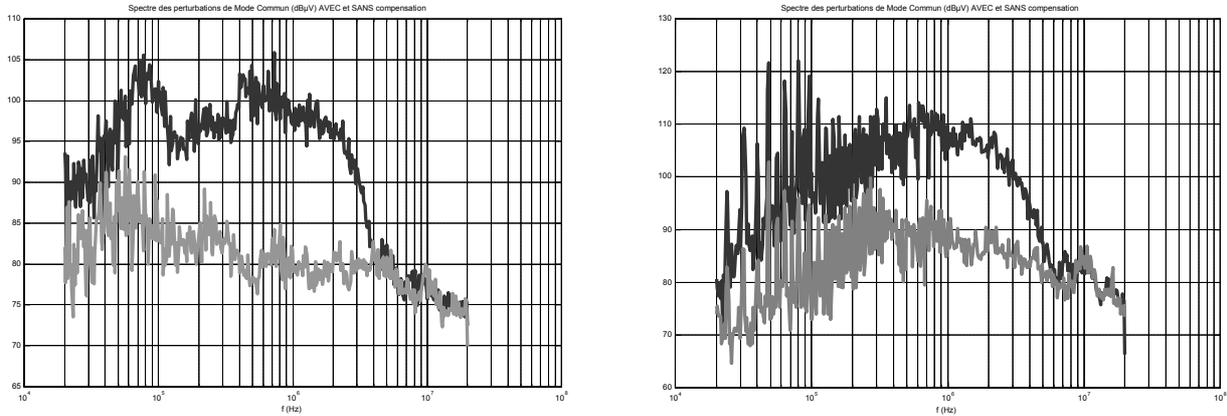


Figure V.35 Spectre des perturbations sous tension nominale (380V) avec un câble blindé de 5 m sans (noir) et avec (gris) le dispositif de compensation – Fréquence de découpage $f_c=4$ kHz (à gauche) et 16 kHz (à droite)

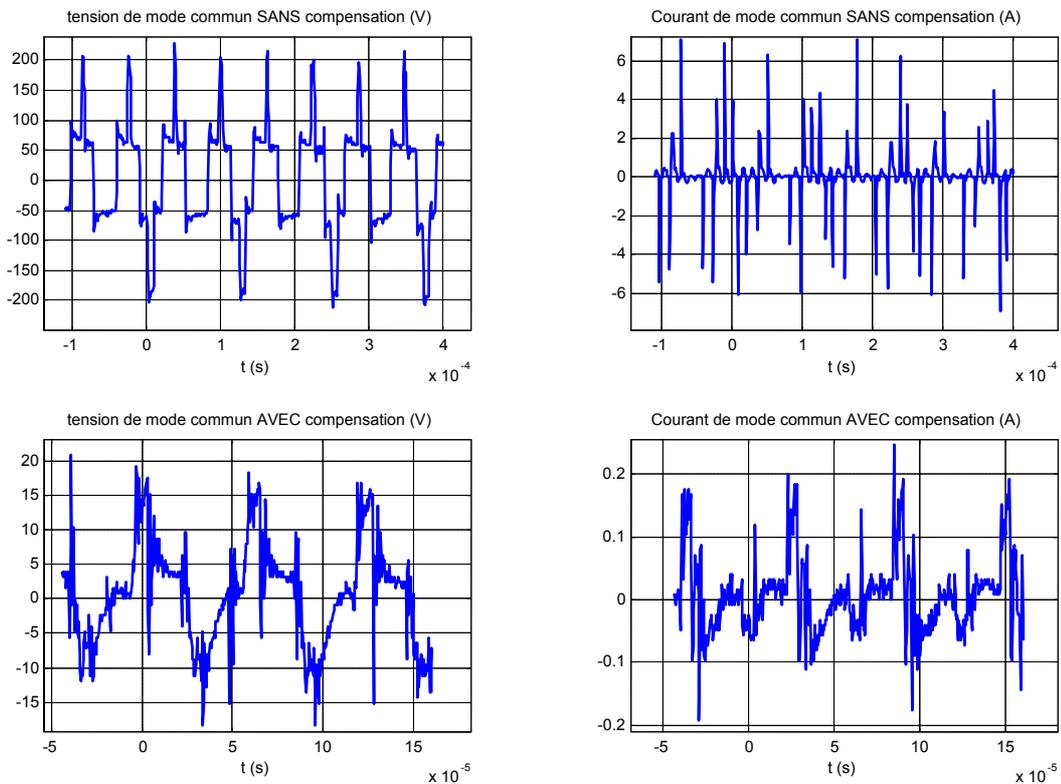


Figure V.36 Mesures de compensation de mode commun sous tension nominale (380V) avec un câble blindé de 50m – Fréquence de découpage $f_c=16$ kHz

La figure V.36 rassemble les résultats temporels du système de la compensation pour un câble de grande longueur : 50m. On constate que l'amplitude de la tension de mode commun a été réduite de 200 à 6V ; le courant crête de mode commun passe de 6 à 0,2A. Le rayonnement du blindage qui véhicule le courant de mode commun a donc été fortement diminué.

La figure V.37 illustre les résultats fréquentiels du système de compensation pour deux fréquences de découpages : 4kHz et 16 kHz. On observe des gains identiques à ceux obtenus pour un câble de 5m. Ce système présente donc l'intérêt de fonctionner correctement pour des longueurs de câble variées.

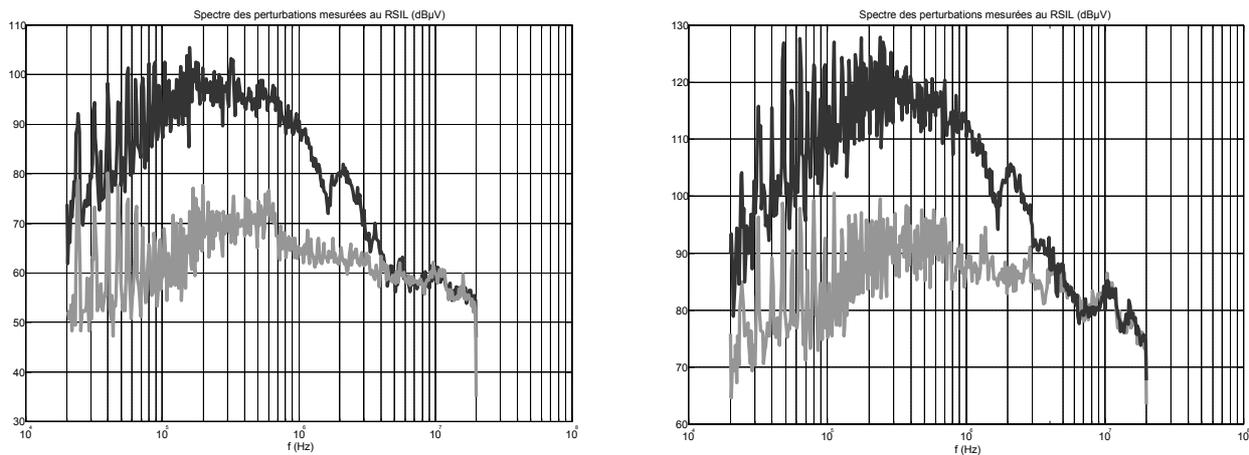


Figure V.37 *Spectre des perturbations sous tension nominale (380V) avec un câble blindé de 50 m sans (noir) et avec (gris) le dispositif de compensation – Fréquence de découpage $f_c=4$ k Hz (à gauche) et 16 kHz (à droite)*

V.4 / Conclusions

Deux principes de compensation existent : en tension ou en courant. Les deux solutions ont été étudiées, elles présentent chacune des intérêts selon les contraintes que l'on se donne. Dans tous les cas, la compensation est réalisée par un transformateur dont la bande passante doit être très large pour assurer une compensation sur une grande plage de fréquence : typiquement de la fréquence de découpage à plusieurs mégahertz.

La technologie de ce transformateur est un point sensible car il faut pouvoir maîtriser les aspects parasites : inductance de fuite réduite et capacité répartie très faible. Le nombre de spires détermine généralement les effets parasites. Le choix des matériaux magnétiques est déterminant, nous avons obtenu des différences importantes en utilisant des matériaux ferrite ou nanocristallin. Enfin, une solution pour réduire les effets parasites consiste à associer en série deux transformateurs. Nous avons ainsi pu diminuer sensiblement la capacité parasite qui est passée d'environ 13nF à 3,8nF.

Dans le cas de la compensation en tension, le dispositif actif peut fonctionner en commutation (bras supplémentaire) ou en linéaire (ampli push-pull). Il est à l'origine de limitations :

- dans le taux de modulation de la MLI dans le cas d'utilisation d'un quatrième bras,
- dans la puissance dissipée dans le cas d'utilisation d'un amplificateur de puissance push-pull. On a montré toutefois que des pertes modestes de l'ordre de 10 à 20 W peuvent être obtenues.

Le choix du rapport de transformation et donc la dynamique de tension de sortie de l'amplificateur est essentiel. Ce point détermine totalement les technologies à mettre en œuvre (ampli intégré alimenté sous tension standard ou ampli discret alimenté hors standard, choix des matériaux magnétiques). Il faudrait fixer un critère, soit d'encombrement, soit de coût pour réaliser cette optimisation. Par ailleurs, ces critères dépendent de la gamme de puissance et de fréquence de découpage du variateur pour laquelle la solution de compensation pourrait être retenue.

Nous estimons que ce type de solution pourrait convenir à la gamme de puissance moyenne (5-20kW). Une étude complémentaire est à réaliser pour optimiser le dimensionnement global de l'amplificateur et du transformateur selon les critères de fréquence de découpage, de tension de bus DC et de dynamique de commande (dV/dt).

Nous avons pu mettre en évidence que la compensation active est robuste vis-à-vis de la longueur du câble et qu'elle permet de nettement diminuer les contraintes de courant dans l'onduleur. Nous avons notamment montré que le courant impulsionnel disparaît quasi-

totalemment dans le blindage du câble de 50m. Ceci permet probablement d'accroître la fiabilité du système. Par ailleurs, le dispositif de compensation actif est compatible avec les contraintes d'usage du variateur (régime de neutre). Son usage devrait de plus être très bénéfique vis-à-vis du rayonnement, qui est essentiellement dû à la circulation du courant de mode commun dans le blindage du câble.

Nous avons montré que la compensation active est intéressante sur la partie basse fréquence du spectre où des réductions de l'ordre de 20 à 30 dB ont pu être observées. Cet aspect est intéressant dans l'hypothèse d'une extension des normes RFI vers les basses fréquences (gamme 9kHz-150kHz non encore couverte). La compensation active permettrait d'éviter des inductances de volume important dans cette gamme de fréquences.

Nous avons également testé des méthodes de compensation en courant sur le bus continu. Une de ces méthodes présentée au paragraphe 5.2.2 est intéressante vis-à-vis des normes en entrée mais ne résout pas le problème du courant de mode commun dans le moteur et dans le câble. La solution est toutefois simple et n'accroît que peu le volume global du variateur, où la présence d'une inductance couplée dans le filtre de mode commun est toujours nécessaire.

En termes de perspectives, il faudrait encore estimer le coût comparatif d'une solution où toute la bande RFI (9kHz-30MHz) serait filtrée par un système entièrement passif et une solution mixte où le filtrage actif concernerait la gamme 9kHz-5MHz complété par un filtre passif de taille très réduite dans la gamme 5MHz-30MHz.

Chapitre VI

Conclusions et perspectives

Conclusions et perspectives

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans le cadre de l'étude CEM des systèmes de l'électronique de puissance et dans le cas particulier des systèmes industriels de variation de vitesse des machines asynchrones.

Le chapitre II a permis de faire la synthèse des différentes voies de propagation des perturbations conduites sur un banc de test qui se veut le plus représentatif possible d'un dispositif réel, tout en présentant une grande souplesse d'acquisition des grandeurs parasites.

Nous avons identifié les voies privilégiées des courants de fuite de mode commun et étudié leur relative importance. Afin de limiter le rayonnement des câbles d'alimentation, il est recommandé d'utiliser des câbles blindés et de raccorder les deux extrémités du blindage à la référence de terre. Cependant l'utilisation d'un câble blindé augmente les courants de fuite capacitifs lorsque sa longueur s'accroît. Ce phénomène est dommageable tant du point de vue CEM que pour les semi-conducteurs de l'onduleur parcourus par ces courants.

Afin de protéger l'environnement au détriment du système de variation de vitesse, il donc est préférable de placer le transformateur en régime IT. Pour protéger les roulements, l'arbre du moteur doit être relié au châssis métallique lui-même bien relié à la terre. Pour limiter les courants de fuites dans les équipements de mesure (codeur, sonde de courant), il est souhaitable d'insérer dans ces liaisons une inductance de mode commun (tore en ferrite par exemple). Ceci entraîne une augmentation de l'impédance de mode commun dans la branche concernée et minimise les courants parasites qui y circulent.

Dans le chapitre III, nous avons recherché à modéliser simplement et efficacement le système pour une utilisation aisée avec un logiciel de type Spice. La simplicité requise nous a imposé de développer des modèles circuits de chaque sous-ensemble du système avec un minimum d'éléments. Il aurait été possible d'élaborer des modèles plus complexes, notamment pour le câble et le moteur, mais nous avons écarté cette solution pour rester compatible avec les outils informatiques actuellement disponibles dans l'industrie.

Les différentes mesures et simulation décrites dans le chapitre IV ont mis en lumière l'influence de certains paramètres sur le comportement CEM global du système.

Il a été observé que le courant de charge du moteur n'a pas d'influence sur le niveau des perturbations conduites en mode commun. En effet, le courant commuté par les interrupteurs de puissance n'affecte que faiblement le spectre de la tension au point milieu des cellules de commutation, spectre qui est dominant dans la génération des perturbations.

De plus, il a été noté que l'impédance de mode différentiel du moteur n'est sensible au glissement que dans un domaine fréquentiel inférieur à 4 kHz, soit en dessous des fréquences classiques de commutation de l'onduleur. Cette variation d'impédance n'influe sur les chemins de propagation des perturbations qu'au second ordre, par des effets de composition des raies basses fréquences du découpage avec la fréquence modulante.

En termes de perspectives, il serait souhaitable de mettre en place une simulation sur plusieurs horizons temporels et de réfléchir à la composition des différents spectres issus de ces simulations. Ceci permettrait de réduire nettement les temps de calculs. Enfin, une étude plus approfondie de l'influence du filtre de résolution de l'analyseur de spectre et dans un cadre général de la mesure normative des perturbations affinerait encore les résultats de la simulation.

Différentes méthodes de réduction des perturbations de mode commun sont abordées dans le chapitre V.

Les solutions passives étudiées utilisent principalement une inductance couplée de mode commun. La solution la plus pertinente consiste à utiliser cette inductance sur le bus continu de l'alimentation car elle limite le nombre d'enroulements. Une approche originale a alors été développée en utilisant un enroulement supplémentaire qui a permis un gain sensible sur une large plage de fréquences.

Des actions sur les lois de commande du variateur permettent également de réduire les perturbations : il est possible de générer les commutations de façon pseudo-aléatoire ce qui étale le spectre des perturbations, ou encore dans le cas d'un onduleur multiniveaux de compenser les fronts de tensions par des commutations simultanées sur différents bras. Ces solutions sont coûteuses en termes de complexité de la commande et de la structure. Elles ne sont pas toujours adaptées aux critères de coût des produits industriels de grande diffusion.

Nous avons proposé des solutions actives qui permettent de compenser la tension de mode commun, en particulier sur les raies de découpage, ce qui réduit les perturbations à la source. Ces solutions sont notamment robustes vis-à-vis des longueurs de câble. Des deux solutions présentées, la compensation par un système linéaire alimenté en basse tension nous a semblé la plus pertinente. La difficulté de cette méthode réside dans la mise en œuvre du transformateur dont les éléments parasites doivent être les plus petits possibles afin d'étendre la bande passante du système de compensation. La compensation linéaire serait bien adaptée pour les variateurs de moyenne puissance (5 kW – 20 kW) dans l'éventualité d'un élargissement des limites fréquentielles des normes.

Une étude de la combinaison des solutions actives (pour les fréquences du découpage) et passive (pour la partie HF du spectre des perturbations) semble être une perspective judicieuse.

Au terme de ces quatre années de recherche, nous avons développé un outil d'analyse destiné à aider le travail du concepteur industriel dans la phase d'étude des problèmes de CEM. Nous avons le sentiment d'avoir exploré les possibilités de simplification de la modélisation d'une chaîne d'entraînement. Un travail complémentaire sur la modélisation du moteur et des câbles reste encore à peaufiner et permettrait d'aboutir à un modèle plus précis en haute fréquence. Notre travail est une étape importante dans la modélisation des problèmes CEM des variateurs de vitesse, mais ce n'est qu'une étape.

Chapitre VI

Conclusions et perspectives

Conclusions et perspectives

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans le cadre de l'étude CEM des systèmes de l'électronique de puissance et dans le cas particulier des systèmes industriels de variation de vitesse des machines asynchrones.

Le chapitre II a permis de faire la synthèse des différentes voies de propagation des perturbations conduites sur un banc de test qui se veut le plus représentatif possible d'un dispositif réel, tout en présentant une grande souplesse d'acquisition des grandeurs parasites.

Nous avons identifié les voies privilégiées des courants de fuite de mode commun et étudié leur relative importance. Afin de limiter le rayonnement des câbles d'alimentation, il est recommandé d'utiliser des câbles blindés et de raccorder les deux extrémités du blindage à la référence de terre. Cependant l'utilisation d'un câble blindé augmente les courants de fuite capacitifs lorsque sa longueur s'accroît. Ce phénomène est dommageable tant du point de vue CEM que pour les semi-conducteurs de l'onduleur parcourus par ces courants.

Afin de protéger l'environnement au détriment du système de variation de vitesse, il donc est préférable de placer le transformateur en régime IT. Pour protéger les roulements, l'arbre du moteur doit être relié au châssis métallique lui-même bien relié à la terre. Pour limiter les courants de fuites dans les équipements de mesure (codeur, sonde de courant), il est souhaitable d'insérer dans ces liaisons une inductance de mode commun (tore en ferrite par exemple). Ceci entraîne une augmentation de l'impédance de mode commun dans la branche concernée et minimise les courants parasites qui y circulent.

Dans le chapitre III, nous avons recherché à modéliser simplement et efficacement le système pour une utilisation aisée avec un logiciel de type Spice. La simplicité requise nous a imposé de développer des modèles circuits de chaque sous-ensemble du système avec un minimum d'éléments. Il aurait été possible d'élaborer des modèles plus complexes, notamment pour le câble et le moteur, mais nous avons écarté cette solution pour rester compatible avec les outils informatiques actuellement disponibles dans l'industrie.

Les différentes mesures et simulation décrites dans le chapitre IV ont mis en lumière l'influence de certains paramètres sur le comportement CEM global du système.

Il a été observé que le courant de charge du moteur n'a pas d'influence sur le niveau des perturbations conduites en mode commun. En effet, le courant commuté par les interrupteurs de puissance n'affecte que faiblement le spectre de la tension au point milieu des cellules de commutation, spectre qui est dominant dans la génération des perturbations.

De plus, il a été noté que l'impédance de mode différentiel du moteur n'est sensible au glissement que dans un domaine fréquentiel inférieur à 4 kHz, soit en dessous des fréquences classiques de commutation de l'onduleur. Cette variation d'impédance n'influe sur les chemins de propagation des perturbations qu'au second ordre, par des effets de composition des raies basses fréquences du découpage avec la fréquence modulante.

En termes de perspectives, il serait souhaitable de mettre en place une simulation sur plusieurs horizons temporels et de réfléchir à la composition des différents spectres issus de ces simulations. Ceci permettrait de réduire nettement les temps de calculs. Enfin, une étude plus approfondie de l'influence du filtre de résolution de l'analyseur de spectre et dans un cadre général de la mesure normative des perturbations affinerait encore les résultats de la simulation.

Différentes méthodes de réduction des perturbations de mode commun sont abordées dans le chapitre V.

Les solutions passives étudiées utilisent principalement une inductance couplée de mode commun. La solution la plus pertinente consiste à utiliser cette inductance sur le bus continu de l'alimentation car elle limite le nombre d'enroulements. Une approche originale a alors été développée en utilisant un enroulement supplémentaire qui a permis un gain sensible sur une large plage de fréquences.

Des actions sur les lois de commande du variateur permettent également de réduire les perturbations : il est possible de générer les commutations de façon pseudo-aléatoire ce qui étale le spectre des perturbations, ou encore dans le cas d'un onduleur multiniveaux de compenser les fronts de tensions par des commutations simultanées sur différents bras. Ces solutions sont coûteuses en termes de complexité de la commande et de la structure. Elles ne sont pas toujours adaptées aux critères de coût des produits industriels de grande diffusion.

Nous avons proposé des solutions actives qui permettent de compenser la tension de mode commun, en particulier sur les raies de découpage, ce qui réduit les perturbations à la source. Ces solutions sont notamment robustes vis-à-vis des longueurs de câble. Des deux solutions présentées, la compensation par un système linéaire alimenté en basse tension nous a semblé la plus pertinente. La difficulté de cette méthode réside dans la mise en œuvre du transformateur dont les éléments parasites doivent être les plus petits possibles afin d'étendre la bande passante du système de compensation. La compensation linéaire serait bien adaptée pour les variateurs de moyenne puissance (5 kW – 20 kW) dans l'éventualité d'un élargissement des limites fréquentielles des normes.

Une étude de la combinaison des solutions actives (pour les fréquences du découpage) et passive (pour la partie HF du spectre des perturbations) semble être une perspective judicieuse.

Au terme de ces quatre années de recherche, nous avons développé un outil d'analyse destiné à aider le travail du concepteur industriel dans la phase d'étude des problèmes de CEM. Nous avons le sentiment d'avoir exploré les possibilités de simplification de la modélisation d'une chaîne d'entraînement. Un travail complémentaire sur la modélisation du moteur et des câbles reste encore à peaufiner et permettrait d'aboutir à un modèle plus précis en haute fréquence. Notre travail est une étape importante dans la modélisation des problèmes CEM des variateurs de vitesse, mais ce n'est qu'une étape.

ANNEXES

Annexe 1

METHODE D'IDENTIFICATION

Nous exposons ici la méthode d'identification des paramètres des différents modèles. La méthode est la même quel que soit le sous-système de la chaîne de variation de vitesse. La méthode globale se décompose en quatre étapes :

1. Mesure d'impédance réelle sur le système sur une certaine gamme de fréquences
2. Calcul théorique de l'impédance du modèle
3. Implantation des formulations sous Matlab
4. Minimisation de l'écart entre l'impédance calculée et l'impédance mesurée

Exemple : Identification du transformateur

1) La mesure nous donne 3 vecteurs de N points : vecteur fréquence, vecteur module et vecteur phase. Il nous est donc possible de les comparer à des vecteurs similaires que nous créons avec Matlab.

2) On crée un vecteur fréquence, exemple :

$$F=[10,15,21,\dots,100,150,210,\dots]$$

On peut calculer le vecteur $w=2*\pi*f$, puis les vecteurs d'impédance :

$$W=[2\pi*10, 2\pi*15, 2\pi*21,\dots,\dots]$$

$$Z_c = \frac{1}{jC\omega} = \left[\begin{array}{cccc} \frac{1}{j2\pi.10C} & & & \\ & \frac{1}{j2\pi.15C} & & \\ & & \frac{1}{j2\pi.21C} & \\ & & & \dots \end{array} \right]$$

de la même façon on peut calculer $Z_L = jL\omega$

Puis Z total : $Z = R + Z_L + Z_C$, Z est un vecteur : $Z=f(L,C,R)$

On minimise alors la différence entre la mesure et le vecteur impédance créé sous Matlab et paramétré par les valeurs des éléments de notre modèle (variable de la minimisation). (Fonction matlab : **lsqnonlin**)

$$[(\text{Mesure})_{MC} - Z_{MC}(R_1, \dots, L_1, \dots)]$$

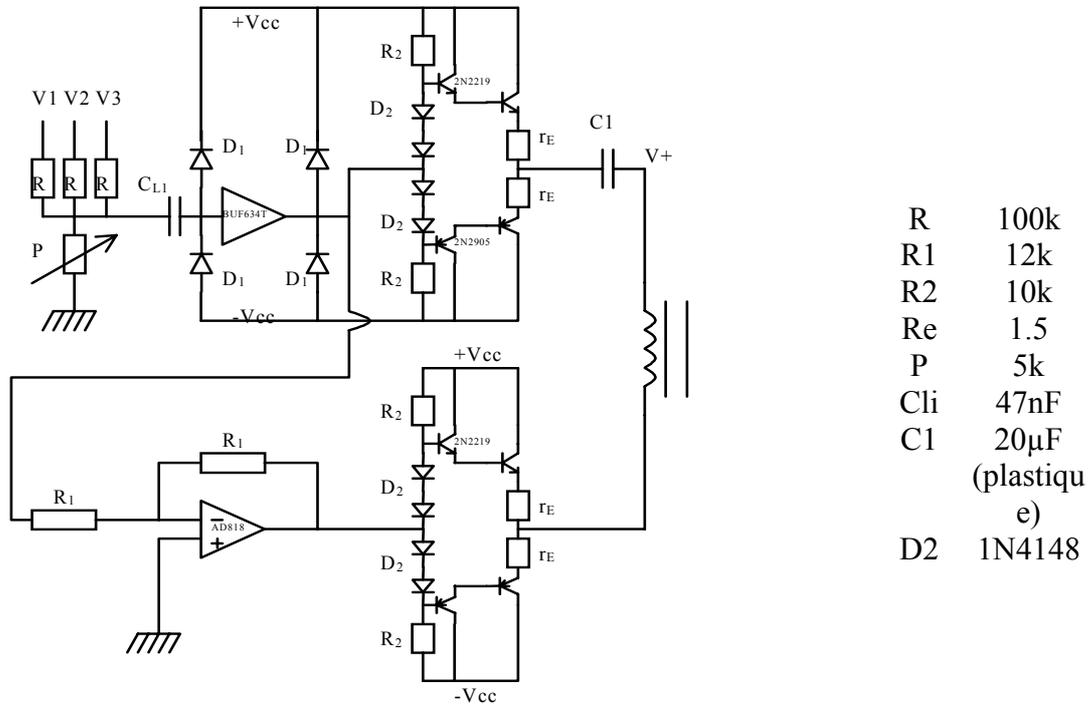
$$[(\text{Mesure})_{MD} - Z_{MD}(R_1, \dots, L_1, \dots)]$$

Le principe de notre optimisation se décompose comme suit :

- Les mesures sont disponibles sous forme de vecteurs,
- Créations des impédances sous formes de vecteurs,
- Les valeurs des éléments de notre modèle sont les variables de l'optimisation, Minimisation de l'écart entre les vecteurs mesure et modèle d'impédance.

Annexe 2

Dispositif de compensation



Les transistors de puissance utilisés sont des D44VH (NPN) et D45VH (PNP).

Température maximale de la jonction : $T_{Jmax}=150^{\circ}C$

Résistance thermique jonction/boîtier : $R_{\theta JC}=0,67^{\circ}C/W$

Résistance thermique du radiateur : $R_{\theta}=5^{\circ}C/W$

En tolérant un échauffement maximum de $100^{\circ}C$ sur la jonction à une température ambiante de $25^{\circ}C$, la puissance qu'il est possible de dissiper par transistor est de :

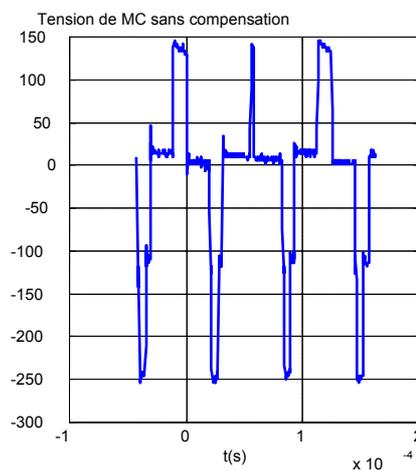
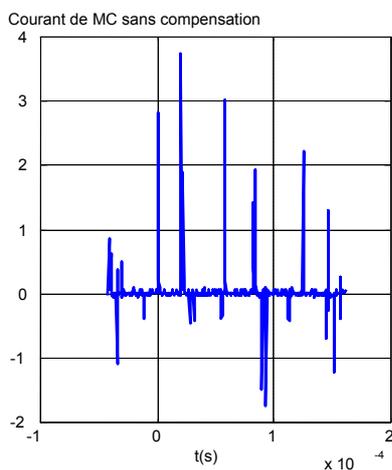
$$P_T = \frac{\Delta\theta}{\sum R_{th}} = \frac{100}{5.67} = 17,6W$$

Les pertes totales dans les transistors sont : $P = \frac{V_{s,max}^2 T_D}{8L_{\mu}}$

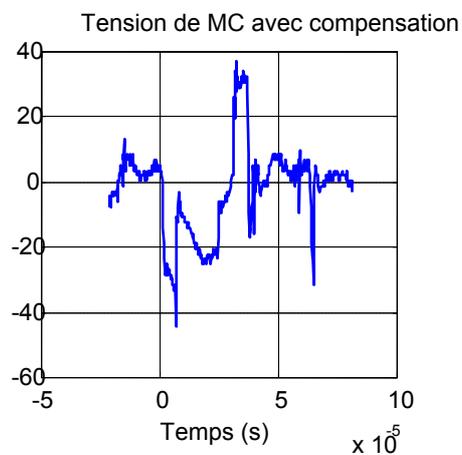
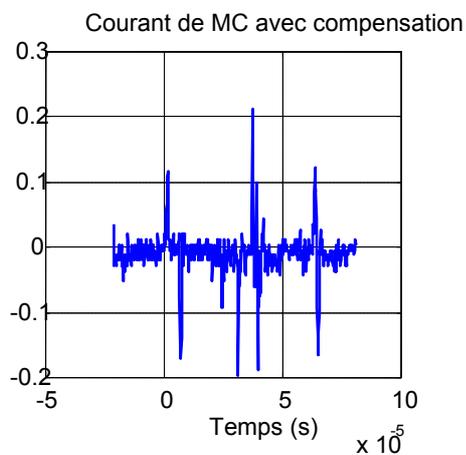
Annexe 3

Résultats du système de compensation

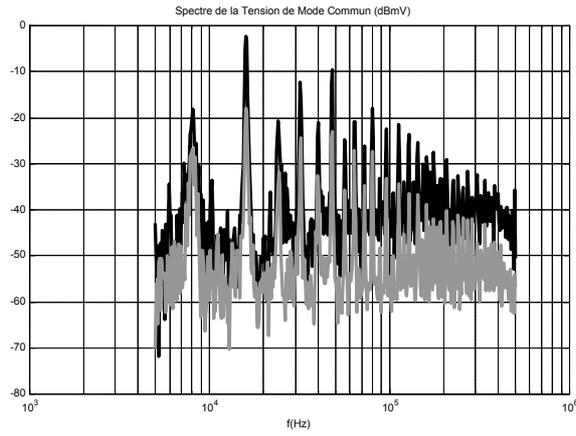
Essais avec un câble blindé de 5m : $F_{\text{déc.}}=4\text{kHz}$



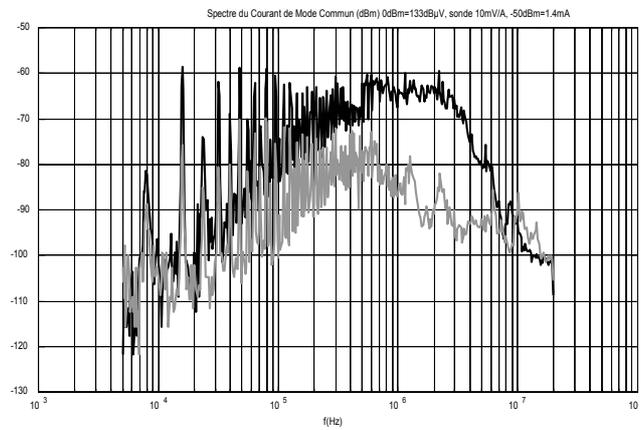
Courant et tension de mode commun sans le dispositif de compensation



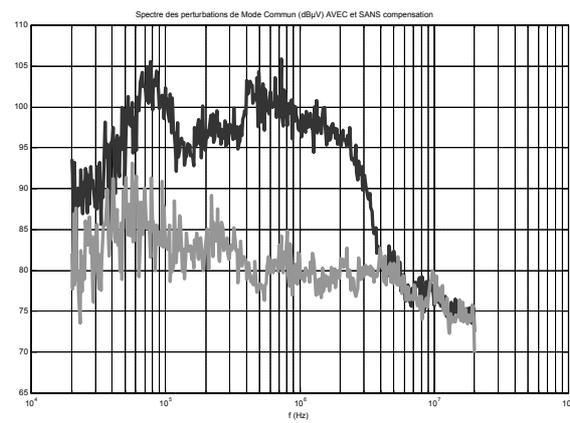
Mesures de compensation de mode commun sous tension nominale (380V) avec un câble blindé de 5m – Fréquence de découpage $f_c=4\text{kHz}$



Spectre de la tension de mode commun

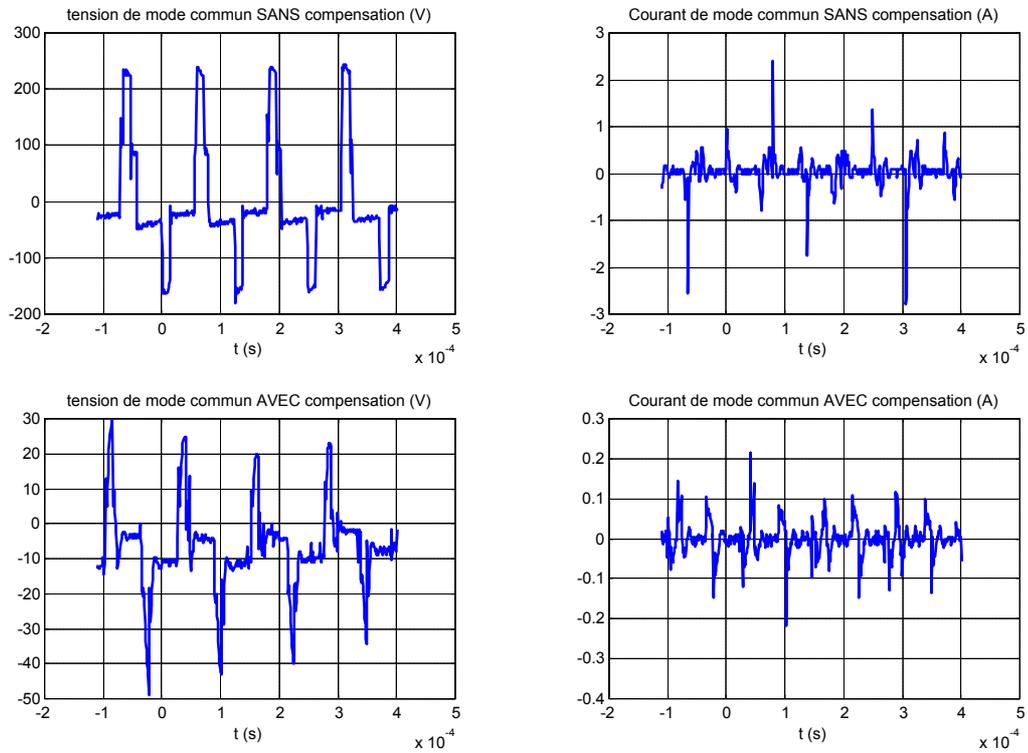


Spectre du courant de mode commun

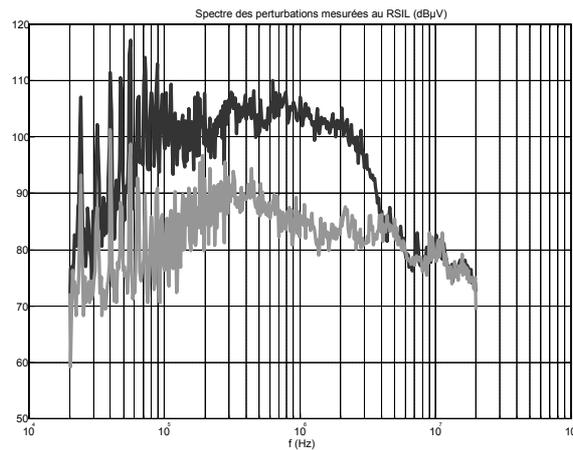


*Spectre des perturbations sous tension nominale (380V) avec un câble blindé de 5m –
Fréquence de découpage $f_c=4\text{kHz}$*

Essais avec un câble blindé de 5m : $F_{\text{déc.}}=8\text{kHz}$

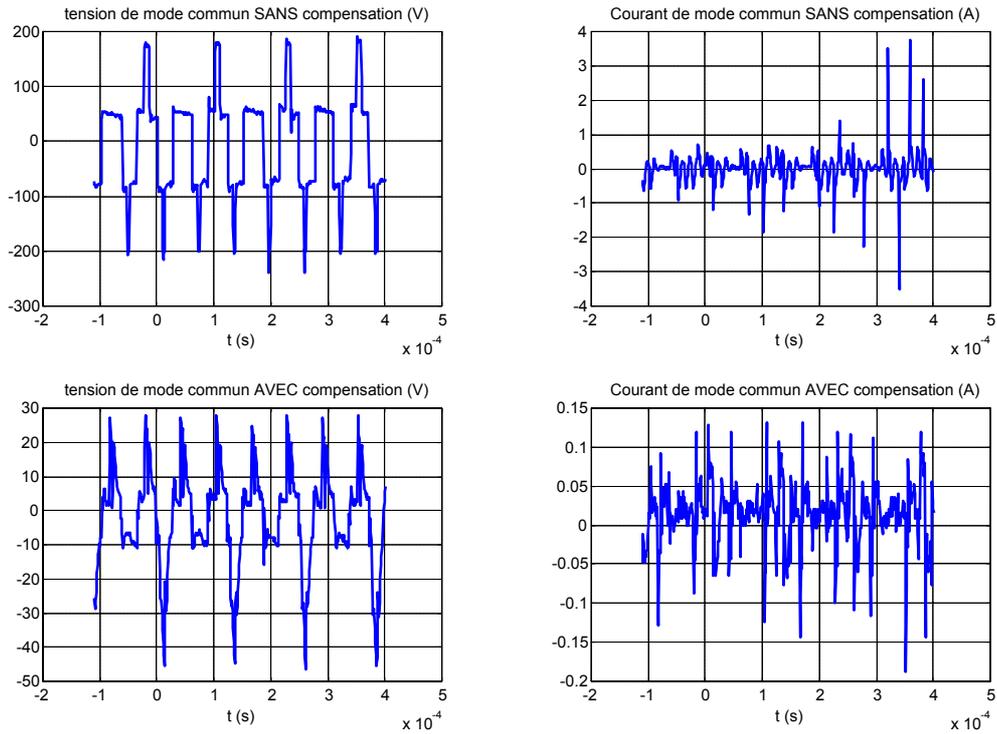


Mesures de compensation de mode commun sous tension nominale (380V) avec un câble blindé de 5m – Fréquence de découpage $f_c=8\text{kHz}$

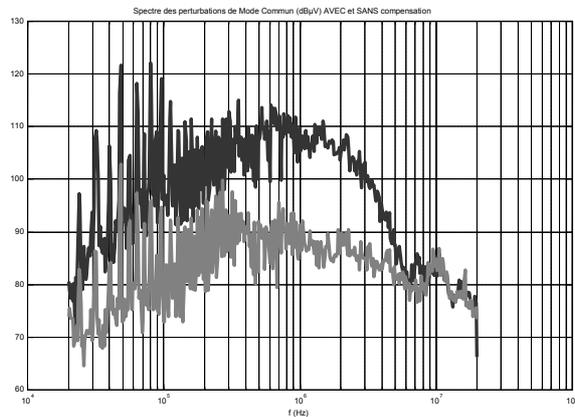


Spectre des perturbations sous tension nominale (380V) avec un câble blindé de 5m – Fréquence de découpage $f_c=8\text{kHz}$

Essais avec un câble blindé de 5m : $F_{\text{déc.}}=16\text{kHz}$



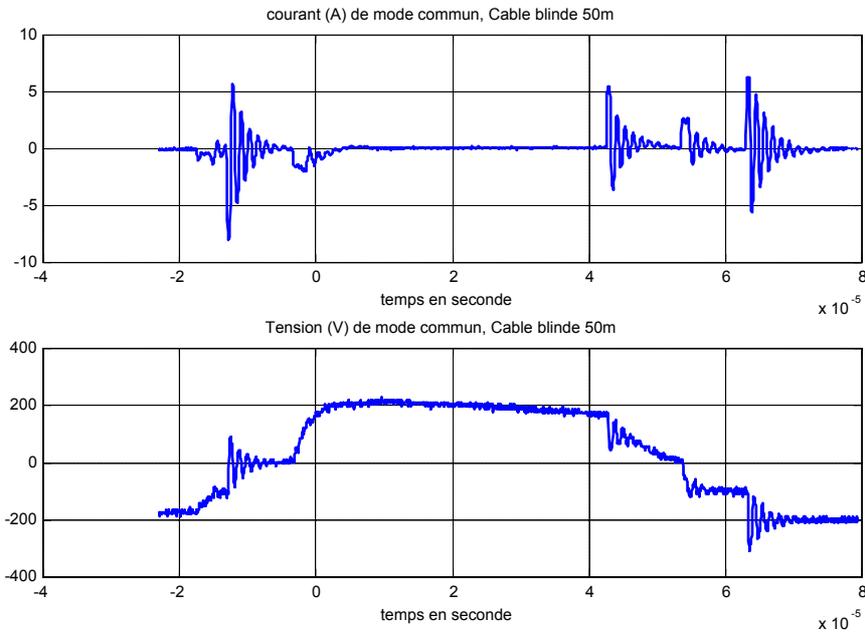
Mesures de compensation de mode commun sous tension nominale (380V) avec un câble blindé de 5m – Fréquence de découpage $f_c=16\text{kHz}$



Spectre des perturbations sous tension nominale (380V) avec un câble blindé de 5m – Fréquence de découpage $f_c=16\text{kHz}$

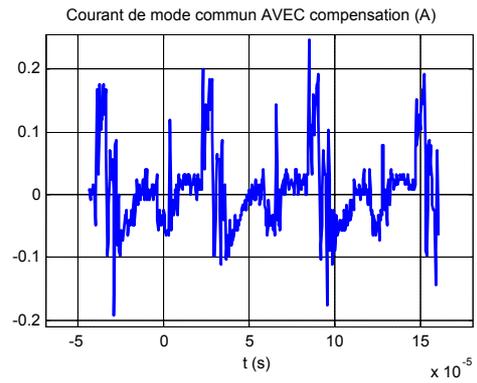
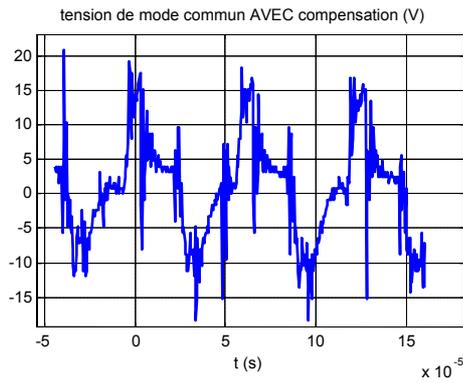
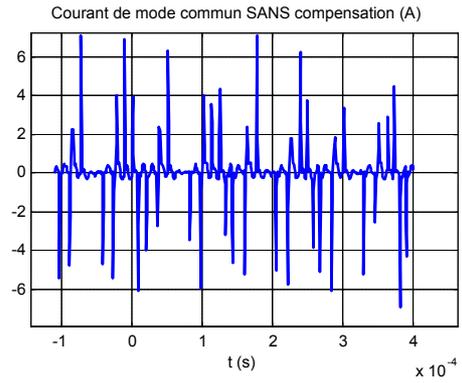
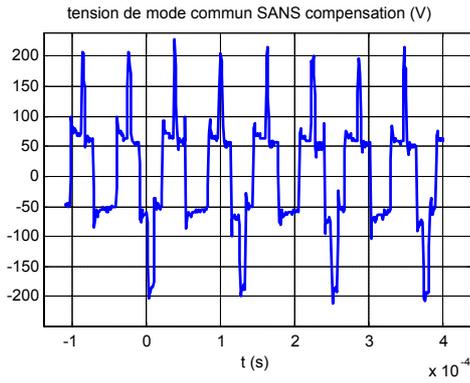
Essais avec un câble blindé de 50m :

Dans cette partie les essais sont réalisés avec le même dispositif de compensation qu'au paragraphe précédent.

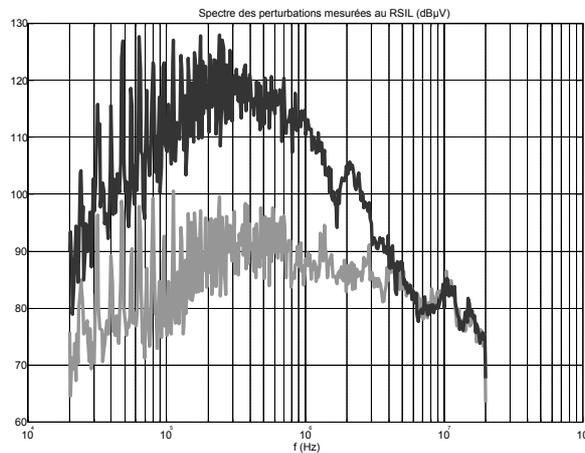


Courant et tension de Mode Commun pour 50m de câble

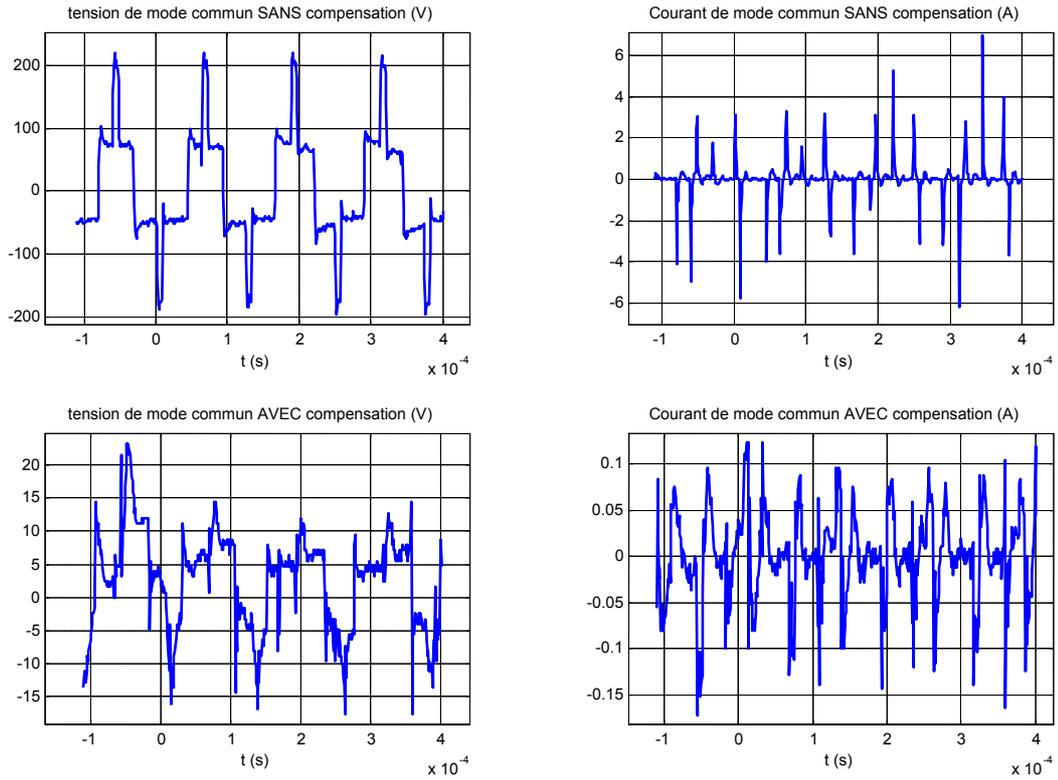
Les courbes suivantes présentent les grandeurs temporelles et fréquentielles des perturbations mesurées sur le moteur ou sur le RSIL en faisant varier la fréquence de découpage. On notera l'efficacité du système de compensation dans tous les cas.



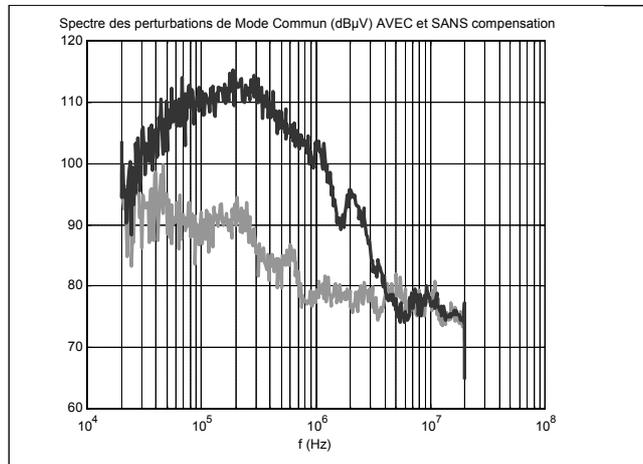
Mesures de compensation de mode commun sous tension nominale (380V) avec un câble blindé de 50m – Fréquence de découpage $f_c=16\text{kHz}$



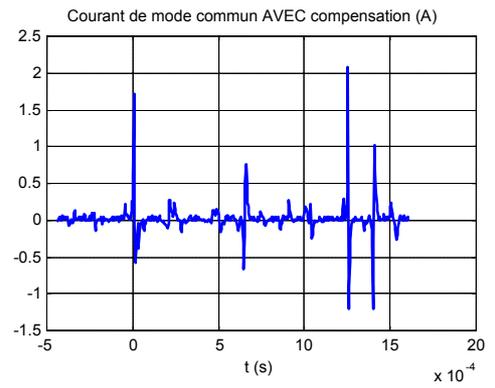
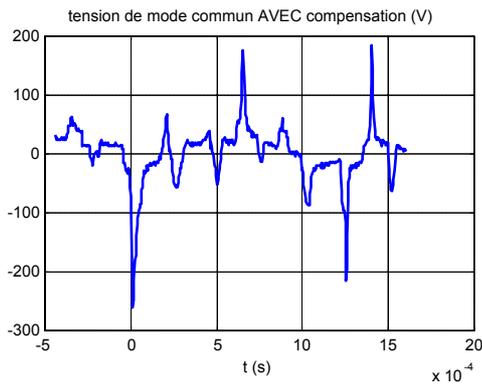
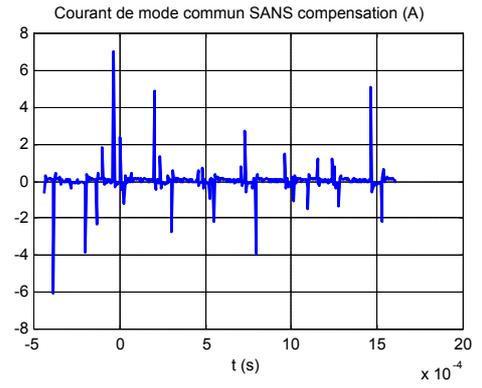
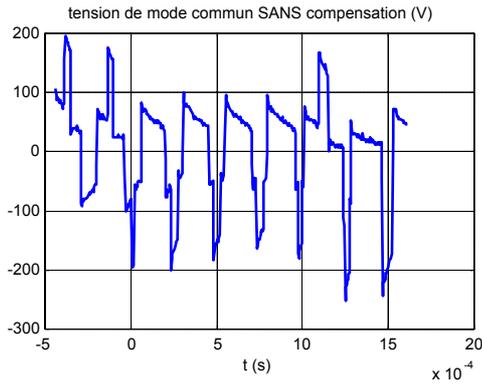
Spectre des perturbations sous tension nominale (380V) avec un câble blindé de 50m – Fréquence de découpage $f_c=16\text{kHz}$



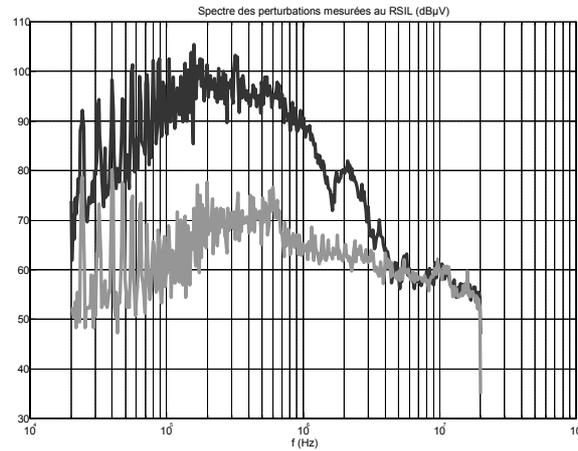
Mesures de compensation de mode commun sous tension nominale (380V) avec un câble blindé de 50m – Fréquence de découpage $f_c=8\text{kHz}$



Spectre des perturbations sous tension nominale (380V) avec un câble blindé de 50m – Fréquence de découpage $f_c=8\text{kHz}$



Mesures de compensation de mode commun sous tension nominale (380V) avec un câble blindé de 50m – Fréquence de découpage $f_c=4\text{kHz}$

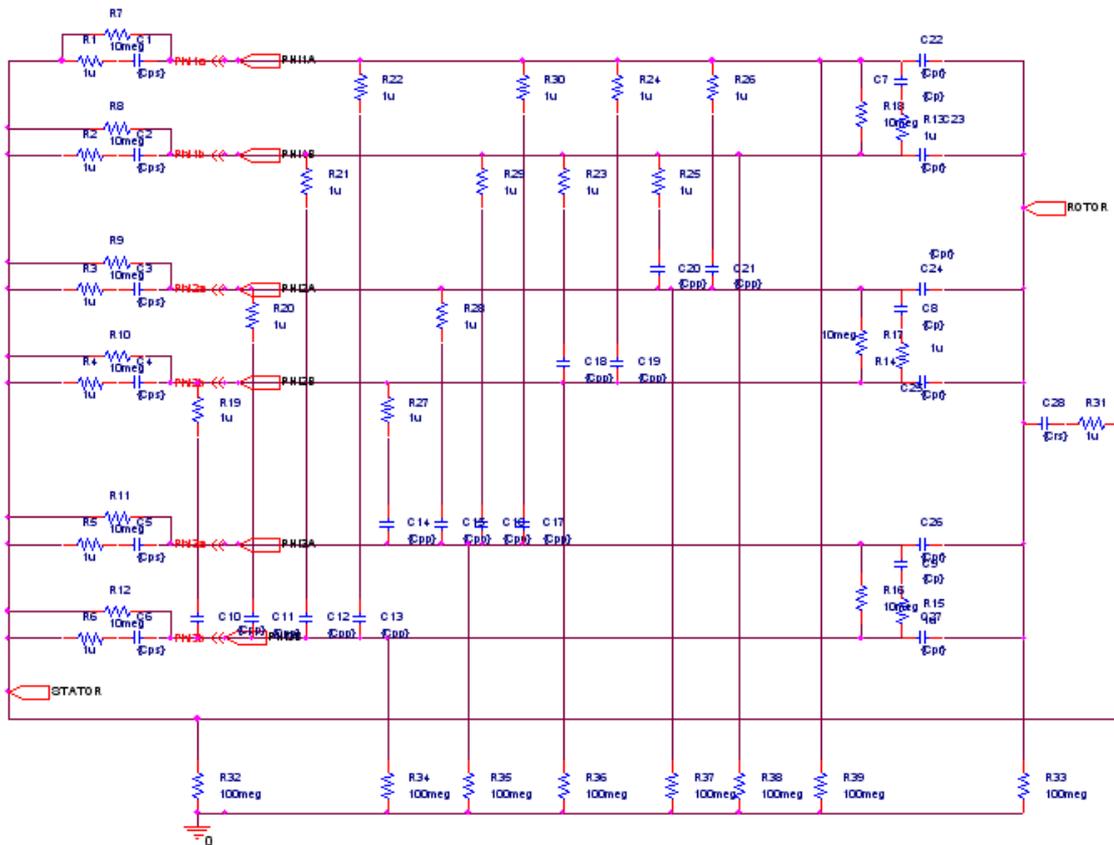
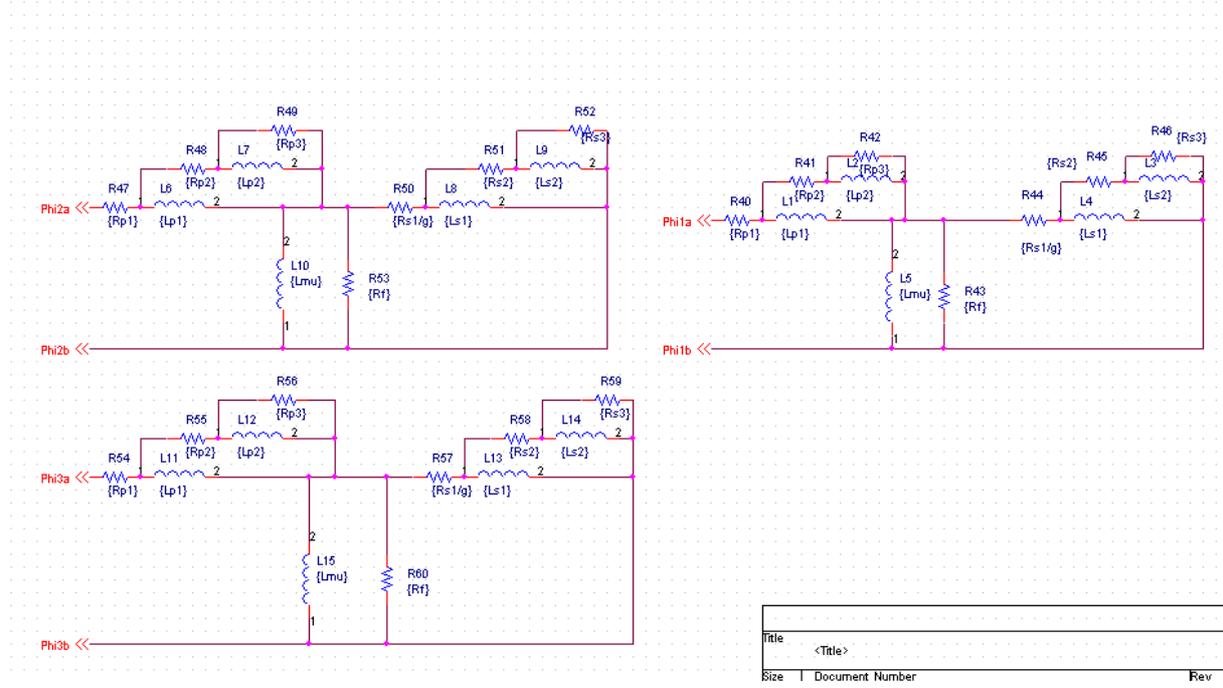


Spectre des perturbations sous tension nominale (380V) avec un câble blindé de 50m – Fréquence de découpage $f_c=4\text{kHz}$

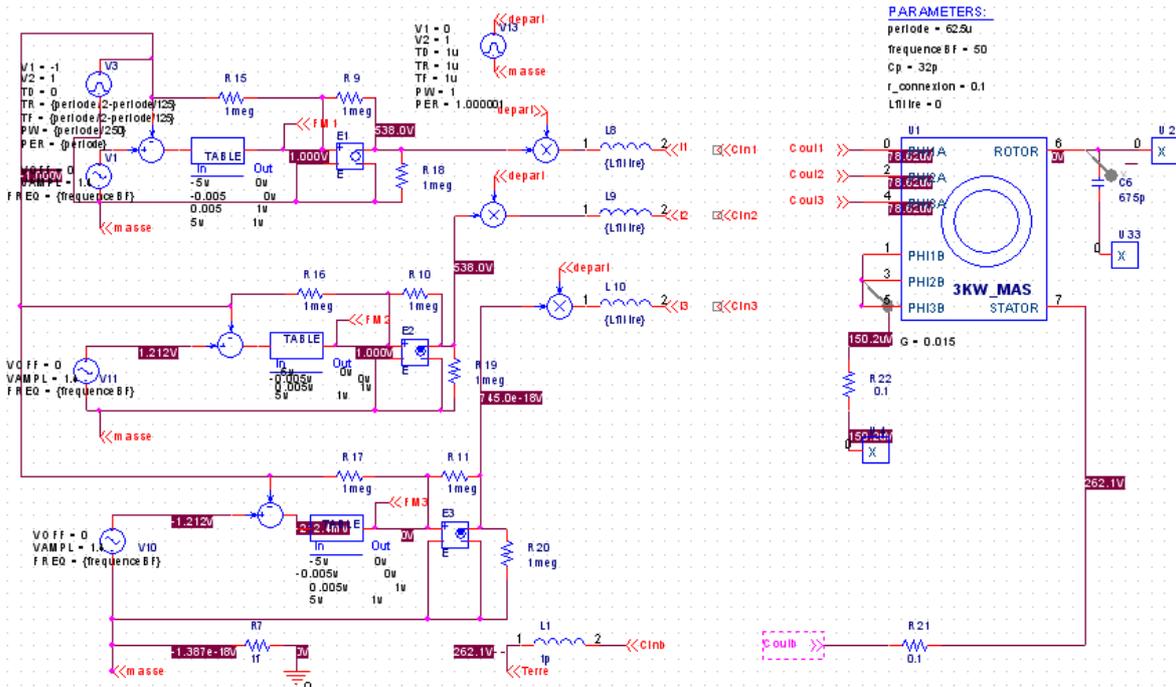
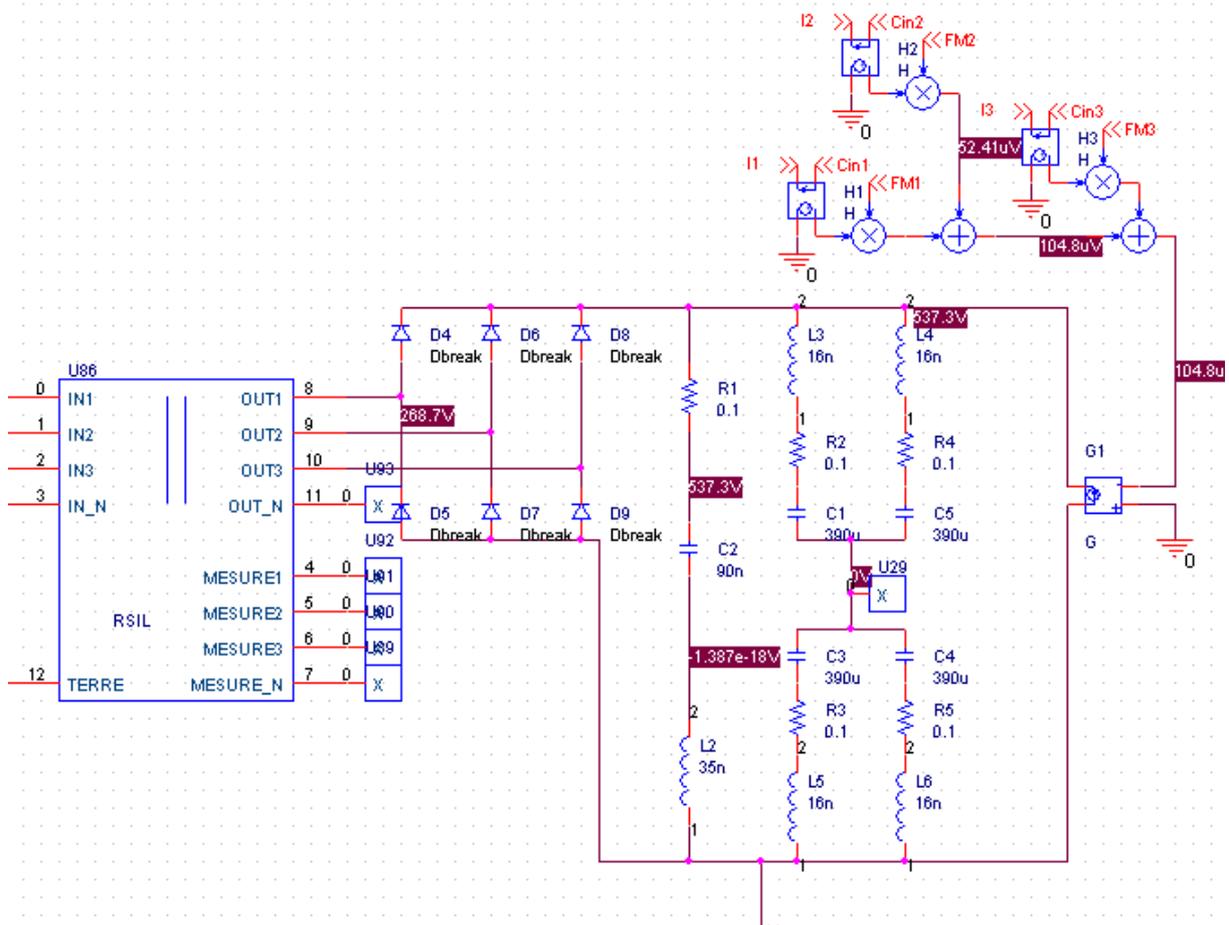
Annexe 4

SCHEMAS SPICE DE SIMULATION

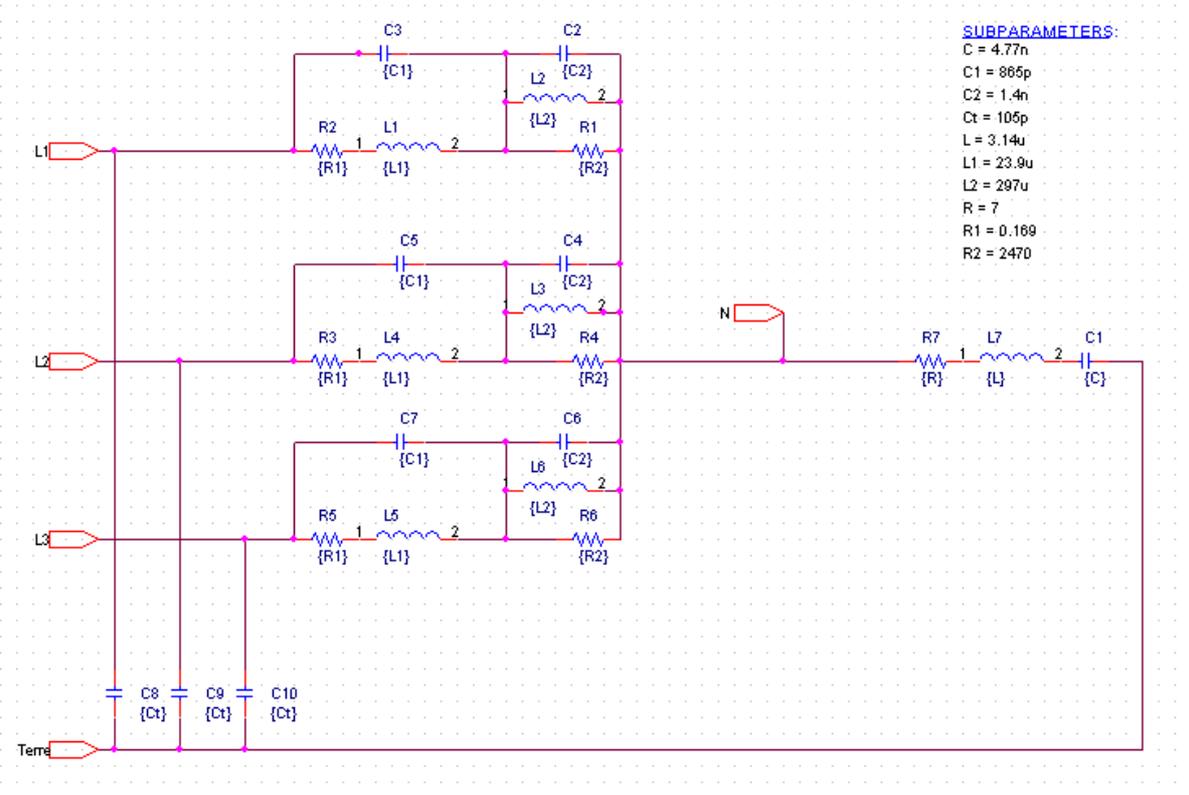
Modèle du moteur



Modèle de l'onduleur



Modèle du transformateur



Modèle d'une cellule de câble blindé de 1m

```
.SUBCKT cell_ef_peau P11 P21 P31 P12 P22 P32 B1 B2
+PARAMS: R1=0.06 R2=9 R3=1k RR1=0.06 RR2=3 RR3=300 L1=0.509u L2=2u
L_1=700n L_2=1.4u CL=100p CB=200p KLL=0.65 KLB=0.83

.PARAM RL1={R1*1} RL2={R2*1} RL3={R3*1} RB1={RR1*1} RB2={RR2*1}
RB3={RR3*1} LL1={L1*1} LL2={L2*1} LB1={L_1*1} LB2={L_2*1}
+ CLL={CL*1} CL_B={CB*1} K_LL={KLL*1} K_LB={KLB*1}

R1_L1 P11 N11 {RL1}
R1_L2 P21 N21 {RL1}
R1_L3 P31 N31 {RL1}
R1_LB B1 NB1 {RB1}

R2_L1 N11 N12 {RL2}
R2_L2 N21 N22 {RL2}
R2_L3 N31 N32 {RL2}
R2_LB NB1 NB2 {RB2}

R3_L1 N12 P12 {RL3}
R3_L2 N22 P22 {RL3}
R3_L3 N32 P32 {RL3}
R3_LB NB2 B2 {RB3}

L1_L1 N11 P12 {LL1}
L1_L2 N21 P22 {LL1}
L1_L3 N31 P32 {LL1}
L1_LB NB1 B2 {LB1}

L2_L1 N12 P12 {LL2}
L2_L2 N22 P22 {LL2}
L2_L3 N32 P32 {LL2}
L2_LB NB2 B2 {LB2}

C_12 P12 P22 {CLL}
C_13 P12 P32 {CLL}
C_23 P22 P32 {CLL}

C_1B P12 B2 {CL_B}
C_2B P22 B2 {CL_B}
C_3B P32 B2 {CL_B}

Kn_K1 L1_L1 L1_L2 0.65
Kn_K2 L1_L1 L1_L3 0.65
Kn_K3 L1_L2 L1_L3 0.65
Kn_K4 L1_L1 L1_LB 0.83
Kn_K5 L1_L2 L1_LB 0.83
Kn_K6 L1_L3 L1_LB 0.83
.ENDS
```


BIBLIOGRAPHIE

[ABDE03] Afef BEN ABDELGHANI épouse BENNAN,
"Minimisation des courants de mode commun dans les variateurs de vitesse asynchrones alimentés par onduleurs multicellulaire"
THÈSE, INP Toulouse, 18 juin 2003.

[AOKI99] N. AOKI, K. SATOH, A. NABAE
"Damping circuit to suppress motor terminal overvoltage and ringing in PWM inverter-fed AC motor drive systems with long motor leads"
IEEE Transactions on industry applications, vol. 35, n° 5, septembre/octobre 1999, pp1014-1020

[BART94] M. BARTOLI, A. REATTI, M. K. KAZIMIERCZUK
"Modeling iron-powder inductors at high frequencies.
Congrès IAS, IEEE 1994", pp1225-1232

[BIDA00] P. BIDAN, C. NEACSU, G. MONTSERRY, T. LEBEY
"Modèle pseudo-différentiel d'une bobine à noyau de fer et simulation par réalisation diffusive"
NUMELEC'2000, 3rd European Conference on Numerical Methods in Electromagnetism, Poitiers (France), 20-22 mars 2000, sur CD-ROM.

[BREM99] Philippe BREM
"Quand les roulements sont victimes des variateurs"
Revue *Mesures*, Septembre 1999, pp66-69

[BUSS97] D. BUSSE, J. ERDMAN, R. J. KERKMAN, D. SCHLEGEL, G. SKIBINSKI
"Bearing currents and their relationship to PWM drives"
IEEE Transactions on industry applications, vol. 12, n° 2, mars 1997, pp243-251

[CHEN96] S. CHEN, T. A. LIPO, D. FITZGERALD
"Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives"
IEEE Transactions on industry applications, vol. 32, n°6, novembre/décembre 1996, pp1365-1370

[COST00] F. COSTA, L. PALETTA, M. PATRA, V. LAVABRE, C. CHIPAULT, B. PLANE
"Détermination par une approche numérique des niveaux d'émission conduite et rayonnée par un variateur"
Congrès CEM2000, pp490-495

[COST03] F. COSTA
"Compatibilité Electromagnétique"
Cours de DEA de Génie Electrique de Paris, 2003

[DOUM02] M.L. DOUMBIA, A. TRAORE
"Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab/simulink"

- Symposium Malien sur les sciences appliquées, <http://www.maliwatch.org/MSAP/>
[E3050] R. MARBOT
"Propagation d'ondes électromagnétiques", Techniques de l'Ingénieur, traité d'Electronique, E3 050
- [ERDM96] J. M. ERDMAN, R. J. KERKMAN, D. W. SCHELGEL, G. L. SKIBINSKI
"Effect of PWM inverters on ac motor bearing currents and shaft voltages"
IEEE Transactions on industry applications, vol. 32, n° 2, mars/avril 1996, pp250-259.
- [FEUE99] P. FEUERSTACK, B. ORLIK
"EMC filter for PWM inverter-fed motor drives to suppress travelling waves on long power lines between inverter and motor"
Congrès EPE 1999 Lausanne, sur CD-ROM
- [GAUT99] C. GAUTHIER
"Contribution au développement d'outils logiciels en vue de la conception des convertisseurs statiques intégrant la compatibilité électromagnétique"
Thèse de doctorat de l'université Paris 6, janvier 2000
- [GRAN97] G. GRANDI, D. CASADEI, A. MASSARINI
"High frequency lumped parameter model for AC motor windings"
EPE 97, Trondheim, pp.2.578-2.583.
- [GRAN98] G. GRANDI, D. CASADEI, U. REGGIANI
"Analysis of common and differential mode HF current components in PWM inverter-fed AC motors"
Congrès PESC 17-22 Mai 1998, actes du congrès, vol. 2, pp1146-1151.
- [GRAN99] G. GRANDI, M. K. KAZIMIERCZUK, A. MASSARINI, U. REGGIANI
"Stray capacitances of single-layer solenoid air-core inductors."
IEEE Transactions on industry applications, vol. 35, n°5, Septembre / Octobre 1999, pp1162-1167.
- [JEAN01] THESE JEANIN
"Le transistor MOSFET en commutation: Application aux associations série et parallèle de composants à grille isolée."
Thèse de l'INGP, mai 2001
- [JORG98] H. JORGENSEN, S. GUTTOWSKI, K. HEUMANN
"Comparison of methods to reduce the common mode noise emission of PWM voltage-fed inverters"
Proceedings, Power conversion, mai 1998, pp273-280
- [JOUA96] A. von JOUANNE, D. A. RENDUSARA, P. N. ENJETI, J. W. GRAY
« Filtering techniques to minimize the effect of long motor leads on PWM inverter-fed ac motor drive Systems »
IEEE Transactions on industry applications, vol. 32, n° 4, juillet/aout 1996, pp919-925

- [JOUA97] A. von JOUANNE, P. N. ENJETI
 "Design considerations for an inverter output filter to mitigate the effects of long motor leads in ASD applications"
 IEEE Transactions on industry applications, vol. 33, n° 5, septembre/octobre 1997, pp1138-1145
- [JULI96] A. L. JULIAN, G. ORITI, T. A. LIPO
 "Elimination of common mode voltage in three phase sinusoidal power converters"
 Transaction on Industrial Applications, vol. 14, N°5, septembre 1999, pp1968-1972
- [JULI99] A. L. JULIAN, T. A. LIPO, G. ORITI
 "Elimination of common mode voltage in three phase sinusoidal power converters"
 IEEE, Transactions on power electronics, vol. 14, n°5, septembre 1999, pp982-989
- [LABO95] ERIC LABOURE
 "Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les alimentations continu-continu isolées"
 THESE de l'ENS de Cachan, soutenue en 1995.
- [LACA97] A. LACARNOY, M. WANG
 "Grandes longueurs de câble en sortie de variateur – Etude de 2 solutions de filtre"
 Rapport d'étude Schneider, juin 1997.
- [LAVA99] V. LAVABRE
 "Détermination des sources de perturbations électromagnétiques dans un variateur de vitesse industriel"
 DEA de Génie Electrique de Paris, 1999.
- [LIN99] B. R. LIN, H. H. LU
 "Three-phase AC/DC/AC converter with random pulse position PWM"
 Congrès EPE, Lausanne, 1999, sur CD-ROM.
- [MEEK00] D. MEEKER
 "Finite Element Method Magnetics - Induction Motor Example"
 Manuel d'utilisation du logiciel FEMM, Septembre 2002
<http://femm.berlios.de>
- [MEYN98] B. MEYNIEL
 "Mise en place d'algorithmes de circuit d'aide à la conception des liaisons filaires"
 Thèse de Doctorat, Lille 1998
- [MURA92] Y. MURAI, T. KUBOTA, Y. KAWASE
 "Leakage current reduction for a high-frequency carrier inverter feeding an induction motor"
 IEEE, Transaction on Industrial Applications, vol. 28, N°4, juillet 1992, pp858-863
- [OGAS 95] S. OGASAARA, H AKAGI
 "Modeling and damping of high-frequency leakage currents in PWM inverter-fed ac motor drive systems"
 IEEE Transactions on industry applications, vol. 30, n°3, juillet/août 1995, pp-721-735

- [OGAS 97] S. OGASAWARA, H. AYANO, H AKAGI
 "Measurement and reduction of EMI radiated by a PWM inverter-fed ac motor drive system"
 IEEE, Transactions on industry applications, vol. 33, n°4, juillet/août 1997, pp-1019-1025
- [OGAS98] S. OGASAWARA, H. AYANO, H AKAGI
 "An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a PWM inverter"
 IEEE Transactions on power electronics, vol. 13, n°5, septembre 1998, pp835-841
- [ORIT97] G. ORITI, A. L. JULIAN, T. A. LIPO
 "A new space vector modulation Strategy for common mode voltage reduction"
 Congrès PESC 22-27 juin 1997, actes du congrès, vol. 2, pp1541-1546.
- [RAN98] L. RAN, S. GOKANI, J. CLARE, K. J. BRADLEY, C. CHRISTOPOULOS
 "Conducted electromagnetic emissions in induction motor drive systems Part I: Time domain analysis and identification of dominant modes. Part II: Frequency domain models"
 IEEE Transactions on power electronics, vol. 13, n°4, juillet 1998, pp757-776.
- [SANG02] L. SCHANGCHEOL, N. KWANGHEE
 "An overvoltage suppression scheme for AC Motor drives using a half DC-link voltage level at each PWM transition"
 IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 49, n°3, juin 2002, pp548-557.
- [SCHN00] Schneider Electric
 "Courants de fuite à la terre des variateurs de vitesse. Compatibilité de fonctionnement avec les dispositifs différentiels à courant résiduel"
 Rapport d'étude, Chalon sur Saône, juin 2000
- [SURE99] G. SURECH, H. TOLIYAT, D. RENDUSARA, P. ENJETI
 "Predicting the transient effects of PWM voltage on the stator winding of randomwound induction motor"
 IEEE Trans. On Power Electronic vol. 14, Janvier 1999, pp 23-30
- [ZHONG95] E. ZHONG, T. A. LIPO
 "Improvements in EMC performance of inverter-fed motor drives"
 IEEE, Transactions on industry applications, vol. 31, n°6, novembre/décembre 1995, pp1247-1256
- [ZHON96] E. ZHONG, T. A. LIPO, J.R. JAESCHKE, D. GRITTER
 "Analytical estimation and reduction of conducted EMI emissions in high power PWM inverter drives"
 Congrès PESC 1996, actes du congrès, vol. 2, pp1169-1175.